

Alciatore

621.381

ALC

Tercera edición

Introducción a la

MECATRÓNICA

y los sistemas de medición

INTRODUCCIÓN A LA MECATRÓNICA Y LOS SISTEMAS DE MEDICIÓN proporciona un panorama accesible del campo en evolución de la mecatrónica. David G. Alciatore y Michael B. Hystand dieron pasos cuidadosos para presentar los fundamentos del análisis y diseño de sistemas mecatrónicos. Este texto se ha probado en clase durante muchos años para garantizar su precisión.

El nuevo material en la tercera edición incluye:

- Expansión de la cobertura sobre programación e interfaces de microcontroladores, incluidos nuevos ejemplos de diseño.
- Iconos visuales a lo largo del libro que resaltan las referencias cruzadas a extensos recursos en línea que incluyen demostraciones en video, ejemplos con MathCAD, ejercicios de laboratorio y ligas a información útil en Internet.
- Expansión del capítulo acerca de adquisición de datos con una introducción a LabView.
- Introducción a la teoría de control y su aplicación en los sistemas mecatrónicos.

Otras características notables incluyen:

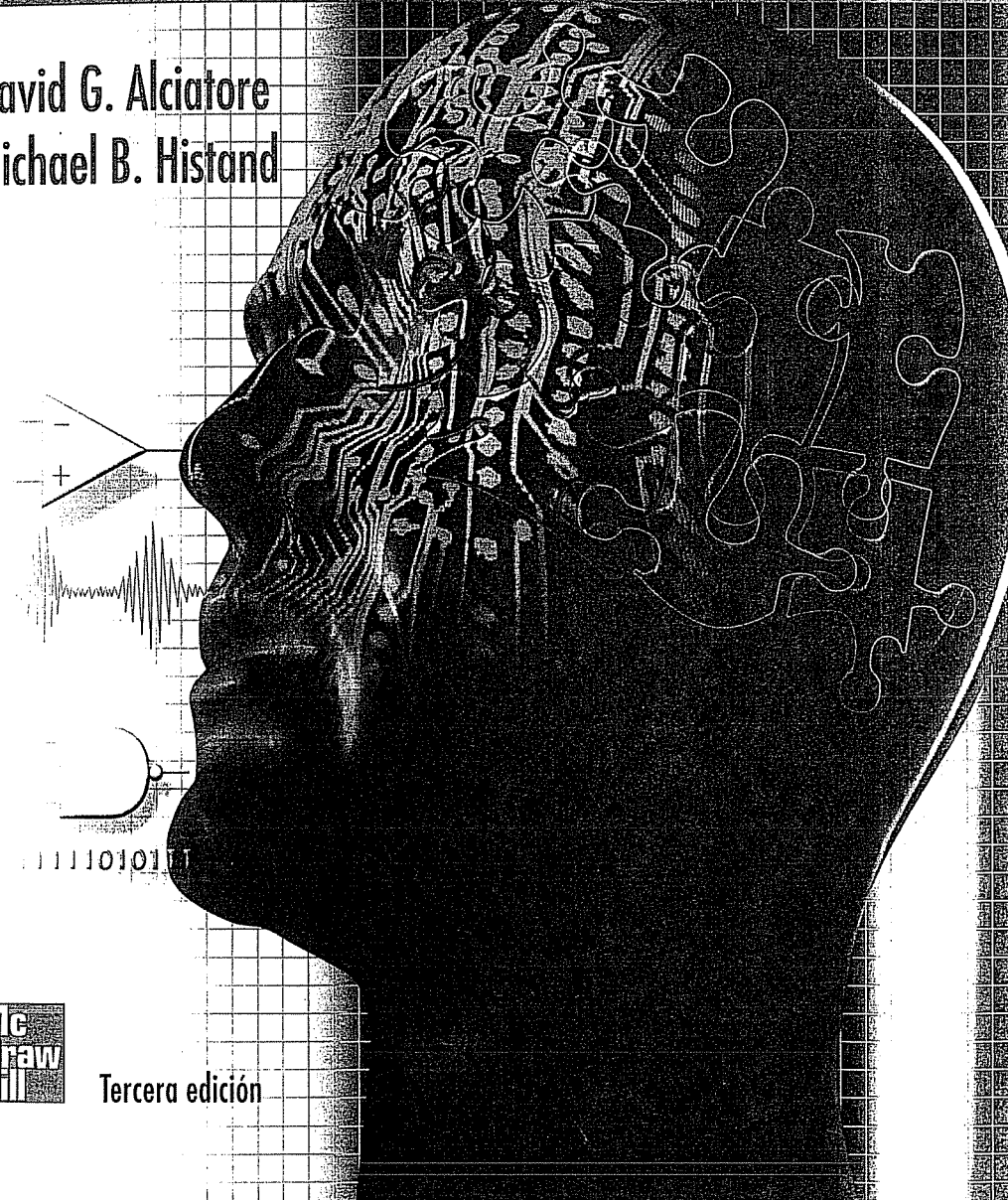
- El enfoque del texto en sistemas de medición, circuitos y electrónica, interfaces, sensores y actuadores, así como en el análisis y síntesis de sistemas mecatrónicos, proporciona un panorama interdisciplinario completo de este campo en evolución.
- Numerosos ejemplos y problemas ayudan a los estudiantes a probar su comprensión de los conceptos.
- Temas para discusión en clase que incitan el pensamiento y que se pueden usar para un aprendizaje activo en el salón de clases.
- Los objetivos de cada capítulo establecen con claridad metas y expectativas de aprendizaje.
- Los apéndices, que incluyen uno acerca de fundamentos de medición, proporcionan una extensa revisión del material complementario.

Introducción a la

MECATRÓNICA

y los sistemas de medición

David G. Alciatore
Michael B. Hystand



Graw-Hill
Iraamericana

The McGraw-Hill Companies

170-970-10-6385-9
170-10-6385-6



Visite nuestra página WEB
www.mcgraw-hill-educacion.com



Tercera edición

Introducción a la Mecatrónica y los sistemas de medición

Tercera edición

David G. Alciatore

*Department of Mechanical Engineering
Colorado State University*

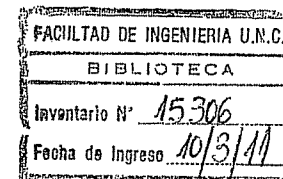
Michael B. Hstand

*Department of Mechanical Engineering
Colorado State University*

Revisión técnica:

Serafín Castañeda Cedeño

*Departamento de Ingeniería Mecatrónica
Universidad Nacional Autónoma de México*



MÉXICO • BOGOTÁ • BUENOS AIRES • CARACAS • GUATEMALA
LISBOA • MADRID • NUEVA YORK • SAN JUAN • SANTIAGO
AUCKLAND • LONDRES • MILÁN • MONTREAL • NUEVA DELHI
SAN FRANCISCO • SINGAPUR • SAN LUIS • SYDNEY • TORONTO

Director Higher Education: Miguel Ángel Toledo Castellanos
Director editorial: Ricardo A. del Bosque Alayón
Editor sponsor: Pablo E. Roig Vázquez
Editora de desarrollo: Lorena Campa Rojas
Supervisor de producción: Zeferino García García

Traducción: Víctor Campos Olguín

INTRODUCCIÓN A LA MECATRÓNICA Y LOS SISTEMAS DE MEDICIÓN

Tercera edición

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



DERECHOS RESERVADOS © 2008, respecto a la tercera edición en español por
McGraw-Hill/INTERAMERICANA EDITORES, S.A. DE C.V.
A Subsidiary of The McGraw-Hill Companies, Inc.

Edificio Punta Santa Fe
Prolongación Paseo de la Reforma 1015, Torre A,
Piso 17, Colonia Desarrollo Santa Fe,
Delegación Álvaro Obregón
C.P. 01376, México, D. F.
Miembro de la Cámara Nacional de la Industria Editorial Mexicana, Reg. Núm. 736

Fotografía de portada: Getty Images/Nick Koudis

ISBN-13: 978-970-10-6385-9
ISBN-10: 970-10-6385-6

Traducido de la tercera edición en inglés de la obra INTRODUCTION TO MECHATRONICS AND
MEASUREMENT SYSTEMS, by David G. Alciatore and Michael B. Hstand. Copyright © 2007
by The McGraw-Hill Companies, Inc. All rights reserved.

ISBN-13: 978-0-07-296305-2

1234567890

09765432108

Impreso en México en diciembre del 2007
Impreso por Litográfica Ingramex

Printed in Mexico in december 2007
Printed by Litográfica Ingramex

CONTENIDO

Listas ix

Figuras ix
Tablas xv
Temas para discusión en clase xvi
Ejemplos xviii
Ejemplos de diseño xix
Ejemplos de diseño encadenado xx

Prefacio xxi

Capítulo 1

Introducción 1

- 1.1 Mecatrónica 1
- 1.2 Sistemas de medición 4
- 1.3 Ejemplos de diseño 5

Capítulo 2

Circuitos eléctricos y sus componentes 12

- 2.1 Introducción 13
- 2.2 Elementos eléctricos básicos 15
 - 2.2.1 Resistencia 15
 - 2.2.2 Capacitor 20
 - 2.2.3 Inductor 21
- 2.3 Leyes de Kirchhoff 22
 - 2.3.1 Circuito de resistencias en serie 24
 - 2.3.2 Circuito de resistencias en paralelo 26
- 2.4 Fuentes y medidores de voltaje
y corriente 29
- 2.5 Circuitos equivalentes de Thevenin
y Norton 34
- 2.6 Análisis de circuitos de corriente
alterna 36

- 2.7 Potencia en circuitos eléctricos 42
- 2.8 Transformador 43
- 2.9 Acoplamiento de impedancia 45
- 2.10 Aterrizado e interferencia eléctrica 47
 - 2.10.1 Seguridad eléctrica 49

Capítulo 3

Electrónica de semiconductores 58

- 3.1 Introducción 59
- 3.2 La física de semiconductores como base
para comprender los dispositivos
electrónicos 59
- 3.3 Diodo de unión 60
 - 3.3.1 Diodo zener 65
 - 3.3.2 Reguladores de voltaje 70
 - 3.3.3 Diodos optoelectrónicos 71
 - 3.3.4 Análisis de circuitos de diodo 73
- 3.4 Transistor bipolar de unión 75
 - 3.4.1 Física del transistor bipolar 75
 - 3.4.2 Circuito con transistor
emisor común 77
 - 3.4.3 Interruptor con transistor bipolar 79
 - 3.4.4 Paquetes de transistor bipolar 81
 - 3.4.5 Transistor Darlington 82
 - 3.4.6 Fototransistor y optoaislante 82
- 3.5 Transistores de efecto de campo 84
 - 3.5.1 Comportamiento de los transistores
de efecto de campo 85
 - 3.5.2 Símbolos que representan transistores
de efecto de campo 87
 - 3.5.3 Aplicaciones de los MOSFET 88

Capítulo 4**Respuesta de sistema 98**

- 4.1 Respuesta de sistema 99
- 4.2 Linealidad de la amplitud 100
- 4.3 Representación de señales con series de Fourier 101
- 4.4 Ancho de banda y respuesta de frecuencia 105
- 4.5 Linealidad de la fase 110
- 4.6 Distorsión de señales 111
- 4.7 Características dinámicas de los sistemas 113
- 4.8 Sistema de orden cero 113
- 4.9 Sistema de primer orden 115
 - 4.9.1 Prueba experimental de un sistema de primer orden 117
- 4.10 Sistema de segundo orden 118
 - 4.10.1 Respuesta escalón de un sistema de segundo orden 122
 - 4.10.2 Respuesta en frecuencia de un sistema 124
- 4.11 Modelado y analogía entre sistemas 132

Capítulo 5**Procesamiento de señales analógicas con el uso de amplificadores operacionales 143**

- 5.1 Introducción 144
- 5.2 Amplificadores 144
- 5.3 Amplificadores operacionales 145
- 5.4 Modelo ideal para el amplificador operacional 146
- 5.5 Amplificador inversor 149
- 5.6 Amplificador no inversor 151
- 5.7 Sumador 154
- 5.8 Amplificador diferencial 154
- 5.9 Amplificador de instrumentación 157
- 5.10 Integrador 159
- 5.11 Diferenciador 160
- 5.12 Circuito de muestreo y retención 161

5.13 Comparador 162**5.14 El amp op real 163**

- 5.14.1 Parámetros importantes de las hojas de datos de los amp op 164

Capítulo 6**Circuitos digitales 180**

- 6.1 Introducción 181
- 6.2 Representaciones digitales 182
- 6.3 Lógica combinacional y clases de lógica 185
- 6.4 Diagramas de tiempos 188
- 6.5 Álgebra booleana 189
- 6.6 Diseño de compuertas lógicas 191
 - 6.6.1 Defina el problema en palabras 191
 - 6.6.2 Escriba enunciados lógicos 192
 - 6.6.3 Escriba la expresión booleana 192
 - 6.6.4 Realización AND 193
 - 6.6.5 Dibuje el diagrama de circuito 193
- 6.7 Cómo encontrar una expresión booleana dada una tabla de verdad 194
- 6.8 Lógica secuencial 196
- 6.9 Flip-flops 197
 - 6.9.1 Disparadores de flip-flops 198
 - 6.9.2 Entradas asíncronas 200
 - 6.9.3 Flip-flop D 201
 - 6.9.4 Flip-flop JK 202
- 6.10 Aplicaciones de los flip-flops 204
 - 6.10.1 Eliminación de rebotes (debouncing) en interruptor 204
 - 6.10.2 Registro de datos 206
 - 6.10.3 Contador binario y divisor de frecuencia 206
 - 6.10.4 Interfaces en serie y en paralelo 206
- 6.11 Circuitos integrados TTL y CMOS 208
 - 6.11.1 Uso de hojas de datos de CI del fabricante 210
 - 6.11.2 Configuraciones de salida del CI digital 212
 - 6.11.3 Interfaces entre dispositivos TTL y CMOS 214

6.12 Circuitos integrados digitales**de uso especial 217**

- 6.12.1 Contador de décadas 217
- 6.12.2 Disparador Schmitt 221
- 6.12.3 Temporizador 555 222

6.13 Diseño de sistemas con circuitos integrados 224

- 6.13.1 Símbolos digitales estándar IEEE 228

Capítulo 7**Programación e interfaces de microcontroladores 238**

- 7.1 Microprocesadores y microcomputadoras 239
- 7.2 Microcontroladores 241
- 7.3 El microcontrolador PIC16F84 244
- 7.4 Programación de un PIC 248
- 7.5 PicBasic Pro 254
 - 7.5.1 Fundamentos de programación en PicBasic Pro 254
 - 7.5.2 Ejemplos de programación en PicBasic Pro 262
- 7.6 Uso de interruptores 273
- 7.7 Interfaz PIC con periféricos comunes 277
 - 7.7.1 Teclado numérico 277
 - 7.7.2 Pantalla LCD 280
- 7.8 Interfaces al PIC 285
 - 7.8.1 Entrada digital al PIC 287
 - 7.8.2 Salida digital desde el PIC 287
- 7.9 Método para diseñar un sistema con base en microcontrolador 289

Capítulo 8**Adquisición de datos 317**

- 8.1 Introducción 318
- 8.2 Teoría de cuantización 321
- 8.3 Conversión analógico digital 323
 - 8.3.1 Introducción 323
 - 8.3.2 Convertidores analógico digital 327

- 8.4 Conversión digital analógico 329
- 8.5 Instrumentación virtual, adquisición de datos y control 334

Capítulo 9**Sensores 338**

- 9.1 Introducción 339
- 9.2 Medición de posición y velocidad 339
 - 9.2.1 Sensores e interruptores de proximidad 340
 - 9.2.2 Potenciómetro 342
 - 9.2.3 Transformador lineal diferencial variable 342
 - 9.2.4 Codificador óptico digital 346
- 9.3 Medición de esfuerzo y deformación 354
 - 9.3.1 Medidor de deformación de resistencia eléctrica 354
 - 9.3.2 Medición de cambios de resistencia con un puente de Wheatstone 358
 - 9.3.3 Medición de diferentes estados de esfuerzo con medidores de deformación 362
 - 9.3.4 Medición de fuerza con celdas de carga 367
- 9.4 Medición de temperatura 370
 - 9.4.1 Termómetro de vidrio 370
 - 9.4.2 Bimetálico 371
 - 9.4.3 Termómetro de resistencia eléctrica 371
 - 9.4.4 Termocople 372
- 9.5 Medición de vibración y aceleración 379
 - 9.5.1 Acelerómetro piezoeléctrico 384
- 9.6 Medición de presión y flujo 387
- 9.7 Sensores semiconductores y dispositivos microelectromecánicos 387

Capítulo 10**Actuadores 392**

- 10.1 Introducción 393
- 10.2 Principios electromagnéticos 393
- 10.3 Solenoides y relevadores 394

10.4 Motores eléctricos	396
10.5 Motores de CD	402
10.5.1 Ecuaciones eléctricas para motor de CD	405
10.5.2 Ecuaciones dinámicas de un motor de CD de imán permanente	405
10.5.3 Control electrónico de un motor de CD de imán permanente	407
10.6 Motores de pasos	413
10.6.1 Circuitos impulsores del motor de pasos	418
10.7 Selección de un motor	422
10.8 Hidráulica	426
10.8.1 Válvulas hidráulicas	428
10.8.2 Actuadores hidráulicos	431
10.9 Neumáticos	432
 Capítulo 11	
Sistemas mecatrónicos: arquitecturas de control y casos de estudio	436
11.1 Introducción	437
11.2 Arquitecturas de control	437
11.2.1 Circuitos analógicos	437
11.2.2 Circuitos digitales	438
11.2.3 Controlador lógico programable	438
11.2.4 Microcontroladores y DSP	438
11.2.5 Computadora en una sola placa	439
11.2.6 Computadora personal	439
11.3 Introducción a la teoría del control	439
11.3.1 Motor de CD controlado por armadura	440
11.3.2 Respuesta de lazo abierto	442
11.3.3 Control por retroalimentación de un motor de CD	443

11.3.4 Diseño empírico de controlador	446
11.3.5 Implementación del controlador	448
11.3.6 Conclusión	449
11.4 Caso de estudio 1: brazo robótico controlado mioeléctricamente	449
11.5 Caso de estudio 2: diseño mecatrónico de un contador de monedas	462
11.6 Caso de estudio 3: diseño mecatrónico de una máquina caminadora robótica	471
11.7 Lista de varios sistemas mecatrónicos	477

Apéndice A

Fundamentos de medición 479

A.1 Sistemas de unidades	479
A.1.1 Tres clases de unidades SI	481
A.1.2 Factores de conversión	483
A.2 Cifras significativas	484
A.3 Estadística	486
A.4 Análisis del error	489
A.4.1 Reglas para la estimación de errores	489

Apéndice B

Principios físicos 492

Apéndice C

Mecánica de materiales 497

C.1 Relaciones de esfuerzo y deformación	497
---	-----

Índice 501

FIGURAS

1.1 Componentes de un sistema mecatrónico	3	2.19 Fuente de corriente real con impedancia de salida	31
1.2 Componentes de una impresora de inyección de tinta	3	2.20 Amperímetro real con impedancia de entrada	31
1.3 Elementos de un sistema de medición	4	2.21 Voltímetro real con impedancia de entrada	31
1.4 Diagrama funcional del control de velocidad para el motor de CD	6	2.22 Ejemplos de multímetros digitales disponibles en el mercado	32
1.5 Fotografía del control de velocidad con amplificador de potencia	7	2.23 Ejemplo de un osciloscopio disponible en el mercado	32
1.6 Diagrama funcional del controlador de posición y velocidad de un motor de pasos	8	2.24 Ejemplo que ilustra el teorema de Thevenin	35
1.7 Fotografía del control de posición y de un motor de pasos	8	2.25 Circuito equivalente Thevenin	35
1.8 Diagrama funcional para el control de posición y velocidad de un motor de CD	9	2.26 Circuito equivalente de Norton	36
1.9 Fotografía del control de posición y velocidad del motor de CD	10	2.27 Forma de onda senoidal	36
2.1 Circuitos eléctricos	14	2.28 Señal senoidal con desplazamiento de CD	37
2.2 Terminología del circuito eléctrico	14	2.29 Representación de fasores de una señal senoidal	39
2.3 Símbolos esquemáticos para los elementos eléctricos básicos	15	2.30 Potencia en un elemento del circuito	42
2.4 Ejemplos de elementos de circuito básicos	16	2.31 Transformador	44
2.5 Relación voltaje-corriente para una resistencia ideal	16	2.32 Terminación de señal	45
2.6 Resistencia de alambre	17	2.33 Sintonía de acoplamiento de impedancia: cuerda	45
2.7 Embalaje de resistencias	18	2.34 Acoplamiento de impedancia	46
2.8 Ejemplos de empaquetado de resistencia	18	2.35 Tierra común	47
2.9 Bandas de color de resistencia axial	19	2.36 Acoplamiento inductivo	48
2.10 Símbolos esquemáticos del potenciómetro	20	2.37 Enchufe de potencia de CA de tres terminales	49
2.11 Capacitor de placas paralelas	20	3.1 Bandas de valencia y conducción de materiales	60
2.12 Acoplamiento de flujo inductor	22	3.2 Características de la unión pn	61
2.13 Ley de voltaje de Kirchhoff	23	3.3 Diodo de silicio	62
2.14 Ley de corriente de Kirchhoff	25	3.4 Ejemplos de diodos comunes	62
2.15 Circuito de resistencias en serie	25	3.5 Analogía de diodo como válvula "check"	63
2.16 Circuito de resistencias en paralelo	27	3.6 Curvas de diodo ideal, aproximado y real	63
2.17 Fuente de voltaje real con impedancia de salida	30	3.7 Símbolo de diodo zener y relación corriente-voltaje	66
2.18 Ejemplo de fuentes de voltaje disponibles en el mercado	30	3.8 Regulador de voltaje con diodo zener	66
		3.9 Circuito regulador de voltaje con diodo zener	68

- 3.10 Suministro de 15 V de CD regulada 70
- 3.11 Regulador ajustable de 1.2 a 37 V 71
- 3.12 Diodo emisor de luz 72
- 3.13 Circuito LED típico en sistemas digitales 72
- 3.14 Circuito detector de luz con fotodiodo 72
- 3.15 Transistor bipolar de unión npn 75
- 3.16 Transistor de unión bipolar pnp 76
- 3.17 Circuito emisor común 77
- 3.18 Características de emisor común para un transistor 78
- 3.19 Circuito interruptor con transistor 79
- 3.20 Modelos para estados de interruptor con transistor 79
- 3.21 Paquetes de transistores bipolares 81
- 3.22 Varios paquetes comunes de transistores 82
- 3.23 Par Darlington 82
- 3.24 Optoaislante 82
- 3.25 MOSFET canal n de modo mejorado 85
- 3.26 Formación de canal n en MOSFET del modo mejorado 85
- 3.27 Curvas características del MOSFET canal n de modo mejorado 86
- 3.28 MOSFET canal p de modo mejorado 87
- 3.29 Símbolos esquemáticos de transistores de efecto de campo 88
- 3.30 Circuito interruptor de potencia MOSFET 88
- 3.31 Circuito interruptor analógico MOSFET 89
- 4.1 Entrada-salida del sistema de medición 99
- 4.2 Linealidad y no linealidad de la amplitud 100
- 4.3 Onda cuadrada 103
- 4.4 Descomposición armónica de una onda cuadrada 104
- 4.5 Espectro de una onda cuadrada 104
- 4.6 Respuesta de frecuencia y ancho de banda 105
- 4.7 Efecto del sistema de medición del ancho de banda sobre el espectro de la señal 107
- 4.8 Relación entre fase y desplazamiento en el tiempo 110
- 4.9 Distorsión de amplitud de una onda cuadrada 111
- 4.10 Distorsión de fase de una onda cuadrada 112
- 4.11 Potenciómetro de desplazamiento 114
- 4.12 Respuesta de primer orden 117
- 4.13 Determinación experimental de τ 118
- 4.14 Sistema mecánico de segundo orden y diagrama de cuerpo libre 119
- 4.15 Registradora de cinta como ejemplo de un sistema de segundo orden 119
- 4.16 Respuesta transitoria de los sistemas de segundo orden 122
- 4.17 Respuestas escalón de un sistema de segundo orden 123
- 4.18 Características de una respuesta escalón subamortiguada 123
- 4.19 Respuesta en amplitud de sistema de segundo orden 126
- 4.20 Respuesta de fase de sistema de segundo orden 127
- 4.21 Ejemplo de analogías de sistema 133
- 4.22 Ejemplo de analogías de un sistema mecánico 135
- 4.23 Comienzo del esquema análogo 135
- 4.24 Ejemplo de analogía de un sistema eléctrico 136
- 5.1 Modelo de amplificador 145
- 5.2 Representación esquemática y terminología del amp op 146
- 5.3 Retroalimentación del amp op 147
- 5.4 Circuito equivalente del amp op 147
- 5.5 Configuración de pines (pin-out) del amp op 741 148
- 5.6 Diseño interno del 741 149
- 5.7 Amplificador inversor 150
- 5.8 Circuito equivalente para un amplificador inversor 150
- 5.9 Ilustración de la inversión 151
- 5.10 Amplificador no inversor 151
- 5.11 Circuito equivalente para un amplificador no inversor 152
- 5.12 Buffer o seguidor 152
- 5.13 Circuito sumador 155
- 5.14 Circuito amplificador diferencial 155
- 5.15 Amplificador diferencial con V_2 en corto 155
- 5.16 Amplificador diferencial con V_1 en corto 156
- 5.17 Amplificador de instrumentación 157
- 5.18 Integrador ideal 159
- 5.19 Integrador mejorado 160
- 5.20 Diferenciador 161
- 5.21 Circuito de muestra y retención 162
- 5.22 Comparador 162

- 5.23 Comparador con salida de colector abierto 163
- 5.24 Efecto de la velocidad de salto en una onda cuadrada 164
- 5.25 Respuesta típica de lazo abierto y cerrado de amp op 165
- 5.26 Ejemplo de hoja de datos de amp op 167
- 5.27 Amp op TL071 con entrada FET 169
- 6.1 Señales analógicas y digitales 181
- 6.2 Diagrama de tiempo de la compuerta AND 188
- 6.3 Diagrama de tiempo de la compuerta OR 188
- 6.4 Esquema de realización AND del sistema de seguridad 193
- 6.5 Flancos de pulso de reloj 196
- 6.6 Flip-flop RS 197
- 6.7 Diseño interno y temporización del flip-flop RS 198
- 6.8 Flip-flops RS activados por flanco 199
- 6.9 Diagrama de tiempos para flip-flop RS activado por flanco positivo 200
- 6.10 Latch 200
- 6.11 Diagrama de tiempos para latch 200
- 6.12 Funciones preset y clear del flip-flop 201
- 6.13 Flip-flop D activado por flanco positivo 201
- 6.14 Flip-flop JK activado por flanco negativo 202
- 6.15 Flip-flop T activado por flanco positivo 203
- 6.16 Rebote de interruptor 205
- 6.17 Circuito eliminador de rebotes de interruptor 205
- 6.18 Registro de datos de 4 bits 206
- 6.19 Contador binario de 4 bits 207
- 6.20 Convertidor serial a paralelo 207
- 6.21 Convertidor de paralelo a serial 207
- 6.22 Niveles de entrada y salida para TTL y CMOS 208
- 6.23 Circuitos de salida TTL y CMOS 209
- 6.24 Diseño interno de compuerta NAND 211
- 6.25 Configuración de pines del CI de compuerta QUAD NAND 212
- 6.26 Hoja de datos para CI de compuerta DM74LS00 NAND 213
- 6.27 Diseño interno del CMOS 4011B de compuerta NAND 214
- 6.28 Hoja de datos de CI de CMOS 4011B de compuerta NAND 215
- 6.29 Salida de colector abierto con resistor elevador 215
- 6.30 Interfaces TTL a dispositivos digitales 216
- 6.31 Interfaces de CMOS a dispositivos digitales 217
- 6.32 Temporización del contador de décadas 218
- 6.33 Contadores de décadas en cascada 218
- 6.34 Display de siete segmentos 219
- 6.35 Display de dos dígitos y un decodificador 7447 219
- 6.36 Diseño interno 7447 220
- 6.37 Circuito de salida 7447 220
- 6.38 Entrada y salida de un disparador Schmitt 221
- 6.39 Circuito eliminador de rebotes del disparador Scmitt SPST 221
- 6.40 Diagrama de bloques del CI 555 222
- 6.41 Configuración de pines del 555 223
- 6.42 Multivibrador monoestable (un tiro) 223
- 6.43 Temporización de un tiro 224
- 6.44 Generador de pulso a estable 224
- 6.45 Símbolos estándar IEEE para CI digitales 228
- 7.1 Arquitectura de la microcomputadora 240
- 7.2 Componentes de un microcontrolador típico con todas sus características 243
- 7.3 Diagrama de bloques PIC16F84 245
- 7.4 Configuración de pines y componentes externos requeridos por el microcontrolador PIC16F84 246
- 7.5 Componentes PIC16F84 requeridos en una protoboard 247
- 7.6 Circuito de restablecimiento del interruptor 248
- 7.7 Esquema de circuito para el ejemplo flash.bas 255
- 7.8 Esquema de ejemplo de interrupción 276
- 7.9 Teclado numérico 278
- 7.10 Fotografía de teclados numéricos de 12 y 16 teclas 278
- 7.11 Esquema de teclado numérico e interfaz PIC 279
- 7.12 Fotografía de un LCD 281
- 7.13 Interfaz PIC LCD 282
- 7.14 Diagrama de bloques para pines del RA0 al RA3 286

- 7.15 Diagrama de bloques para el pin RA4 286
- 7.16 Diagrama de bloques para pines del RB4 al RB7 286
- 7.17 Diagrama de bloques para pines del RB0 al RB3 286
- 7.18 Circuitos de interfaz para dispositivos de entrada 287
- 7.19 Circuitos de interfaz para dispositivos de salida 288
- 7.20 Bloques constructores del diagrama de flujo de software 290
- 8.1 Señal analógica y muestreo equivalente 318
- 8.2 "Aliasing" generado por un submuestreo 319
- 8.3 Conversión analógica a digital 322
- 8.4 Componentes usados en la conversión A/D 323
- 8.5 Tipos de productos de adquisición de datos 324
- 8.6 Ejemplo de adquisición de datos y tarjeta de control 325
- 8.7 Ejemplo de la arquitectura de la tarjeta de control y adquisición de datos 326
- 8.8 Tiempo de apertura de conversión A/D 326
- 8.9 Convertidor A/D de aproximación sucesiva 327
- 8.10 Conversión A/D por aproximación sucesiva de 4 bits 328
- 8.11 Convertidor A/D flash 329
- 8.12 Convertidor D/A de resistencia en escalera de 4 bits 330
- 8.13 Convertidor D/A de resistencia en escalera de 4 bits con entrada digital 0001 330
- 8.14 Hardware de control de computadora 333
- 8.15 Ejemplo común de una interfaz gráfica de usuario creada con LabVIEW 335
- 8.16 Ejemplo del diagrama de bloques LabVIEW 336
- 9.1 Varias configuraciones para pares fotoemisor-detector 340
- 9.2 Ejemplo de un par fotoemisor-detector en un solo alojamiento 340
- 9.3 Interruptores 341
- 9.4 Fotografía de varios tipos de interruptores 341
- 9.5 Potenciómetro 342
- 9.6 Fotografía de un pot de ajuste y un pot giratorio 343
- 9.7 Transformador lineal diferencial variable 343
- 9.8 Rango lineal de LVDT 344
- 9.9 Desmodulación de LVDT 344
- 9.10 Filtro de salida LVDT 345
- 9.11 LVDT comercial 345
- 9.12 Componentes de un codificador óptico 346
- 9.13 Patrones de pista del disco codificador absoluto de código gray de 4 bits 347
- 9.14 Patrones de pista de disco codificador absoluto binario natural de 4 bits 348
- 9.15 Conversión de código de grises a código binario 349
- 9.16 Patrones de pista de disco codificador incremental 350
- 9.17 Dirección y resolución del sensado en cuadratura 350
- 9.18 Circuito decodificador en cuadratura 1X 351
- 9.19 Construcción de medidores de deformación (strain gauge) de hoja metálica 355
- 9.20 Aplicación del medidor de deformación 356
- 9.21 Conductor rectangular 356
- 9.22 Circuito de puente balanceado estático 359
- 9.23 Circuito de puente desbalanceado dinámico 360
- 9.24 Efectos de alambrado en circuitos de puente 1/4 361
- 9.25 Compensación de temperatura con un medidor dummy en un circuito de medio puente 362
- 9.26 Barra bajo esfuerzo no axial 363
- 9.27 Esfuerzo biaxial en un contenedor de presión largo con pared delgada 363
- 9.28 Estado general de esfuerzo planar sobre la superficie de un componente 365
- 9.29 Variedad de configuraciones de medidores de deformación (straingauges) y rosetas 365
- 9.30 Configuraciones más comunes de medidores de deformación tipo rosetas 365
- 9.31 Roseta rectangular de medidores de deformación 366
- 9.32 Varias rosetas comerciales de tres calibradores 366
- 9.33 Celdas de carga axiales típicas 368

- 9.34 Bimetálico 371
- 9.35 Unión termoelectrica 372
- 9.36 Circuito termocople 372
- 9.37 Ley de temperaturas de los alambres 373
- 9.38 Ley de metales de alambre intermedio 373
- 9.39 Ley de metales de unión intermedia 374
- 9.40 Ley de temperaturas intermedias 374
- 9.41 Ley de metales intermedios 374
- 9.42 Configuración de termocople estándar 375
- 9.43 Unión de alambres de metales seleccionados 375
- 9.44 Termopila 376
- 9.45 Tipos y características de los termocoples 378
- 9.46 Referencias de desplazamiento de acelerómetro y diagrama de cuerpo libre 379
- 9.47 Respuesta de amplitud del acelerómetro ideal 382
- 9.48 Respuesta de fase del acelerómetro ideal 382
- 9.49 Respuesta de amplitud del medidor de vibraciones 383
- 9.50 Construcción de un acelerómetro piezoeléctrico 384
- 9.51 Circuito equivalente para cristal piezoeléctrico 385
- 9.52 Equivalente Thevenin de cristal piezoeléctrico 385
- 9.53 Respuesta de frecuencia del acelerómetro piezoeléctrico 386
- 9.54 Dispositivo transpondedor de onda acústica de superficie 388
- 10.1 Regla de la mano derecha para fuerza magnética 394
- 10.2 Solenoides 395
- 10.3 Bobina 395
- 10.4 Fotografía de una bobina de bocina con núcleo de hierro 396
- 10.5 Clasificación de configuración de motores eléctricos 397
- 10.6 Construcción de motor y terminología 397
- 10.7 Ejemplos de motores comerciales 398
- 10.8 Interacción campo-corriente del motor eléctrico 399
- 10.9 Conmutador de motor eléctrico de seis devanados 399
- 10.10 Interacción campo-campo de motor eléctrico 401
- 10.11 Curva torque-velocidad de motor 403
- 10.12 Esquema de motor de CD de imán permanente y curva torque-velocidad 403
- 10.13 Esquema de motor de CD shunt y curva torque-velocidad 403
- 10.14 Esquema de motor de CD en serie y curva torque-velocidad 403
- 10.15 Esquema de motor de CD compuesto y curva torque-velocidad 403
- 10.16 Circuito equivalente de armadura de motor 404
- 10.17 Características de un motor de CD de imán permanente 406
- 10.18 Modulación por ancho de pulso de un motor de CD 408
- 10.19 Control de retroalimentación de velocidad PWM 409
- 10.20 Voltaje PWM y corriente del motor 409
- 10.21 Secuencia de pasos del motor de pasos 414
- 10.22 Respuesta dinámica de un solo paso 415
- 10.23 Curvas torque-velocidad del motor de pasos 415
- 10.24 Esquema de bobina de campo del motor de pasos unipolar estándar 416
- 10.25 Ejemplo de un motor de pasos unipolar 417
- 10.26 Configuración típica del rotor y estator de un motor de pasos 418
- 10.27 Rotor real del motor de pasos 418
- 10.28 Circuito impulsor de paso completo del motor de pasos unipolar 418
- 10.29 Diagrama de tiempos para el circuito impulsor de paso completo del motor de pasos unipolar 419
- 10.30 Curvas de desempeño típicas del motor de pasos 423
- 10.31 Curvas de desempeño típicas del servomotor 423
- 10.32 Velocidad operativa del motor 425
- 10.33 Componentes del sistema hidráulico 426
- 10.34 Bomba de engranes 426
- 10.35 Bomba de álabes 427
- 10.36 Bomba de pistón de plato oblicuo 427
- 10.37 Regulador de presión 428
- 10.38 Esquema de válvula 4/3 428
- 10.39 Cilindro hidráulico de doble acción 428
- 10.40 Válvulas de retención y de resorte 429
- 10.41 Válvula de carrete 430

- 10.42 Válvula de carrete operada por piloto 430
- 10.43 Cilindros de efecto simple y doble 431
- 10.44 Ejemplo de mecanismos activados por un cilindro hidráulico 431
- 10.45 Componentes del sistema neumático 432
- 11.1 Motor de CD controlado por armadura 442
- 11.2 Diagrama de bloques para el sistema de motor de CD (planta) 442
- 11.3 Diagrama de bloques del modelo en Simulink 443
- 11.4 Salida de velocidad angular para un voltaje de entrada en escalón 443
- 11.5 Sistema de control por retroalimentación 444
- 11.6 Modelo en Simulink de un ejemplo de motor con un controlador PID 445
- 11.7 Efectos de varias ganancias proporcionales 445
- 11.8 Efectos de varias ganancias derivativas 446
- 11.9 Efectos de varias ganancias integrales 447
- 11.10 Controlador PID analógico construido a partir de circuitos amp op 448
- 11.11 Fases del proyecto 450
- 11.12 Visión general del sistema 452
- 11.13 Convertidor de nivel MAX232 454
- 11.14 Puerto serial 454
- 11.15 Diagrama de circuito de acondicionamiento 455
- 11.16 Plantilla PCB del circuito de acondicionamiento 456
- 11.17 Fotografía del circuito de acondicionamiento 456
- 11.18 PIC al circuito de interfaz Adept 457
- 11.19 Diagrama de flujo PIC del convertidor A/D 458
- 11.20 Diagrama de flujo de la interfaz PIC 458
- 11.21 Ejemplo de mecanismos de presentación para el contador de monedas 463
- 11.22 Arreglo de sensor y diseño del dosificador 465
- 11.23 Salidas TTL correspondientes a diferentes monedas 466
- 11.24 Diseño de contador 1 467
- 11.25 Diseño de contador 2 469
- 11.26 Máquinas caminadoras diseñadas por estudiantes de la Universidad Estatal de Colorado 473
- 11.27 Marco de aluminio y piernas neumáticas telescópicas 474
- 11.28 Diagrama de flujo para rutina de movimiento hacia adelante 475
- 11.29 Sistema neumático 476
- 11.30 Puertos de computadora y tarjeta I/O 476
- A.1 Histograma de datos experimentales 487
- A.2 Distribuciones de datos 487
- A.3 Exactitud y precisión 490
- C.1 Deformación axial y transversal de una barra cilíndrica 498
- C.2 Estado general de esfuerzo plano y esfuerzos principales 499
- C.3 Círculo de Mohr de esfuerzos planos 500

TABLAS

- 2.1 Resistividades de conductores comunes 17
- 2.2 Códigos de color de las bandas de una resistencia 19
- 4.1 Analogías de modelado de sistemas de segundo orden 132
- 6.1 Conversión decimal a binario 183
- 6.2 Símbolos hexadecimales y equivalentes 184
- 6.3 Operaciones lógicas combinacionales 186
- 6.4 Tabla de verdad para el flip-flop RS 198
- 6.5 Tabla de verdad para flip-flop RS activado por flanco positivo 199
- 6.6 Tabla de verdad para latch 200
- 6.7 Tabla de verdad para flip-flop D activado por flanco positivo 201
- 6.8 Tabla de verdad para un flip-flop JK activado por flanco negativo 203
- 6.9 Tabla de verdad para flip-flop T activado por flanco positivo 203
- 6.10 Codificación BCD para el contador de décadas 7490 218
- 6.11 Decodificador BCD 7447 a siete segmentos 219
- 7.1 Descripciones de nombres de pin del PIC16F84 247
- 7.2 Conjunto de instrucciones del PIC16F84 249
- 7.3 Operadores matemáticos y funciones PicBasic Pro seleccionados 257
- 7.4 Operadores de comparación lógica PicBasic Pro 259
- 7.5 Resumen de enunciados PicBasic Pro 260
- 7.6 Descripciones de pines de la pantalla de cristal líquido 282
- 8.1 Salida de convertidor flash de 2 bits 329
- 9.1 Códigos gray y binario natural de 4 bits 348
- 9.2 Datos de termocoples 377
- 10.1 Secuencia de fases unipolar de paso completo 417
- 10.2 Secuencia de fases unipolar de medio paso 417
- 10.3 Comparación de las características de las bombas 427
- 11.1 Ganancias Ziegler-Nichols recomendadas 448
- 11.2 Pines del puerto serial 454
- A.1 Unidades base SI 481
- A.2 Ejemplos de unidades derivadas SI expresadas en términos de unidades base 481
- A.3 Unidades derivadas SI con nombres especiales (unidades complementarias) 482
- A.4 Prefijos de unidades 482
- A.5 Útiles factores de conversión del sistema inglés al SI 483
- A.6 Conjunto de datos experimentales 487

TEMAS PARA DISCUSIÓN EN CLASE

- 1.1 Sistemas mecatrónicos caseros 4
- 2.1 Cómo "pasar corriente" de manera adecuada a un automóvil 15
- 2.2 Aplicación inadecuada de un divisor de voltaje 26
- 2.3 Razón para la CA 38
- 2.4 CA internacional 43
- 2.5 Forma de onda de una línea de CA 43
- 2.6 Transformador de CD 44
- 2.7 Impedancia de un amplificador de audio estéreo 46
- 2.8 Uso común de componentes eléctricos 47
- 2.9 Circuitos automotrices 48
- 2.10 Aterrizado seguro 50
- 2.11 Experiencia en la tina con un taladro eléctrico 50
- 2.12 ECG peligroso 51
- 2.13 Postura para la medición de alto voltaje 51
- 2.14 Postura durante una tormenta eléctrica 51
- 3.1 Diodo de silicio real en un rectificador de media onda 64
- 3.2 "Carga" inductiva 65
- 3.3 Detector de picos 65
- 3.4 Efectos de la carga sobre el diseño del regulador de voltaje 68
- 3.5 Regulador de voltaje de la serie 78XX 70
- 3.6 Sistema de carga automotriz 71
- 3.7 Limitador de voltaje 75
- 3.8 Límite para el interruptor analógico 89
- 3.9 Uso común de componentes semiconductores 90
- 4.1 Armónicos musicales 103
- 4.2 Medición de una onda cuadrada con un sistema de ancho de banda limitado 107
- 4.3 Atenuación analítica 112
- 4.4 Suposiciones para un potenciómetro de orden cero 114
- 4.5 Sistema resorte-masa-amortiguador en el espacio 121
- 4.6 Respuesta "buena" de un sistema de medición 124
- 4.7 Respuesta en frecuencia de un resorte 127
- 4.8 Resultados del diseño de suspensión 131
- 4.9 Analogía de la condición inicial 134
- 4.10 Características físicas de un sistema de medición 136
- 5.1 Pileta de cocina en un circuito amp op 151
- 5.2 Retroalimentación positiva 154
- 5.3 Ejemplo de retroalimentación positiva 154
- 5.4 Comportamiento integrador 159
- 5.5 Mejoras en diferenciador 161
- 5.6 Aplicaciones del integrador y diferenciador 161
- 5.7 Comportamiento integrador real 169
- 5.8 Controlador mioeléctrico bidireccional 174
- 6.1 Números nerd 184
- 6.2 Magia computacional 185
- 6.3 Lógica cotidiana 194
- 6.4 Equivalencia de la suma de productos y el producto de sumas 196
- 6.5 Diagrama de tiempos para flip-flop JK 202
- 6.6 Memoria de computadora 204
- 6.7 Función eliminadora de rebote de interruptor 205
- 6.8 Conversión entre datos seriales y paralelos 208
- 6.9 Uso cotidiano de dispositivos lógicos 208
- 6.10 Consumo de potencia de CMOS y TTL 210
- 6.11 NAND mágica 211

- 6.12 Activación de un LED 214
- 6.13 Contadores arriba-abajo 220
- 6.14 Generador de onda cuadrada a estable 224
- 6.15 Precisión del tacómetro digital 226
- 6.16 Temporización latch del tacómetro digital 226
- 6.17 Uso de capacitores de almacenamiento y bypass en el diseño digital 226
- 7.1 Microcontroladores del automóvil 244
- 7.2 Decremento después de 0 253
- 7.3 Comparación de PicBasic Pro y lenguaje ensamblador 264
- 7.4 Equivalencia de enunciados PicBasic Pro y lenguaje ensamblador 264
- 7.5 Sistema de seguridad para múltiples puertas y ventanas 266
- 7.6 PIC vs. compuertas lógicas 266
- 7.7 ¿Cómo funciona pot? 269
- 7.8 Rebotes (debounce) de software 269
- 7.9 Conteo rápido 273
- 8.1 Ruedas de vagón y el teorema de muestreo 320
- 8.2 Muestreo de una señal de batimiento 321
- 8.3 Conversión A/D en el laboratorio 323
- 8.4 Selección de un convertidor A/D 328
- 8.5 Convertidor D/A bipolar de 4 bits 332
- 8.6 Tecnología del CD de audio 334
- 8.7 Guitarra digital 334
- 9.1 Interruptor casero de tres vías 342
- 9.2 Desmodulación de LVDT 344
- 9.3 Filtrado de la señal LVDT 345
- 9.4 Problemas de codificador de código binario 347
- 9.5 Conversión de código gray a binario 349
- 9.6 Codificador de circuito 1X con fluctuaciones 351

- 9.7 Brazo robótico con codificadores 352
- 9.8 Efecto piezorresistivo en medidores de deformación 358
- 9.9 Voltaje de excitación en el puente de Wheatstone 361
- 9.10 Resistencias de puente en puentes de tres alambres 362
- 9.11 Efectos de enlace de los medidores de deformación 367
- 9.12 Tasa de muestreo del medidor de deformación fijador 370
- 9.13 Efectos de la gravedad sobre un acelerómetro 380
- 9.14 Sonido piezoeléctrico 386
- 10.1 Ejemplos de solenoides, bobinas de bocina y relevadores 395
- 10.2 Corrientes parásitas 398
- 10.3 Interacción campo-campo en un motor 400
- 10.4 Disección de un motor Radio Shack 402
- 10.5 Lógica del motor de pasos 419
- 10.6 Tamaño del motor 425
- 10.7 Ejemplos de motores eléctricos 425
- 10.8 Fuerza generada por un cilindro de doble acción 431
- 11.1 Circuitos contadores de monedas 471
- A.1 Definición de unidades base 479
- A.2 Uso común de prefijos SI 483
- A.3 Sentido físico para las unidades SI 483
- A.4 Cálculos estadísticos 488
- A.5 Histograma de las edades de su clase 488
- A.6 Relación entre desviación estándar y tamaño de la muestra 489
- C.1 Orientación del plano de fractura en una falla tensional 500

EJEMPLOS

- | | |
|--|--|
| 1.1 Sistema mecatrónico. Copiadora 4 | 6.5 Diagrama de tiempos de circuito flip-flop 203 |
| 1.2 Sistema de medición. Termómetro digital 5 | 7.1 Detalles de instrucciones del lenguaje ensamblador 250 |
| 2.1 Resistencia de un alambre 17 | 7.2 Ejemplo de programación con lenguaje ensamblador 251 |
| 2.2 Códigos de color de resistencia 19 | 7.3 Una expresión booleana en PicBasic Pro 259 |
| 2.3 Ley de voltaje de Kirchhoff 23 | 7.4 Alternativa PicBasic Pro al programa en lenguaje ensamblador del ejemplo 7.2 262 |
| 2.4 Análisis de circuito 28 | 7.5 Programa PicBasic Pro para el ejemplo del sistema de seguridad 264 |
| 2.5 Impedancia de entrada y salida 33 | 7.6 Visualización gráfica del valor de un potenciómetro 267 |
| 2.6 Parámetros de señal de CA 37 | |
| 2.7 Análisis de un circuito de CA 40 | |
| 3.1 Circuito rectificador de media onda que supone un diodo ideal 64 | 8.1 Teorema de muestreo y "aliasing" 320 |
| 3.2 Desempeño de regulación zener 67 | 8.2 Tiempo de apertura 326 |
| 3.3 Análisis de circuito con más de un diodo 73 | |
| 3.4 Garantía de que un transistor está en saturación 78 | 9.1 Cambios en la resistencia del medidor de deformación 358 |
| 4.1 Ancho de banda de una red eléctrica 108 | 9.2 Configuración de termocople con referencia no estándar 375 |
| 5.1 Calibrado de las resistencias en circuitos amp op 169 | A.1 Prefijos de unidades 482 |
| 6.1 Aritmética binaria 183 | A.2 Cifras significativas 484 |
| 6.2 Lógica combinatorial 187 | A.3 Notación científica 484 |
| 6.3 Simplificación de una expresión booleana 190 | A.4 Suma y cifras significativas 485 |
| 6.4 Suma de productos y producto de sumas 195 | A.5 Resta y cifras significativas 485 |
| | A.6 Multiplicación, división y cifras significativas 486 |

EJEMPLOS DE DISEÑO

- | | |
|--|--|
| 3.1 Diseño de regulador de voltaje con diodo zener 69 | 6.2 Control digital de potencia a una carga con el uso de CI especializados 227 |
| 3.2 Interruptor de LED 80 | |
| 3.3 Posición angular de un escáner robótico 83 | 7.1 Opción para activar un display de siete segmentos con un PIC 269 |
| 3.4 Circuito para conmutar potencia 89 | 7.2 Solución PIC para un dispositivo de seguridad con actuador 291 |
| 4.1 Selección de suspensión automotriz 127 | |
| 5.1 Control mioeléctrico de una prótesis de extremidad 170 | 9.1 Medidor de deformación con celda de carga para un fijador esquelético exterior 368 |
| 6.1 Tacómetro digital 225 | 10.1 Motor de CD impulsado por puente H 409 |

EJEMPLOS DE DISEÑO ENCADENADO

Ejemplo de diseño A: Controlador de velocidad con amplificador operacional de potencia para motor de CD

- A.1 Introducción 6
- A.2 Interfaz con potenciómetro 114
- A.3 Amplificador de potencia para el control del motor 153
- A.4 Solución completa 296
- A.5 Interfaz de convertidor D/A 332

Ejemplo de diseño B: Controlador de posición y velocidad de un motor de pasos

- B.1 Introducción 7
- B.2 Solución completa 299
- B.3 Control de motor de pasos 420

Ejemplo de diseño C: Controlador de posición y velocidad de un motor de CD

- C.1 Introducción 9
- C.2 Interfaz con teclado numérico y LCD 283
- C.3 Solución completa con interfaz serial 304
- C.4 Interfaz de codificador digital 352
- C.5 Controlador puente H y control de velocidad PWM 411

PREFACIO

ENFOQUE

Las fronteras formales de las disciplinas tradicionales de ingeniería se han vuelto difusas tras la llegada de los circuitos integrados y las computadoras. En ninguna otra parte esto es más evidente que en las ingenierías mecánica y eléctrica, donde los productos actuales incluyen un ensamble interdependiente de componentes eléctricos y mecánicos. El campo de la mecatrónica amplió la visión del campo tradicional de la electromecánica. La *mecatrónica* se define como el campo de estudio que involucra el análisis, diseño, síntesis y selección de sistemas que combinan componentes electrónicos y mecánicos con controles y microprocesadores modernos.

Este libro está diseñado para servir como texto para (1) un curso de instrumentación moderna y mediciones, (2) un curso híbrido de ingeniería eléctrica y mecánica que sustituye los cursos tradicionales de circuitos e instrumentación, (3) un solo curso de mecatrónica o (4) el primer curso en una secuencia de mecatrónica. La segunda opción, el curso híbrido, proporciona una oportunidad para reducir el número de horas crédito en un currículo típico de ingeniería mecánica. Las opciones 3 y 4 podrían involucrar el desarrollo de nuevos cursos interdisciplinarios.

En la actualidad, muchos planes de estudios no incluyen un curso de mecatrónica, pero incluyen algunos de sus elementos en otras asignaturas más tradicionales. El propósito de un curso en mecatrónica es proporcionar una experiencia interdisciplinaria enfocada para estudiantes de licenciatura que abarque elementos importantes de los cursos tradicionales, así como desarrollos contemporáneos en electrónica y control de computadoras. Estos elementos incluyen teoría de medición, circuitos electrónicos, interfaces de computadora, sensores, actuadores y el diseño, análisis y síntesis de sistemas mecatrónicos. Este enfoque interdisciplinario es valioso para los estudiantes porque virtualmente cada nuevo producto de ingeniería diseñado recientemente es un sistema mecatrónico.

NUEVO EN LA TERCERA EDICIÓN

La tercera edición de *Introducción a la Mecatrónica y los sistemas de medición* se modernizó y actualizó de manera extensa e incluye la expansión de la cobertura de muchas áreas, así como muchas nuevas características, tales como:

- Mayor cobertura de ejemplos sobre el diseño de hardware con microcontroladores y software que hacen énfasis en la interfaz de los componentes de sistemas mecatrónicos, incluidos nuevos Ejemplos de diseño a lo largo del texto y un nuevo Caso de estudio detallado en el capítulo 11.
- Nuevos íconos visuales a lo largo del libro que resaltan las referencias cruzadas a extensos recursos en línea que incluyen Demostraciones en video, Ejemplos de MathCAD, Ejercicios de laboratorio y Ligas a información útil en internet.

- Muchas fotografías nuevas y descripciones de sistemas y dispositivos mecatrónicos reales.
- Un capítulo ampliado acerca de la adquisición de datos, con una breve introducción a LabVIEW.
- Una nueva introducción a la teoría de controles y su aplicación en sistemas mecatrónicos.

En las siguientes secciones aparece una descripción más detallada de algunas de estas nuevas características.

CONTENIDO

El capítulo 1 introduce la terminología de la mecatrónica y los sistemas de medición. El capítulo 2 proporciona un repaso de las relaciones eléctricas básicas, elementos de circuito y análisis de circuitos. El capítulo 3 trata sobre la electrónica de semiconductores. El capítulo 4 aborda el análisis y la caracterización de la respuesta de los sistemas mecatrónicos y de medición. El capítulo 5 cubre los fundamentos del procesamiento analógico de señales y el diseño y análisis de circuitos con amplificadores operacionales. El capítulo 6 presenta los fundamentos de los dispositivos digitales y el uso de circuitos integrados. El capítulo 7 proporciona una introducción a la programación e interfaces de microcontroladores, y específicamente cubre el microcontrolador PIC y la programación del PicBasic Pro. El capítulo 8 trata de la adquisición de datos y cómo acoplar las computadoras a los sistemas de medición. El capítulo 9 proporciona un panorama de los diversos sensores comunes en los sistemas mecatrónicos. El capítulo 10 introduce algunos de los dispositivos usados para accionar los sistemas mecatrónicos. Finalmente, el capítulo 11 proporciona un panorama de las arquitecturas de control de los sistemas mecatrónicos y presenta algunos casos de estudio. Este capítulo también proporciona una introducción a la teoría de control y su papel en el diseño de sistemas mecatrónicos. Los apéndices revisan los fundamentos de los sistemas de unidades, estadística, análisis del error y mecánica de materiales para apoyar y complementar los temas relacionados con los sistemas de medición en el libro.

HERRAMIENTAS DE APRENDIZAJE

A lo largo del libro se incluyen Temas para discusión en clase (TDC) que sirven como ejercicios motivadores del pensamiento dentro de actividades de aprendizaje cooperativo, entre los estudiantes y la guía del profesor en el salón de clase. También se pueden usar como tareas para resolver fuera de clase y como complemento de las preguntas y ejercicios al final de cada capítulo. A lo largo del libro también se proporcionan ejemplos de análisis y diseño con el fin de mejorar la habilidad de los estudiantes para aplicar el material. Con objeto de mejorar el aprendizaje del alumno, un curso que use este libro debe acompañar las lecturas con Ejercicios de laboratorio cuidadosamente diseñados. Para este propósito está disponible un Manual complementario de ejercicios de laboratorio (vea el sitio web del libro para más información). La combinación de temas para discusión en clase, ejemplos de diseño y ejercicios de laboratorio revelan al estudiante un enfoque práctico del mundo real y proporcionan un marco útil para el futuro trabajo de diseño.

Además de los ejemplos de análisis se incluyen Ejemplos de diseño a lo largo del libro, muchos de ellos nuevos en la tercera edición. Los ejemplos son sistemas mecatrónicos

que incluyen microcontroladores, dispositivos de entrada y salida, sensores, actuadores, electrónica de soporte y software. Los diseños se presentan de manera incremental conforme se cubre el material pertinente a través de los capítulos. Esto permite al estudiante ver y apreciar cómo se puede crear un diseño complejo con un enfoque del tipo divide-y-vencerás. Además, el diseño ayuda al estudiante a relacionar y valorar los fundamentos de los circuitos y los temas de respuesta de sistemas que se presentan con anterioridad en el libro. Los ejemplos ayudan a que los alumnos perciban un panorama más amplio mediante aplicaciones interesantes que comienzan desde el primer capítulo.

AGRADECIMIENTOS

Para asegurar la precisión de este texto, se probó en clase en la Colorado State University y en la University of Wyoming. Queremos agradecer a todos los estudiantes de ambas instituciones que nos proporcionaron valiosa retroalimentación a lo largo de este proceso. Además, queremos agradecer a los muchos revisores por sus valiosos esfuerzos.

Benham Bahr *Wichita State University*
 J. Edward Carryer *Stanford University*
 YangQuan Chen *Utah State University*
 Mo-Yuen Chow *North Carolina State University*
 Melvin R. Corley *Louisiana Tech University*
 Louis Everett *Texas A&M University*
 Burford J. Furman *San Jose State University*
 Jan Paul Huisson *University of Waterloo*
 Venkat N. Krovi *State University of New York at Buffalo*
 Y. C. Lee *University of Colorado*
 Elaine K. Linde *South Dakota School of Mines*
 Kevin M. Lynch *Northwestern University*
 Jawarharlal Mariappan *Kettering University*
 E. I. Meletis *Louisiana State University*
 Donald G. Morin *Rose-Hulman Institute of Technology*
 Ridha Ben Mrad *University of Toronto*
 Satish Nair *University of Missouri-Columbia*
 Walter Olsen *University of Toledo*
 Ramendra P. Roy *Arizona State University*
 Marcelo Godoy Simoes *Colorado School of Mines*
 Ahmad Smaili *Tennessee Technological University*
 Gregory P. Starr *University of New Mexico*
 Charles Ume *Georgia Institute of Technology*
 David Walrath *University of Wyoming*
 Yuen-Cjen Yong *California Polytechnic State University*

Queremos agradecer de manera especial la valiosa colaboración de los siguientes profesores, cuyos comentarios ayudaron a enriquecer la versión en español de este texto:

M.C. Luis Gerardo Guerrero *Universidad de las Américas, Puebla*
 Dr. José Humberto Loria Arcila *Universidad Autónoma de Yucatán*

LOS MATERIALES COMPLEMENTARIOS ESTÁN DISPONIBLES EN LÍNEA EN: www.engr.colostate.edu/mechatronics

Un aspecto nuevo en la tercera edición de *Introducción a la Mecatrónica y los sistemas de medición*, son los iconos visuales de referencia cruzada que aparecen a lo largo del libro para indicar dónde está disponible información adicional en el sitio web del libro en www.engr.colostate.edu/mechatronics.

A continuación se muestran los iconos que se emplean, junto con una descripción de los recursos a los que se dirigen:



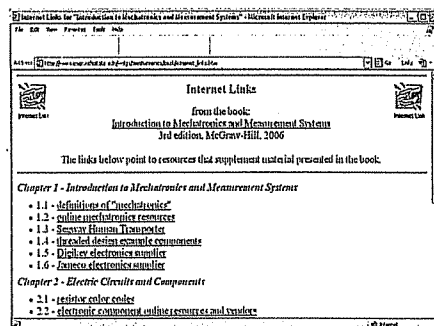
Demostración
en video

Indica dónde hay videos de demostración disponibles en línea para su visualización. Los videos en línea son archivos Windows Media (WMV) que se pueden visualizar en un navegador de internet. Los clips muestran y describen componentes electrónicos, ejemplos de dispositivos y sistemas mecatrónicos, así como demostraciones de Ejercicios de laboratorio.

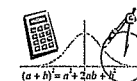


Vínculo de internet

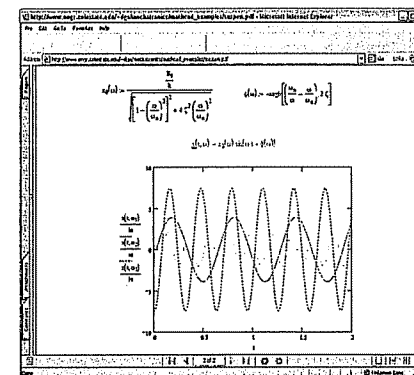
Indica dónde hay vínculos disponibles que llevan a recursos adicionales en el sitio web del libro. Estos vínculos proporcionan a los estudiantes e instructores fuentes confiables de información para expandir su conocimiento de ciertos conceptos.



Indica dónde hay archivos MathCAD disponibles para realizar cálculos de análisis. Los archivos se pueden editar para realizar análisis similares y expandidos. También se presentan versiones PDF para quienes no tienen acceso al software MathCAD.



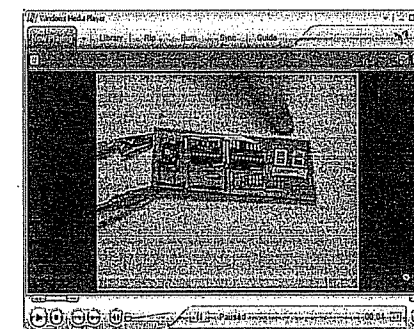
Ejemplo de
MathCAD



Indica dónde está disponible un ejercicio de laboratorio en el *Manual de Ejercicios de Laboratorio* (ISBN: 0-07-297875-9) que es paralelo al libro. El manual proporciona ejercicios prácticos de laboratorio útiles que ayudan a reforzar el material en el libro y permiten a los estudiantes aplicar lo que aprenden. Los recursos y demostraciones en videos cortos de la mayoría de los ejercicios están disponibles en el sitio web del libro. Para información acerca del *Manual de ejercicios de laboratorio*, visite www.engr.colostate.edu/mechatronics/lab_book.html.



Ejercicio de
laboratorio



MATERIALES DE APOYO

Esta obra cuenta con interesantes complementos que fortalecen los procesos de enseñanza-aprendizaje, así como la evaluación de los mismos, los cuales se otorgan a profesores que adoptan este texto para sus cursos. Para obtener más información y conocer la política de entrega de estos materiales, contacte a su representante McGraw-Hill.

Introducción

OBJETIVOS DEL CAPÍTULO

Después de leer, discutir, estudiar y aplicar las ideas de este capítulo:

1. Definirá la mecatrónica y comprenderá su relevancia para el diseño contemporáneo de la ingeniería
2. Identificará un sistema mecatrónico y sus elementos principales
3. Definirá los elementos de un sistema de medición general

1.1 MECATRÓNICA

La ingeniería mecánica, como práctica profesional extensa, experimentó un crecimiento durante principios del siglo XIX porque proporcionó un cimiento necesario para el rápido y exitoso desarrollo de la revolución industrial. En aquella época, las minas necesitaban grandes bombas nunca antes vistas para mantener secos sus pozos, los molinos de hierro y acero requerían presiones y temperaturas más allá de los niveles utilizados comercialmente hasta entonces, los sistemas de transportación necesitaban más que la potencia real para transportar los insumos; las estructuras comenzaron a estirarse a través de abismos cada vez más anchos y a escalar a alturas de vértigo, los fabricantes se mudaron del banquillo de la tienda a las grandes fábricas; y para apoyar estas proezas técnicas, las personas comenzaron a especializarse y a construir campos de conocimiento que constituyeron los principios de las disciplinas de ingeniería.

Las principales disciplinas de ingeniería del siglo XX (mecánica, eléctrica, civil y química) conservaron sus campos individuales de conocimiento, libros de texto y revistas profesionales porque las disciplinas se veían como territorios intelectuales y profesionales mutuamente excluyentes. Los estudiantes novatos podían valorar sus talentos intelectuales y elegir uno de los campos como profesión. En la actualidad se atestigua una nueva revolución científica y social conocida como la revolución de la información, donde la especialización en ingeniería irónicamente parece estar enfocando y diversificando simultáneamente. Esta revolución contemporánea se produjo por el desarrollo de la ingeniería en la electrónica de semiconductores, que ha impulsado una explosión de información y comunicación que está transformando la vida humana. Para practicar ingeniería en la actualidad, uno debe entender las nuevas formas para procesar informa-

ción y ser capaz de utilizar la electrónica de semiconductores dentro de los productos, sin importar qué etiqueta se ponga uno como practicante. La mecatrónica es uno de los nuevos y excitantes campos de la ingeniería, que subsume partes de los campos tradicionales de ésta y requiere un enfoque más amplio hacia el diseño de sistemas que formalmente se pueden llamar sistemas mecatrónicos.

Entonces, ¿qué es precisamente mecatrónica? El término **mecatrónica** se usa para denotar un campo interdisciplinario de la ingeniería en rápida evolución, que trata con el diseño de productos cuya función se apoya en la integración de componentes mecánicos y electrónicos coordinados por una arquitectura de control. Otras definiciones del término "mecatrónica" se pueden encontrar en línea en el Vínculo de internet 1.1. La palabra mecatrónica se acuñó en Japón a finales de la década de los 60, se dispersó por Europa y ahora se usa de manera común en Estados Unidos. Las principales disciplinas involucradas en el diseño de sistemas mecatrónicos incluyen a la ingeniería mecánica, electrónica, de control y en computación. Un ingeniero en sistemas mecatrónicos debe ser capaz de diseñar y seleccionar circuitos analógicos y digitales, componentes basados en microprocesadores, dispositivos mecánicos, sensores y actuadores, y controles, de modo que el producto final logre la meta deseada.

A los sistemas mecatrónicos en ocasiones se les refiere como dispositivos inteligentes. Mientras que el término inteligente es difícil de entender en su definición precisa, en la ingeniería significa la inclusión de elementos tales como la lógica, la retroalimentación y la computación que en un diseño complejo pueden simular el proceso del pensamiento humano. No es fácil encasillar el diseño de sistemas mecatrónicos en un campo tradicional de la ingeniería, porque tales diseños hacen uso del conocimiento de muchos campos. El diseñador de sistemas mecatrónicos debe ser un generalizador, dispuesto a encontrar y aplicar el conocimiento obtenido de un amplio rango de fuentes. Al principio esto puede intimidar al estudiante, pero ofrece grandes beneficios para la individualización y el aprendizaje continuo durante la carrera personal.

En la actualidad, prácticamente todos los dispositivos mecánicos incluyen componentes electrónicos y algún tipo de monitoreo o control computacional. Por tanto, el término sistema mecatrónico abarca una miríada de dispositivos y sistemas. Los microcontroladores se incrustan cada vez más en los dispositivos electromecánicos, lo que crea muchas más posibilidades de flexibilidad y control en el diseño de sistemas. Los ejemplos de sistemas mecatrónicos incluyen el sistema de control de vuelo y navegación de un avión, el sistema de bolsas de aire y frenos antibloqueo de un automóvil, el equipo de fabricación automatizado como los robots y las máquinas-herramienta controladas numéricamente (CNC), los electrodomésticos inteligentes para cocinas y el hogar, como tostadores de pan y lavadoras de ropa, e incluso juguetes.

La figura 1.1 ilustra todos los componentes en un sistema mecatrónico típico. Los actuadores producen movimiento o provocan alguna acción; los sensores detectan el estado de los parámetros del sistema, entradas y salidas; los dispositivos digitales controlan el sistema; los circuitos de acondicionamiento e interfaz proporcionan conexiones entre los circuitos de control y los dispositivos entrada/salida (in/out); y las pantallas gráficas proporcionan retroalimentación visual a los usuarios. Los capítulos posteriores proporcionan una introducción a los elementos mencionados en este diagrama de bloques y describen aspectos de su análisis y diseño. Al comienzo de cada capítulo, los elementos que se presentan se subrayan en una copia de la figura 1.1. Esto lo ayudará a mantener una perspectiva acerca de la importancia de cada elemento conforme construya gradualmente su capacidad para diseñar un sistema mecatrónico. El Vínculo de internet 1.2 proporciona ligas a varios proveedores y fuentes de información para investigar y comprar diferentes tipos de componentes mecatrónicos.



Vínculo de internet

1.1 Definiciones de "mecatrónica"



Vínculo de internet

1.2 Recursos mecatrónicos en línea

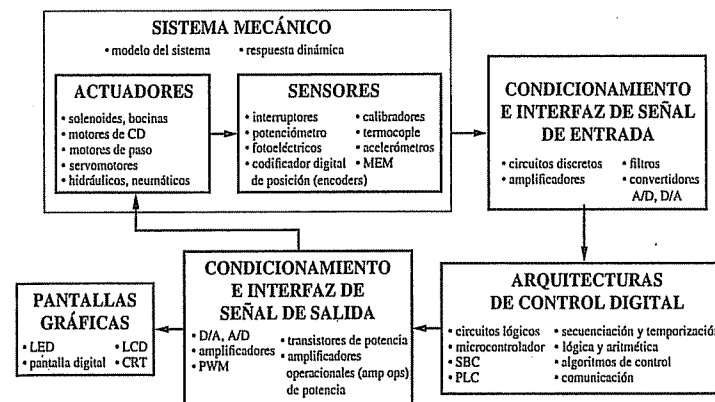


Figura 1.1 Componentes de un sistema mecatrónico.

El ejemplo 1.1 describe un buen caso de un sistema mecatrónico: una fotocopiadora. Todos los componentes de la figura 1.1 se pueden encontrar en este equipo de oficina común. Otros ejemplos de sistemas mecatrónicos se pueden encontrar en el sitio web del libro. Vea el Transportador Segway en el Vínculo de internet 1.3, el robot industrial Adept para recoger y colocar que aparece en la Demostración en video 1.1 y 1.2, los robots humanoides Honda Asimo y Sony Qrio de la Demostración en video 1.3 y 1.4, y la impresora de inyección de tinta en la Demostración en video 1.5. Al igual que con la copiadora del ejemplo 1.1, estos robots e impresora contienen todos los componentes de un sistema mecatrónico que se muestran en la figura 1.1. La figura 1.2 etiqueta los componentes específicos que se mencionan en la Demostración en video 1.5.

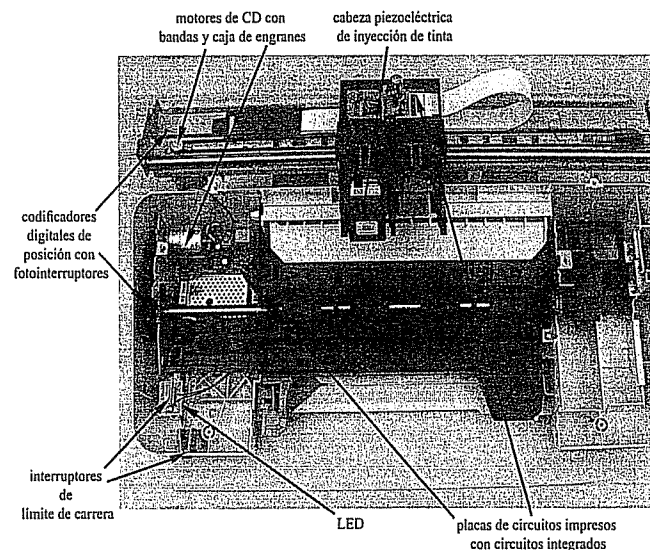


Figura 1.2 Componentes de una impresora de inyección de tinta.



Vínculo de internet

1.3 Transportador Segway



Demostración en video

1.1 Demostración del robot Adept One

1.2 Diseño y construcción del robot Adept One

1.3 Demostración del Honda Asimo Raleigh, NC

1.4 Demostración de baile japonés "Qrio" de Sony

1.5 Componentes de una impresora de inyección de tinta

EJEMPLO 1.1

Sistema mecatrónico. Copiadora

Una copiadora de oficina es un buen ejemplo de un sistema mecatrónico contemporáneo. Incluye circuitos analógicos y digitales, sensores, actuadores y microprocesadores. El proceso de copiado funciona como sigue: el usuario coloca un original en un recipiente de carga y oprime un botón para iniciar el proceso; el original se transporta al rodillo de vidrio; una fuente de luz de gran intensidad examina el original y transfiere las imágenes correspondientes como una distribución de carga a un tambor. A continuación, una pieza de papel en blanco se toma de un cartucho de carga y la imagen se transfiere al papel con un depósito electrostático de polvo de tinta (tóner) que se calienta para unirlo al papel. Luego un mecanismo de clasificación entrega opcionalmente la copia a un recipiente apropiado.

Los circuitos analógicos controlan la lámpara, el calentador y otros circuitos de potencia en la máquina. Los circuitos digitales controlan las pantallas digitales, luces indicadoras, botones e interruptores que forman la interfaz del usuario. Otros circuitos digitales incluyen circuitos lógicos y microprocesadores que coordinan todas las funciones en la máquina. Los sensores ópticos y microinterruptores detectan la presencia o ausencia de papel, su posicionamiento adecuado y si las puertas y seguros están en sus posiciones correctas. Otros sensores incluyen codificadores de posición que se usan para rastrear la rotación del motor. Los actuadores incluyen servomotores y motores de pasos que cargan y transportan el papel, dan vuelta al tambor e indexan al clasificador.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 1.1

Sistemas mecatrónicos caseros

¿Qué objetos caseros típicos se pueden caracterizar como sistemas mecatrónicos? ¿Qué componentes contienen que ayudan a identificarlos como sistemas mecatrónicos? Si un objeto contiene un microprocesador, describa las funciones que realiza el microprocesador.

1.2 SISTEMAS DE MEDICIÓN

Una parte fundamental de muchos sistemas mecatrónicos es el **sistema de medición** compuesto de las tres partes básicas que se ilustran en la figura 1.3. El **transductor** es un dispositivo sensor que convierte una entrada física en una salida, que también es una variable física, usualmente un voltaje. El **acondicionador de señal** realiza un filtrado, amplificación u otro acondicionamiento de señal sobre el transductor de salida. El término **sensor** se usa con frecuencia para referirse al transductor que proporciona una señal con un indicador para poder medir la señal. Finalmente, la **grabadora** es un instrumento, una computadora, un dispositivo para almacenar información o simplemente

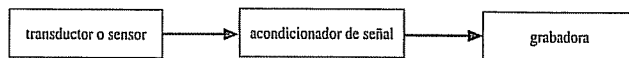


Figura 1.3 Elementos de un sistema de medición.

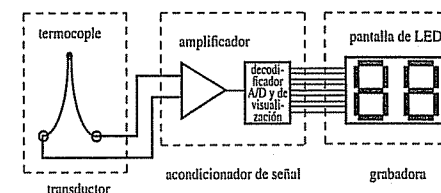
una pantalla que mantenga los datos del sensor para su monitoreo en línea o procesamiento posterior.

Estos tres bloques que conforman los sistemas de medición se presentan de muchas formas, con grandes variaciones en costo y desempeño. Es importante que los diseñadores y usuarios de sistemas de medición desarrollen confianza en su uso, conozcan sus principales características y limitaciones, y sean capaces de seleccionar los mejores elementos a su alcance para la tarea de medición. Con frecuencia se usa un sistema de medición como dispositivo exclusivo para adquirir datos en un ambiente de laboratorio o de campo, además de ser parte integral de la mayoría de los sistemas mecatrónicos.

Sistema de medición. Termómetro digital

EJEMPLO 1.2

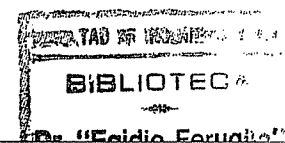
La siguiente figura muestra el ejemplo de un sistema de medición. El termocople es un transductor que convierte la temperatura en un pequeño voltaje; el amplificador aumenta la magnitud del voltaje; el convertidor A/D (analógico digital) es un dispositivo que cambia la señal analógica en una señal digital codificada; y los LED (diodos emisores de luz) muestran el valor de la temperatura.



En el apéndice A se proporciona información complementaria importante acerca de los sistemas de medición y su análisis. Se incluyen secciones acerca de sistemas de unidades, precisión numérica y estadística. Debe revisar este material según sea necesario.

1.3 EJEMPLOS DE DISEÑO

A lo largo del libro hay ejemplos que muestran cálculos de análisis básico, y ejemplos de diseño, que muestran cómo seleccionar y sintetizar componentes y subsistemas. También hay tres ejemplos de diseño más complicados, que se construirán sobre nuevos temas conforme éstos se vayan cubriendo, y que culminan en sistemas mecatrónicos completos. Estos diseños involucran sistemas para controlar la posición y velocidad de diferentes tipos de motores en varias formas. Los ejemplos de diseño encadenado A.1, B.1 y C.1 introducen cada cadena o secuencia. Los tres diseños incorporan componentes importantes en los sistemas mecatrónicos: microcontroladores, dispositivos de entrada, dispositivos de salida, sensores, actuadores, electrónica de apoyo y software. Lea por favor la siguiente información y observe los videos de introducción. También será útil



que observe los videos de nuevo cuando se presenten piezas de seguimiento, de modo que pueda ver cómo encaja todo en el "gran cuadro". La lista de citas de ejemplo de diseño al comienzo del libro, con los números de página, puede ser útil para adelantarse o reforzar lo visto conforme se presenten nuevos temas.

Todos los componentes que se usan para construir los sistemas en los tres diseños, junto con descripciones e información de precios, se mencionan en el Vínculo de internet 1.4. La mayoría de las partes se compraron a través de los proveedores Digikey Corporation (ver Vínculo de internet 1.5) y Jameco Electronics Corporation (ver Vínculo de internet 1.6), dos de los mejores proveedores en línea de partes electrónicas. Puede acceder a hojas de datos técnicos de cada producto al ingresar los números de parte que aparecen en el Vínculo de internet 1.4 en los sitios web de los proveedores.

EJEMPLO DE DISEÑO ENCADENADO

A.1 Controlador de velocidad con amplificador operacional de potencia para motor de CD. Introducción



Vínculo de internet

1.4 Componentes del ejemplo de diseño encadenado

1.5 Proveedor de electrónica Digikey

1.6 Proveedor de electrónica Jameco

Este ejemplo de diseño trata sobre el control de la velocidad de rotación de un motor de imán permanente de corriente directa (CD). La figura 1.4 ilustra los principales componentes e interconexiones del sistema. El diodo emisor de luz (LED) proporciona al usuario un indicador visual de que el microcontrolador funciona adecuadamente. La referencia de velocidad es un potenciómetro (pot), que es una resistencia variable. La resistencia cambia conforme el usuario gira la perilla que se encuentra en la parte superior del pot. Éste se puede cablear para producir una entrada de voltaje. La señal de voltaje se aplica a un microcontrolador PIC para controlar un motor de CD de modo que rote a una velocidad proporcional al voltaje. Las señales de voltaje son "analógicas" pero los microcontroladores son "digitales", así que en el sistema se necesitan convertidores analógico digital (A/D) y digital analógico (D/A) para permitir la comunicación entre ambos tipos de componentes. Finalmente, puesto que un motor puede requerir una corriente significativa, es necesario un amplificador de potencia para aumentar el voltaje y proporcionar la corriente necesaria. La Demostración en video 1.6 presenta el funcionamiento del sistema operativo completo que se observa en la figura 1.5.

Con los tres ejemplos de diseño (A, B y C), conforme progrese secuencialmente a lo largo de los capítulos del libro, obtendrá mayor comprensión de los componentes involucrados en el diseño.



Demostración en video

1.6 Controlador de velocidad con amplificador operacional de potencia para motor de CD

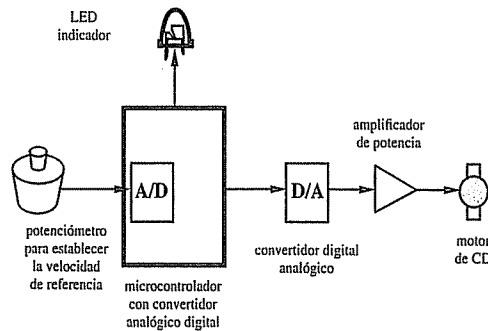


Figura 1.4 Diagrama funcional del control de velocidad para el motor de CD.

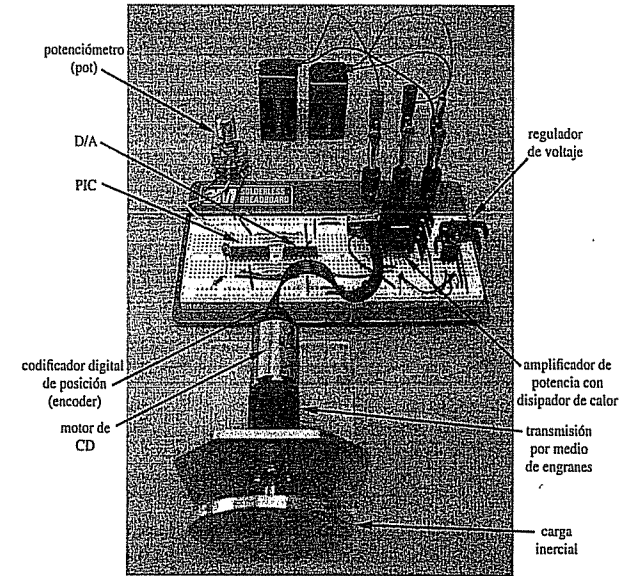


Figura 1.5 Fotografía del control de velocidad con amplificador de potencia.

Note que el microcontrolador (con A/D) y el convertidor externo D/A en realidad no se requieren en la forma actual de este diseño. En su lugar, la salida de voltaje del potenciómetro se podría unir directamente al amplificador de potencia, lo que realiza las mismas funciones. La razón para incluir un microcontrolador (con convertidor A/D) y un convertidor D/A, es mostrar que éstos pueden servir como interfaz con sistemas analógicos (es útil saber esto en muchas aplicaciones). Además, el diseño sirve como una plataforma para un desarrollo posterior donde, en un diseño más complejo, el microcontrolador PIC se puede usar para implementar control retroalimentado y una interfaz de usuario. Un ejemplo donde se puede requerir el microcontrolador para el desarrollo de un control de lazo cerrado es en robótica o en máquinas de control numérico, donde con frecuencia se necesitan motores para seguir perfiles de movimiento bastante complejos en respuesta a entradas de sensores y programación de usuario, o desde entradas manuales.

EJEMPLO DE DISEÑO ENCADENADO

Controlador de posición y velocidad de un motor de pasos. Introducción B.1

Este ejemplo de diseño trata sobre el control de la posición y la velocidad de un motor de pasos, al que se le puede ordenar moverse en incrementos angulares discretos. Los motores de pasos son útiles en aplicaciones de indexación de posición, donde puede requerir mover partes o herramientas hacia y desde varias posiciones fijas (por ejemplo, en una línea de ensamble o fabricación automatizada) o colocar una tabla rotatoria o fuente en varias posiciones definidas (por ejemplo, en un reproductor de CD o DVD de varios discos). Los motores de pasos también son útiles en aplicaciones de control de velocidad precisa (por ejemplo, para controlar la velocidad del eje del disco duro de una computadora), donde la velocidad del motor es directamente proporcional a la tasa de medida.

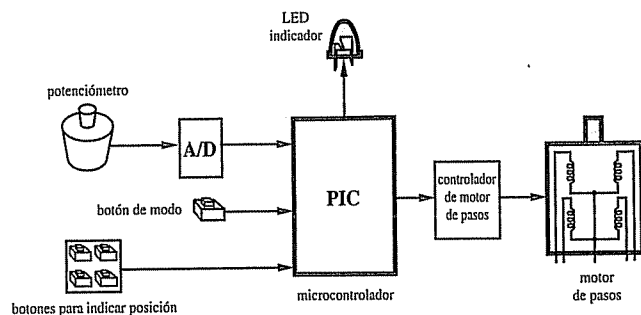


Figura 1.6 Diagrama funcional del controlador de posición y velocidad de un motor de pasos.

La figura 1.6 muestra los principales componentes e interconexiones del sistema. Los dispositivos de entrada incluyen un potenciometro para controlar manualmente la velocidad, cuatro botones para seleccionar posiciones predefinidas y un botón de modo para cambiar entre el control de velocidad y el de posición. En el modo de control de posición, cada uno de los cuatro botones de posición apunta el motor hacia posiciones angulares específicas en relación con el punto de partida (0°, 45°, 90°, 180°). En el modo de control de velocidad, girar el potenciometro en sentido de las manecillas del reloj aumenta la velocidad, y girarlo en sentido contrario la disminuye. El LED proporciona al usuario un indicador visual para mostrar que el microcontrolador funciona de manera adecuada. Como con el ejemplo de diseño A, se usa un convertidor A/D para convertir el voltaje del

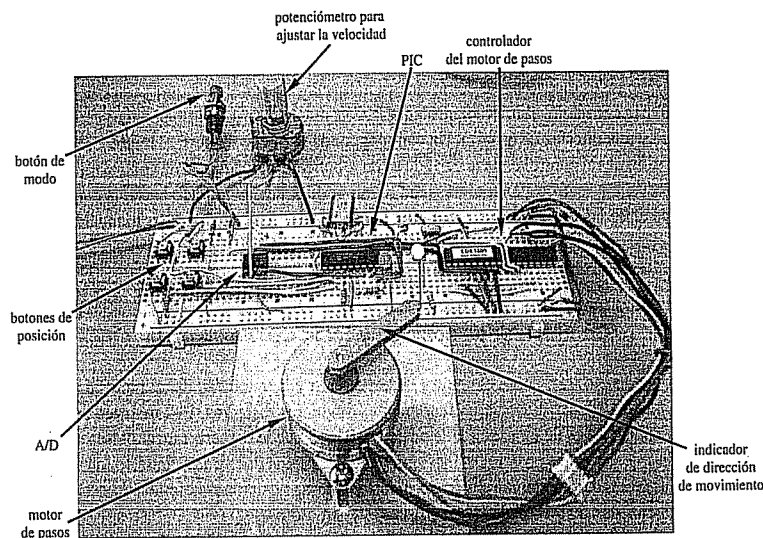


Figura 1.7 Fotografía del control de posición y de un motor de pasos.

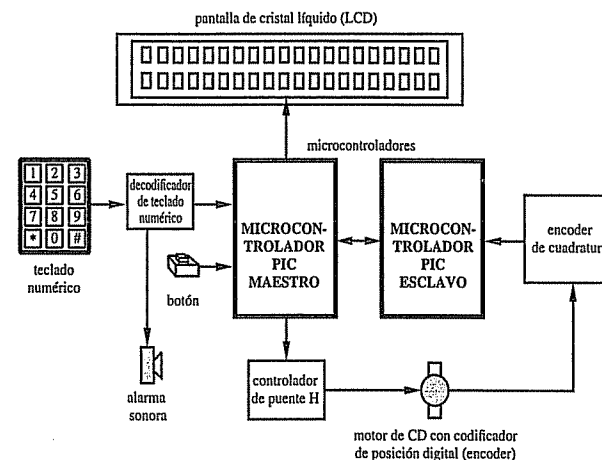


Figura 1.8 Diagrama funcional para el control de posición y velocidad de un motor de CD.

potenciometro a un valor digital. Un microcontrolador usa dicho valor para generar señales para un circuito que activa al motor de pasos y hacer que éste gire.

La Demostración en video 1.7 muestra un ejemplo de la operación del sistema completo que se presenta en la figura 1.7. Conforme avanza a través del libro, usted aprenderá acerca de los diferentes elementos en este diseño.



Demostración en video

1.7 Controlador de posición y velocidad de un motor de pasos

EJEMPLO DE DISEÑO ENCADENADO

Control de posición y velocidad de un motor de CD. Introducción C.1

Este ejemplo de diseño ilustra el control de la posición y la velocidad de un motor de CD de imán permanente. La figura 1.8 muestra los principales componentes e interconexiones del sistema: un teclado numérico permite al usuario proporcionar una entrada, mientras que una pantalla de cristal líquido (LCD) se usa para desplegar mensajes y la interfaz de usuario es activada por medio de un menú. El sentido del rotación del motor es realizado con un arreglo de transistores denominado puente H, que permite la inversión del voltaje aplicado al motor (y por tanto la dirección de rotación). El puente H también permite que la velocidad del motor se controle fácilmente por modulación de ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés), donde la energía hacia el motor se activa o desactiva rápidamente en diferentes ciclos de trabajo para cambiar el voltaje efectivo promedio aplicado.

Un codificador digital de posición (encoder) unido al eje del motor proporciona una señal de retroalimentación de la posición actual. Esta señal se usa para ajustar la señal de voltaje hacia el motor con miras a controlar su posición o velocidad. A esto se le llama sistema servomotor porque usa retroalimentación de un sensor para controlar el motor. Los servomotores son muy importantes en automatización, robótica, dispositivos electrónicos para el consumidor y equipo de oficina, donde los mecanismos o partes necesitan posicionarse o moverse con precisión a ciertas velocidades. Los servomotores son diferentes de los motores de pasos (vea el Ejemplo de diseño B.1), que se mueven suavemente en lugar de en pequeños pasos de incremento.

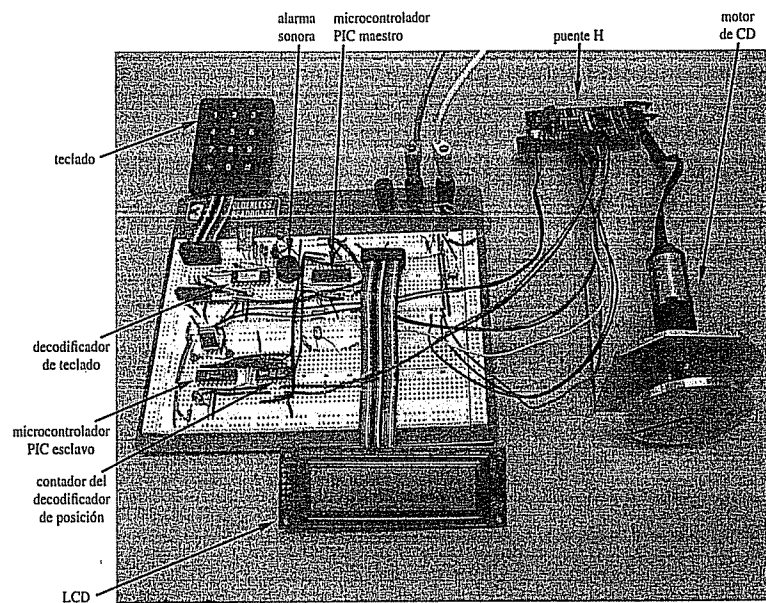


Figura 1.9 Fotografía del control de posición y velocidad del motor de CD.



Demostración en video

1.8 Control de posición y velocidad de un motor de CD

En este diseño se usan dos microcontroladores PIC porque existe un número limitado de terminales de entrada/salida disponibles en un solo chip. El PIC principal (maestro) obtiene entrada del usuario, activa el display LCD y envía la señal de PWM al motor. El PIC secundario (esclavo) monitorea el encoder y transmite la señal de posición de vuelta al PIC maestro con comandos a través de una interfaz de comunicación serial entre ambos microcontroladores.

La Demostración en video 1.8 presenta un ejemplo de la operación del sistema completo que se muestra en la figura 1.9. Usted aprenderá acerca de cada elemento del diseño conforme avance secuencialmente a través del libro.

BIBLIOGRAFÍA

- Alciatore, D. y Hystand, M., "Mechatronics at Colorado State University", *Journal of Mechatronics*, Mechatronics Education in the United States issue, Pergamon Press, mayo de 1995.
- Alciatore, D. y Hystand, M., "Mechatronics and Measurement Systems Course at Colorado State University", *Proceedings of the Workshop on Mechatronics Education*, pp. 7-11, Stanford, CA, julio de 1994.
- Ashley, S., "Getting a Hold on Mechatronics", *Mechanical Engineering*, pp. 60-63, ASME, Nueva York, mayo de 1997.

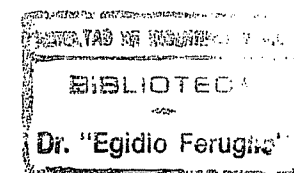
Beckwith, T., Maragoni, R. y Lienhard, J., *Mechanical Measurements*, Addison-Wesley, Reading, MA, 1993.

Craig, K., "Mechatronics System Design Rensselaer", *Proceeding of the Workshop on Mechatronics Education*, pp. 24-27, Stanford, CA, julio de 1994.

Doebelin, E., *Measurement System Applications and Design*, 4a. ed., McGraw-Hill, Nueva York, 1990.

Morley, D., "Mechatronics Explained", *Manufacturing Systems*, p. 104, noviembre de 1996.

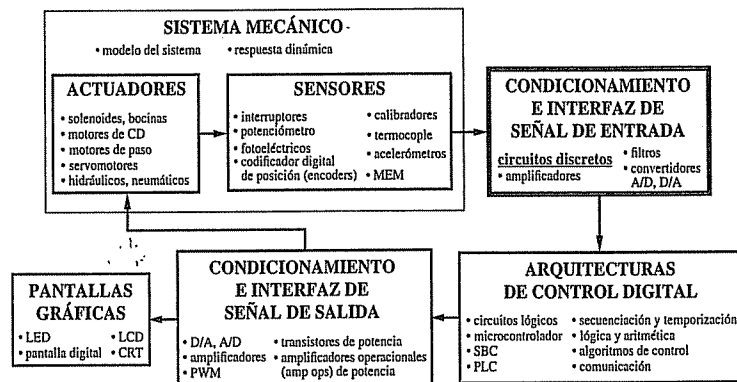
Shoureshi, R. y Meckl, P., "Teaching MEs to Use Microprocessors", *Mechanical Engineering*, vol. 166, núm. 4, pp. 71-74, abril de 1994.



2 CAPÍTULO

Circuitos eléctricos y sus componentes

Este capítulo revisa los fundamentos de los componentes eléctricos básicos y técnicas de análisis de circuitos discretos. Estos temas son importantes para comprender y diseñar todos los elementos de un sistema mecatrónico, en especial los circuitos discretos para condicionamiento e interfaz de señales. ■



OBJETIVOS DEL CAPÍTULO

Después de leer, discutir, estudiar y aplicar las ideas de este capítulo:

1. Entenderá las diferencias entre resistencia, capacitancia e inductancia
2. Definirá las leyes de voltaje y corriente de Kirchhoff y las aplicará a circuitos que incluyan resistencias, capacitores, inductores, fuentes de voltaje y fuentes de corriente
3. Sabrá cómo aplicar modelos para fuentes de voltaje y corriente ideales

4. Podrá predecir el comportamiento de circuitos con entradas senoidales en estado estacionario
5. Caracterizará la potencia disipada o generada por un circuito
6. Podrá predecir los efectos de acoplamiento de impedancias
7. Entenderá cómo reducir el ruido y la interferencia en los circuitos eléctricos
8. Apreciará la necesidad de poner atención a la seguridad eléctrica y a aterrizar los componentes de manera adecuada

2.1 INTRODUCCIÓN

Prácticamente todos los sistemas mecatrónicos y de medición contienen circuitos y componentes eléctricos. Para entender cómo diseñar y analizar estos sistemas, es necesaria una firme comprensión de los fundamentos de los componentes eléctricos básicos y de las técnicas de análisis de circuitos. Estos temas son fundamentales para comprender todo lo que sigue en este libro.

Cuando los electrones se mueven, producen una corriente eléctrica, y se pueden hacer cosas útiles con los electrones energizados. La razón por la que se mueven es que se les impone un campo eléctrico que transmite energía al hacer trabajar a los electrones. A la medición del potencial del campo eléctrico se le llama **voltaje**, el cual es análogo a la energía potencial en un campo gravitacional. El voltaje se puede considerar como una "variable a través" de dos puntos en el campo. El movimiento resultante de los electrones es la corriente, una "variable a lo largo", que se mueve a través del campo. Cuando la corriente se mide a través de un circuito, se coloca un medidor en el circuito y se deja que la corriente fluya a través de él. Cuando se mide un voltaje, se colocan dos sondas conductoras en los puntos entre los que se quiere medir el voltaje. Al voltaje a veces se le refiere como **fuerza electromotriz** o **fem**.

La **corriente** se define como las variaciones del flujo de carga con respecto al tiempo:

$$I(t) = \frac{dq}{dt} \quad (2.1)$$

donde I denota corriente y q denota la cantidad de carga. La carga la proporcionan los electrones cargados negativamente. La unidad en el Sistema Internacional (SI) para corriente es el **ampere** (A) y la carga se mide en **coulombs** ($C = A \cdot s$). Cuando el voltaje y la corriente en un circuito son constantes (independientes del tiempo), sus valores y el circuito se conocen como **corriente directa** o **CD**. Cuando el voltaje y la corriente varían con el tiempo, usualmente de manera senoidal, sus valores y el circuito se conocen como **corriente alterna** o **CA**.

Un circuito eléctrico es un lazo cerrado que consta de varios conductores que conectan componentes eléctricos. Los conductores se pueden interrumpir por medio de componentes llamados interruptores (switches). En la figura 2.1 se muestran algunos ejemplos simples.

En la figura 2.2a) se ilustra la convención de terminología y flujo de corriente que se usan en el análisis de un circuito eléctrico. La fuente de voltaje, que proporciona la energía al circuito, puede ser una fuente de poder, batería o generador. La fuente de voltaje

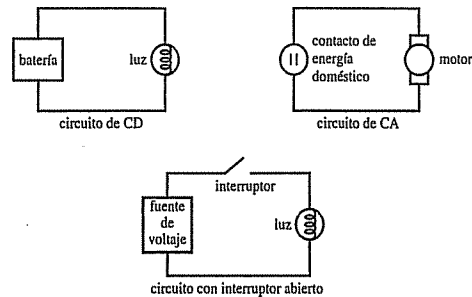


Figura 2.1 Circuitos eléctricos.

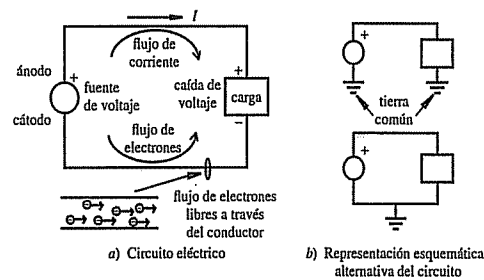


Figura 2.2 Terminología de circuito eléctrico.

agrega energía eléctrica a los electrones, que fluyen de la terminal negativa a la terminal positiva, a través del circuito. El lado positivo de la fuente atrae electrones, y el lado negativo libera electrones. La convención estándar supone que la carga positiva fluye en una dirección opuesta de los electrones. La **corriente** describe el flujo de esta carga positiva (no electrones). Esta convención se debe a Benjamín Franklin, quien pensó que la corriente era el resultado del movimiento de partículas cargadas positivamente. Una **carga** consiste en una red de elementos de circuito que pueden disipar o almacenar energía eléctrica. La figura 2.2b) muestra dos formas alternas de dibujar un circuito esquemático. La **tierra** indica un punto de referencia en el circuito donde se supone que el voltaje es cero. Aun cuando no se muestre una conexión entre los símbolos de tierra en el circuito superior, se implica que ambos símbolos tierra representan un solo voltaje de referencia. Esta técnica se puede aplicar cuando se dibujan circuitos complicados para reducir el número de líneas. El circuito inferior es una representación equivalente.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 2.1

Cómo "pasar corriente" a un automóvil de manera adecuada

Dibuje un circuito equivalente y mencione la secuencia de pasos para conectar adecuadamente los cables entre dos baterías de automóvil cuando intenta "pasar corriente" a un automóvil cuya batería se agotó. Asegúrese de etiquetar las terminales positiva y negativa en cada batería y los cables rojo y negro de los cables pasacorriente.

Se recomienda que la última conexión que haga esté entre el cable negro del auto que pasa la corriente y el automóvil que se quedó sin batería, y en lugar de conectarlo a la terminal negativa de la batería, debe conectarlo al chasis del automóvil en un punto alejado de la batería. ¿Cuál es la razón de este consejo? ¿Tiene importancia en qué orden se quiten las conexiones cuando arrancó el automóvil?

2.2 ELEMENTOS ELÉCTRICOS BÁSICOS

Existen tres elementos eléctricos pasivos básicos: resistencia (R), capacitor (C) e inductor (L). Los elementos pasivos no requieren fuente de voltaje adicional a diferencia de los dispositivos activos, como son los circuitos integrados. Estos elementos se definen por sus relaciones voltaje-corriente. Existen dos tipos de fuentes de energía ideales: una **fuentes de voltaje** (V) y una **fuentes de corriente** (I). Estas fuentes ideales no contienen resistencia, inductancia o capacitancia interna. La figura 2.3 ilustra los símbolos esquemáticos de todos estos componentes. La figura 2.4 muestra algunos ejemplos de componentes reales que corresponden a los símbolos de la figura 2.3.

2.2.1 Resistencia

Una **resistencia** es un elemento de disipación que convierte energía eléctrica en calor. La **ley de Ohm** define la relación voltaje-corriente característica de una resistencia ideal:

$$V = IR \quad (2.2)$$

La unidad de resistencia es el **ohm** (Ω). La resistencia es una propiedad del material cuyo valor es la pendiente de la curva voltaje-corriente de la resistencia (vea la figura 2.5). En una resistencia ideal, la relación voltaje-corriente es lineal y la resistencia es

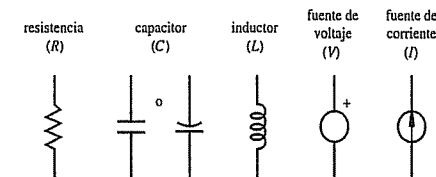


Figura 2.3 Símbolos esquemáticos para los elementos eléctricos básicos.

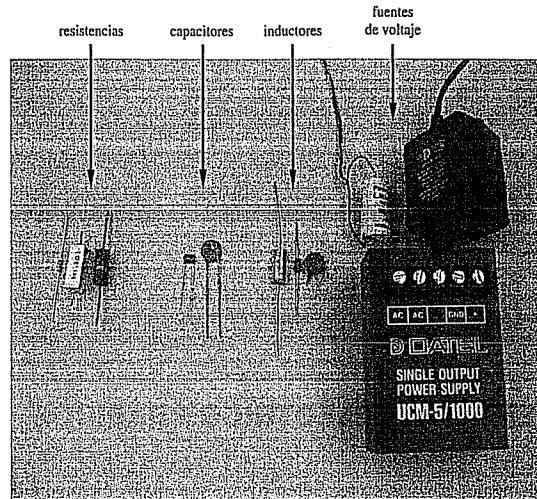


Figura 2.4 Ejemplos de elementos de circuito básicos.

constante. Sin embargo, las resistencias reales por lo general son no lineales debido a los efectos de la temperatura. Conforme aumenta la corriente aumenta la temperatura, lo que resulta en mayor resistencia. Además, una resistencia real tiene una capacidad limitada de disipación de potencia que se designa en watts, y puede fallar después de que se alcanza este límite.

Si el material de una resistencia es homogéneo y tiene un área transversal constante, como el cilíndrico que se ilustra en la figura 2.6, entonces la resistencia está dada por

$$R = \frac{\rho L}{A} \quad (2.3)$$

donde ρ es la **resistividad** o resistencia específica del material; L es la longitud del alambre, y A es el área transversal. En la tabla 2.1 se presentan resistividades de conductores comunes.

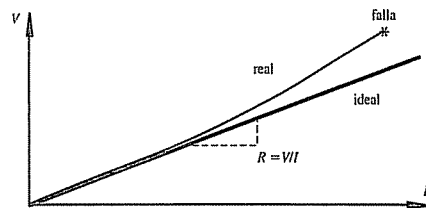


Figura 2.5 Relación voltaje-corriente para una resistencia ideal.

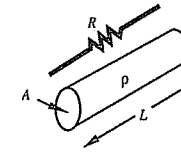


Figura 2.6 Resistencia de alambre.

Tabla 2.1 Resistividades de conductores comunes

Material	Resistividad ($10^{-8} \Omega m$)
Aluminio	2.8
Carbono	4 000
Cobre	1.7
Constantán	44
Hierro	10
Oro	2.4
Plata	1.6
Tungsteno	5.5

Resistencia de un alambre

EJEMPLO 2.1

Como ejemplo del uso de la ecuación 2.3, determine la resistencia de un alambre de cobre de 1.0 mm de diámetro y 10 m de largo.

De la tabla 2.1, la resistividad del cobre es

$$\rho = 1.7 \times 10^{-8} \Omega m$$

Dado que el diámetro, área y longitud del alambre son

$$D = 0.0010 \text{ m}$$

$$A = \pi D^2/4 = 7.8 \times 10^{-7} \text{ m}^2$$

$$L = 10 \text{ m}$$

la resistencia total del alambre es

$$R = \rho L/A = 0.22 \Omega$$

Las resistencias que se usan al ensamblar circuitos están empacadas en varias formas, incluidos componentes axiales, componentes de montaje superficial, el **encapsulado dual en línea (DIP)** y el **encapsulado simple en línea (SIP)**, que contienen múltiples resistencias en un paquete que encaja convenientemente en tarjetas de circuito impreso. Estos cuatro tipos se ilustran en las figuras 2.7 y 2.8. La Demostración en video 2.1 también muestra varios ejemplos de tipos de resistencias y sus empaques.



Demostración en video

2.1 Resistencia

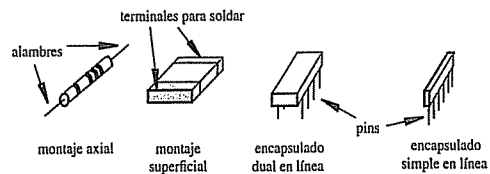


Figura 2.7 Embalaje de resistencias.

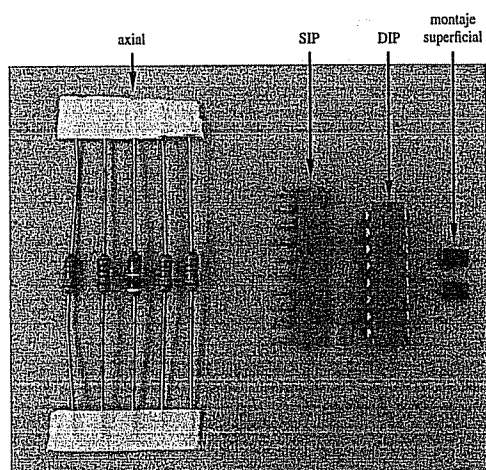


Figura 2.8 Ejemplos de empaquetado de resistencias.



Vínculo de internet

2.1 Código de colores para resistencias

El valor y la tolerancia de una resistencia axial usualmente se codifica con cuatro bandas de color (a , b , c , tol), como se ilustra en la figura 2.9. Los colores que se usan para las bandas se mencionan, con sus respectivos valores, en la tabla 2.2 y en el Vínculo de internet 2.1 (para fácil referencia). El valor y la tolerancia (tol) de una resistencia se expresa como

$$R = ab \times 10^c \pm \text{tolerancia} (\%) \quad (2.4)$$

donde la banda a representa decenas, la banda b representa unidades, la banda c representa la potencia de 10 y la banda tol representa la tolerancia o incertidumbre como porcentaje del valor de resistencia codificado. El conjunto de **valores estándar** para los primeros dos dígitos son 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 18, 20, 22, 24, 27, 30, 33, 36, 39, 43, 47, 51, 56, 62, 68, 75, 82 y 91. Con frecuencia, los valores de resistencia están en el rango de $k\Omega$ y en ocasiones la unidad se abrevia como k en lugar de $k\Omega$. Por ejemplo, 10 k junto a una resistencia en un esquema eléctrico implica 10 $k\Omega$.

Las resistencias más comunes que se usan en circuitos electrónicos ordinarios son de carbono o película metálica de 1/4 de watt y 5% de tolerancia. Los valores de resistencia de este tipo varían en valor entre 1 Ω y 24 $M\Omega$. También están disponibles resistencias con clasificaciones de mayor potencia. La clasificación 1/4 de watt significa que la resistencia puede fallar si se le requiere disipar más potencia que ésta.

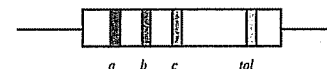


Figura 2.9 Bandas de color de resistencia axial.

Tabla 2.2 Códigos de color de las bandas de una resistencia

Bandas a , b y c		Banda tol	
Color	Valor	Color	Valor
Negro	0	Oro	$\pm 5\%$
Café	1	Plata	$\pm 10\%$
Rojo	2	Ninguno	$\pm 20\%$
Naranja	3		
Amarillo	4		
Verde	5		
Azul	6		
Violeta	7		
Gris	8		
Blanco	9		

Las resistencias de precisión de película metálica tienen incertidumbres de 1% o menos y están disponibles en un amplio rango de valores en comparación con las de tolerancia más baja. Por lo general tienen un código numérico de cuatro dígitos impreso directamente en el cuerpo de la resistencia. Los primeros tres dígitos denotan el valor de la resistencia y el último dígito indica la potencia de 10 por la cual multiplicar.

Códigos de color de resistencia

EJEMPLO 2.2

Una resistencia axial tiene las siguientes bandas de color:

$$a = \text{verde}, b = \text{café}, c = \text{rojo y } tol = \text{oro}$$

De la ecuación 2.4 y la tabla 2.2, el rango de posibles valores de resistencia es

$$R = 51 \times 10^2 \Omega \pm 5\% = 5100 \pm (0.05 \times 5100) \Omega$$

o

$$4800 \Omega < R < 5300 \Omega$$

Las resistencias se presentan en una diversidad de formas y tamaños. Al igual que con muchos componentes eléctricos, el tamaño del dispositivo con frecuencia tiene poco que ver con su valor característico (por ejemplo, la resistencia). Los capacitores son una excepción, pues un dispositivo más grande por lo general implica un valor de capacitancia mayor. En la mayoría de los dispositivos de corriente continua, el tamaño físico usualmente se asocia con la corriente máxima o la cantidad de potencia, ambos relacionados con las capacidades de disipación de potencia.

La Demostración en video 2.2 muestra varios tipos de componentes de diversos tamaños para ilustrar este principio. El mejor lugar para encontrar información detallada



Demostración en video

2.2 Componentes electrónicos de varios tipos y tamaños



Vínculo de internet

2.2 Recursos y proveedores en línea de componentes electrónicos

acerca de varios componentes es en línea en los sitios web de los vendedores. El Vínculo de internet 2.2 se dirige a una colección de vínculos a los proveedores más grandes y populares.

En el mercado existen resistencias variables que proporcionan un rango de valores de resistencia controlados por un tornillo mecánico, perilla o corredera lineal. El tipo más común se llama **potenciómetro** o **pot**. En la figura 2.10 se muestran varios símbolos esquemáticos para un potenciómetro. Al potenciómetro que se incluye en un circuito para ajustar (trim) la resistencia en el circuito se le denomina **potenciómetro de ajuste** (trim pot). Un potenciómetro de ajuste se muestra como un pequeño símbolo que denota el tornillo que se utiliza para ajustar su valor. Por lo general, en el componente se indica la dirección en la que se debe girar el potenciómetro para aumentar la resistencia. Los potenciómetros se discuten con mayor amplitud en las secciones 4.8 y 9.2.2.

La **conductancia** se define como el recíproco de la resistencia. A veces se usa como una alternativa a la resistencia para caracterizar un elemento disipativo. Es una medida de cuán fácilmente un elemento conduce corriente, en oposición a cuánto se le resiste. La unidad de conductancia es el **siemen** ($S = 1/\Omega = \text{mho}$).

2.2.2 Capacitor

Un **capacitor** es un elemento pasivo que almacena energía en forma de campo eléctrico. Este campo es el resultado de una separación de la carga eléctrica. El capacitor más simple consiste en un par de placas conductoras paralelas separadas por un material dieléctrico, como se ilustra en la figura 2.11. El **material dieléctrico** es un aislante que aumenta la capacitancia como resultado de dipolos eléctricos permanentes o inducidos en el material. Estrictamente, la corriente directa (CD) no fluye a través de un capacitor; en vez de ello, las cargas se desplazan de un lado del capacitor a través del circuito conductor al otro lado, lo que establece el campo eléctrico. El desplazamiento de la carga se llama **corriente de desplazamiento** pues la corriente parece fluir momentáneamente a través del dispositivo. La relación voltaje-corriente del capacitor se define como

$$V(t) = \frac{1}{C} \int_0^t I(\tau) d\tau = \frac{q(t)}{C} \quad (2.5)$$

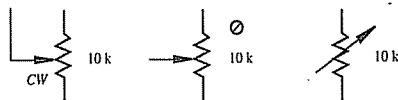


Figura 2.10 Símbolos esquemáticos del potenciómetro.

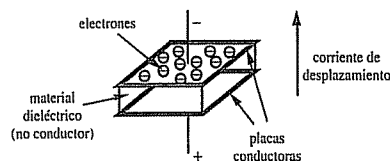


Figura 2.11 Capacitor de placas paralelas.

donde $q(t)$ es la cantidad de carga acumulada medida en coulombs y C es la capacitancia medida en farads o faradios ($F = \text{coulombs/volts}$). Para diferenciar esta ecuación, se puede relacionar la corriente de desplazamiento con la tasa de cambio del voltaje:

$$I(t) = C \frac{dV}{dt} \quad (2.6)$$

La capacitancia es una propiedad del material dieléctrico y la geometría y separación de las placas. Los valores de los capacitores típicos varían de 1 pF a $1000 \mu\text{F}$. Dado que el voltaje a través de un capacitor es la integral de la corriente de desplazamiento (vea la ecuación 2.5), el voltaje no puede cambiar instantáneamente. Esta característica se puede usar para propósitos de temporización en circuitos eléctricos como un circuito RC simple.

Los principales tipos de capacitores comerciales son los capacitores electrolíticos, los de tantalio, los de disco cerámico y los mylar. Los capacitores electrolíticos están polarizados, lo que significa que tienen un extremo positivo y uno negativo. El lado positivo de un capacitor polarizado se debe mantener a un voltaje mayor que el lado negativo; de otro modo, el dispositivo generalmente se dañará (por ejemplo, hará cortocircuito y/o explotará con un sonido de estallido). Los capacitores vienen en muchos tamaños y formas (vea la Demostración en video 2.3). Con frecuencia, la capacitancia está impresa directamente sobre el componente, por lo general en μF o pF , pero en ocasiones se usa un código de tres dígitos. Los primeros dos dígitos son el valor y el tercero es la potencia de 10 multiplicada por picofaradios (por ejemplo, 102 implica $10 \times 10^2 \text{ pF} = 1 \text{ nF}$). Si sólo hay dos dígitos, el valor reportado está en picofaradios (por ejemplo, 22 implica 22 pF).

2.2.3 Inductor

Un **inductor** es un elemento pasivo de almacenamiento de energía en forma de campo magnético. La forma más simple de inductor es una bobina de alambre, que tiene la tendencia a mantener su campo magnético una vez establecido. Las características del inductor son resultado directo de la ley de inducción de Faraday, que establece

$$V(t) = \frac{d\lambda}{dt} \quad (2.7)$$

donde λ es el **flujo magnético** total a través de los devanados de la bobina debido a la corriente. El flujo magnético se mide en webers (Wb). En la figura 2.12 se muestran las líneas de campo magnético que rodean a un inductor. La dirección sur a norte de las líneas del campo magnético, que se muestran con puntas de flecha en la figura, se encuentran usando la **regla de la mano derecha** para una bobina. La regla establece que, si se enrollan los dedos de la mano derecha en la dirección del flujo de corriente a través de la bobina, el pulgar apuntará en la dirección del norte magnético. Para una bobina ideal, el flujo es proporcional a la corriente:

$$\lambda = LI \quad (2.8)$$

donde L es la inductancia de la bobina, que se supone es constante. La unidad de medición de inductancia es el **henry** ($\text{H} = \text{Wb/A}$). Al usar las ecuaciones 2.7 y 2.8, la relación voltaje-corriente de un inductor se puede expresar como



Demostración en video

2.3 Capacitores

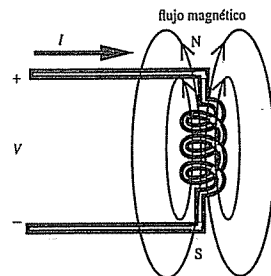


Figura 2.12 Acoplamiento de flujo inductor.

$$V(t) = L \frac{dI}{dt} \quad (2.9)$$

La magnitud del voltaje a través de un inductor es proporcional a la tasa de cambio de la corriente a través del mismo. Si la corriente a través del inductor aumenta ($dI/dt > 0$), la polaridad del voltaje es como se muestra en la figura 2.12. Si la corriente a través del inductor disminuye ($dI/dt < 0$), la polaridad del voltaje es opuesta a la que se muestra.

La ecuación integral 2.9 se obtiene de una expresión para la corriente a través de un inductor dado el voltaje:

$$I(t) = \frac{1}{L} \int_0^t V(\tau) d\tau \quad (2.10)$$

donde τ es una variable ficticia de integración. A partir de esto se puede inferir que la corriente a través de un inductor no puede cambiar instantáneamente porque es la integral del voltaje. Esto es importante para comprender la función o consecuencias de los inductores en los circuitos. Toma tiempo aumentar o disminuir la corriente que fluye a través de un inductor. Un importante componente de sistema mecatrónico, el motor eléctrico, tiene gran inductancia, así que es difícil arrancar o detener el motor muy rápidamente. Esto también es cierto para los relevadores electromagnéticos o solenoides.

Los componentes inductores típicos varían en valor de 1 μH a 100 mH. La inductancia es importante a considerar en los motores, relevadores, solenoides, algunas fuentes de poder y circuitos de alta frecuencia. Aunque algunos fabricantes tienen sistemas de codificación para los inductores, no hay un método estándar. Con frecuencia, el valor se imprime directamente en el dispositivo, por lo general en μH o mH.

2.3 LEYES DE KIRCHHOFF

Ahora está listo para colocar juntos en un circuito elementos pasivos y fuentes, así como para calcular voltajes y corrientes en cualquier parte del circuito. Las leyes de Kirchhoff son esenciales para el análisis de circuitos, sin importar cuán complejos sean sus elementos o cuán moderno sea su diseño. De hecho, estas leyes son la base incluso para el análisis de los circuitos más complejos, como el que involucra circuitos con transistores, amplificadores operacionales o circuitos integrados con cientos de elemen-

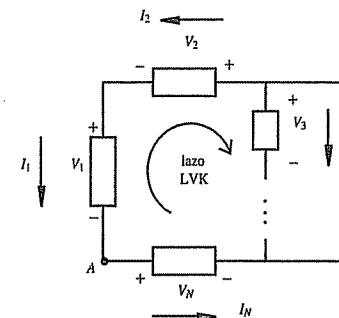


Figura 2.13 Ley de voltaje de Kirchhoff.

tos. La ley del voltaje de Kirchhoff (LVK) afirma que la suma de los voltajes alrededor de un lazo o trayectoria cerrada es 0 (vea la figura 2.13):

$$\sum_{i=1}^N V_i = 0 \quad (2.11)$$

Note que el lazo debe estar cerrado, pero los conductores en sí no necesitan estar cerrados.

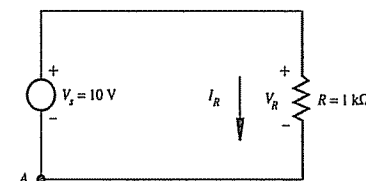
Para aplicar la LVK a un circuito, como se ilustra en la figura 2.13, primero suponga una dirección de corriente en cada rama del circuito. A continuación, asigne la polaridad apropiada al elemento en la dirección de la corriente. (Donde la corriente supuesta entra a un elemento pasivo, se muestra un signo más, y donde la corriente supuesta sale del elemento, se muestra un menos.) La polaridad del voltaje a través de una fuente de voltaje y la dirección de la corriente a través de una fuente de corriente siempre se debe mantener como está dada. Ahora, a partir de cualquier punto del circuito (como el nodo A de la figura 2.13) y siguiendo una dirección del lazo en sentido de las manecillas del reloj o en sentido contrario a éste (en la figura 2.13 es en el sentido de las manecillas del reloj), forme la suma de los voltajes a través de cada elemento y asigne a cada voltaje el primer signo algebraico que encuentre en cada elemento del lazo. Para la figura 2.13, el resultado sería:

$$-V_1 - V_2 + V_3 + \dots - V_N = 0 \quad (2.12)$$

Ley del voltaje de Kirchhoff

EJEMPLO 2.3

Se usará la LVK para encontrar la corriente I_R en el siguiente circuito. El primer paso es suponer la dirección de la corriente para I_R . La dirección elegida se muestra en la figura. Luego use



la dirección de la corriente a través de la resistencia para asignar la polaridad de caída de voltaje. (Si supone que la corriente fluye en la dirección opuesta, la polaridad del voltaje a través de la resistencia también tendría que invertirse.) La polaridad para la fuente de voltaje es fija, sin importar la dirección de la corriente. A partir del punto *A* y conforme se avanza en el sentido de las manecillas del reloj alrededor del lazo, se asigna el primer signo de voltaje que se encuentra en cada elemento, lo que produce

$$-V_s + V_R = 0$$

Al aplicar la ley de Ohm,

$$-V_s + I_R R = 0$$

Por tanto,

$$I_R = V_s / R = 10/1000 \text{ A} = 10 \text{ mA}$$

La **ley de corriente de Kirchhoff (LCK)** afirma que la suma de las corrientes que fluyen en una superficie cerrada o nodo es 0. Con referencia a la figura 2.14a),

$$I_1 + I_2 - I_3 = 0 \quad (2.13)$$

De manera más general, con referencia a la figura 2.14b),

$$\sum_{i=1}^N I_i = 0 \quad (2.14)$$

Note que a las corrientes que salen de un nodo o superficie se les asigna un valor negativo.

Es importante notar que, cuando se analiza un circuito, arbitrariamente se suponen las direcciones de las corrientes y en el esquema las direcciones se denotan con flechas. Si el resultado calculado para una corriente es negativo, en realidad la corriente fluye en la dirección opuesta. Además, las caídas de voltaje supuestas deben ser consistentes con las direcciones de corriente que se supusieron. Si un voltaje calculado es negativo, su polaridad real es opuesta a la que se muestra.

El Ejercicio de laboratorio 1 introduce muchos de los conceptos básicos presentados hasta el momento en este capítulo. Se desarrollan las siguientes habilidades prácticas:

- Ensamblado de circuitos básicos con el uso de una tableta de conexiones (vea la Demostración en video 2.4).
- Mediciones de voltaje y corriente (vea la Demostración en video 2.5).
- Lectura de valores de la resistencia y del capacitor.

2.3.1 Circuito de resistencias en serie

La aplicación de la LCK al circuito simple de resistencias en serie que se ilustra en la figura 2.15 produce algunos resultados útiles. Al suponer una dirección de corriente *I*, partir del nodo *A* y seguir una dirección en sentido de las manecillas del reloj produce

$$-V_s + V_{R_1} + V_{R_2} = 0 \quad (2.15)$$

A partir de la ley de Ohm,

$$V_{R_1} = IR_1 \quad (2.16)$$

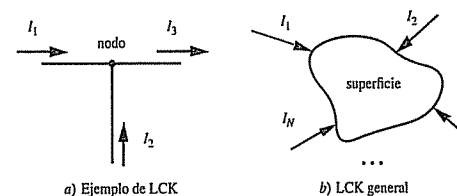


Figura 2.14 Ley de corriente de Kirchhoff.

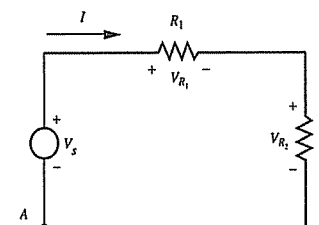


Figura 2.15 Circuito de resistencias en serie.

y

$$V_{R_2} = IR_2 \quad (2.17)$$

Al sustituir estas dos ecuaciones en la ecuación 2.15 se obtiene

$$-V_s + IR_1 + IR_2 = 0 \quad (2.18)$$

y al resolver para *I* produce

$$I = \frac{V_s}{(R_1 + R_2)} \quad (2.19)$$

Note que si se tiene una sola resistencia con valor $R_1 + R_2$, se podría tener el mismo resultado. Por tanto, las resistencias en serie se suman, y la resistencia equivalente de un circuito con resistencias en serie es

$$R_{eq} = R_1 + R_2 \quad (2.20)$$

En general, *N* resistencias conectadas en serie se pueden sustituir por una sola resistencia equivalente dada por

$$R_{eq} = \sum_{i=1}^N R_i \quad (2.21)$$

Al aplicar la LCK a circuitos con capacitores e inductores, se puede demostrar (vea las preguntas 2.10 y 2.12) que dos capacitores en serie se combinan como

$$C_{eq} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (2.22)$$



Ejercicio de laboratorio

Laboratorio 1

Introducción: Códigos de resistencia, tableta de conexiones (protoboard) y mediciones básicas



Demostración en video

2.4 Construcción de una protoboard

2.5 Instrumentación para alimentación y toma de mediciones en circuitos

y dos inductores en serie se suman:

$$L_{eq} = L_1 + L_2 \quad (2.23)$$

A un circuito que contiene dos resistencias en serie se le conoce como **divisor de voltaje** porque el voltaje fuente V_s se divide entre cada resistencia. Las expresiones para los voltajes de resistencia se pueden obtener al sustituir la ecuación 2.19 en las ecuaciones 2.16 y 2.17, lo que produce

$$V_{R_1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s, \quad V_{R_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_s \quad (2.24)$$

En general, para N resistencias conectadas en serie con un voltaje total aplicado de V_s , el voltaje V_{R_i} a través de cualquier resistencia R_i es

$$V_{R_i} = \frac{R_i}{R_{eq}} V_s = \frac{R_i}{\sum_{j=1}^N R_j} V_s \quad (2.25)$$

Los divisores de voltaje son útiles porque permiten crear diferentes voltajes de referencia en un circuito, incluso si el circuito se energiza sólo mediante un único suministro de salida. Sin embargo, debe tener cuidado de que las cargas unidas no consuman una corriente significativa y afecten las referencias de voltaje producidas con los divisores (vea el Tema para discusión en clase 2.2).

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 2.2 Aplicación inadecuada de un divisor de voltaje

Su automóvil tiene una batería de 12 V que proporciona energía a algunos circuitos en el automóvil a menores niveles de voltaje. ¿Por qué no es adecuado usar un divisor de voltaje simple para crear un nivel de voltaje menor para un circuito que requiere corriente significativa?

2.3.2 Circuito de resistencias en paralelo

La aplicación de la LCK al circuito simple de resistencias en paralelo que se ilustra en la figura 2.16 también produce algunos resultados útiles. Puesto que cada resistencia experimenta el mismo voltaje V_s , la ley de Ohm produce

$$I_1 = \frac{V_s}{R_1} \quad (2.26)$$

e

$$I_2 = \frac{V_s}{R_2} \quad (2.27)$$

Al aplicar la LCK al nodo A produce

$$I - I_1 - I_2 = 0 \quad (2.28)$$

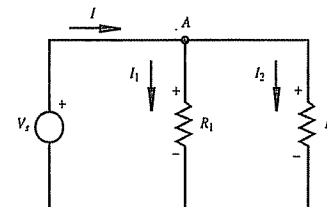


Figura 2.16 Circuito de resistencias en paralelo.

Al sustituir las corrientes de las ecuaciones 2.26 y 2.27, se obtiene

$$I = \frac{V_s}{R_1} + \frac{V_s}{R_2} = V_s \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \quad (2.29)$$

La sustitución de los valores de resistencia R_1 y R_2 con sus conductancias equivalentes $1/G_1$ y $1/G_2$, produce

$$I = V_s (G_1 + G_2) \quad (2.30)$$

Una sola resistencia con una conductancia de valor $(G_1 + G_2)$ habría producido el mismo resultado; por tanto, las conductancias en paralelo se suman. La ecuación 2.30 se puede escribir como

$$I = V_s G_{eq} = \frac{V_s}{R_{eq}} \quad (2.31)$$

donde G_{eq} es la conductancia equivalente y R_{eq} es la resistencia equivalente. Al comparar el lado derecho de esta ecuación con la ecuación 2.29 se obtiene

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \quad (2.32)$$

o

$$R_{eq} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.33)$$

En general, N resistencias conectadas en paralelo se pueden sustituir por una sola resistencia equivalente dada por

$$\frac{1}{R_{eq}} = \sum_{i=1}^N \frac{1}{R_i} \quad (2.34)$$

o

$$R_{eq} = 1 / \sum_{i=1}^N \frac{1}{R_i} \quad (2.35)$$

Al aplicar la LCK a circuitos con capacitores e inductores, se puede demostrar (vea las preguntas 2.11 y 2.13) que dos capacitores en paralelo se suman:

$$C_{eq} = C_1 + C_2 \quad (2.36)$$

y dos inductores en paralelo se combinan como

$$L_{eq} = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} \quad (2.37)$$

Un circuito que contiene dos resistencias conectadas en paralelo se llama **divisor de corriente**, porque la corriente fuente I se divide entre cada resistencia. Se pueden obtener expresiones para las corrientes divididas al resolver la ecuación 2.29 para V_s y al sustituir en las ecuaciones 2.26 y 2.27, lo que produce

$$I_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} I, \quad I_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} I \quad (2.38)$$

La Demostración en video 2.6 ilustra las diferencias entre los cableados de focos en paralelo y en serie. La demostración ilustra la división de voltaje y corriente y los efectos sobre la salida de potencia.

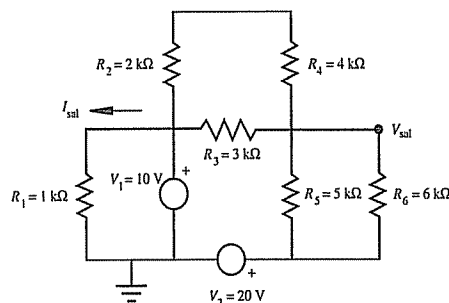
Demostración en video

2.6 Comparación de circuitos en serie y paralelo con focos

EJEMPLO 2.4

Análisis de circuito

A manera de ejemplo de cómo se aplican las herramientas presentadas en las secciones previas a un circuito no trivial, considere la siguiente red, donde la meta es encontrar I_{sal} y V_{sal} . En cualquier nodo en el circuito, como el marcado por V_{sal} , el voltaje se define con respecto a la tierra de referencia denotada por el símbolo \perp . Las diferencias de voltaje entre dos puntos cualesquiera se pueden obtener al tomar la diferencia entre los valores con referencia a tierra en dichos puntos.



El primer paso es combinar grupos de resistencias entre y alrededor de las fuentes (V_1 y V_2) y las ramas de interés (las que tratan con I_{sal} y V_{sal}) con el uso de las fórmulas de resistencia en serie y en paralelo (ecuaciones 2.20 y 2.33). Las resistencias resultantes para el circuito equivalente que sigue son

$$R_{234} = \frac{(R_2 + R_4)R_3}{(R_2 + R_4) + R_3} = 2.00 \text{ k}\Omega$$

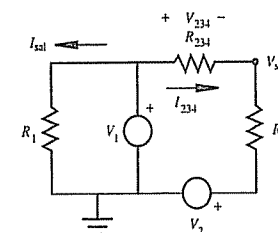
$$R_{56} = \frac{R_5 R_6}{R_5 + R_6} = 2.73 \text{ k}\Omega$$

La aplicación de la LVK al lazo izquierdo produce

$$V_1 = I_{sal} R_1$$

de modo que

$$I_{sal} = V_1 / R_1 = 10 \text{ V} / 1 \text{ k}\Omega = 10 \text{ mA}$$



La aplicación de la LVK al lazo derecho dice que el voltaje total a través de R_{234} y R_{56} en la dirección supuesta de I_{234} es $(V_1 - V_2)$. La división de voltaje (ecuación 2.24) puede entonces usarse para determinar la caída de voltaje a través de R_{234} en la dirección supuesta de I_{234} :

$$V_{234} = \frac{R_{234}}{R_{234} + R_{56}} (V_1 - V_2) = -4.23 \text{ V}$$

Dado que V_1 es referencia a tierra, el voltaje de salida deseado es

$$V_{sal} = V_1 - V_{234} = 14.2 \text{ V}$$

Note que, puesto que V_{234} resultó ser negativo, el flujo real de corriente a través de R_{234} sería en la dirección contraria a la supuesta en esta solución.

Se pueden usar muchos métodos para resolver este problema, y el que se presenta aquí sólo es un ejemplo de solución, no necesariamente el mejor método.

El Ejercicio de laboratorio 2 proporciona experiencia con el uso de varios instrumentos, entre los que se incluyen el osciloscopio, el multímetro, la fuente de poder y el generador de funciones (vea la Demostración en video 2.5). El ejercicio también cubre la aplicación práctica de la ley de Ohm, la LVK y la LCK para realizar mediciones de voltaje y corriente en circuitos. La Demostración en video 2.7 muestra los diversos tipos de cables y conectores que se usan para conectar instrumentos entre sí y a los circuitos.

2.4 FUENTES Y MEDIDORES DE VOLTAJE Y CORRIENTE

Cuando se analiza a las redes eléctricas en el papel, por lo general se supone que las fuentes y medidores son los ideales. Sin embargo, los dispositivos físicos no son ideales y a veces es necesario explicar sus limitaciones cuando los circuitos los contienen. Por lo general se supone el siguiente comportamiento ideal:

- Una **fente de voltaje ideal** tiene resistencia de salida cero y puede suministrar corriente infinita.
- Una **fente de corriente ideal** tiene resistencia de salida infinita y puede suministrar voltaje infinito.



Demostración en video

2.5 Instrumentación para alimentación y toma de mediciones en circuitos

2.7 Conectores (BNC, banana, caimán)



Ejercicio de laboratorio

Laboratorio 2
Familiarización con instrumentos y relaciones eléctricas básicas

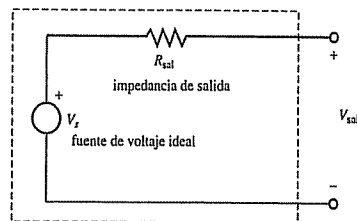


Figura 2.17 Fuente de voltaje real con impedancia de salida.

- Un **voltímetro ideal** tiene resistencia de entrada infinita y no extrae corriente.
- Un **amperímetro ideal** tiene resistencia de entrada cero y no tiene caída de voltaje a través de él.

Desafortunadamente las fuentes y medidores reales tienen características terminales que son un poco diferentes a las de los casos ideales. Sin embargo, las características terminales de las fuentes y medidores reales se pueden modelar usando fuentes y medidores ideales con sus resistencias de entrada y salida asociadas.

Como se muestra en la figura 2.17, una fuente de voltaje “real” se puede modelar como una fuente de voltaje ideal en serie con una resistencia llamada **impedancia de salida** del dispositivo. Cuando una carga se une a la fuente y fluye corriente, el voltaje de salida V_{sal} será diferente del voltaje fuente ideal V_s debido a la división de voltaje. La impedancia de salida de la mayoría de las fuentes de voltaje disponibles en el mercado (por ejemplo, una fuente de poder) es muy pequeña, por lo general una fracción de un ohm. Para la mayoría de las aplicaciones, esta impedancia es lo suficientemente pequeña como para ser despreciada. No obstante, la impedancia de salida puede ser importante cuando se activa un circuito con resistencia pequeña pues la impedancia se suma a la

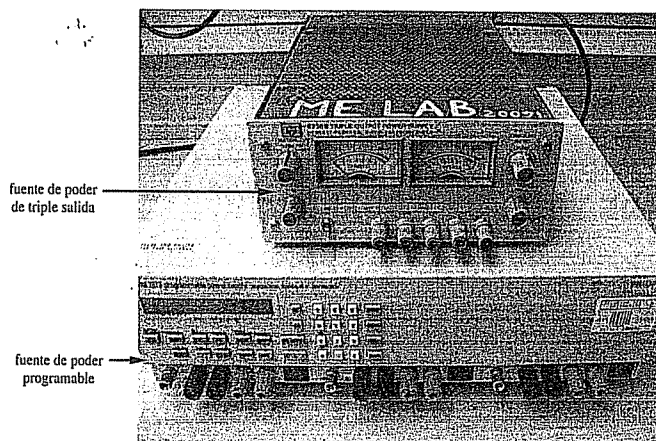


Figura 2.18 Ejemplo de fuentes de voltaje disponibles en el mercado.

resistencia del circuito. La figura 2.18 muestra ejemplos de dos fuentes de voltaje disponibles en el mercado. La unidad superior es una fuente de poder de triple salida que puede proporcionar tres diferentes voltajes ajustables en relación con la tierra: de 0 a 9 V, 20 V y -20 V. La unidad inferior es una fuente de poder programable que proporciona fuentes de voltaje controladas digitalmente.

Como se muestra en la figura 2.19, una fuente de corriente “real” se puede modelar como una fuente de corriente ideal en paralelo con una impedancia de salida. Cuando una carga se une a la fuente, la corriente fuente I_s se divide entre la impedancia de salida y la carga. La impedancia de salida de la mayoría de las fuentes de corriente disponibles en el mercado es muy grande, lo que minimiza el efecto de división de corriente. Sin embargo, esta impedancia puede ser importante cuando se activa un circuito con una gran resistencia.

Como se muestra en la figura 2.20, un amperímetro “real” se puede modelar como un amperímetro ideal en serie con una resistencia llamada **impedancia de entrada** del dispositivo. La impedancia de entrada de la mayoría de los amperímetros disponibles en el mercado es muy pequeña, lo que minimiza la caída de voltaje V_R agregada en el circuito. Sin embargo, esta resistencia puede ser importante cuando se hacen mediciones

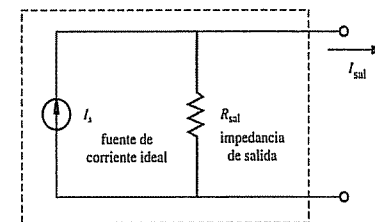


Figura 2.19 Fuente de corriente real con impedancia de salida.

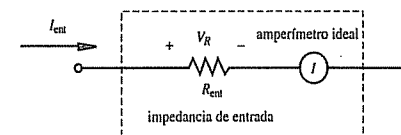


Figura 2.20 Amperímetro real con impedancia de entrada.

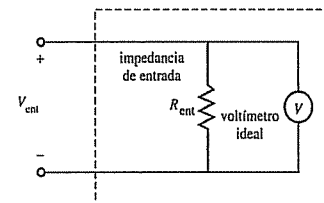


Figura 2.21 Voltímetro real con impedancia de entrada.



Vínculo de internet

2.3 Recursos y proveedores en línea de instrumentación



Ejercicio de laboratorio

Laboratorio 3

Familiarización con instrumentos y relaciones eléctricas básicas

Laboratorio 4

El osciloscopio



Demostración en video

2.8 Demostraciones de osciloscopio con el uso del visualizador analógico Tektronix 2215

de corriente a través de la rama de un circuito con pequeña resistencia porque la impedancia de salida se suma a la resistencia de la rama.

Como se muestra en la figura 2.21, un voltímetro "real" se puede modelar como un voltímetro ideal en paralelo con una impedancia de entrada. La impedancia de entrada de la mayoría de los voltímetros disponibles en el mercado (por ejemplo, un osciloscopio o multímetro) es muy grande, por lo general en el orden de 1 a 10 MΩ. Sin embargo, esta resistencia se debe considerar cuando se hagan mediciones de un voltaje a través de una rama de circuito con gran resistencia pues la combinación en paralelo de la impedancia de entrada del medidor y la rama del circuito resultaría en un error significativo en el valor medido. La figura 2.22 muestra ejemplos de **multímetros digitales** (DMM, por sus siglas en inglés) disponibles en el mercado que contienen, entre otras cosas, amperímetros y voltímetros. La figura 2.23 muestra un ejemplo de osciloscopio disponible en el mercado que contiene un voltímetro capaz de digitalizar, desplegar y registrar mediciones dinámicas. El Vínculo de internet 2.3 proporciona vínculos a varios recursos y proveedores en línea que ofrecen una variedad de instrumentación (fuentes de poder, generadores de función, multímetros, osciloscopios, equipo de adquisición de datos y más).

El Ejercicio de laboratorio 3 proporciona experiencia con los efectos de la impedancia de entrada y salida de varios instrumentos. Es importante saber cómo las características de estos instrumentos afectan las mediciones de voltaje y corriente. El Ejercicio de laboratorio 4 muestra una experiencia con un osciloscopio. Las características y con-

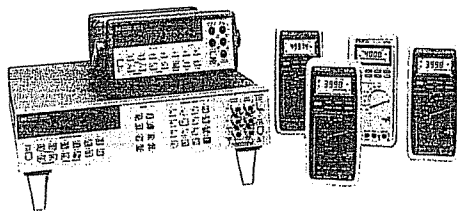


Figura 2.22 Ejemplos de multímetros digitales disponibles en el mercado.
(Cortesía de Hewlett Packard, Santa Clara, CA)

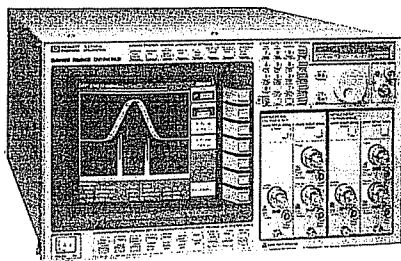


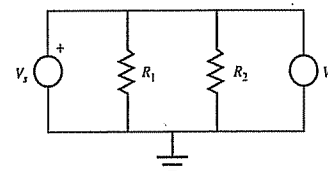
Figura 2.23 Ejemplo de un osciloscopio disponible en el mercado.
(Cortesía de Hewlett Packard, Santa Clara, CA)

ceptos cubiertos incluyen cómo conectar señales, tierras, acoplamientos y disparadores. La Demostración en video 2.8 muestra cómo usar un osciloscopio analógico típico. Muchos de los conceptos involucrados con el uso de un osciloscopio analógico también son relevantes con otros, incluso osciloscopios digitales más sofisticados.

Impedancia de entrada y salida

EJEMPLO 2.5

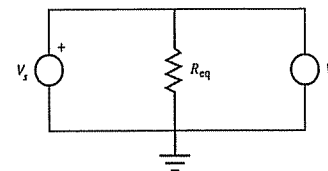
Este ejemplo ilustra los efectos de la impedancia de salida y entrada de fuente y dispositivos de medición sobre la toma de mediciones en un circuito. Considere el siguiente circuito con fuente de voltaje V_s y el medidor de voltaje V_m .



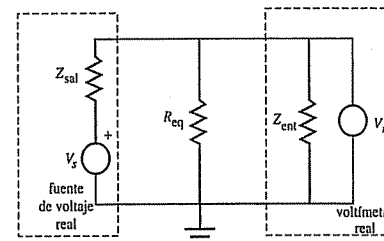
La resistencia equivalente para este circuito es

$$R_{eq} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Si la fuente y el medidor fuesen ideales, el voltaje medido V_m sería igual a V_s y el circuito equivalente se parecería a éste:

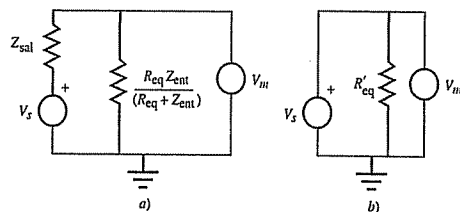


Sin embargo, si la fuente tuviese impedancia de salida Z_{sal} y el medidor tuviese impedancia de entrada Z_{ent} , el circuito "real" se parecería a éste:



La combinación en paralelo de R_{eq} y Z_{ent} produce el siguiente circuito a) Z_{sal} y la combinación en paralelo de R_{eq} y Z_{ent} ahora están efectivamente en serie pues no fluye corriente en el medidor ideal V_m . Por tanto, la resistencia equivalente total que se muestra en el circuito b) es

$$R'_{eq} = \frac{R_{eq} Z_{ent}}{R_{eq} + Z_{ent}} + Z_{sal}$$



Note que R'_{eq} , definida en la ecuación previa, tiende a R_{eq} conforme Z_{ent} tiende a infinito y conforme Z_{sal} tiende a 0. A partir de la división de voltaje en el circuito a), el voltaje medido por el medidor real sería

$$V_m = \frac{\frac{R_{eq} Z_{ent}}{(R_{eq} + Z_{ent})}}{\frac{R_{eq} Z_{ent}}{(R_{eq} + Z_{ent})} + Z_{sal}} V_s = \frac{R'_{eq} - Z_{sal}}{R'_{eq}} V_s$$

El voltaje medido V_m es igual a V_s para $Z_{ent} = \infty$ y $Z_{sal} = 0$; pero con una fuente real y un medidor real, el voltaje medido podría diferir apreciablemente del resultado ideal esperado. Por ejemplo, si $R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega$,

$$R_{eq} = \frac{1 \cdot 1}{1 + 1} \text{ k}\Omega = 0.5 \text{ k}\Omega$$

y si $Z_{ent} = 1 \text{ M}\Omega$ y $Z_{sal} = 50 \Omega$,

$$R'_{eq} = \frac{0.5 \cdot 1000}{0.5 + 1000} + 0.05 \text{ k}\Omega = 0.550 \text{ k}\Omega$$

Por tanto, si $V_s = 10 \text{ V}$,

$$V_m = \left(\frac{0.550 - 0.05}{0.550} \right) 10 \text{ V} = 9.09 \text{ V}$$

Esto difiere sustancialmente del resultado que se esperaría (10 V) con una fuente y medidor ideales.

2.5 CIRCUITOS EQUIVALENTES DE THEVENIN Y NORTON

Con el fin de simplificar el análisis de circuitos más complejos, a menudo se desean sustituir las fuentes de voltaje y las redes de resistencia por una fuente de voltaje y resistencias en serie equivalentes. A esto se le llama **equivalente de Thevenin** del circuito. El teorema de Thevenin establece que, dado un par de terminales en una red lineal, la red se puede reemplazar con una fuente de voltaje ideal V_{OC} en serie con una resistencia R_{TH} . V_{OC} es igual al voltaje de circuito abierto a través de las terminales, y R_{TH} es la resistencia equivalente a través de las terminales cuando se cortan las fuentes de

voltaje independientes y se sustituyen las fuentes de corriente independiente con circuitos abiertos.

El teorema de Thevenin se ilustrará con el circuito que se muestra en la figura 2.24. La parte del circuito en el recuadro punteado se sustituirá con su equivalente Thevenin. El voltaje de circuito abierto V_{OC} se encuentra al desconectar el resto del circuito y determinar el voltaje a través de las terminales del circuito abierto restante. Para este ejemplo, la regla de divisor de voltaje es

$$V_{OC} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_s \quad (2.39)$$

Para encontrar R_{TH} , el suministro V_s es puesto en corto (es decir, $V_s = 0$), y se pone a tierra el extremo izquierdo de R_1 . Si hubiese fuentes de corriente en el circuito, se sustituirían con circuitos abiertos. Dado que R_1 y R_2 están en paralelo en relación con las terminales abiertas, la resistencia equivalente es

$$R_{TH} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.40)$$

En la figura 2.25 se muestra el circuito equivalente de Thevenin.

Otra representación de circuito equivalente es el **equivalente de Norton**, que se muestra en la figura 2.26. Aquí la red lineal se sustituye por una fuente de corriente ideal I_{SC} y la resistencia de Thevenin R_{TH} en paralelo con esta fuente. I_{SC} se encuentra al calcular la corriente que fluiría a través de las terminales si se hubiesen puesto en corto y se hubiese removido el circuito de carga restante. Se puede demostrar que la corriente I_{SC} que fluye a través de R_{TH} produce el voltaje de Thevenin V_{OC} recién discutido.

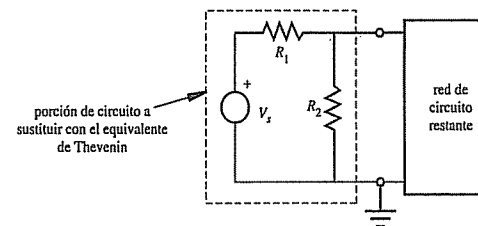


Figura 2.24 Ejemplo que ilustra el teorema de Thevenin.

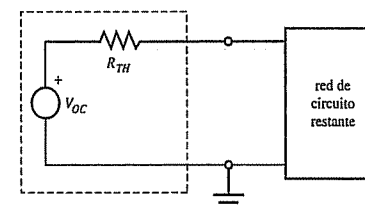


Figura 2.25 Circuito equivalente de Thevenin.

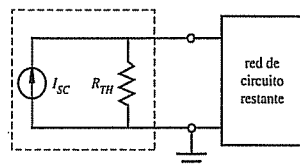


Figura 2.26 Circuito equivalente de Norton.

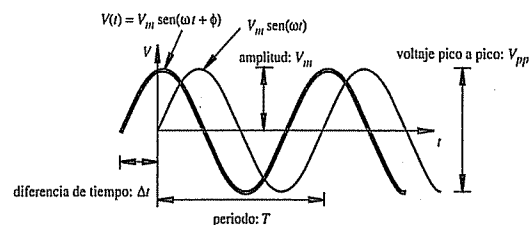


Figura 2.27 Forma de onda senoidal.

Los equivalentes de Thevenin y Norton son independientes de la red de circuito restante que representa una carga. Esto es útil porque es posible hacer cambios en la carga sin volver a analizar los equivalentes de Thevenin o Norton.

2.6 ANÁLISIS DE CIRCUITOS DE CORRIENTE ALTERNA

Cuando los circuitos lineales reciben excitación por señales de corriente alterna (CA) de una frecuencia dada, la corriente y el voltaje a través de cada elemento en el circuito son señales de CA de la misma frecuencia. En la figura 2.27 se ilustra un voltaje de CA senoidal $V(t)$ y se puede expresar matemáticamente como

$$V(t) = V_m \sin(\omega t + \phi) \quad (2.41)$$

donde V_m es la **amplitud** de la señal, ω es la **velocidad angular** medida en radianes por segundo y ϕ es el **ángulo de fase** relativo a la senoidal de referencia $V_m \sin(\omega t)$, medido en radianes. El ángulo de desfase se relaciona con la **diferencia de tiempo** (Δt) entre la señal y la referencia:

$$\phi = \omega \Delta t \quad (2.42)$$

Un ángulo de desfase positivo ϕ implica una forma de onda **adelantada** (es decir, aparece con anticipación en el eje del tiempo), mientras que el ángulo negativo implica una forma de onda **retrasada** (es decir, aparece de manera posterior en el eje del tiempo). El **periodo** T de la forma de onda es el tiempo que se requiere para un ciclo completo. La frecuencia de la señal, medida en hertz ($\text{Hz} = 1/\text{s}$), se relaciona con el periodo y la velocidad angular como

$$f = \frac{1}{T} = \frac{\omega}{2\pi} \quad (2.43)$$

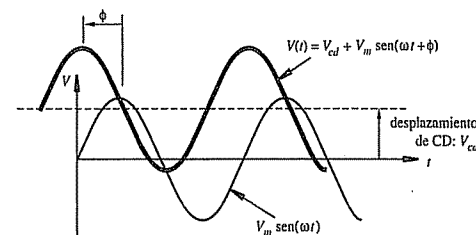


Figura 2.28 Señal senoidal con desplazamiento de CD.

La figura 2.28 ilustra otro importante parámetro de forma de onda senoidal llamado **desplazamiento de CD**. Éste representa el movimiento vertical de la señal desde la senoidal de referencia. Matemáticamente, el desplazamiento de CD se representa con el término V_{cd} en la ecuación:

$$V(t) = V_{cd} + V_m \sin(\omega t + \phi) \quad (2.44)$$

La figura 2.28 también muestra la dirección para un ángulo de fase positiva (ϕ), con base en la definición anterior.

Parámetros de señal de CA

EJEMPLO 2.6

Como un ejemplo de cómo distinguir los parámetros de señal de CA en una ecuación, considere el siguiente voltaje de CA:

$$V(t) = 5.00 \sin(t + 1) \text{ V}$$

La amplitud de la señal es

$$V_m = 5.00 \text{ V}$$

La velocidad angular de la señal es

$$\omega = 1.00 \text{ rad/s}$$

ω es el coeficiente de la variable de tiempo t en el argumento de la senoidal. Del mismo modo, la frecuencia en hertz es

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \text{ Hz} = 0.159 \text{ Hz}$$

y el ángulo de fase es

$$\phi = 1 \text{ rad} = 57.3^\circ$$

Para propósitos de cálculo, siempre se supone que los argumentos de las senoidales están especificados en radianes.

La potencia de corriente alterna se usa en muchas aplicaciones donde la corriente directa (CD) es poco práctica o no es factible. Las razones principales para usar potencia de CA incluyen las siguientes:

- La potencia de una señal de CA es más eficiente para transmitirse a lo largo de grandes distancias porque se puede transformar fácilmente a alto voltaje, disminuir la corriente y minimizar las pérdidas de potencia durante la transmisión (vea la sección 2.7). En áreas residenciales, se transforma fácilmente de vuelta a los nive-

les requeridos. Note que la caída de voltaje en la línea de transmisión es pequeña comparada con el nivel de voltaje de la fuente.

- La potencia de CA es fácil de generar con una máquina rotatoria (por ejemplo, un generador eléctrico).
- La potencia de CA es fácil de usar para activar maquinaria rotatoria (por ejemplo, un motor eléctrico de CA).
- La potencia de CA proporciona una señal de frecuencia fija (60 Hz en Estados Unidos, 50 Hz en Europa) que se puede usar con propósitos de temporización y sincronización.

■ TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 2.3

Razón para la CA

Justifique y explique ampliamente las razones por las que la potencia de CA se usa en todos los sistemas eléctricos comerciales y públicos. Refiera las razones que se mencionaron recientemente.

El análisis del estado estacionario de circuitos de CA se simplifica con el uso del análisis de fasores, que usa números complejos para representar señales senoidales. La fórmula de Euler constituye la base para este análisis:

$$e^{j(\omega t + \phi)} = \cos(\omega t + \phi) + j \sin(\omega t + \phi) \quad (2.45)$$

donde $j = \sqrt{-1}$. Esto implica que las señales senoidales se pueden expresar como componentes reales e imaginarios de **exponenciales complejas**. Debido a la facilidad matemática de manipular expresiones exponenciales frente a expresiones trigonométricas, esta forma de análisis es conveniente para hacer e interpretar cálculos.

Una vez eliminados todos los transitorios en un circuito de CA, el voltaje y la corriente a través de cada elemento oscilarán con la misma frecuencia ω que la entrada. La amplitud del voltaje y la corriente para cada elemento serán constantes, pero pueden diferir en fase con las de entrada. Este hecho permite tratar las variables de circuito V e I como exponenciales complejas con magnitudes V_m e I_m y fases ϕ . Un fasor (por ejemplo, el voltaje V) es una representación vectorial del exponencial complejo:

$$V = V_m e^{j(\omega t + \phi)} = V_m \langle \phi \rangle = V_m [\cos(\omega t + \phi) + j \sin(\omega t + \phi)] \quad (2.46)$$

donde $V_m e^{j(\omega t + \phi)}$ es la forma exponencial compleja, $V_m \langle \phi \rangle$ es la **forma polar** y $V_m [\cos(\omega t + \phi) + j \sin(\omega t + \phi)]$ es la **forma rectangular compleja** del fasor. En la figura 2.29 se muestra una interpretación gráfica de estas cantidades en el plano complejo. Note que el ángulo de fase ϕ se mide desde la referencia ωt .

Las relaciones matemáticas útiles para manipular fasores complejos incluyen

$$r = \sqrt{x^2 + y^2} \quad (2.47)$$

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{y}{x} \right) \quad (2.48)$$

$$r_1 \langle \phi_1 \rangle \cdot r_2 \langle \phi_2 \rangle = r_1 \cdot r_2 \langle \phi_1 + \phi_2 \rangle \quad (2.49)$$

$$r_1 \langle \phi_1 \rangle / r_2 \langle \phi_2 \rangle = r_1 / r_2 \langle \phi_1 - \phi_2 \rangle \quad (2.50)$$

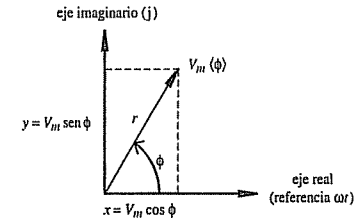


Figura 2.29 Representación de fasores de una señal senoidal.

donde r es la magnitud del fasor, ϕ es el ángulo del fasor, x es el componente real y y es el componente imaginario. Note que el cuadrante determinado por los argumentos (x, y) de la función arcotangente se debe considerar cuidadosamente cuando se convierta de forma rectangular a polar. Por ejemplo, si $x = y = -1$, $\phi = -135^\circ$, no 45° , que es lo que obtendría si descuidadamente usa un argumento sencillo de función \tan^{-1} en una calculadora o en un programa de cómputo.

La ley de Ohm se puede extender al análisis de circuitos de CA de los elementos resistencia, capacitor e inductor como

$$V = ZI \quad (2.51)$$

donde Z se llama la **impedancia** del elemento. Éste es un número complejo, y puede imaginar Z como una resistencia compleja dependiente de la frecuencia. Las impedancias se pueden derivar de las ecuaciones constitutivas fundamentales para los elementos que usan exponenciales complejos. La unidad de impedancia es el ohm (Ω).

Para la resistencia, dado que $V = IR$,

$$Z_R = R \quad (2.52)$$

Para el inductor, dado que $V = L \frac{dI}{dt}$, si $I = I_m e^{j(\omega t + \phi)}$, entonces

$$V = Lj\omega I_m e^{j(\omega t + \phi)} = (Lj\omega)I \quad (2.53)$$

Por tanto, la impedancia de un inductor está dada por

$$Z_L = j\omega L = \omega L \langle 90^\circ \rangle \quad (2.54)$$

que implica que el voltaje adelantará a la corriente por 90° . Note que, como una señal de CD se puede considerar como una señal de CA con frecuencia cero ($\omega = 0$), la impedancia de un inductor en un circuito de CD es 0. En consecuencia, actúa como un corto en un circuito de CD. A frecuencias de CA muy altas ($\omega = \infty$), el inductor tiene impedancia infinita, de modo que se comporta como un circuito abierto.

Para el capacitor, como $I = C \frac{dV}{dt}$, si $V = V_m e^{j(\omega t + \phi)}$, entonces

$$I = Cj\omega V_m e^{j(\omega t + \phi)} = (Cj\omega)V \quad (2.55)$$

que produce

$$V = \left(\frac{1}{Cj\omega} \right) I \quad (2.56)$$

Por tanto, la impedancia de un capacitor está dada por

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C} = \frac{-j}{\omega C} = \frac{1}{\omega C} \langle -90^\circ \rangle \quad (2.57)$$

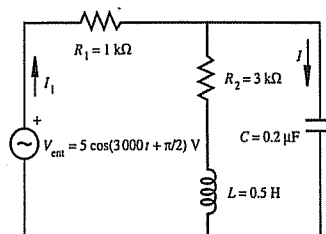
que implica que el voltaje se atrasará a la corriente por 90° . La impedancia de un capacitor en un circuito de CD ($\omega = 0$) es infinita, de modo que actúa como un circuito abierto. A frecuencias de CA muy altas ($\omega = \infty$), el capacitor tiene impedancia cero, de modo que actúa como un cortocircuito.

Como se ilustra en el ejemplo 2.7, todos los resultados presentados en las secciones anteriores para analizar circuitos de CD simples, incluidos los de la ley de Ohm, combinaciones de resistencia en serie y en paralelo, división de voltaje y división de corriente, se aplican también a las señales de CA e impedancias recién presentadas!

EJEMPLO 2.7

Análisis de un circuito de CA

El siguiente es un ejemplo ilustrativo de análisis de circuito de CA. La meta es encontrar la corriente de estado estacionario I a través del capacitor en el siguiente circuito:



Dado que la fuente de voltaje de entrada es

$$V_{ent} = 5 \cos \left(3000 t + \frac{\pi}{2} \right) V$$

cada elemento en el circuito responderá a la frecuencia angular:

$$\omega = 3000 \text{ rad/s}$$

El fasor y la forma compleja de la fuente de voltaje es

$$V_{ent} = 5 \langle 90^\circ \rangle V = (0 + 5j) V$$

La forma compleja y el fasor de la impedancia del capacitor es

$$Z_C = -j\omega C = -1666.67j \Omega = 1666.67 \langle -90^\circ \rangle \Omega$$

La forma compleja y el fasor de la impedancia de inductor es

$$Z_L = j\omega L = 1500j \Omega = 1500 \langle 90^\circ \rangle \Omega$$

Al combinar todas las impedancias en serie y paralelo producen la impedancia equivalente de todo el circuito:

$$Z_{eq} = R_1 + \frac{(R_2 + Z_L)Z_C}{(R_2 + Z_L) + Z_C}$$

La forma compleja y el fasor de $(R_2 + Z_L)$ es

$$(R_2 + Z_L) = (3000 + 1500j) \Omega = 3354.1 \langle 26.57^\circ \rangle \Omega$$

de modo que

$$Z_{eq} = 1000 + \frac{3354.1 \langle 26.57^\circ \rangle \cdot 1666.67 \langle -90^\circ \rangle}{3000 - 166.67j} \Omega$$

Al usar las relaciones en las ecuaciones 2.47 a 2.50, se obtiene

$$Z_{eq} = 1000 + \frac{5590180 \langle -63.43^\circ \rangle}{3004.63 - \langle -3.18^\circ \rangle} \Omega = 1000 + 1860.52 \langle -60.25^\circ \rangle \Omega$$

La forma rectangular del lado derecho es

$$Z_{eq} = 1000 + 923.22 - 1615.30j \Omega = 1923.22 - 1615.30j \Omega$$

En consecuencia, en forma fasorial es

$$Z_{eq} = 2511.57 \langle -40.03^\circ \rangle \Omega$$

Ahora se puede encontrar I_1 a partir de la ley de Ohm:

$$I_1 = \frac{V_{ent}}{Z_{eq}} = \frac{5 \langle 90^\circ \rangle}{2511.57 \langle -40.03^\circ \rangle} = 1.991 \langle 130.03^\circ \rangle \text{ mA}$$

Se usa la división de corriente para encontrar I

$$= \frac{(R_2 + Z_L)}{(R_2 + Z_L) + Z_C} I_1 = \frac{3354.1 \langle 26.57^\circ \rangle}{3004.63 \langle -3.18^\circ \rangle} 1.991 \langle 130.03^\circ \rangle \text{ mA}$$

que produce

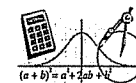
$$I = 2.22 \langle 159.8^\circ \rangle \text{ mA}$$

de modo que la corriente del capacitor adelanta al voltaje de entrada por 159.8° o 2.789 rad , y la corriente resultante es

$$I(t) = 2.22 \cos(3000t + 2.789) \text{ mA}$$

Note que, si el voltaje de entrada fuese $V_{ent} = 5 \sin(3000t + \pi/2) V$, la corriente resultante sería $I(t) = 2.22 \sin(3000t + 2.789) \text{ mA}$.

El Ejemplo de MathCAD 2.1 ejecuta todos los análisis anteriores en el software. Los fasores se pueden ingresar o desplegar en forma polar o rectangular, y todos los cálculos se realizan con facilidad.



Ejemplo de MathCAD

2.1 Análisis de un circuito de CA

En circuitos con múltiples fuentes, es importante expresarlas todas en cualquiera de sus formas seno o coseno, de modo que las relaciones de fase sean consistentes. Las siguientes identidades trigonométricas son útiles para lograr esto:

$$\sin(\omega t + \phi) = \cos(\omega t + \phi - \pi/2) \quad (2.58)$$

$$\cos(\omega t + \phi) = \sin(\omega t + \phi + \pi/2) \quad (2.59)$$

2.7 POTENCIA EN CIRCUITOS ELÉCTRICOS

Todos los elementos del circuito disipan, almacenan o producen potencia a través de la interacción física entre cargas y campos electromagnéticos. Una expresión para potencia se puede derivar al observar primero el trabajo infinitesimal (dW) realizado cuando una carga infinitesimal (dq) se mueve a través de un campo eléctrico, lo que resulta en un cambio en el potencial representado por un voltaje V . Este trabajo infinitesimal está dado por

$$dW = Vdq \quad (2.60)$$

Puesto que la potencia es la tasa de trabajo realizado,

$$P = \frac{dW}{dt} = V \frac{dq}{dt} = VI \quad (2.61)$$

En consecuencia, la potencia consumida o generada por un elemento es simplemente el producto del voltaje y la corriente a través del elemento. Si la corriente fluye en dirección a la disminución de voltaje, como se muestra en la figura 2.30, P es negativa, lo que implica que el elemento disipa o almacena energía. Si la corriente fluye en dirección al aumento de voltaje, P es positiva, lo que implica que el elemento genera o libera energía. La potencia instantánea en un circuito resistivo se puede expresar como

$$P = VI = I^2R = V^2/R \quad (2.62)$$

Para señales de CA, dado que $V = V_m \sin(\omega t + \phi_v)$ e $I = I_m \sin(\omega t + \phi_i)$, la potencia cambia continuamente durante un periodo de la forma de onda de CA. La potencia instantánea no es una cantidad útil por sí misma, pero si se observa la potencia promedio producida durante un periodo, se obtiene una buena medición de las características

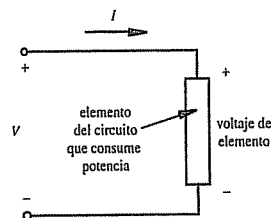


Figura 2.30 Potencia en un elemento del circuito.

de potencia globales del circuito o de los componentes. Se puede demostrar (vea la pregunta 2.38) que la potencia promedio durante un periodo es

$$P_{\text{prom}} = \frac{V_m I_m}{2} \cos(\theta) \quad (2.63)$$

donde θ es la diferencia entre los ángulos de fase del voltaje y la corriente ($\phi_v - \phi_i$), que es el ángulo de fase de la impedancia compleja $Z = V/I$.

Si se usan valores rms, o **valor cuadrático medio** del voltaje y la corriente definidos por

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I^2 dt} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \quad \text{y} \quad V_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V^2 dt} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \quad (2.64)$$

la potencia promedio de CA consumida por una resistencia se puede expresar en la misma forma que en los circuitos de CD (vea la pregunta 2.39):

$$P_{\text{prom}} = V_{\text{rms}} I_{\text{rms}} = R I_{\text{rms}}^2 = V_{\text{rms}}^2 / R \quad (2.65)$$

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 2.4 CA Internacional

En los países europeos, la señal de CA doméstica es 220 V_{rms} a 50 Hz. ¿Qué efecto tiene esto en los dispositivos eléctricos comprados en Estados Unidos, como una rasuradora eléctrica, al utilizarlos en dichos países?

Para redes de CA con inductancia y capacitancia además de resistencia, la potencia promedio consumida por la red se puede expresar como

$$P_{\text{prom}} = I_{\text{rms}} V_{\text{rms}} \cos \theta = I_{\text{rms}}^2 |Z| \cos \theta = (V_{\text{rms}}^2 / |Z|) \cos \theta \quad (2.66)$$

donde $|Z|$ es la magnitud de la impedancia compleja. A la parte de la ecuación $\cos \theta$ se le llama **factor de potencia**, pues la potencia promedio disipada por la red es dependiente de este término.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 2.5 Forma de onda de una línea de CA

Dibuje una figura que represente un ciclo de la señal de voltaje de CA presente en un contacto de pared doméstico típico. ¿Cuál es la amplitud, frecuencia, periodo y valor rms para el voltaje? Además, ¿cuál es la capacidad de corriente rms típica para un circuito doméstico?

2.8 TRANSFORMADOR

Un transformador es un dispositivo útil para cambiar las amplitudes relativas de voltaje y corriente en un circuito de CA. Como ilustra la figura 2.31, consiste de un devanado primario y uno secundario, cuyos flujos magnéticos están ligados mediante un núcleo ferromagnético.

La Demostración en video 2.9 muestra el ejemplo de un transformador real, en este caso un transformador acorazado con núcleo laminado.



Demostración en video

2.9 Transformador de potencia con núcleo laminado

Al usar la ley de inducción de Faraday y despreciar las pérdidas magnéticas, el voltaje por vuelta es el mismo para los devanados primario y secundario, pues cada uno experimenta el mismo flujo magnético alterno. En consecuencia, los voltajes primario y secundario (V_p y V_s) se relacionan mediante

$$\frac{V_p}{N_p} = \frac{V_s}{N_s} = \frac{d\phi}{dt} \quad (2.67)$$

donde N_p es el número de vueltas en el devanado primario, N_s es el número de vueltas en el devanado secundario y ϕ es el flujo magnético ligado entre las dos bobinas. Por tanto, el voltaje secundario se relaciona con el voltaje primario por

$$V_s = \frac{N_s}{N_p} V_p \quad (2.68)$$

donde N_s/N_p es la razón de vueltas del transformador. Si $N_s > N_p$, el transformador se llama **transformador de subida**, pues el voltaje aumenta. Si $N_s < N_p$, se llama **transformador de bajada** pues el voltaje disminuye. Si $N_s = N_p$, se llama **transformador de aislamiento**, y el voltaje de salida es el mismo que el voltaje de entrada. Los transformadores aíslan eléctricamente el circuito de salida del circuito de entrada.

Si se desprecian las pérdidas en el transformador debido a la resistencia de devanado y efectos magnéticos, la potencia en los circuitos primario y secundario es igual:

$$I_p V_p = I_s V_s \quad (2.69)$$

Al sustituir los resultados de la ecuación 2.68 en la siguiente relación entre las corrientes secundaria y primaria:

$$I_s = \frac{N_p}{N_s} I_p \quad (2.70)$$

Por tanto, un transformador de subida resulta en menor corriente en el secundario, mientras que un transformador de bajada resulta en mayor corriente. Un transformador de aislamiento tiene iguales corrientes alternas en el primario y el secundario. Note que cualquier componente de CD de voltaje o corriente en un transformador primario no aparecerá en el secundario. Sólo se transforman las corrientes alternas.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 2.6

Transformador de CD

¿Se puede usar un transformador para aumentar el voltaje en un circuito de CD? ¿Por qué sí o por qué no?

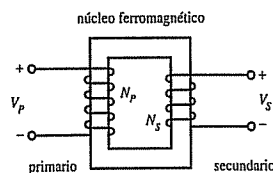


Figura 2.31 Transformador.

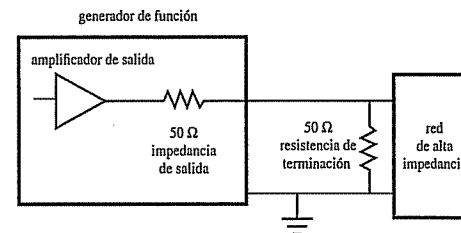


Figura 2.32 Terminación de señal.

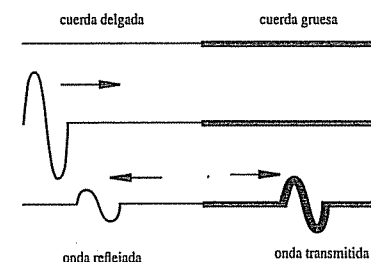


Figura 2.33 Analogía de acoplamiento de impedancia: cuerda.

2.9 ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIA

Con frecuencia se debe tener cuidado cuando se conectan diferentes dispositivos y circuitos juntos. Por ejemplo, cuando se usan ciertos generadores de funciones para activar un circuito, se puede requerir una adecuada **terminación de señal**, o carga, como se ilustra en la figura 2.32. Colocar la resistencia de terminación de $50\ \Omega$ en paralelo con una red de mayor impedancia ayuda a ajustar la impedancia de entrada de la red receptora con la impedancia de salida del generador de función. A esto se le llama **acoplamiento de impedancia**. Si no se igualan las impedancias, una red de alta impedancia reflejará los componentes de frecuencia del circuito activador (por ejemplo, el generador de función), en especial los componentes de alta frecuencia. Una buena analogía de este efecto es una cuerda delgada unida a una cuerda más gruesa. Como se ilustra en la figura 2.33, si se propagan vibraciones transversales a lo largo de la cuerda delgada, habrá transmisión parcial a la cuerda gruesa y reflexión parcial de vuelta a la fuente. Esto es resultado de la falta de ajuste de las propiedades en la interfaz entre las dos cuerdas.

Además de lo que se refiere a la terminación de señal, el ajuste de impedancia es importante en aplicaciones donde se desea transmitir potencia máxima a una carga desde una fuente. Este concepto se ilustra fácilmente con el circuito resistivo simple que se muestra en la figura 2.34, con un voltaje en la fuente V_s , impedancia de salida de la fuente R_s y resistencia de carga R_L . El voltaje a través de la carga está dado por la división del voltaje:

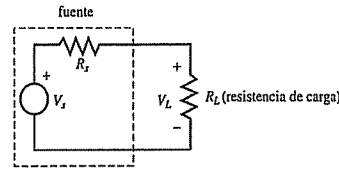


Figura 2.34 Acoplamiento de impedancia.

$$V_L = \frac{R_L}{R_L + R_s} V_s \quad (2.71)$$

Por tanto, la potencia transmitida a la carga es

$$P_L = \frac{V_L^2}{R_L} = \frac{R_L}{(R_L + R_s)^2} V_s^2 \quad (2.72)$$

Para encontrar la resistencia de carga que maximiza esta potencia, la derivada de la potencia se iguala a 0 y se resuelve para la resistencia de carga:

$$\frac{dP_L}{dR_L} = V_s^2 \frac{(R_L + R_s)^2 - 2R_L(R_L + R_s)}{(R_L + R_s)^4} = 0 \quad (2.73)$$

La derivada es 0 sólo cuando el numerador es 0, de modo que

$$(R_L + R_s)^2 = 2R_L(R_L + R_s) \quad (2.74)$$

Al resolver para R_L se obtiene

$$R_L = R_s \quad (2.75)$$

Se puede comprobar la segunda derivada de la potencia para verificar que esta solución resulta en un máximo y no en un mínimo. El resultado de este análisis es como sigue: para maximizar la transmisión de potencia a una carga, la impedancia de la carga debe igualarse con la impedancia de la fuente.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 2.7

Impedancia de un amplificador de audio estéreo

¿Por qué las impedancias de salida de los amplificadores de audio estéreo son especificaciones importantes cuando se seleccionan las bocinas?

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 2.8

Uso común de componentes eléctricos

De acuerdo con su experiencia, cite ejemplos específicos de dónde y cómo se usa cada uno de los siguientes componentes eléctricos:

- Batería
- Resistencia
- Capacitor (condensador)
- Inductor
- Divisor de voltaje
- Transformador

2.10 ATERRIZADO E INTERFERENCIA ELÉCTRICA

Es importante proporcionar una tierra que defina una referencia de voltaje común entre todos los instrumentos y fuentes de potencia que se usan en un circuito o sistema. Como se ilustra en la figura 2.35, muchos proveedores de potencia tienen tanto una salida de CD positiva (salida +) como una salida de CD negativa (salida -). Estas salidas producen voltajes positivo y negativo con referencia a una tierra común, por lo general etiquetada COM. En otros instrumentos y circuitos que se puedan conectar a la fuente de poder, todos los voltajes de entrada y salida se deben referir a la misma tierra común. Es aconsejable comprobar dos veces la conexión a tierra de cada señal cuando se ensamble un grupo de dispositivos.

Es importante no confundir la tierra de señal con la tierra de chasis. La **tierra de chasis** se conecta internamente al alambre tierra en el cable de alimentación y puede no estar conectado a la tierra de señal (COM). La tierra de chasis se une a la caja metálica que encierra un instrumento para proporcionar al usuario seguridad si hay un corto en su interior (vea la sección 2.10.1).

La figura 2.36 ilustra un problema de interferencia donde se puede inducir ruido de alta frecuencia en una señal mediante inducción magnética en las terminales de medición. El área circunscrita por las terminales encierra campos magnéticos externos desde cualquier fuente magnética de CA en el ambiente, como maquinaria eléctrica, líneas de potencia de 60 Hz o monitores de computadora. Esto resultaría en un voltaje indeseable

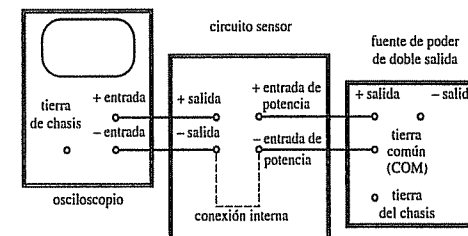


Figura 2.35 Tierra común.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 2.9

Circuitos automotrices

Con frecuencia, los componentes eléctricos en un automóvil, como el alternador o la marcha, se aterrizan al marco. Explique el resultado de esta acción en un circuito eléctrico.

de CA inducido magnéticamente, como resultado de la ley de inducción de Faraday, dada por

$$V_{\text{ruido}} = A \cdot \frac{dB}{dt} \quad (2.76)$$

donde A es el área encerrada por las terminales y B es el campo magnético externo. El voltaje medido difiere del valor real de acuerdo con

$$V_{\text{medido}} = V_{\text{actual}} + V_{\text{ruido}} \quad (2.77)$$

Muchos tipos de **interferencia electromagnética** (EMI, por sus siglas en inglés) pueden reducir la efectividad y confiabilidad de un circuito o sistema. Además, las conexiones pobremente diseñadas dentro de un circuito pueden causar ruido y señales indeseadas. Estos efectos se pueden mitigar con el uso de algunos métodos estándar. El primer abordaje es eliminar o mover la fuente de la interferencia, si es posible. La fuente puede ser un interruptor, motor o línea de potencia de CA en cercana proximidad al circuito. Es posible remover, reubicar, blindar o mejorar el aterrizado de la fuente de interferencia. Sin embargo, generalmente esto no es posible, y se pueden aplicar los métodos estándar para reducir la EMI externa o el acoplamiento interno. Algunos métodos estándar son

- Eliminar las diferencias de potencial causadas por **múltiples puntos de aterrizado**. Un bus de tierra común (gran conductor, placa o plano de soldado) deben tener una resistencia lo suficientemente pequeña como para que las caídas de voltaje entre los puntos de aterrizaje sean despreciablemente pequeñas. Además, acerque los múltiples puntos de conexión para garantizar que cada punto de tierra esté aproximadamente al mismo potencial.
- Aísle los circuitos de señal sensible de los circuitos de alta potencia que usan **optoaisladores** o transformador de acoplamiento. Los optoaisladores son pares de LED-fototransistor (que se describen en el siguiente capítulo) que desacoplan eléctricamente dos lados de un circuito al transmitir una señal de luz en lugar de tener una conexión eléctrica sólida. Una ventaja es que los circuitos de señal sensible se aíslan de picos de corriente en el circuito de alta potencia.

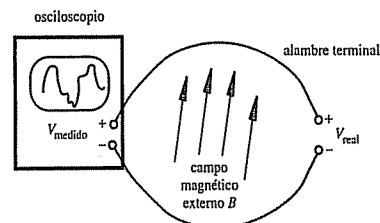


Figura 2.36 Acoplamiento inductivo.

- Elimine el acoplamiento inductivo causado por **lazos de tierra**. Cuando la distancia entre múltiples puntos de tierra sea grande, el ruido se puede acoplar inductivamente al circuito a través de lazos conductores creados por los múltiples puntos de tierra.
- Blande los circuitos sensibles con cubiertas metálicas aterrizadas para bloquear campos eléctricos y magnéticos externos.
- Use terminales cortas al conectar todos los circuitos para reducir acoplamiento capacitivo e inductivo entre las terminales.
- Use **capacitores bypass** (por ejemplo, 0.1 μF) entre las patillas de potencia y tierra de los circuitos integrados para proporcionar un cortocircuito para ruido de alta frecuencia.
- Use cable coaxial o cable de par trenzado para líneas de señal de alta frecuencia para minimizar los efectos de los campos magnéticos externos.
- Use cable blindado de múltiples conductores en lugar de cable de cinta para líneas de señal en la presencia de circuitos de potencia (donde grandes corrientes producen grandes campos magnéticos) para ayudar a mantener la integridad de la señal.
- Si se van a diseñar tarjetas de circuito impreso, asegúrese de que se proporcionan **planos de tierra** adecuados. Un plano de tierra es una gran superficie conductora que minimiza las diferencias de potencial entre puntos de tierra.

2.10.1 Seguridad eléctrica

Cuando se usan y diseñan sistemas eléctricos, la seguridad siempre debe ser una preocupación. En Estados Unidos, los códigos eléctricos requieren salidas con tres terminales: línea, neutro y tierra. La figura 2.37 ilustra las terminales en un enchufe que se insertan en un contacto. Los cables del enchufe incluyen un alambre negro conectado a la línea, un alambre blanco conectado al neutro y un alambre desnudo o verde conectado a la tierra. Las dos terminales planas (línea y neutro) de un enchufe completan el circuito activo, lo que permite que la corriente alterna fluya desde la salida de pared hasta un dispositivo eléctrico. La terminal redonda de tierra sólo se conecta al chasis del dispositivo y no a la tierra del circuito de potencia en el dispositivo. La tierra de chasis proporciona una ruta alternativa a la tierra física, lo que reduce el peligro de que una persona pueda entrar en contacto con el chasis cuando haya un cortocircuito en el circuito de potencia. Sin una separación entre el chasis y la tierra de potencia, puede existir un alto voltaje en el chasis, lo que crea un riesgo para la seguridad del usuario, pues puede completar una trayectoria a tierra. Al remover la punta de tierra o usar con descuido un adaptador de tres a dos patas se crea un peligro (vea los Temas para discusión en clase 2.10 y 2.11).

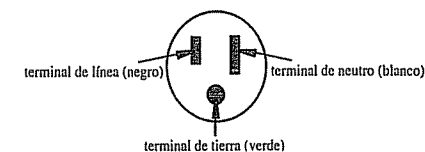


Figura 2.37 Enchufe de potencia de CA de tres terminales.



Demostración en video

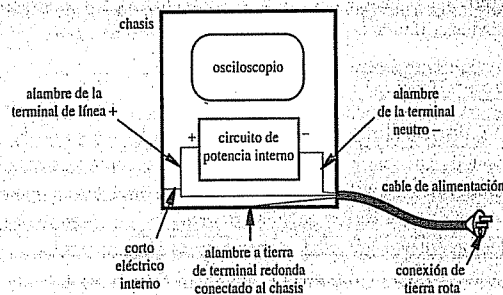
2.10 Bola de juguete para circuito humano

La electricidad que pasa a través de una persona puede causar incomodidad, lesiones e incluso la muerte. Eléctricamente hablando, el cuerpo humano está compuesto aproximadamente de un núcleo de baja resistencia (del orden de $500\ \Omega$ a través del abdomen) rodeado por piel de alta resistencia (del orden de $10\ \text{k}\Omega$ a través de la piel cuando está seca). Cuando la piel está mojada, su resistencia cae dramáticamente. Las corrientes a través del cuerpo abajo de $1\ \text{mA}$ por lo general no se perciben. Las corrientes alrededor de $10\ \text{mA}$ pueden causar hormigueo y contracciones musculares. Las corrientes a través del tórax de aproximadamente $100\ \text{mA}$ pueden afectar el ritmo cardiaco normal. Las corrientes por arriba de $5\ \text{A}$ pueden causar quema de tejido. La Demostración en video 2.10 muestra un juguete electrónico que ilustra cómo la corriente puede fluir a través de la piel humana. En este caso la mano de una persona se usa para completar un circuito para controlar un LED que parpadea.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 2.10

Aterrizado seguro

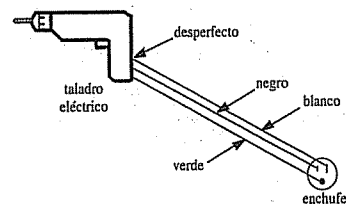
Considere el siguiente osciloscopio cuya terminal de tierra del cable de alimentación se rompió, de modo que el chasis no se conecta a tierra. Si usted usa este instrumento, describa el posible peligro que enfrenta.



TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 2.11

Experiencia en la tina con un taladro eléctrico

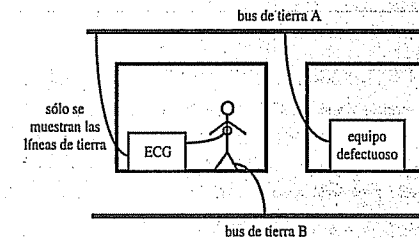
El siguiente taladro eléctrico funciona con potencia doméstica y tiene un alojamiento metálico. Usted usa un adaptador de tres a dos patas para conectar el taladro en el tomacorriente de la pared. Está de pie en una tina húmeda taladrando un hoyo en la pared. Desconoce que el aislamiento del cable negro se adelgazó y el alambre negro de cobre desnudo está en contacto con el chasis metálico del taladro. ¿Cómo llegó a crear una situación mortal para usted mismo? ¿Cómo se podría evitar o eliminar?



TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 2.12

ECG peligroso

Un paciente cardiaco está acostado en su cama de hospital con las terminales de un electrocardiógrafo (ECG) unidas a su pecho para monitorizar su ritmo cardiaco. En la habitación de al lado ocurre un corto eléctrico y el paciente experimenta un paro cardiaco. Usted y el ingeniero de instalaciones del hospital determinan que en la habitación del paciente había múltiples puntos de tierra (vea la ilustración) y un cortocircuito en el equipo eléctrico de la habitación de al lado causó que la corriente fluyera hacia la terminal de tierra de la pieza del equipo. Usted está en la escena para determinar si pudo haber una corriente mortal a través del paciente. Considere el hecho de que las líneas de tierra tienen resistencia finita por unidad de longitud y que unos microamperes a través del corazón pueden causar fibrilación ventricular (un mal funcionamiento fatal).



TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 2.13

Postura para la medición de alto voltaje

Cuando se realiza una prueba de alto voltaje, un técnico eléctrico muy creativo afirma que estar parado sobre su pie derecho y usar su mano derecha para sostener la sonda es la postura más segura para realizar la medición. ¿Qué lógica posible podría apoyar esta afirmación?

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 2.14

Postura durante una tormenta eléctrica

Un guardabosques en el Parque Nacional de las Montañas Rocosas recomienda que si su cabello se eriza durante una tormenta eléctrica cuando camine en un área abierta, es imperativo tirarse al suelo manteniendo sus pies juntos. Explique por qué éste podría ser un consejo que le salve la vida.

PREGUNTAS Y EJERCICIOS

Sección 2.2 Elementos eléctricos básicos

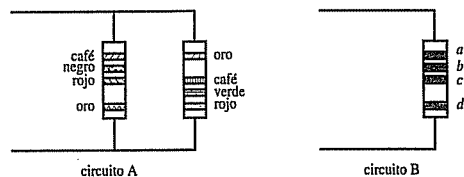
2.1. ¿Cuál es la resistencia de una pieza de un kilómetro de largo de un alambre de cobre de calibre 14 (0.06408 pulgadas de diámetro)?

2.2. Determine el posible rango de valores para cada una de las siguientes resistencias:

- Resistencia R_1 con bandas de color: rojo, café, amarillo.
- Resistencia R_2 con bandas de color: negro, violeta, naranja.
- La combinación en serie de R_1 y R_2 .
- La combinación en paralelo de R_1 y R_2 .

Nota: Las bandas de color se mencionan en orden, comenzando con la primera.

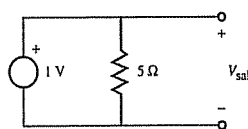
2.3. ¿De qué colores deben ser las bandas a , b , c y d para que el siguiente circuito B tenga la resistencia equivalente del circuito A?



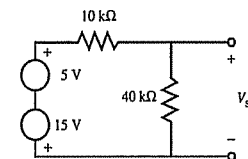
2.4. Cuando se usa un potenciómetro de ajuste en un circuito, por lo general se le coloca en serie con otra resistencia de valor fijo. ¿Por qué no se le coloca en paralelo?

Sección 2.3 Leyes de Kirchhoff

- ¿Tiene importancia la dirección que usted suponga para el flujo de corriente cuando se aplican las leyes de Kirchhoff a un circuito? ¿Por qué?
- Usted necesita rápidamente una resistencia de 50 Ω pero en el almacén sólo tienen resistencias de 100 Ω . ¿Qué puede hacer?
- Con el uso de la ley de Ohm, la LVK y la LCK, derive una expresión para la resistencia equivalente de tres resistencias paralelas (R_1 , R_2 y R_3).
- Derive las fórmulas de división de corriente, similar a la ecuación 2.38, para tres resistencias en paralelo.
- Dadas dos resistencias R_1 y R_2 , donde R_1 es mucho mayor que R_2 , pruebe que la combinación en paralelo es aproximadamente igual a R_2 .
- Derive una expresión para la capacitancia equivalente de dos capacitores unidos en serie.
- Derive una expresión para la capacitancia equivalente de dos capacitores unidos en paralelo.
- Derive una expresión para la inductancia equivalente de dos inductores unidos en serie.
- Derive una expresión para la inductancia equivalente de dos inductores unidos en paralelo.
- Encuentre V_{sal} en el siguiente circuito:



2.15. Encuentre V_{sal} en el siguiente circuito:



2.16. Para el circuito de la pregunta 2.24, con $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 3 \text{ k}\Omega$ y $V_{ent} = 5 \text{ V}$, encuentre

- la corriente a través de R_1
- la corriente a través de R_3
- el voltaje a través de R_2

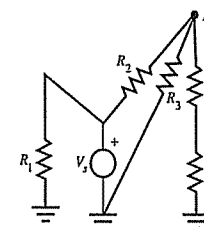
2.17. Para el circuito del ejemplo 2.4, encuentre

- la corriente a través de R_4
- el voltaje a través de R_5

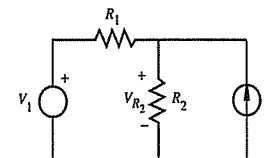
Puede usar los resultados del ejemplo para auxiliarse con sus cálculos.

2.18. Dado el circuito siguiente con $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 3 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 4 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 1 \text{ k}\Omega$ y $V_s = 10 \text{ V}$, determine

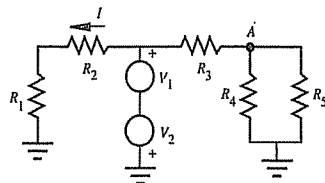
- la resistencia equivalente total vista por V_s
- el voltaje en el nodo A
- la corriente a través de la resistencia R_5



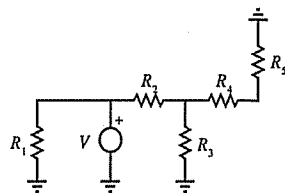
2.19. Para el circuito siguiente, con $V_1 = 1 \text{ V}$, $I_1 = 1 \text{ A}$, $R_1 = 10 \Omega$ y $R_2 = 100 \Omega$, ¿cuál es V_{R_2} ?



- 2.20. Para el siguiente circuito con $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 9 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 1 \text{ k}\Omega$, $V_1 = 5 \text{ V}$ y $V_2 = 10 \text{ V}$, encuentre I y el voltaje en el nodo A .

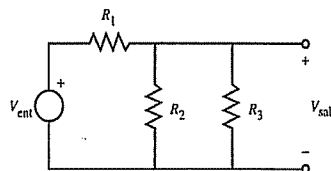


- 2.21. Encuentre la resistencia equivalente del siguiente circuito, visto por la fuente de voltaje V . Use los siguientes valores para las resistencias: $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 3 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 4 \text{ k}\Omega$ y $R_5 = 5 \text{ k}\Omega$.



Sección 2.4 Fuentes y medidores de voltaje y corriente

- 2.22. ¿Cuál es la impedancia de salida de la fuente de poder de CD de su laboratorio? ¿Cuál es la impedancia de entrada del osciloscopio de su laboratorio cuando se acopla la CD?
- 2.23. Explique por qué medir voltajes con un osciloscopio a través de impedancias en el orden de $1 \text{ M}\Omega$ puede resultar en errores significativos.
- 2.24. Para el siguiente circuito, ¿cuál es V_{sal} en términos de V_{ent} para
- $R_1 = 50 \Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 1.0 \text{ M}\Omega$
 - $R_1 = 50 \Omega$, $R_2 = 500 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 1.0 \text{ M}\Omega$



Si R_3 representa la impedancia de entrada asociada con un dispositivo que mide el voltaje a través de R_2 , ¿qué conclusiones puede hacer acerca de las dos mediciones de voltaje?

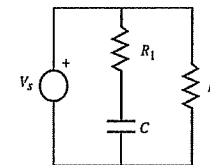
- 2.25. Para el circuito de la pregunta 2.24, si R_1 representa la impedancia de salida de una fuente de voltaje y R_3 se supone es infinita (representa un voltímetro ideal), ¿qué efecto tiene R_1 sobre la medición de voltaje que se realiza? Además, ¿cuál sería el efecto para cada uno de los valores R_2 en la pregunta 2.24? Por favor comente los resultados.

Sección 2.5 Circuitos equivalentes de Thevenin y Norton

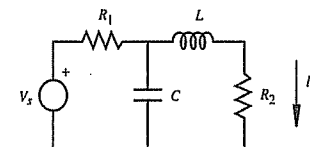
- 2.26. ¿Cuál es el equivalente de Thevenin de la fuente de poder de CD de su laboratorio?

Sección 2.6 Análisis de circuitos de corriente alterna

- 2.27. Para el circuito del ejemplo 2.7, encuentre el voltaje de estado estacionario a través del capacitor o condensador como función del tiempo. Puede usar los resultados del ejemplo para auxiliarse en sus cálculos.
- 2.28. Para el siguiente circuito, ¿cuáles son los voltajes de estado estacionario a través de R_1 , R_2 y C , si $V_s = 10 \text{ V CD}$, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ y $C = 0.01 \mu\text{F}$?



- 2.29. Encuentre la corriente de estado estacionario $I(t)$ en el siguiente circuito, donde $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, $C = 1 \mu\text{F}$ y $L = 20 \text{ H}$ para
- $V_s = 5 \text{ V CD}$
 - $V_s = 5 \cos(\pi t) \text{ V}$



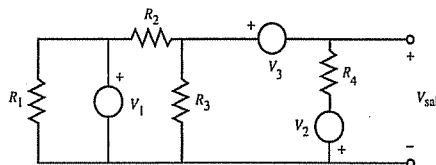
- 2.30. Para cada una de estas formas de onda, ¿cuál es la frecuencia en Hz y en rad/s, la amplitud pico a pico y el desplazamiento de CD?
- $2.0 \sin(\pi t)$
 - $10.0 + \cos(2\pi t)$
 - $3.0 \sin(2\pi t + \pi)$
 - $\sin(\pi t) + \cos(\pi t)$

Sección 2.7 Potencia en circuitos eléctricos

- 2.31. Si se aplican 100 volts rms a través de una resistencia de potencia de 100Ω , ¿cuál es la potencia disipada en watts?
- 2.32. Si 100 volts pico a pico se aplican a través de una resistencia de potencia de 100Ω , ¿cuál es la potencia disipada en watts?
- 2.33. Si el voltaje doméstico estándar es de 120 volts rms, ¿cuál es el voltaje pico a pico que se mediría en un osciloscopio acoplado en CD?
- 2.34. Escriba una función para representar el voltaje doméstico.
- 2.35. Un diseñador de circuitos necesita elegir una resistencia de tamaño adecuado para usar en serie con un diodo emisor de luz (LED). El fabricante del LED afirma que éste requiere 2 V para mantenerlo encendido y 10 mA para generar luz brillante. Además, la corriente no debe superar 100 mA . Si supone que se usará una fuente de 5 V para activar el circuito LED, ¿qué rango de valores de resistencia serían apropiados para el trabajo? Además, ¿qué rangos de potencia de las resistencias se requerirían?

2.36. Para el siguiente circuito con $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 3 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 4 \text{ k}\Omega$, $V_1 = 10 \text{ V}$, $V_2 = 5 \text{ V}$ y $V_3 = 10 \text{ V}$, encuentre

- V_{sal}
- la potencia producida por cada fuente de voltaje

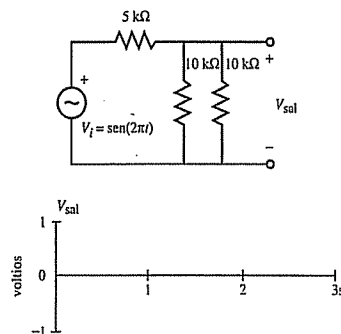


2.37. Resuelva la pregunta anterior con $R_3 = 2 \text{ k}\Omega$ y $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$; conserve igual todo lo demás.

2.38. Compruebe la ecuación 2.63.

2.39. Derive las expresiones rms en la ecuación 2.64 y demuestre que la ecuación 2.65 es correcta.

2.40. En el siguiente circuito bosqueje la forma de onda de salida para V_{sal} sobre los ejes que se muestran:



Sección 2.8 Transformador

2.41. Si usted fuese a diseñar un transformador para 24 volts de CA (bajo voltaje) en una cocina nueva, ¿cuál debe ser la razón de vueltas del devanado primario al secundario para proporcionar una fuente de voltaje satisfactoria?

Sección 2.9 Acoplamiento de impedancia

2.42. Si su amplificador de audio estéreo tiene una impedancia de salida de 8Ω , ¿qué resistencia deben tener las bocinas para maximizar la potencia de sonido generada?

Sección 2.10 Aterrizaje e interferencia eléctrica

2.43. Cuando se hacen mediciones de voltaje de alta frecuencia con un osciloscopio, ¿por qué es buena práctica usar cable BNC (coaxial) en lugar de dos alambres separados para la prueba?

BIBLIOGRAFÍA

Horowitz, P. y Hill, W., *The Art of Electronics*, 2a. ed., Cambridge University Press, Nueva York, 1989.

Johnson, D., Hilburn, J. y Johnson, J., *Basic Electric Circuit Analysis*, 2a. ed., Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1984.

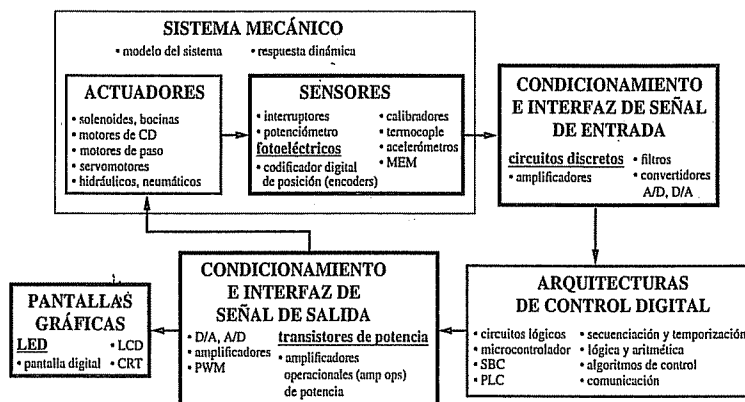
Lerner, R. y Trigg, G., *Encyclopedia of Physics*, VCH Publishers, Nueva York, 1991.

McWhorter, G. y Evans, A., *Basic Electronics*, Master Publishing, Richardson, TX, 1994.

Mims, F., *Getting Started in Electronics*, Radio Shack Archer Catalog No. 276-5003A, 1991.

Electrónica de semiconductores

Este capítulo presenta los diodos semiconductores y los transistores, importantes en los sensores, interfaces y visualización en los sistemas mecatrónicos. ■



OBJETIVOS DEL CAPÍTULO

Después de leer, discutir, estudiar y aplicar las ideas de este capítulo:

1. Comprenderá la física básica de los dispositivos semiconductores
2. Estará al tanto de los diferentes tipos de diodos y cómo se usan
3. Conocerá las similitudes y diferencias entre los transistores bipolares de unión y los transistores de efecto de campo
4. Comprenderá cómo se puede usar un transistor para inducir corriente a una carga

5. Será capaz de diseñar circuitos con el uso de diodos, reguladores de voltaje, transistores bipolares y transistores de efecto de campo

6. Podrá seleccionar componentes semiconductores para sus diseños

3.1 INTRODUCCIÓN

Se examinarán algunos materiales extraordinarios que los científicos e ingenieros han transformado en invenciones que afectan todos los aspectos de la vida en el siglo XXI y más allá. Para comprender estos inventos, es necesario entender las características físicas de una clase de materiales conocidos como semiconductores, que se usan de manera extensa en los circuitos electrónicos actuales. Se examina la física de los semiconductores, se discute cómo se diseñan los componentes electrónicos con el uso de diferentes tipos de materiales semiconductores, se aprenden los símbolos de esquema de circuito para diferentes diodos semiconductores y transistores, y se usan los dispositivos en el diseño de circuitos.

3.2 LA FÍSICA DE SEMICONDUCTORES COMO BASE PARA COMPRENDER LOS DISPOSITIVOS ELECTRÓNICOS

Los metales tienen una gran cantidad de electrones de enlace débil en lo que se denomina como su banda de conducción. Cuando se aplica un campo eléctrico a un metal, los electrones migran libremente y producen una corriente a través del metal. Debido a la facilidad con la que grandes corrientes pueden fluir por los metales, se les llama **conductores**. En contraste, otros materiales tienen átomos con electrones de valencia que están fuertemente enlazados, y cuando se aplica un campo eléctrico, los electrones no se mueven fácilmente. Estos materiales se llaman **aisladores** o **aislantes** y normalmente no conducen grandes corrientes eléctricas. Además, una clase muy útil de materiales, los elementos en el grupo IV de la tabla periódica, tienen propiedades intermedias entre los conductores y los aislantes. Se les conoce como **semiconductores**. El silicio y el germanio son semiconductores con características para portar corriente que dependen de la temperatura o la cantidad de luz que cae sobre ellos. Como se ilustra en la figura 3.1, cuando se aplica un voltaje a través de un semiconductor, algunos de los electrones de valencia saltan fácilmente a la banda de conducción y luego se mueven en el campo eléctrico para producir una corriente, aunque ésta es más pequeña que la que se produciría en un conductor.

En un cristal semiconductor, un electrón de valencia puede saltar a la banda de conducción y a su ausencia en la banda de valencia se le denomina hueco. Un electrón de valencia desde un átomo cercano se puede mover al hueco, lo que deja otro hueco en el anterior lugar que éste tenía. Esta cadena de eventos puede continuar, lo que resulta en una corriente que se puede considerar como el movimiento de huecos en una dirección o de electrones en la otra. El efecto neto es el mismo, así que tal vez Ben Franklin no estaba completamente equivocado cuando pensó que las corrientes eran el movimiento de cargas positivas, la convención común que se usa en la actualidad.

Las propiedades de los cristales semiconductores puros pueden cambiar significativamente al insertar pequeñas cantidades de elementos de los grupos III o V de la tabla

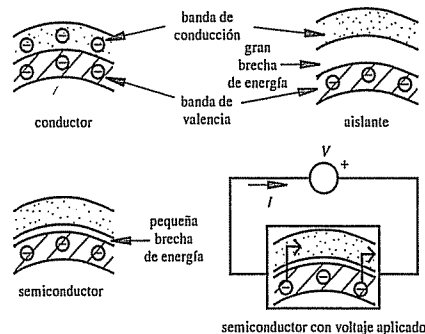


Figura 3.1 Bandas de valencia y conducción de materiales.

periódica en la red cristalina del semiconductor. Estos elementos, conocidos como **dopantes**, pueden ser difundidos o implantados en los semiconductores. Un cristal fino de silicio, con frecuencia llamado chip, puede tener un patrón diminuto de dopantes depositados y difundidos en su superficie, lo que resulta en un dispositivo que es la base de toda la electrónica moderna.

Las propiedades realmente se hacen interesantes cuando a los semiconductores se agregan diferentes cantidades y diferentes tipos de dopantes. Considere lo que ocurre si éstos se incrustan en la red cristalina de silicio. El silicio tiene cuatro electrones de valencia que forman enlaces de electrones simétricos en la red cristalina. Sin embargo, si a dicha red se agregan elementos del grupo V, como arsénico o fósforo, uno de los cinco electrones de valencia en cada átomo dopante sigue libre para moverse alrededor. En este caso, el dopante se llama elemento **donante**, porque mejora la conductividad de electrones del semiconductor. El semiconductor resultante se llama silicio **tipo n** debido a los electrones disponibles en la red cristalina como portadores de carga. Por el contrario, si el silicio se dopa con boro o galio, del grupo III, se forman **huecos** debido a los electrones faltantes en la red, donde los átomos dopantes del llamado **aceptor** sustituyeron a los átomos de silicio. Esto es porque el átomo dopante sólo tiene tres electrones de valencia. Un hueco puede saltar de átomo a átomo, lo que en efecto produce una corriente positiva. Lo que realmente ocurre es que los electrones se mueven para ocupar los huecos, y esto efectivamente hace parecer como si los huecos se movieran. El semiconductor resultante se llama silicio **tipo p** debido a los huecos que, en efecto, son portadores de carga positiva. En resumen, el propósito de dopar a un semiconductor como el silicio es elevar y controlar el número de portadores de carga en el semiconductor. En un semiconductor tipo n, los portadores de carga son electrones, y en un semiconductor tipo p, son huecos. Como se verá después, la interacción entre materiales semiconductores tipo n y tipo p es la base para la mayoría de los dispositivos electrónicos semiconductores.

3.3 DIODO DE UNIÓN

Los dispositivos electrónicos contemporáneos se producen al crear interfaces microscópicas entre áreas con diferente dopado dentro del material semiconductor. Si se crea una región de silicio tipo p adyacente a una región tipo n, el resultado es una **unión pn**.

Al lado tipo p del diodo se le conoce como **ánodo** y al lado tipo n se le llama **cátodo**. Como se ilustra en la parte superior de la figura 3.2, en la unión pn los electrones provenientes del silicio tipo n pueden difundirse para ocupar los huecos en el silicio tipo p, lo que crea lo que se llama una **región de agotamiento**. A través de esta delgada región de agotamiento se desarrolla un pequeño campo eléctrico debido a la difusión de electrones. Esto resulta en una diferencia de voltaje a través de la región de agotamiento llamada **potencial de contacto**. Para el silicio, el potencial de contacto está en el orden de 0.6-0.7 V. El lado positivo del potencial de contacto está en la región tipo n, y el lado negativo está en la región tipo p, debido a la difusión de los electrones. Note que todavía no se conecta la unión a un circuito externo.

Ahora bien, en la parte inferior izquierda de la figura 3.2, se muestra que, si una fuente de voltaje se conecta a la unión pn con el lado positivo de la fuente de voltaje conectada al ánodo y el lado negativo se conecta al cátodo para formar un circuito completo, se dice que el diodo tiene **polarización directa**. El voltaje aplicado supera el potencial de contacto y reduce la región de agotamiento. El ánodo, en efecto, se convierte en fuente de huecos y el cátodo se vuelve una fuente de electrones, de modo que los huecos y los electrones se generan continuamente en la unión. La corriente aumenta exponencialmente conforme el voltaje aplicado tiende al valor del potencial de contacto (0.6-0.7 V para el silicio). Este efecto se describe cuantitativamente con la **ecuación del diodo**:

$$I_D = I_0 \left(e^{\frac{qV_D}{kT}} - 1 \right) \quad (3.1)$$

donde I_D es la corriente a través de la unión, I_0 es la corriente de saturación inversa, q es la carga de un electrón (1.60×10^{-19} C), k es la constante de Boltzmann (1.381×10^{-23} J/K), V_D es el voltaje de polarización directa a través de la unión y T es la temperatura absoluta de la unión en grados Kelvin.

Se dice que la unión tiene **polarización inversa** si, como se muestra en la parte inferior derecha de la figura 3.2, el ánodo se conecta al silicio tipo n y el cátodo al silicio tipo p, la región de agotamiento se agranda, lo que inhibe la difusión de electrones y por tanto la corriente. Aunque fluye una **corriente de saturación inversa** (I_0), ésta es extremadamente pequeña (del orden de 10^{-9} a 10^{-15} A).

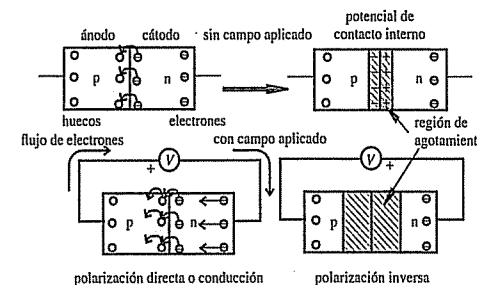


Figura 3.2 Características de la unión pn.



Demostración en video

3.1 Diodos

Por tanto, por una unión pn pasa corriente sólo en una dirección. A esto se le conoce como un **diodo** de silicio. En la figura 3.3 se incluye el símbolo esquemático para el diodo de silicio. En la figura 3.4, y en la Demostración en video 3.1 se muestran ejemplos de varios diodos comunes. Se incluyen un diodo de señal pequeña, un diodo de potencia pequeña y varios tipos de diodos emisores de luz (LED). Los LED se describen más en la sección 3.3.3, y el display de siete segmentos se presenta en la sección 6.12.1. El diodo es análogo a una válvula "check" en fluidos, que permite al fluido circular en una sola dirección, como se ilustra en la figura 3.5. Pronto se verá que la unión pn también se usa en dispositivos más avanzados, como los transistores y circuitos integrados, donde el comportamiento es más complejo.

Como se describe en la ecuación 3.1, la curva característica corriente-voltaje para un diodo semiconductor es exponencial y se muestra gráficamente en el primer cuadrante de la figura 3.6 (la curva etiquetada como diodo real). Existe un dramático aumento no lineal en la corriente conforme el voltaje de polarización directa se acerca a 0.7 V. Note las diferentes escalas que se usan en los lados positivo y negativo del eje de voltaje. En un

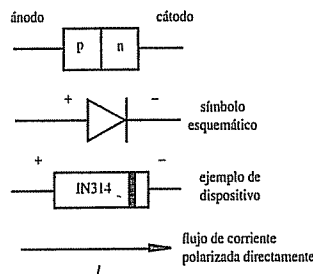


Figura 3.3 Diodo de silicio.

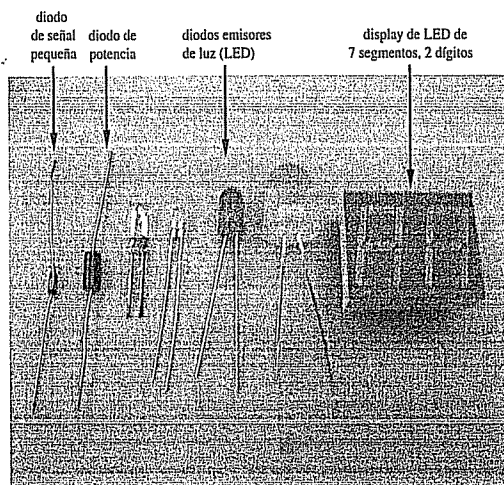


Figura 3.4 Ejemplos de diodos comunes.

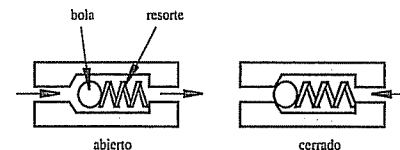


Figura 3.5 Analogía de diodo como válvula "check".

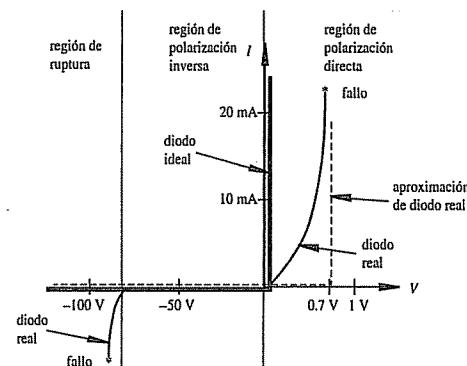


Figura 3.6 Curvas de diodo ideal, aproximado y real.

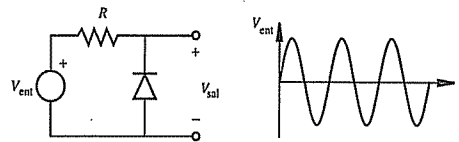
primer análisis, el comportamiento del diodo semiconductor se aproxima con lo que se llama modelo de **diodo ideal**. La curva característica corriente-voltaje para el diodo ideal es la que se muestra mediante líneas sólidas negras en la figura 3.6. Este modelo implica que el diodo está completamente activado para cualquier voltaje mayor o igual a 0. Además, la corriente de saturación inversa se supone que es 0 cuando tiene polarización inversa. Más tarde, en el diseño de circuito actual, una buena aproximación inicial para el **diodo real** se da por las líneas punteadas, ya que replican la caída de voltaje real de 0.6 a 0.7 V, medida a través del diodo de silicio cuando tiene polarización directa. En resumen, un diodo ideal tiene resistencia cero cuando está polarizado directamente y resistencia infinita cuando está polarizado de manera inversa. Para propósitos analíticos, se puede sustituir por un circuito corto si está polarizado directamente y un circuito abierto si está polarizado inversamente. Un diodo real requiere aproximadamente 0.7 V de polarización directa para permitir un flujo significativo de corriente. Cuando un diodo real se polariza inversamente, puede aguantar un voltaje inverso hasta un límite conocido como **voltaje de ruptura**, donde el diodo fallará conforme la corriente inversa aumenta precipitadamente. En la siguiente sección se verá que también hay una clase de diodos, llamados diodos zener, diseñados para su uso en la región de polarización inversa en aplicaciones especiales.

Los diodos son útiles para pasar sólo la mitad positiva o la mitad negativa de una señal de CA, mediante un proceso llamado **rectificación**. Ésta es la razón por la que a veces a los diodos se les llama rectificadores. El ejemplo 3.1 ilustra cómo analizar un circuito simple con diodo ideal, llamado rectificador de media onda. Los circuitos rectificadores se usan en el diseño de fuentes de poder, donde la potencia de CA se debe transformar en potencia de CD para usarse en circuitos electrónicos y digitales.

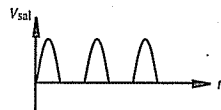
Las especificaciones más importantes que diferencian a los diodos son la máxima corriente en polarización directa y el máximo voltaje de polarización inversa donde ocurre la ruptura. Por lo general se especifican la corriente instantánea y la corriente promedio; los valores calculados para un circuito no deben superar estos límites. También debe confirmar que los voltajes de polarización inversa en su circuito no superen el valor de ruptura especificado. Los diodos rectificador y de potencia son capaces de portar corrientes muy grandes. Están diseñados para integrarse a disipadores de calor con la finalidad de disipar eficientemente el calor producido en la unión. Los diodos requieren de nanosegundos para conmutar entre sus estados encendido y apagado. Este tiempo de conmutación es lo suficientemente rápido para la mayoría de las aplicaciones, pero cuando se diseñan circuitos de alta velocidad pueden imponer una restricción.

EJEMPLO 3.1**Circuito rectificador de media onda que supone un diodo ideal**

Dado el siguiente circuito que contiene un diodo, se ilustrará cómo determinar el voltaje de salida V_{sal} dada una entrada senoidal V_{ent} .



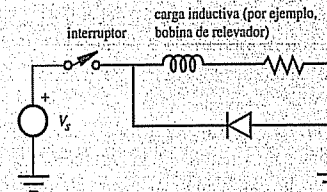
Puesto que el diodo no es lineal, una buena aproximación para resolver este problema es analizar por separado la respuesta cuando $V_{ent} > 0$ y después cuando $V_{ent} < 0$. Cuando V_{ent} es positivo, el diodo está polarizado de manera inversa y por tanto es equivalente a un circuito abierto. A través del resistor no fluye corriente y la salida V_{sal} es igual a V_{ent} . Cuando es negativo, el diodo está polarizado directamente y es equivalente a un cortocircuito. En consecuencia, no hay caída de voltaje a través del diodo y V_{sal} es 0 V. Al combinar estos dos casos, la forma de onda de salida resultante retiene los picos positivos en la onda seno y pierde los picos negativos (vea la siguiente figura). Dado que sólo permanece la mitad positiva de la onda, este circuito se conoce como **rectificador de media onda**. La pregunta 3.3 al final del capítulo trata con un rectificador de onda completa.

**TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 3.1****Diodo de silicio real en un rectificador de media onda**

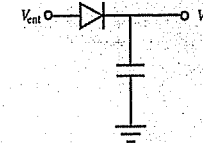
En el ejemplo 3.1 se supuso que el diodo era ideal. La primera aproximación a un diodo real supone que se requieren 0.7 V para polarizar directamente el diodo. Con el uso de la relación corriente-voltaje que se muestra mediante la curva punteada en la figura 3.6, demuestre cómo la salida del rectificador de media onda sería diferente.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 3.2**"Carga" inductiva**

El siguiente circuito inductivo ilustra una aplicación común de un diodo para reducir arcos de corriente (chispas) entre los contactos del interruptor cuando éste se abre. A los diodos que se usan de esa forma se llaman **de retorno, volante o amortiguadores**. Los arcos pueden dañar el interruptor y crear interferencia electromagnética (EMI) que puede afectar a circuitos circunvecinos. ¿Por qué un interruptor hace arcos cuando se usa para abrir un circuito inductivo? ¿Cuál es el propósito del diodo? Considere el flujo de corriente en el inductor y cómo cambia en función del tiempo. Comience con el interruptor cerrado y luego describa lo que ocurre cuando se abre.

**TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 3.3****Detector de picos**

El siguiente circuito se conoce como **detector de picos**. Cuando una señal variable en el tiempo V_{ent} se aplica a la entrada, la salida V_{sal} retiene el máximo valor positivo de la señal de entrada. ¿Bajo qué condiciones se carga el capacitor? Bosqueje una señal de entrada arbitraria y la salida ideal resultante. ¿Qué comportamiento esperaría de un circuito real donde el capacitor "se descarga"; esto es, la carga del capacitor se disipa gradualmente? Dibuje el V_{sal} resultante para el capacitor "real" (no ideal).



El Ejercicio de laboratorio 4 introduce los diodos y cómo se usan en circuitos básicos. En este laboratorio también se muestran las diferencias entre diodos de señal y LED.

3.3.1 Diodo zener

Reflexione nuevamente acerca de la relación corriente-voltaje para un diodo que se muestra en la figura 3.6. Note que, cuando un diodo invierte su polaridad con un voltaje

**Ejercicio de laboratorio****Laboratorio 4**

Ancho de banda, filtros y diodos

suficientemente grande, permite que fluya una gran corriente inversa. A esto se le llama **ruptura** de diodo. Para la mayoría de los diodos el valor de ruptura es al menos 50 V y se puede extender a kilovolts. Una clase especial de diodos está diseñada para explotar esta característica. Se conocen como **zener**, **avalancha** o **diodos reguladores de voltaje**. Esta familia de diodos muestra curvas de ruptura pronunciadas con voltajes de ruptura bien definidos; por tanto, pueden mantener un voltaje casi constante sobre un amplio rango de corrientes (vea la figura 3.7). Esta característica los hace buenos candidatos para construir reguladores de voltaje simples, porque pueden mantener un voltaje de CD estable en presencia de un suministro variable de voltaje y con resistencia de carga variable.

Para usar adecuadamente el diodo zener en un circuito, el zener debe estar polarizado inversamente con un voltaje por arriba de su ruptura o **voltaje zener** V_z . Usar un diodo zener en serie con una resistencia, como se muestra en la figura 3.8, resulta en un circuito simple conocido como **regulador de voltaje**. El voltaje de salida del circuito V_{sal} se mantiene o regula por el diodo zener al voltaje zener V_z . Aun cuando la corriente a través del diodo zener cambie (ΔI_z en la figura), el voltaje de salida permanece relativamente constante (es decir, ΔV_z es pequeño). La estrechez del rango de voltaje para un cambio de corriente dado es una medida de la regulación de voltaje del circuito. Si el voltaje de entrada y la carga no cambian mucho, este circuito es efectivo para obtener de una fuente valores de voltaje CD estables y más bajos, incluso si la fuente no está bien regulada.

Debido a que la carga aplicada al regulador de voltaje cambiará con el tiempo en la mayoría de las aplicaciones y la fuente de voltaje mostrará fluctuaciones, debe poner cuidadosa consideración al efecto sobre el voltaje regulado V_z . Para el circuito que se

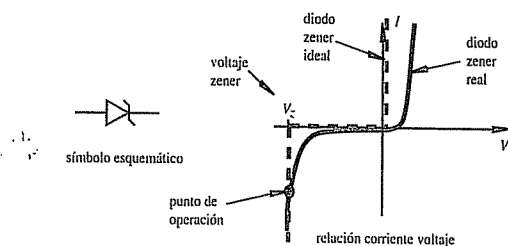


Figura 3.7 Símbolo de diodo zener y relación corriente-voltaje.

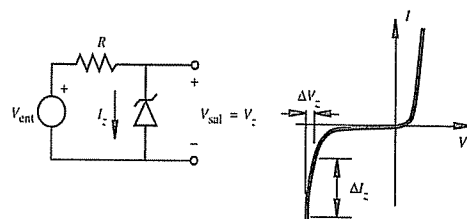


Figura 3.8 Regulador de voltaje con diodo zener.

muestra en la figura 3.8, la corriente zener se relaciona con los voltajes de circuito de acuerdo con

$$I_z = \frac{(V_{ent} - V_z)}{R} \quad (3.2)$$

Para determinar cómo el cambio en la corriente se relaciona con los cambios en el voltaje, se toma la diferencial de la ecuación 3.2, que produce

$$\Delta I_z = \frac{1}{R} (\Delta V_{ent} - \Delta V_z) \quad (3.3)$$

El diodo zener es un elemento no lineal, y por tanto ΔV_z no es directamente proporcional a ΔI_z . Sin embargo, es útil para definir una resistencia dinámica R_d que es la pendiente de la curva característica zener en un punto de operación particular. Esto permite expresar el cambio de corriente zener en términos del cambio en el voltaje zener:

$$\Delta I_z = \frac{\Delta V_z}{R_d} \quad (3.4)$$

Por lo general un fabricante especifica la corriente zener nominal I_{zt} y la impedancia dinámica máxima (R_d) en la corriente zener nominal. En un diseño de circuito que use un diodo zener, la corriente zener debe superar I_{zt} ; de otro modo, el zener puede operar cerca de la "rodilla" de la curva característica, donde la regulación es pobre (es decir, donde hay un gran cambio en voltaje con un pequeño cambio en la corriente zener).

Al sustituir la ecuación 3.4 en la ecuación 3.3 y resolver para ΔV_z , los cambios en el voltaje de salida del regulador ΔV_{sal} se pueden expresar en términos de fluctuaciones en el voltaje fuente ΔV_{ent} :

$$\Delta V_{sal} = \Delta V_z = \frac{R_d}{R_d + R} \Delta V_{ent} \quad (3.5)$$

Por tanto, el circuito actúa como un divisor de voltaje (para un cambio en el voltaje) con el diodo zener representado por su resistencia dinámica a la corriente de operación del circuito.

Desempeño de regulación zener

EJEMPLO 3-2

Se busca determinar el desempeño de regulación del circuito con diodo zener de la figura 3.8 para una fuente de voltaje V_{ent} cuyo valor varía entre 20 y 30 V. Para el diodo zener, seleccionamos un 1N4744A fabricado por National Semiconductor, de la familia 1N4728A a 1N4752A (que tiene diferentes valores de voltaje zener). Es un diodo zener de 15 V, 1 W. Seleccionamos un valor de R con base en las especificaciones de este diodo.

Para limitar la disipación de potencia máxima a menos de 1 W, la corriente a través del diodo debe estar limitada a

$$I_{z_{\max}} = 1 \text{ W} / 15 \text{ V} = 66.7 \text{ mA}$$

En consecuencia, al usar la ecuación 3.2, el valor para la resistencia R debe elegirse como al menos

$$R_{\min} = (V_{ent_{\max}} - V_z) / I_{z_{\max}} = (30 \text{ V} - 15 \text{ V}) / 66.7 \text{ mA} = 225 \Omega$$

El valor de resistencia estándar más cercano a lo aceptable es $240\ \Omega$. A partir de las especificaciones del fabricante para este diodo zener, la resistencia dinámica R_d es $14\ \Omega$ a $17\ \text{mA}$. La corriente I_z en este ejemplo es mayor que este valor, de modo que el punto de operación del diodo zener está en la porción bien regulada de la curva característica. Al usar el valor dado para R_d en la ecuación 3.5, se puede aproximar el rango de voltaje de salida resultante:

$$\Delta V_{\text{sal}} = \Delta V_z = \frac{R_d}{R_d + R} \Delta V_{\text{ent}} = \frac{14}{14 + 240} (30 - 20)\text{V} = 0.55\text{V}$$

el cual es una medida de regulación de este circuito. Esto se puede expresar como un porcentaje del voltaje de salida para una medida relativa:

$$\frac{\Delta V_{\text{sal}}}{V_{\text{sal}}} 100\% = \frac{0.55\text{V}}{15\text{V}} 100\% = 3.7\%$$

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 3.4

Efectos de la carga sobre el diseño del regulador de voltaje

El ejemplo 3.2 ignoró la corriente que se extraería por una carga. ¿Qué efecto tendría una carga sobre los resultados del análisis?

La figura 3.9 ilustra un circuito regulador de voltaje simple, donde R_L es una resistencia de carga y V_{ent} es una fuente no regulada cuyo valor supera el voltaje zener V_z . El propósito de este circuito es proporcionar un voltaje de CD constante V_z a través de la carga con su correspondiente corriente constante a través de dicha carga. Una aplicación común es proporcionar un voltaje regulado estable a un sistema que contiene circuitos integrados digitales.

Si se supone que el diodo zener es ideal (es decir, su curva corriente-voltaje de ruptura es vertical) se pueden extraer algunas conclusiones acerca del circuito regulador. Primera, el voltaje de carga será V_z en tanto el diodo zener esté sujeto a ruptura inversa. Por tanto, la corriente de carga I_L es

$$I_L = \frac{V_z}{R_L} \quad (3.6)$$

Segunda, la corriente de carga será la diferencia entre la corriente de entrada no regulada I_{ent} y la corriente de diodo zener I_z :

$$I_L = I_{\text{ent}} - I_z \quad (3.7)$$

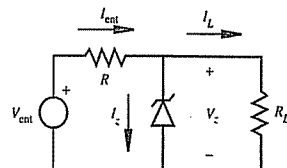


Figura 3.9 Circuito regulador de voltaje con diodo zener.

En tanto V_z sea constante y la carga no cambie, I_L permanece constante. Esto significa que la corriente del diodo cambió para absorber los cambios de la fuente no regulada.

Tercera, la corriente fuente no regulada I_{ent} está dada por

$$I_{\text{ent}} = \frac{(V_{\text{ent}} - V_z)}{R} \quad (3.8)$$

R se conoce como la resistencia limitante de corriente, pues limita la potencia disipada por el diodo zener. Si I_z se vuelve muy grande, el diodo zener falla.

Diseño de regulador de voltaje con diodo zener

EJEMPLO DE DISEÑO 3.1

Suponga que necesita diseñar una fuente de CD regulada de 15V para alimentar un sistema mecánico, y le gustaría usar el circuito regulador de voltaje que se muestra en la figura 3.9. Más aún, suponga que tiene acceso sólo a una fuente de CD pobremente regulada V_{ent} cuyo valor nominal es 24V .

Conforme cambia la carga R_L , la corriente zener I_z aumenta para R_L más grandes y disminuye para R_L más pequeñas. Si se conoce la máxima resistencia de carga posible (suponiendo que la salida nunca es un circuito abierto), se puede calibrar el diodo zener con respecto a sus características de disipación de potencia y seleccionar una resistencia limitante de corriente. Al combinar las ecuaciones 3.6 y 3.7 y usar el máximo valor de la carga $R_{L_{\text{máx}}}$ se obtiene

$$I_{z_{\text{máx}}} = \left(I_{\text{ent}} - \frac{V_z}{R_{L_{\text{máx}}}} \right)$$

Ésta es la corriente más grande que experimenta el zener. La potencia disipada por el diodo zener es

$$P_{z_{\text{máx}}} = I_{z_{\text{máx}}} V_z = \left(I_{\text{ent}} - \frac{V_z}{R_{L_{\text{máx}}}} \right) V_z$$

I_{ent} se controla mediante la resistencia limitante de corriente R . Al sustituir la ecuación 3.8 produce

$$P_{z_{\text{máx}}} = \left(\frac{V_{\text{ent}} - V_z}{R} \right) V_z - \frac{V_z^2}{R_{L_{\text{máx}}}}$$

Además, para este problema de diseño, se supone que $R_{L_{\text{máx}}}$ es $240\ \Omega$ y se quiere seleccionar un zener de 1W . Por tanto,

$$1\text{W} = \frac{24\text{V} - 15\text{V}}{R_{\text{mín}}} (15\text{V}) - \frac{225\text{V}^2}{240\ \Omega}$$

Ahora se puede resolver para la mínima resistencia limitante de corriente R requerida:

$$R_{\text{mín}} = 69.7\ \Omega$$

El valor de resistencia estándar más cerca de lo aceptable es $75\ \Omega$.

En resumen, los diodos zener son útiles en circuitos donde es necesario derivar pequeños voltajes regulados de una sola fuente de voltaje mayor. Cuando se diseñan circuitos con diodos zener, debe seleccionar las resistencias limitantes de corriente apropiadas, dadas las limitaciones de potencia de los diodos. En diseños mecatrónicos simples que se puedan activar por una batería de 9 V y requieran buenos suministros de CD de 5 V para dispositivos digitales, un regulador zener bien diseñado es una solución barata y efectiva si los requerimientos de corriente son modestos.

3.3.2 Reguladores de voltaje

Aunque el regulador de voltaje con diodo zener es barato y simple de usar, tiene algunos inconvenientes: el voltaje de salida no se puede fijar a un valor preciso, y la regulación es limitada contra la onda de origen y cambios en la carga. Existen dispositivos semiconductores especiales diseñados para servir como reguladores de voltaje, algunos para valores positivos o negativos fijos y otros fáciles de ajustar al valor deseado no estándar. Un grupo de reguladores fáciles de usar es el regulador de tres terminales diseñado como el 78XX, donde los últimos dos dígitos (XX) especifican un voltaje con valores estándar: 5 (05), 12 o 15 V. Al usar un regulador como el LM7815C, es fácil crear una fuente de 15 V bien regulada, como se muestra en la figura 3.10.

Este diseño podría usarse en lugar del regulador zener que se muestra en el ejemplo de diseño 3.1 (vea el Tema para discusión en clase 3.5). El 78XX puede entregar hasta 1 A de corriente y está protegido internamente contra sobrecarga. Al usar este dispositivo, el diseñador no necesita realizar los cálculos de diseño que se muestran con el regulador de diodo zener. La serie 78XX de reguladores tiene valores de serie 79XX complementarios para el diseño de suministros de voltaje +/-.

■ TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 3.5 Regulador de voltaje de la serie 78XX

En el ejemplo de diseño 3.1 se utilizó un diodo zener para proporcionar el voltaje deseado de CD. Ahora, muestre cómo un regulador de voltaje 78XX puede hacer el mismo trabajo. Especifique el regulador y describa sus características.

En algunos casos, es posible que necesite una fuente de voltaje regulada con un valor no proporcionado en la secuencia estándar del fabricante. Entonces puede usar un regulador de tres terminales diseñado para ajustarse mediante la adición de resistencias

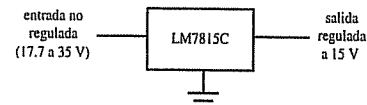


Figura 3.10 Suministro de 15 V de CD regulada.

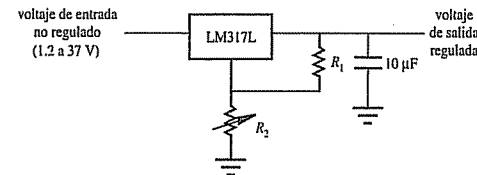


Figura 3.11 Regulador ajustable de 1.2 a 37 V.

externas. El LM317L puede proporcionar una salida ajustable con la adición de dos resistencias externas, como se muestra en la figura 3.11. El voltaje de salida está dado por

$$V_{\text{sal}} = 1.25 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \text{ V} \quad (3.9)$$

Estos reguladores ajustables están disponibles en las clasificaciones de corriente y voltaje más altas.

Los reguladores de voltaje de tres terminales son precisos, rechazan las ondas en la entrada, rechazan los picos de voltaje, tienen una regulación aproximada de 0.1% y son muy estables, lo que los hace útiles en el diseño de sistemas mecatrónicos.

■ TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 3.6 Sistema de carga automotriz

El automóvil típico tiene un sistema eléctrico de 12 V CD donde una batería de plomo-ácido se carga mediante un alternador de CA de banda transportadora, cuya frecuencia y voltaje varían con la rapidez del motor. ¿Qué tipo de condicionamiento de señal se debe realizar entre el alternador y la batería, y cómo se puede hacer esto?

3.3.3 Diodos optoelectrónicos

Los diodos emisores de luz son diodos que emiten fotones cuando se polarizan directamente. En la figura 3.12 se ilustran el LED típico y su símbolo esquemático. La terminal positiva, o ánodo, por lo general es la más larga de las dos terminales. El LED por lo general se encierra en un material plástico de color que acentúa la longitud de onda generada por el diodo y a veces ayuda a enfocar la luz en un haz. La intensidad de la luz se relaciona con la cantidad de corriente que fluye a través del dispositivo. Los LED se fabrican para producir una variedad de colores, pero los más comunes y menos costosos son el rojo, amarillo y verde. Es importante recordar que un LED tiene una caída de voltaje de 1.5 a 2.5 V cuando se polariza directamente, un poco más que los diodos de silicio de señal pequeña. Sólo se requieren unos cuantos miliamperes de corriente para iluminar débilmente el diodo. Es importante incluir una resistencia limitante de corriente en serie en el circuito para evitar una excesiva corriente hacia adelante, lo que puede destruir rápidamente el diodo. Por lo general se incluye una resistencia en serie de 330 Ω cuando se usa en diseños de circuitos digitales (5 V). La figura 3.13 muestra un circuito

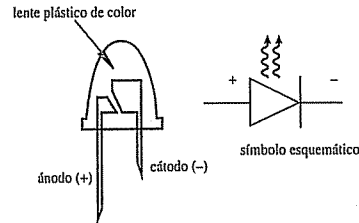


Figura 3.12 Diodo emisor de luz.

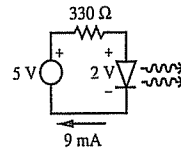


Figura 3.13 Circuito LED típico en sistemas digitales.

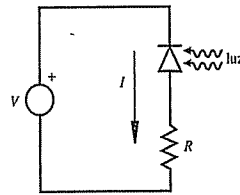


Figura 3.14 Circuito detector de luz con fotodiodo.

LED típico. Note que la corriente está limitada a más o menos 9 mA ($3 \text{ V}/330 \Omega$), que es suficiente para iluminar por completo al LED y está dentro de los límites de corriente reportados por los fabricantes de la mayoría de los LED. El Ejercicio de laboratorio 4 demuestra cómo construir circuitos LED de manera adecuada y muestra cuánto voltaje de polarización directa y corriente se requieren para iluminar por completo un LED.

Anteriormente se dijo que una unión pn es sensible a la luz. Diodos especiales, llamados **fotodiodos**, se diseñan para detectar fotones y se pueden usar en circuitos para detectar la luz, como se muestra en la figura 3.14. Note que es la corriente inversa la que fluye a través del diodo cuando se percibe la luz. Toma un número considerable de fotones proporcionar voltajes detectables con estos dispositivos. El fototransistor (vea la sección 3.4.6) puede ser un dispositivo más sensible, aunque es más lento para responder. Los fotodiodos se basan en efectos cuánticos. Si los fotones excitan a los portadores en una unión pn polarizada inversamente, fluye una corriente muy pequeña proporcional a la intensidad de la luz. La sensibilidad depende de la longitud de onda de la luz.

3.3.4 Análisis de circuitos de diodo

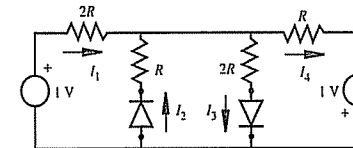
Aunque la mayoría de su análisis incluye diodos solos aislados en circuitos, existen situaciones en los que usted pueda diseñar un circuito que contenga múltiples diodos. Dado que el diodo es un dispositivo no lineal, tiene que ser cuidadoso para no aplicar inocentemente los métodos de análisis de circuito lineales discutidos hasta el momento.

Los circuitos de CD que contienen muchos diodos pueden no ser fáciles de analizar por inspección. El siguiente procedimiento es un método directo para determinar voltajes y corrientes en estos circuitos. Primero, suponga direcciones de corriente para cada elemento del circuito. A continuación, sustituya cada diodo con un circuito abierto equivalente si la corriente supuesta está en dirección de polarización inversa, o un cortocircuito si está en la dirección de polarización directa. Luego, calcule las caídas de voltaje y corrientes en los lazos del circuito mediante LVK y LCK. Si el signo de una corriente resultante es opuesto a la dirección supuesta a través de un elemento, hizo la suposición equivocada y debe cambiar su dirección y reanalizar el circuito. Repita este procedimiento con diferentes combinaciones de direcciones de corriente hasta que no haya inconsistencias entre caídas de voltaje y corrientes supuestas y calculadas.

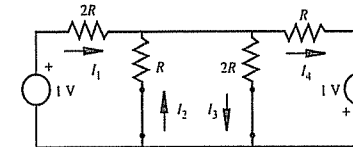
Análisis de circuito con más de un diodo

EJEMPLO 3-3

Este ejemplo ilustra la aplicación del procedimiento apenas mencionado a un circuito que contiene dos diodos ideales. En el siguiente circuito se quiere determinar todas las corrientes y voltajes. Comience por suponer arbitrariamente las direcciones de corriente como se muestra.

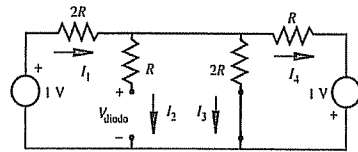


Al suponer las direcciones de corriente, sustituya cada diodo con un corto, pues cada uno se supuso como polarizado directo. A continuación sigue el circuito equivalente.

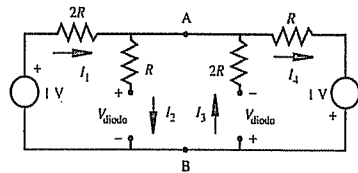


Al aplicar LVK al lazo que contiene I_2 e I_3 , se encuentra que $I_2 = -2I_3$. Se concluye que una de las direcciones de corriente se supuso de manera incorrecta. Por tanto, es necesario cambiar una de las suposiciones iniciales. Suponga que I_2 está en la dirección contraria a la que

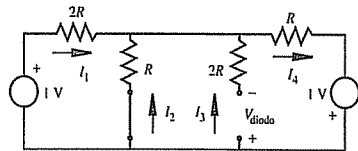
se eligió la primera vez. Con esta suposición, el diodo debe sustituirse con un circuito abierto pues está polarizado inversamente. El circuito equivalente se muestra a continuación.



Note que $I_2 = 0$ en este circuito y V_{diodo} es el voltaje a través del diodo. Al aplicar LVK al lazo que contiene I_3 e I_4 , el resultado es que $I_3 < 0$. Por tanto, la dirección supuesta para I_3 es incorrecta. Debe invertirse I_3 y sustituir el diodo con un circuito abierto. El circuito resultante es el que se muestra.



Note que I_2 e I_3 son 0 en este circuito y cada uno tiene un voltaje distinto de cero a través de sus terminales. Dado que el voltaje en el nodo A es positivo con respecto al nodo B (a partir de la LVK en torno al lazo externo), la polarización supuesta en el diodo derecho es incorrecta. Por tanto, la siguiente elección para direcciones de corriente supuestas, que es la única combinación que no se ha investigado, es la que sigue.



Si se analiza este circuito (vea la pregunta 3.5), se encuentra que $I_2 > 0$ y $V_{\text{diodo}} > 0$, como se supuso. En consecuencia, no hay inconsistencias y los resultados son correctos.

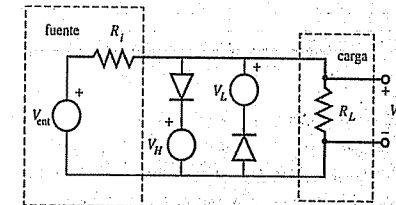
En este ejemplo, se realizó una búsqueda exhaustiva para comprobar cada posible combinación de polarización de diodo. Si se hubiese elegido la combinación correcta al iniciar el procedimiento, por suerte o por una suposición, no se habría requerido la búsqueda exhaustiva.

El procedimiento y ejemplo anteriores suponen que, cuando un diodo está polarizado directamente, se puede sustituir por un cortocircuito, lo que implica un voltaje de polarización directa 0. El procedimiento se tiene que modificar para modelar con precisión diodos reales. Para explicar el voltaje de polarización directa, en lugar de sustituir el diodo con un corto, se debe hacer con una pequeña fuente de voltaje cuyo voltaje sea igual al valor de polarización directa del diodo.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 3.7

Limitador de voltaje

La porción de diodo del siguiente circuito se llama **limitador de voltaje**. Explique por qué. Bosqueje algunas formas de onda de entrada y de salida que ilustren el comportamiento del circuito. Nota: $V_H > V_L$.



3.4 TRANSISTOR BIPOLAR DE UNIÓN

El transistor bipolar de unión fue la invención sobresaliente que condujo a la era de la electrónica, los circuitos integrados y, a final de cuentas, de todo el mundo digital. El transistor verdaderamente revolucionó la existencia humana al impactar prácticamente todo en la vida cotidiana. Esta sección comienza proporcionando los cimientos físicos necesarios para entender la función del transistor. Luego se muestra cómo se le puede usar para construir algunos circuitos importantes.

3.4.1 Física del transistor bipolar

Anteriormente se vio que un diodo semiconductor consiste de regiones adyacentes de silicio tipo p y tipo n, cada una conectada a una terminal. Un **transistor bipolar de unión** (BJT, por sus siglas en inglés o TBJ), en contraste, consiste de tres regiones adyacentes de silicio dopado, cada una de las cuales se conecta a una terminal externa. Existen dos tipos de TBJ: transistores npn y pnp. El tipo más común es el TBJ npn, que se discute en detalle y se usa en los ejemplos. Como se muestra en la figura 3.15, consiste de una delgada capa de silicio tipo p entre dos capas de silicio tipo n. Tres terminales se conectan a tres capas llamadas **colector**, **base** y **emisor**. Como se denota en letra negrilla n

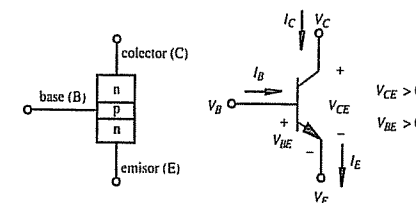


Figura 3.15 Transistor bipolar de unión npn.

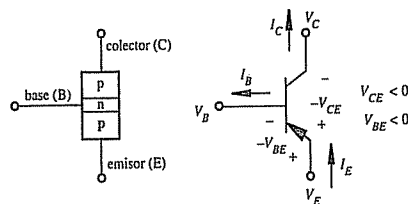


Figura 3.16 Transistor de unión bipolar pnp.

en la figura 3.15, el silicio tipo n en el emisor está más dopado que el colector, de modo que el colector y el emisor no son intercambiables. En la figura también se muestra el símbolo esquemático de circuito correspondiente, con corrientes y voltajes definidos y etiquetados. En la figura 3.16 se muestran la construcción, esquema y notación del TBJ pnp.

V_{CE} es el voltaje entre el colector y el emisor, y V_{BE} es el voltaje entre la base y el emisor. Las relaciones que involucran las corrientes y voltajes del transistor son:

$$I_E = I_C + I_B \quad (3.10)$$

$$V_{BE} = V_B - V_E \quad (3.11)$$

$$V_{CE} = V_C - V_E \quad (3.12)$$

Para el TBJ npn, por lo general se requiere que $V_C > V_B > V_E$ de modo que la unión pn de base a emisor está polarizada en directa y la unión pn de base a colector está polarizada en inversa.

Con la finalidad de entender cómo funciona el TBJ npn, se comienza por considerar la unión de base a emisor. Dado que esta unión está polarizada directamente ($V_B > V_E$), los electrones se difunden de la región tipo n del emisor a la región tipo p de la base. Dado que la unión de base a colector está polarizada inversamente ($V_C > V_B$), hay una región de agotamiento que normalmente evitaría el flujo de electrones de la región de la base a la región del colector. Sin embargo, dado que la región de la base está fabricada para ser muy delgada y la región tipo n del emisor está más dopada que la base, la mayoría de los electrones del emisor se aceleran a través de la región de la base con momento suficiente como para cruzar la región de agotamiento en la región del colector sin recombinarse con los huecos en la región de la base. Al recordar que la corriente convencional está en la dirección opuesta al movimiento de electrones, el resultado es que una pequeña corriente de la base I_B fluye de la base al emisor y una mayor corriente I_C fluye del colector al emisor. La pequeña corriente de la base controla una mayor corriente del colector, y por tanto el TBJ funciona como un amplificador de corriente. Esta característica puede aproximarse con la siguiente ecuación:

$$I_C = \beta I_B \quad (3.13)$$

La cual establece que la corriente del colector es proporcional a la corriente de la base con un factor de amplificación para el transistor conocido como **beta** (β). Con frecuen-

cia los fabricantes usan el símbolo h_{FE} en lugar de β . Para TBJ típicos, beta está en el orden de 100, pero puede variar significativamente entre transistores. Beta también es dependiente de la temperatura y el voltaje; por tanto, no se debe suponer una relación precisa cuando se diseñen circuitos con transistores específicos.

Debido a las características de corriente base-colector de los TBJ, éstos pueden ser utilizados para amplificar corriente o simplemente para encenderla y apagarla. Esta conmutación encendido-apagado es la base para la mayoría de las computadoras digitales porque permite implementar fácilmente una representación binaria de dos estados. En las aplicaciones mecatrónicas del texto el enfoque se hace sobre el diseño de interruptores y no sobre el de amplificadores. El diseño de estos últimos requiere un estudio más a fondo de los TBJ y se cubre ampliamente en libros de texto de microelectrónica para ingeniería eléctrica.

3.4.2 Circuito con transistor emisor común

Si el emisor de TBJ está aterrizado y se aplica un voltaje de entrada a la base, el resultado es el circuito **emisor común** que se muestra en la figura 3.17. Las características del circuito con transistor emisor común se describen mejor al graficar la corriente del colector I_C contra el voltaje colector-emisor V_{CE} para diferentes valores de corriente de la base I_B . La familia resultante de curvas (vea la figura 3.18) describe las **características de emisor común** para el transistor. Al referirse a la figura 3.17, conforme la corriente de la base aumenta gradualmente, el diodo base-emisor del transistor comienza a conducir cuando V_{BE} es de aproximadamente 0.6 V. En este punto I_C comienza a fluir y es aproximadamente proporcional a I_B ($I_C = \beta I_B$). Conforme I_B aumenta aún más, V_{BE} aumenta lentamente a 0.7 V pero I_C se eleva exponencialmente. Conforme I_C se eleva, la caída de voltaje a través de R_C aumenta y V_{CE} cae hacia tierra. El colector no puede caer por abajo de tierra (de otro modo, la unión pn de base a colector también estaría polarizada directamente), de modo que en este punto se dice que el transistor entra en saturación, lo que significa que la corriente del colector está determinada por R_C y la relación lineal entre I_C e I_B ya no se sostiene más.

Como se indica en la figura 3.18, el transistor tiene una **región de corte** (donde no fluye corriente del colector), una **región activa** (donde la corriente del colector es proporcional a la corriente de la base) y una **región de saturación** (donde la corriente del colector es estrictamente controlada por el circuito colector, suponiendo suficiente corriente en la base). Cuando se diseña un interruptor de transistor, es necesario garantizar que el transistor esté completamente saturado cuando se enciende. En saturación completa, V_{CE} está en su mínimo, que es aproximadamente 0.2 V para un TBJ.

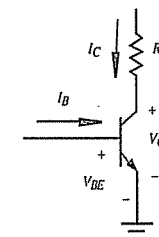


Figura 3.17 Circuito emisor común.

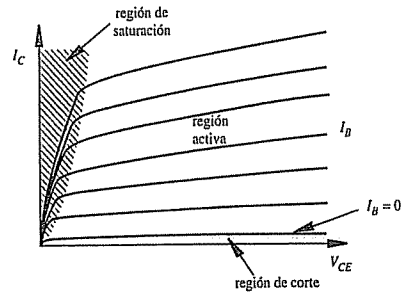


Figura 3.18 Características de emisor común para un transistor.

Para una corriente de colector dada, la potencia disipada por el transistor ($I_C V_{CE}$) es la más pequeña cuando éste está completamente saturado. Si no está completamente saturado, se calienta más rápido y puede fallar.

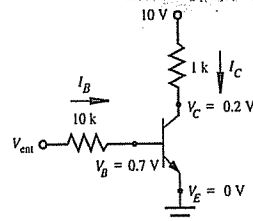
EjemPlo 3.4

Garantía de que un transistor está en saturación

El 2N3904 es un transistor de señal pequeña fabricado por muchas compañías como un amplificador e interruptor de uso general. Si examina las especificaciones en un manual de transistores discretos, encontrará las clasificaciones y características eléctricas. He aquí alguna de la información que se proporciona:

- Máxima corriente de colector (continua) = 200 mA
- $V_{CE}(\text{sat}) = 0.2 \text{ V}$
- $h_{FE} = \beta = 100$ (dependiendo de la corriente del colector y muchas otras cosas)

En el siguiente circuito, ¿qué voltaje de entrada mínimo V_{ent} se necesita para saturar al transistor?



Dado que $V_{CE}(\text{sat})$ para el 2N3904 es 0.2 V, cuando el transistor está completamente saturado la corriente del colector es

$$I_C = (10 \text{ V} - 0.2 \text{ V}) / 1 \text{ k}\Omega = 9.8 \text{ mA}$$

En vista de que la ganancia de corriente directa (CD) h_{FE} es aproximadamente 100, I_B debe ser al menos $I_C/100$ o 0.098 mA. Puesto que $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$, la corriente de la base se puede relacionar con el voltaje de entrada mediante

$$I_B = 0.098 \text{ mA} = (V_{\text{ent}} - 0.7 \text{ V}) / 10 \text{ k}\Omega$$

Por tanto, el voltaje de entrada mínimo requerido para saturación es

$$V_{\text{ent}_{\text{min}}} = 0.98 \text{ V} + 0.7 \text{ V} = 1.68 \text{ V}$$

Por lo general usted usaría un voltaje mayor que éste (por ejemplo, 5 veces mayor) para asegurar que el transistor está completamente saturado para pequeñas fluctuaciones en sus parámetros.

3.4.3 Interruptor con transistor bipolar

La figura 3.19 ilustra un circuito interruptor de transistor bipolar. Cuando V_{ent} es menor que 0.7 V, la unión BE del transistor no está polarizada directamente ($V_{BE} < 0.7 \text{ V}$) y el transistor no conduce ($I_C = I_E = 0$). Por tanto, puede suponer que el circuito colector-emisor se puede sustituir por una impedancia muy alta o, para todo propósito práctico, por un circuito abierto. Este estado, que se ilustra en la figura 3.20a), se conoce como

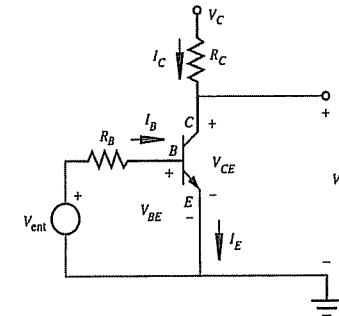


Figura 3.19 Circuito interruptor con transistor.

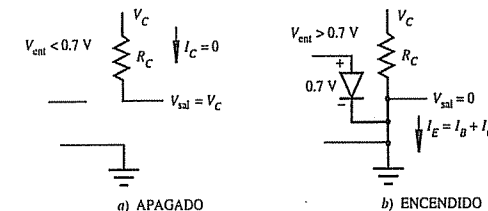


Figura 3.20 Modelos para estados de interruptor con transistor.

el límite o estado de APAGADO del transistor. En el estado límite, el voltaje de salida V_{sal} es V_C pues no hay corriente o caída de voltaje a través de R_C .

El transistor conduce cuando la unión BE se polariza directamente ($V_{BE} = 0.7$ V). La corriente pasa a través del circuito CE y V_{sal} está cerca del potencial de tierra (0.2 V para un TBJ saturado). A este estado, modelado por el diodo polarizado directamente que se ilustra en la figura 3.20b, se le refiere como el estado saturado o ENCENDIDO del transistor. Se supone que hay suficiente corriente de la base para saturar al transistor. La resistencia R_B (vea la figura 3.19) se requiere en este circuito para limitar la corriente de la base pues la unión BE en esencia se comporta como un diodo. La relación entre la corriente de la base y R_B está dada por

$$I_B = (V_{ent} - V_{BE})/R_B \quad (3.14)$$

Cuando $V_{ent} < 0.7$, $I_B = 0$ y $V_{BE} = V_{ent}$.

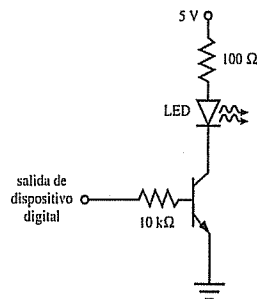
El circuito de la figura 3.19 puede funcionar como un interruptor semiconductor para encender o apagar un LED, un motor eléctrico, un solenoide, una luz eléctrica o alguna otra carga (representada por R_C en la figura). Para funcionar de manera adecuada estas cargas requieren de corrientes muy amplias, que van desde los miliamperes hasta muchos amperes. Cuando el voltaje de entrada y la corriente aumentan lo suficiente como para saturar el transistor, una gran corriente del colector fluye a través de la carga R_C . La magnitud de la corriente del colector está determinada por la resistencia de carga R_C y el voltaje del colector V_C . Cuando el voltaje de base-emisor está por debajo de 0.7 V, el transistor está apagado y no fluye corriente a través de la carga. Los transistores que se usan en aplicaciones de potencia, llamados **transistores de potencia**, están diseñados para conducir grandes corrientes y disipar más calor. Éstos son la base para la interfaz de dispositivos de baja corriente de salida, como los circuitos integrados y los puertos de la computadora hacia otros dispositivos que requieren grandes corrientes.

EJEMPLO DE DISEÑO 3.2

Interruptor de LED

El objetivo es encender y apagar un tablero de LED con un dispositivo digital que tenga un voltaje de salida de 0 V o 5 V y una corriente máxima de salida de 5 mA. El LED requiere 20-40 mA para proporcionar un despliegue brillante y tiene una caída de voltaje de 2 V cuando se polariza directamente.

Se usa un circuito interruptor con transistor que emplea un transistor de señal pequeña (por ejemplo, 2N3904 npn) para proporcionar suficiente corriente al LED. A continuación se muestra el circuito requerido.



Cuando la salida digital es 0 V, el transistor está en corto, y el LED está APAGADO. Cuando la salida digital es 5 V, el transistor está en saturación, y la corriente de la base es

$$(5 \text{ V} - 0.7 \text{ V})/10 \text{ k}\Omega = 0.43 \text{ mA}$$

que está dentro de las especificaciones. La resistencia de 100 Ω del colector limita la corriente del LED a un valor dentro del rango deseado para que éste sea brillante (20-40 mA):

$$(5 \text{ V} - 2 \text{ V} - 0.2 \text{ V})/100 \Omega = 28 \text{ mA}$$

El Ejercicio de laboratorio 5 demuestra cómo cablear y usar varios tipos de circuitos de diodo y transistor. Se incluye un circuito interruptor con transistor básico, un circuito impulsor de motor con protección de retorno (vea la Demostración en video 3.2) y un fotointerruptor.

A continuación se resumen los lineamientos para el diseño de un interruptor con transistor. El colector debe ser más positivo que la base o el emisor ($V_C > V_B > V_E$). Para estar ENCENDIDO, el voltaje de la base al emisor (V_{BE}) debe ser de 0.7 V. La corriente del colector I_C es independiente de la corriente de la base I_B cuando el transistor está saturado, en tanto haya suficiente corriente de la base para asegurar la saturación. La mínima corriente que requiere la base se puede estimar al determinar primero la corriente del colector I_C y luego aplicar $I_{B_{min}} \approx I_C/\beta$. Para un voltaje de entrada dado, la resistencia de entrada debe elegirse de modo que la corriente de la base supere este valor por un margen conservador (por ejemplo, 5-10 veces mayor). Las razones para esto son que beta puede variar entre componentes, con temperatura y con voltaje, y la resistencia de la carga puede cambiar conforme la corriente fluye a través de ella. También es importante calcular los valores máximos de I_C e I_B para asegurar que caen dentro de las especificaciones del fabricante.

3.4.4 Paquetes de transistor bipolar

Cuando seleccione transistores de un fabricante para un prototipo de sistema mecatrónico, encontrará que existen en varios paquetes, como se ilustra en la figura 3.21. Los paquetes de transistores de señal pequeña con frecuencia son los TO-92, y los paquetes de transistor de potencia son los TO-220. La tecnología de montaje superficial se vuelve cada vez más popular en la producción de tarjetas de circuito impreso, pero tales dispositivos son menos útiles para los prototipos, debido a su tamaño reducido. La figura 3.22 y la Demostración en video 3.3 ilustran varios paquetes comunes de transistores. Se incluyen los TBJ, los transistores de efecto de campo con semiconductores de óxido metálico (MOSFET, por sus siglas en inglés, que se cubrirán en la sección 3.5) y un fotointerruptor (que se aborda en la siguiente sección).

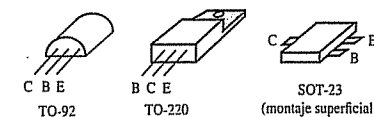


Figura 3.21 Paquetes de transistores bipolares.



Ejercicio de laboratorio

Laboratorio 5

Transistores y circuitos fotoeléctricos



Demostración en video

3.2 Encendido y apagado de un motor con un transistor



Demostración en video

3.3 Transistores

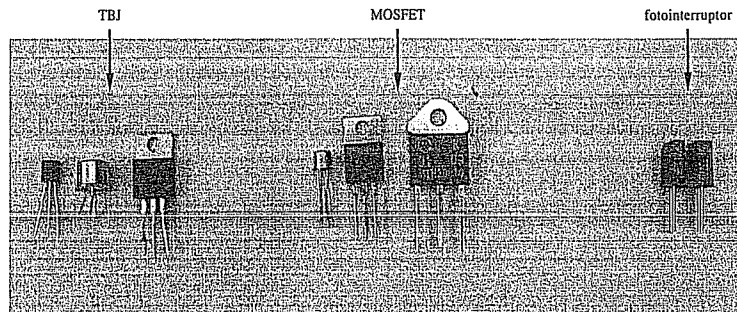


Figura 3.22 Varios paquetes comunes de transistores.

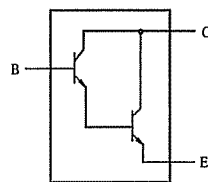


Figura 3.23 Par Darlington.

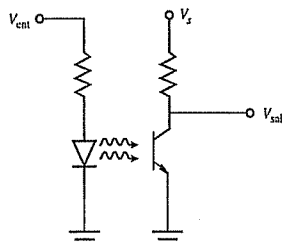


Figura 3.24 Optoaislante.

3.4.5 Transistor Darlington

El esquema de la figura 3.23 representa un transistor conocido como **par Darlington**, que usualmente viene en un solo paquete. La ventaja de esta combinación es que la ganancia de corriente es el producto de las ganancias de los dos transistores individuales y puede superar los 10 000. Con frecuencia se encuentran en circuitos de potencia para sistemas mecatrónicos.

3.4.6 Fototransistor y optoaislante

Una clase especial de transistor es el **fototransistor**, cuya unión entre la base y el emisor actúa como un fotodiodo (vea la sección 3.3.3). Los LED y los fototransistores con

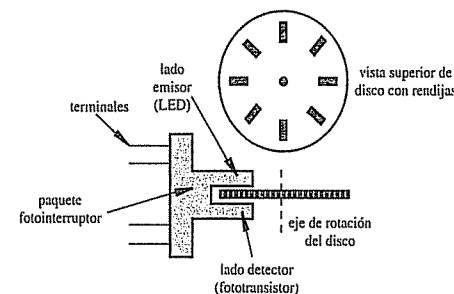
frecuencia se encuentran en pares, donde el LED se usa para crear la luz, y ésta a su vez polariza al fototransistor. El par se puede usar para detectar la presencia de un objeto que pueda interrumpir parcial o totalmente el haz de luz entre el LED y el transistor (vea el Ejercicio de laboratorio 5).

Un **optoaislante** está compuesto por un LED y un fototransistor separados por un pequeño hueco, como se ilustra en la figura 3.24. La luz emitida por el LED hace que la corriente fluya en el circuito fototransistor. Este circuito de salida tiene una referencia a tierra distinta y el suministro de voltaje V_s se puede elegir para establecer el rango de voltaje de salida deseado. El optoaislante crea un estado de aislamiento eléctrico entre los circuitos de entrada y salida al transmitir ópticamente la señal en lugar de a través de una conexión eléctrica. Un beneficio de este aislamiento es que la salida se protege de cualquier voltaje de entrada excesivo que pueda dañar componentes en el circuito de salida.

Posición angular de un escáner robótico

Este ejemplo de diseño ilustra una aplicación de los componentes optoelectrónicos semiconductores. Suponga que en el diseño de un robot autónomo quiere incluir un dispositivo de escaneo láser para explorar el entorno y detectar obstáculos. La cabeza del escáner rota 360° mediante un motor de CD. Su problema aquí es rastrear la posición angular de la cabeza del escáner. ¿Cómo podría hacerlo si quiere que una computadora a bordo use los valores recibidos?

La solución requiere un sensor que proporcione una salida digital; esto es, que se pueda manipular mediante una computadora digital. En el capítulo 6 se aprenderá más acerca de las interfaces digitales. En este momento, para hacer la solución simple, elija un dispositivo que produzca una salida digital de 5 V. En el centro del diseño se encuentra un par LED-fototransistor, también conocido como **fotointerruptor**, el cual se ilustra en la figura siguiente. El par, que está disponible fácilmente en un solo paquete, produce un haz de luz que se puede romper o interrumpir. Se debe diseñar un disco con rendijas para unirlo al eje del motor que impulsa la cabeza del escáner y pase a través del hueco en el par del fotointerruptor. Cada rendija en el disco proporciona un pulso digital conforme interrumpe el haz de luz durante la rotación.



Para que el sensor funcione adecuadamente, debe agregar los componentes externos que se muestran en la siguiente figura para proporcionar un pulso digital cada vez que se encuentra una



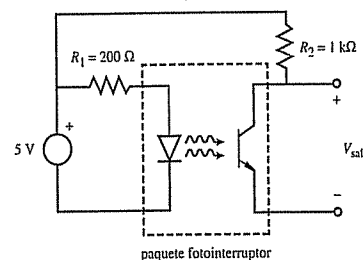
Ejercicio de laboratorio

Laboratorio 5

Transistores y circuitos fotoeléctricos

EJEMPLO DE DISEÑO 3.3

rendija. El LED emisor y su resistor limitante de corriente R_1 se activan por una fuente de 5 V de CD. El detector fototransistor y la resistencia externa R_2 proporcionan la señal de salida. R_2 se llama **resistencia de subida** pues cuando el transistor está al límite, jala el voltaje de salida (V_{sal}) hacia arriba desde tierra (0 V) hasta 5 V. Cuando el transistor está saturado, el voltaje de salida está cerca de 0 V.



Conforme el disco con rendijas gira, la luz pasa a través de cada rendija y produce una salida de 0 V y luego regresa a 5 V cuando los segmentos entre las rendijas interrumpen la luz. El resultado es un tren de pulsos. El número de pulsos producidos proporciona la medida de rotación angular como una aproximación digital. Por ejemplo, si el disco tiene 360 rendijas, cada pulso correspondería a 1° de rotación.

3.5 TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO

Con el uso de lo aprendido hasta el momento, usted puede diseñar circuitos para sistemas mecatrónicos que utilicen TBJ y otros componentes discretos. Ahora examinaremos una invención más reciente, el **transistor de efecto de campo**, o FET, por sus siglas en inglés. Éste opera con un principio diferente al del TBJ y es cada vez más importante en el diseño de sistemas mecatrónicos. Como se verá en el capítulo 6, también es un componente importante en el diseño de circuitos integrados digitales.

Tanto el TBJ como el FET son dispositivos de tres terminales que permiten extraer analogías entre su función y cómo se usan en los circuitos. Antes de observar los detalles de cómo operan los FET, se describirán sus características generales. Tanto los TBJ como los FET operan mediante el control de la corriente entre dos terminales que usan un voltaje aplicado a una tercera terminal. En la sección 3.4 se vio que la polarización directa de la unión base-emisor del TBJ permite que los portadores de carga entren a una región delgada de la base desde el emisor, donde se unen al colector, lo que resulta en una gran corriente del colector controlada por la corriente de la base que es mucho más pequeña. Se concluyó que el TBJ es un amplificador de corriente. En contraste, en un FET, el campo eléctrico producido por un voltaje sobre un electrodo controla la disponibilidad de los portadores de carga en una región estrecha, llamada canal, a través de la que se puede hacer fluir corriente. Por tanto, un FET se puede describir como un amplificador de trasconductancia, lo que significa que la corriente de salida se controla mediante un voltaje de entrada.

La nomenclatura que describe el FET es la siguiente. El electrodo de control en el FET, llamado **puerta**, es análogo a la base del TBJ. En contraste con la base del TBJ, la puerta del FET no extrae corriente directa (CD) porque está aislada del sustrato al que se une. Un canal conductor, cuya conductividad se controla mediante la puerta, se encuentra entre el **drenador**, que es análogo al colector del TBJ, y la **fuerza**, que es análogo al emisor del TBJ. Existen tres familias de FET: **FET semiconductores de óxido metálico** de modo mejorado (MOSFET), MOSFET de modo de agotamiento y **transistores de unión de efecto de campo** (JFET). Cada una de estas familias está disponible en las variedades de canal p y canal n. Es un poco difícil entender las diferentes familias y variedades de FET cuando se les encuentra por primera vez, así que el texto se enfocará principalmente en los MOSFET canal n de modo mejorado, que son muy comunes. Veremos que es una analogía cercana al TBJ npn.

En la figura 3.25 se ilustran la sección transversal y el símbolo esquemático de un MOSFET canal n de modo mejorado. Este MOSFET tiene un sustrato tipo p y una fuente tipo n, así como drenado que forma uniones pn con el sustrato. Existe una delgada capa de dióxido de silicio que aísla la puerta del sustrato. Como se ilustra en la figura 3.26, cuando se aplica un voltaje positivo de CD a la puerta, el campo eléctrico que se forma en el sustrato bajo la puerta repele los huecos en el sustrato tipo p, lo que deja una capa estrecha o **canal** en el sustrato donde predominan los electrones. A esto se le refiere como **canal n** en el sustrato tipo p. Por lo general el sustrato se conecta internamente a la fuente, de modo que la unión pn sustrato-fuente no está polarizada directamente. En el símbolo de circuito esquemático, la punta de flecha indica la dirección entre el sustrato tipo p y el canal n.

3.5.1 Comportamiento de los transistores de efecto de campo

Al usar un MOSFET canal n de modo mejorado como ejemplo, se explican los detalles de su operación y se discuten las curvas características análogas al TBJ. Si la puerta

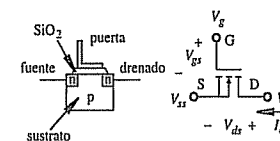


Figura 3.25 MOSFET canal n de modo mejorado.

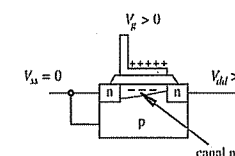


Figura 3.26 Formación de canal n en MOSFET de modo mejorado.

está aterrizada ($V_g = 0$), no hay corriente de drenado a fuente I_d para un voltaje de drenado positivo V_{dd} porque la unión pn de drenado está polarizada inversamente y no se formó canal conductor. En este estado, el MOSFET imita a una resistencia muy grande ($\sim 10^8 - 10^{12} \Omega$) y no fluye corriente entre el drenado y la fuente. Se dice que el MOSFET está en **corte**.

Conforme V_{gs} aumenta gradualmente más allá de un **voltaje umbral** de puerta-a-fuente V_p , comienza a formarse el canal n. El V_t depende del MOSFET particular considerado pero un valor típico es de alrededor de 2 V. Entonces, conforme V_{ds} aumenta desde 0, ocurre conducción en el canal debido a un flujo de electrones de la fuente al drenado. La corriente del drenado I_d , por convención, se muestra en la dirección opuesta al flujo de electrones. Como se ilustra en la figura 3.26, una característica sutil del canal n es que es más ancho cerca de la fuente que en el drenado, porque el campo eléctrico es mayor debido a la mayor diferencia entre V_g y la tierra en el extremo de la fuente, y la menor diferencia entre V_g y V_{dd} en el extremo de drenado.

Con un V_{gs} positivo mayor que V_p , conforme V_{ds} aumenta desde 0, se entra en la **región activa**, también llamada **región óhmica**, del MOSFET. En esta región, conforme V_{gs} aumenta, el canal de conducción crece en correspondencia, y el MOSFET parece funcionar como un resistor variable cuya resistencia está controlada por V_{gs} . Sin embargo, cuando $V_{gs} - V_t$ llega a V_{dd} , ya no hay un campo eléctrico en el extremo de drenado del MOSFET. En consecuencia, el ancho del canal n se reduce a un valor mínimo cercano al drenado, que resulta en lo que se llama **estrangulamiento**. Este estrangulamiento limita un mayor aumento en la corriente del drenado, y se dice que el MOSFET está en **saturación**. En este estado, la corriente casi es constante con un mayor aumento en V_{ds} . La resistencia de drenado-a-fuente, llamada R_{on} , es mínima (por lo general menor que 5 Ω) conforme entra a la región de saturación.

La figura 3.27 muestra la familia de curvas características para el MOSFET canal n de modo mejorado, que ilustra gráficamente las características descritas. La familia de curvas TBJ npn análogas se muestra en la figura 3.18. Al comparar las curvas características, la región de saturación del MOSFET corresponde a la región activa del TBJ, de modo que uno debe tener cuidado cuando se usan estos términos.

En la figura 3.28 se ilustran la sección transversal y el símbolo esquemático para un MOSFET canal p de modo mejorado. Como con el MOSFET canal n, la punta de flecha indica la dirección de la unión pn del canal de sustrato. Si la puerta es negativa con respecto a la fuente ($V_{gs} > 0$), los electrones en el sustrato tipo n se repelen, lo que forma una capa conductora canal p abajo de la puerta. Esto permite que fluya una

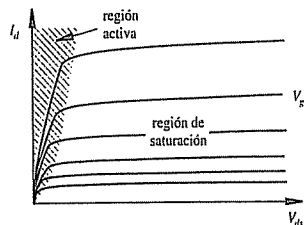


Figura 3.27 Curvas características del MOSFET canal n de modo mejorado.

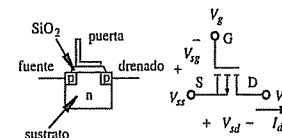


Figura 3.28 MOSFET canal p de modo mejorado.

corriente desde la fuente hasta el drenado si V_{sd} es positivo. El MOSFET canal p de modo mejorado funciona de forma análoga al TBJ pnp.

Los MOSFET son muy útiles en varias aplicaciones mecatrónicas. Los MOSFET se pueden usar para elaborar excelentes interruptores controlados por voltaje de alta corriente. Además, algunos MOSFET están diseñados específicamente como interruptores analógicos, donde las señales se pueden controlar por compuerta (bloquear o pasar) en los circuitos. Estos ejemplos se presentan en la sección 3.5.3. Los MOSFET también se usan en circuitos especiales para activar motores de CD y de paso. Debido a sus características, los MOSFET se pueden usar como fuentes de corriente como resultado de las características planas de la región de saturación. Los MOSFET son extremadamente importantes para lograr altos niveles de integración como el que se encuentra en los chips de memoria y los microprocesadores. Los MOSFET usualmente se fabrican en pares complementarios (canal n y canal p), y los circuitos integrados resultantes (CI) se conocen como dispositivos **semiconductores complementarios de óxido metálico** (CMOS). La simetría de los transistores de canal n y de canal p permite la fabricación compacta en un solo CI. Esta simetría es útil en el diseño interno de los CI lógicos (que se presentan en el capítulo 6).

3.5.2 Símbolos que representan transistores de efecto de campo

Dado que se topará con FET en varios diseños de circuito, es importante reconocer las sutilezas de los símbolos esquemáticos para ellos. Puesto que los FET (JFET y MOSFET) tienen dos tipos diferentes de dopado de canal, y dado que el sustrato puede ser tipo p o tipo n, existen ocho potenciales configuraciones FET. En la figura 3.29 se muestran los símbolos para las cuatro clases más importantes de FET. Las designaciones de terminal son G para puerta (por sus siglas en inglés para "gate"), S para fuente (por sus siglas en inglés para "source"), D para drenado y B para sustrato. Algunas de las características principales del esquema son

1. La dirección de la flecha de puerta o sustrato distingue entre canal p (flecha afuera) y canal n (flecha adentro).
2. Se muestra una separación entre la puerta y la fuente en el MOSFET, pero no en el JFET. La separación representa la capa aislante del óxido metálico en el MOSFET.
3. Una línea rota entre la fuente y el drenado indica un dispositivo de modo mejorado, en contraste con una línea sólida para un dispositivo de modo agotamiento. Los FET de modo mejorado requieren un voltaje de puerta para conducción, y el FET modo agotamiento requiere un voltaje de puerta para reducir la conducción. Los JFET sólo están disponibles en el modo agotamiento, pero los MOSFET están disponibles en ambas variedades.

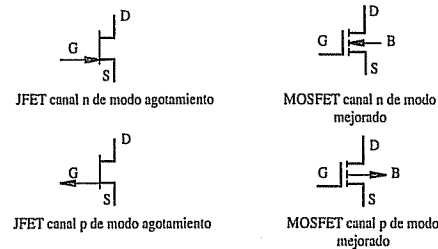


Figura 3.29 Símbolos esquemáticos de transistores de efecto de campo.

- La línea de puerta se desplaza hacia la fuente, de modo que el lado de la fuente se puede identificar fácilmente. A veces la línea de puerta se muestra centrada; en este caso no hay forma de distinguir el drenado de la fuente a menos que se etiqueten.

El sustrato de un MOSFET se puede conectar a una terminal separada o conectarse internamente a la fuente. Si hay una terminal de sustrato separada, no debe polarizarse más positivo que la fuente o drenado para un dispositivo canal n, y no se debe polarizar más negativo que la fuente o drenado para un dispositivo canal p. Siempre se debe conectar a algo.

3.5.3 Aplicaciones de los MOSFET

La primera aplicación a considerar de un MOSFET es la interrupción de potencia a una carga. Este circuito es análogo al interruptor TBJ que se presentó en la sección 3.4.3. Con la carga se usa un MOSFET de potencia canal n de modo mejorado en el lado del drenado, como se muestra en la figura 3.30. Note que este interruptor MOSFET es muy fácil de diseñar porque la puerta no extrae corriente. Se debe asegurar que $V_g \leq 0$ para que el MOSFET se corte de modo que no se entregue corriente a la carga. Cuando $V_g - V_t = V_{dd}$, el MOSFET entra a saturación, lo que resulta en voltaje casi total V_{dd} a través de la carga (porque R_{on} es pequeña). El parámetro de control para el MOSFET es V_g que corresponde a I_b , que fue el parámetro de control para el TBJ npn. Con el TBJ, uno debe asegurar una corriente base adecuada para saturarlo. Al usar el MOSFET, la corriente que extrae la puerta en esencia es 0. Sin embargo, uno necesita calcular la corriente del drenado I_d y la disipación de potencia para seleccionar un MOSFET capaz de

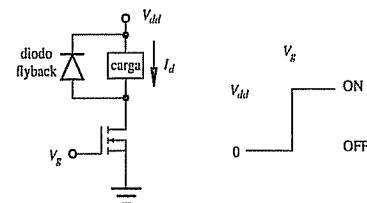


Figura 3.30 Circuito interruptor de potencia MOSFET.

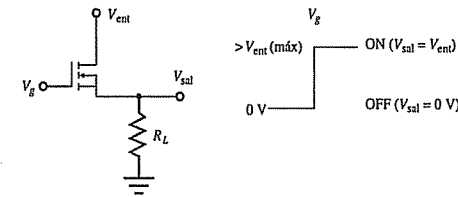


Figura 3.31 Circuito interruptor analógico MOSFET.

interrumpir la corriente deseada para la carga. Además, si la carga es inductiva, es necesario el diodo flyback para evitar daño al MOSFET cuando se apague.

La segunda aplicación que se considerará es el uso de un MOSFET como interruptor analógico. Suponga que tiene una señal analógica positiva V_{ent} y quiere bloquearla o acoplarla a una carga. Ésta es una aplicación sencilla para un MOSFET que usa el circuito que se muestra en la figura 3.31. Si la señal de control V_g es cero, el MOSFET se cortará, lo que resulta en una gran impedancia del drenado a la fuente (en megaohms) lo que en esencia bloquea la señal analógica a R_L ($V_{sal} = 0$ V). Cuando la señal de control es mayor que el valor más grande de la señal de entrada analógica V_{ent} , el canal de drenado a fuente conducirá con una baja resistencia, y la señal de entrada aparecerá a través de la resistencia de carga R_L ($V_{sal} = V_{ent}$).

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 3.8

Límite para el interruptor analógico

Si considera el circuito interruptor analógico de la figura 3.31, ¿por qué la señal de control de la puerta necesita ser mayor que el valor más grande de la señal analógica?

Los MOSFET también son útiles para realizar interfaz de circuitos lógicos a cargas que requieren la conmutación de grandes corrientes. Vea la sección 6.11.3 para una explicación completa de los dispositivos lógicos de interfaz a MOSFET de potencia y TBJ de potencia.

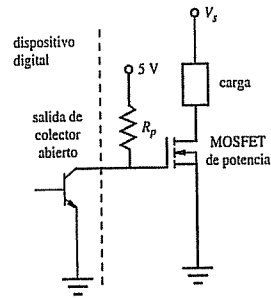
Circuito para conmutar potencia

EJEMPLO DE
DISEÑO 3.4

Entre los problemas generales en un diseño de sistema mecatrónico está la entrega de potencia eléctrica a diferentes porciones del sistema. Los MOSFET son dispositivos útiles para esta tarea.

Un ejemplo de un problema que puede manejar ahora es el siguiente. Suponga que tiene un circuito que produce una salida binaria, lo que significa que su salida puede ser uno de dos estados. Por el momento, suponga que el circuito de salida consiste de un transistor npn que puede estar en corte o saturación, pero con el colector todavía no conectado a nada. Como se verá más tarde, a esto se le llama una **salida de colector abierto**. Todo lo que necesita saber por ahora es que el transistor de salida se puede encender y apagar. Además, sólo puede hundir una corriente

muy pequeña, del rango de miliamperes. ¿Cómo puede poner en interfaz la salida binaria para controlar la corriente a una carga que puede requerir una corriente de muchos amperes? A continuación se muestra una solución a este problema empleando un transistor de potencia MOSFET canal n de modo mejorado. La salida equivalente del dispositivo digital se dibuja a la izquierda de la línea punteada y la porción que estamos diseñando está a la derecha.



La resistencia R_p , conectada a la terminal del colector para completar el circuito de salida digital, se llama **resistencia de subida**, pues "jala hacia arriba" el voltaje del colector a una fuente de potencia de CD (en este caso +5 V). Resulta en 0 V en la puerta cuando el transistor de salida está encendido y 5 V en la puerta cuando está apagado. Para activar una carga que requiere una corriente mayor que la que puede proporcionar la salida digital, se usa un transistor de potencia MOSFET para conmutar un suministro de potencia diferente V_s . Note que V_s debe ser menor o igual a 5 V en este ejemplo.

Ahora, si se le proporcionan los requerimientos de corriente y voltaje específicos para que una carga active su circuito digital, puede referirse a un manual de semiconductores discretos para seleccionar el MOSFET apropiado para su trabajo.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 3.9

Uso común de componentes semiconductores

De acuerdo con su experiencia, cite ejemplos específicos de dónde y cómo se usan cada uno de los siguientes componentes eléctricos:

- Diodos de señal y de potencia
- Diodos emisores de luz
- Transistores de señal y de potencia



Vínculo de internet

2.2 Recursos y vendedores en línea de componentes electrónicos

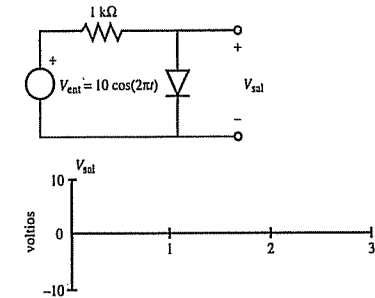
3.1 Fabricantes y recursos en línea de semiconductores (CI)

El Vínculo de internet 2.2 proporciona enlaces a varios recursos y proveedores de todos los tipos de componentes electrónicos, incluidos los dispositivos presentados en este libro. Los proveedores electrónicos ofrecen un cúmulo de información en línea para facilitar la búsqueda de datos y solicitar pedidos de sus productos. El Vínculo de internet 3.1 proporciona enlaces a los mayores fabricantes de componentes semiconductores, quienes proporcionan mucha información útil en línea acerca de todo tipo de circuitos integrados.

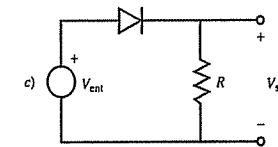
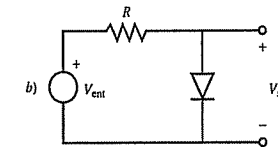
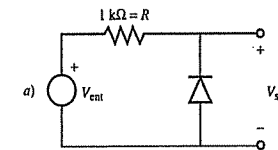
PREGUNTAS Y EJERCICIOS

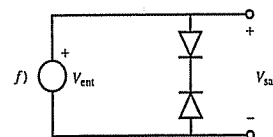
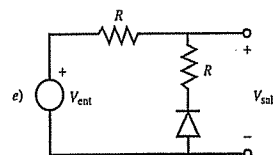
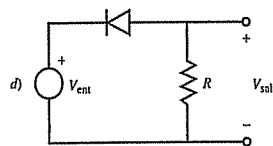
Sección 3.3 Diodo de unión

3.1. Bosquee la forma de onda de salida para V_{sal} en el siguiente circuito sobre los ejes que se muestran. Suponga que el diodo es ideal.

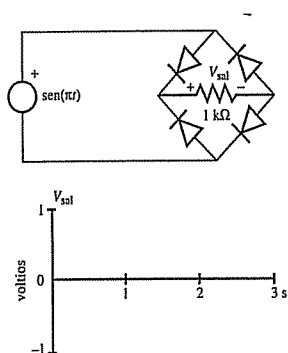


3.2. Bosquee el V_{sal} de salida en un conjunto de ejes para cada uno de los circuitos que siguen si $V_{ent} = 1.0 \sin(2\pi t)$ V. Suponga que los diodos son ideales. Grafique la salida para un ciclo completo de la entrada ($0 \leq t \leq 1$ s).

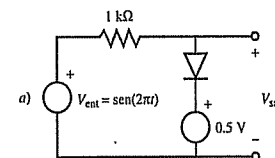
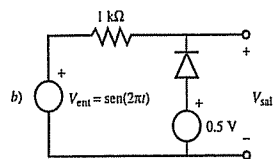




- 3.3. Bosqueje la forma de onda de salida para V_{sal} en el siguiente circuito sobre los ejes que se muestran. Suponga diodos ideales y muestre su trabajo. Además, explique porqué este circuito se llama **rectificador de onda completa**.

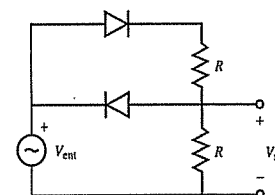


- 3.4. Los siguientes circuitos se llaman **circuitos de recorte**. Suponga diodos ideales y bosqueje el voltaje de salida V_{sal} para dos ciclos de la entrada V_{ent} .



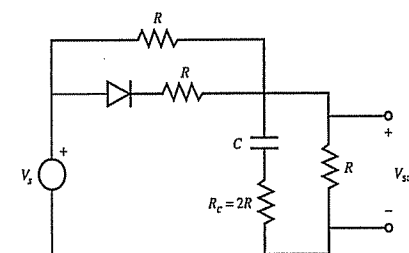
- 3.5. Calcule las corrientes (I_1, I_2, I_3, I_4) y el voltaje del diodo (V_{diodo}) en el circuito final que se muestra en la figura 3.3.

- 3.6. Para el siguiente circuito, si suponemos diodos ideales y se da $R = 1 \text{ k}\Omega$ y $V_{ent} = 10 \text{ sen}(\pi t) \text{ V}$, grafique el voltaje de salida V_{sal} sobre los ejes con escalas marcadas para dos periodos de la entrada.



- 3.7. Para el siguiente circuito, encuentre los valores de estado estable para V_{sal} , el voltaje y la corriente a través del capacitor, y la corriente a través de la resistencia de salida para

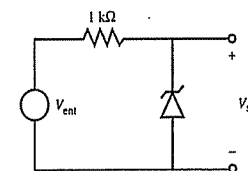
- a) $V_s = 10 \text{ V CD}$
b) $V_s = -10 \text{ V CD}$



- 3.8. En el Tema para discusión en clase 3.7, con $V_{ent} = 15 \text{ sen}(2\pi t) \text{ V}$ y $R_i = R_L = 1 \text{ k}\Omega$, dibuje y etiqúete un ciclo de V_{ent} y V_{sal} . Suponga diodos ideales.

- 3.9. Dado el siguiente circuito ideal de diodo zener con voltaje de ruptura de 5.1 V, bosqueje el voltaje de salida en un conjunto de ejes si

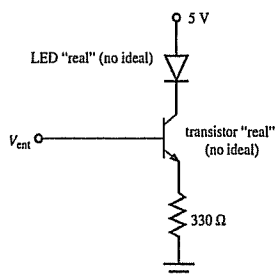
- a) $V_{ent} = 1.0 \text{ sen}(2\pi t)$
b) $V_{ent} = 10.0 + \text{sen}(2\pi t)$



- 3.10. Un circuito digital puede dar un voltaje de salida de 0 V o de 5 V en relación con tierra. Diseñe un circuito que use esta salida para encender o apagar un LED si supone que el LED
- no tiene caída de voltaje hacia adelante y puede portar un máximo de 50 mA
 - tiene una caída de voltaje hacia adelante de 2 V y puede portar un máximo de 50 mA

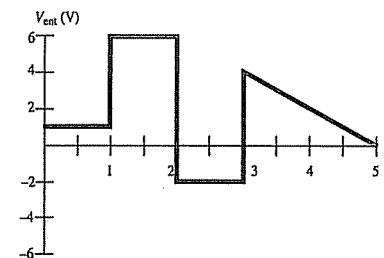
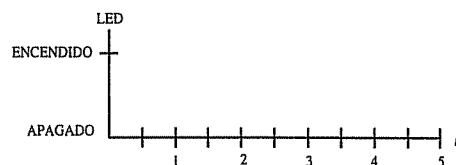
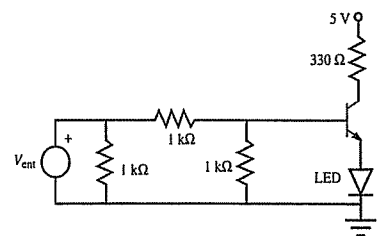
Sección 3.4 Transistor bipolar de unión

- 3.11. En el siguiente circuito, ¿qué mínimo voltaje de estado estable V_{ent} se requiere para encender el LED y mantener el transistor completamente saturado? Suponga que el voltaje de polarización positiva para el LED es de 2 V y que hay una caída de voltaje de colector a emisor de 0.2 V cuando el transistor se satura.

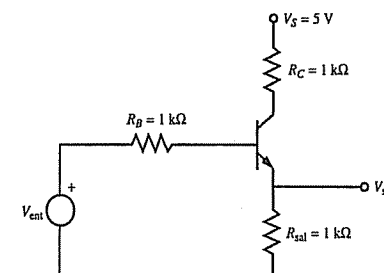


3.12.

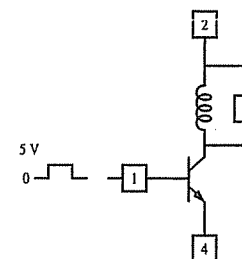
- Dado V_{ent} para el siguiente circuito, y suponiendo que la corriente en la base del transistor es muy pequeña (~ 0), bosqueje la curva encendido-apagado del LED sobre una gráfica similar a la que se muestra bajo el circuito. Suponga que el LED tiene un voltaje de polarización positiva de 1 V.
- Calcule el valor mínimo de V_{ent} que se requiere para saturar el transistor, si supone una beta de 100.



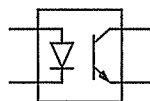
- 3.13. En el siguiente circuito encuentre el V_{ent} mínimo que se requiere y el voltaje resultante V_{sal} para poner el transistor en saturación completa. Suponga que la beta para el transistor es 100 en saturación completa.



- 3.14. Considere el diseño de un interruptor de estado sólido con el uso de un transistor de potencia npn que planea controlar con una señal digital (0 V = apagado, 5 V = encendido). Comience con el siguiente esquema donde los componentes que puede seleccionar están marcados con números. El inductor representa un motor de CD que requiere 1 A de corriente a 24 V_{CD}. Sustituya cada una de las cajas marcadas que se muestran en la figura con el símbolo esquemático apropiado y luego especifique los componentes de manera tan completa como le sea posible.

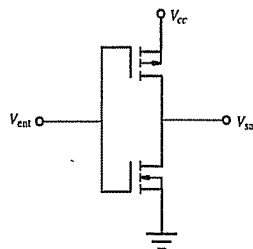


- 3.15. Un fotointerruptor viene en un paquete fabricado que incluye el fototransistor y el LED correspondiente que se muestran en el siguiente esquema. ¿Qué circuitos externos debe agregar para obtener un fotointerruptor funcional? Bosqueje el esquema resultante.



Sección 3.5 Transistores de efecto de campo

- 3.16. Responda la pregunta 3.14 con un MOSFET de potencia de canal n de modo mejorado en lugar del TBJ npn.
- 3.17. En el ejemplo de diseño 3.4, suponga $V_s = 15$ V. Sustituya el MOSFET con un transistor de potencia TBJ, especifique el tipo (npn o pnp) y cualquier componente adicional que requiera. Dibuje el esquema del circuito y describa sus características.
- 3.18. La salida de la mayoría de los dispositivos CMOS digitales se parece a ésta:



Identifique los tipos de MOSFET utilizados. ¿Cuál es el valor de V_{sal} para $V_{ent} = 5$ V y para $V_{ent} = 0$ V?

- 3.19. La siguiente tabla menciona varios MOSFET disponibles para proyectos de diseño. Usted requiere un interruptor de 10 A a 10 V. Seleccione el MOSFET adecuado para los requerimientos y justifique su elección.

FET	V_{ds} (V)	R_{ds} (on) (Ω)	I_d cont (A) @ 25°C	P_d (máx) (W)
IRF510	100	0.6	16	20
IRF530N	100	0.11	60	63
IRF540	100	0.077	110	150
IRF540N	100	0.052	110	94
IRF10	200	1.5	10	20

- 3.20. Para cada uno de los estados de MOSFET canal n de modo mejorado que siguen, determine en qué región operativa está el MOSFET si el voltaje umbral V_T es 3 V.

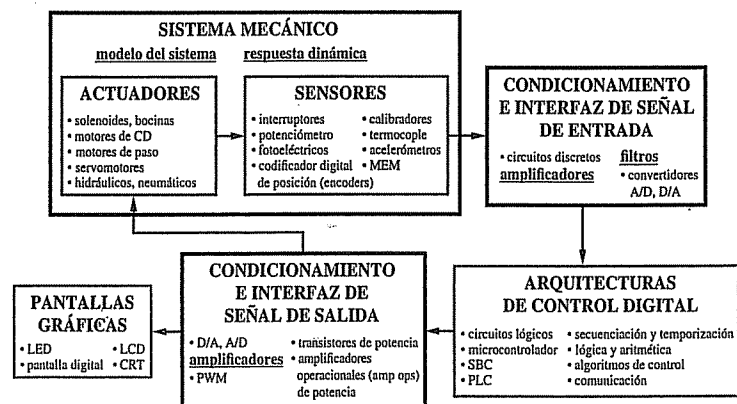
- $V_{gs} = 2$ V, $V_{ds} = 5$ V
- $V_{gs} = 4$ V, $V_{ds} = 5$ V
- $V_{gs} = 6$ V, $V_{ds} = 5$ V
- $V_{gs} = -2.5$ V

BIBLIOGRAFÍA

- Bailar, J. et al., *Chemistry*, Academic Press, Nueva York, 1978.
- Gibson, G. y Liu, Y., *Microcomputers for Engineers and Scientists*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1980.
- Horowitz, P. y Hill, W., *The Art of Electronics*, 2a. ed., Cambridge University Press, Nueva York, 1989.
- Johnson, D., Hilburn, J. y Johnson, J., *Basic Electric Circuit Analysis*, 2a. ed., Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1984.
- Lerner, R. y Trigg, G., *Encyclopedia of Physics*, VCH Publishers, Nueva York, 1991.
- McWhorter, G. y Evans, A., *Basic Electronics*, Master Publishing, Richardson, TX, 1994.
- Millman, F. y Grabel, A., *Microelectronics*, 2a. ed., McGraw-Hill, Nueva York, 1987.
- Mims, F., *Engineer's Mini-Notebook: Basic Semiconductor Circuits*, Radio Shack Archer Catalog No. 276-5013, 1986.
- Mims, F., *Engineer's Mini-Notebook: Optoelectronics Circuits*, Radio Shack Archer Catalog No. 276-5012A, 1986.
- Mims, F., *Getting Started in Electronics*, Radio Shack Archer Catalog No. 276-5003A, 1991.
- Rizzoni, G., *Principles and Applications of Electrical Engineering*, 3a. ed., McGraw-Hill, Nueva York, 2000.

Respuesta de sistema

Este capítulo describe cómo modelar matemáticamente un sistema físico y caracterizar su respuesta a entradas dinámicas. Estos temas son importantes para comprender cómo funcionan los actuadores, sensores, amplificadores, filtros y otros componentes de los sistemas mecatrónicos. ■



OBJETIVOS DEL CAPÍTULO

Después de leer, discutir, estudiar y aplicar las ideas de este capítulo:

1. Comprenderá las tres características de un buen sistema de medición: linealidad de la amplitud, linealidad de la fase y ancho de banda adecuado
2. Podrá definir la representación en serie de Fourier de una señal periódica y usarla para mostrar los componentes del espectro de la señal

3. Entenderá la relación entre el ancho de banda de un instrumento y los espectros de sus señales de entrada y salida
4. Comprenderá la respuesta dinámica de los sistemas de medición de orden cero, de primer y segundo orden y de los sistemas mecatrónicos
5. Usará entradas en escalón y senoidales para analizar y caracterizar la respuesta de los sistemas de medición y mecatrónicos
6. Comprenderá las analogías entre modelos mecánico, eléctrico e hidráulico

4.1 RESPUESTA DE SISTEMA

La relación entre la salida deseada de un sistema mecatrónico o de medición y su salida real es la base del análisis de respuesta del sistema. Este capítulo trata acerca de las técnicas de análisis que caracterizan y predicen cómo responden los sistemas lineales ante entradas específicas. El capítulo se concentra en los sistemas de medición, que con frecuencia son partes integrales de los sistemas mecatrónicos.

Como se vio en el capítulo 1, un sistema de medición consiste de tres partes: un transductor, un procesador de señal y un grabador. Un transductor es un dispositivo que usualmente convierte una cantidad física en un voltaje que varía con el tiempo, llamado **señal analógica**. Un procesador de señal puede modificar la señal analógica y un grabador proporciona una visualización temporal o bien el almacenamiento de la señal. La variable física que se quiere medir se denomina entrada al sistema de medición. El transductor transforma la entrada en una forma compatible con el procesador de señal, que a su vez modifica la señal, que entonces se convierte en la salida del sistema de medición. Por lo general, la salida registrada es diferente de la salida real, como se ilustra en la figura 4.1. Generalmente, se requiere hacer que la señal de salida reproducida iguale la entrada tanto como sea posible, a menos que haya información en la entrada que se quiera eliminar (por ejemplo, ruido eléctrico).

Para lograr la reproducción adecuada de la entrada se deben satisfacer ciertas condiciones. Para un sistema de medición con entradas variables en el tiempo, se deben satisfacer tres criterios a fin de garantizar que se obtiene una medición de calidad:

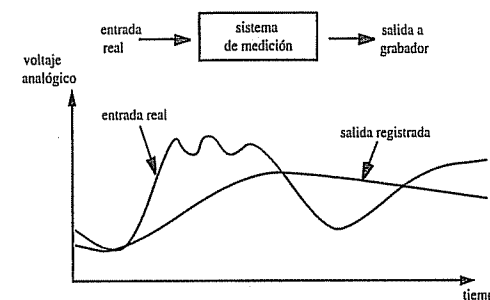


Figura 4.1 Entrada-salida del sistema de medición.

1. Linealidad de la amplitud
2. Ancho de banda adecuado
3. Linealidad de la fase

En las siguientes secciones se examina cada uno de estos criterios con detalle.

4.2 LINEALIDAD DE LA AMPLITUD

Un buen sistema de medición satisface el criterio de linealidad de la amplitud. Matemáticamente, se expresa como

$$V_{sal}(t) - V_{sal}(0) = \alpha[V_{ent}(t) - V_{ent}(0)] \quad (4.1)$$

donde α es una constante de proporcionalidad. Esto significa que la salida siempre cambia en el mismo factor por el que se multiplica el cambio en la entrada. Si esto no ocurre, entonces el sistema no es lineal con respecto a la amplitud y su salida se vuelve más difícil de interpretar. La figura 4.2 muestra ejemplos de linealidad y no linealidad. El primer ejemplo es lineal y $\alpha = 20$. Los dos siguientes ejemplos son no lineales pues α no es constante. En el tercer ejemplo, la salida cambia por un factor de 20 en el primer pulso y por un factor de 15 en el segundo pulso.

Normalmente, un sistema de medición satisfará la linealidad de amplitud sólo sobre un rango limitado de amplitudes de la entrada. Además, el sistema por lo general responde linealmente sólo cuando la tasa de cambio de la entrada está dentro de ciertos límites. Este segundo tema se relaciona con el ancho de banda del sistema, que se abor-

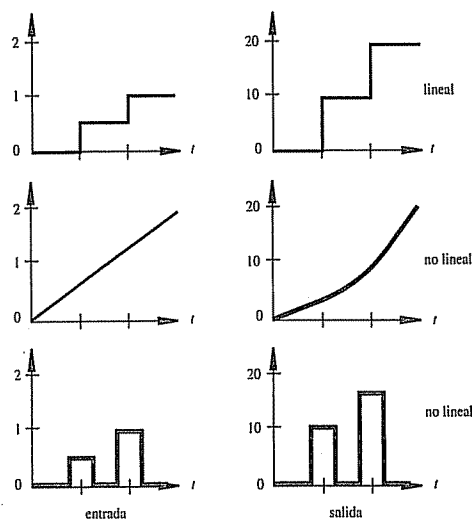


Figura 4.2 Linealidad y no linealidad de la amplitud.

da en la sección 4.4. Un sistema de medición ideal mostrará linealidad de la amplitud para cualquier amplitud o frecuencia de la entrada.

4.3 REPRESENTACIÓN DE SEÑALES CON SERIES DE FOURIER

Antes de abordar los conceptos de ancho de banda y linealidad de la fase, que se aplican a los componentes de frecuencia de una señal de entrada, primero es necesario revisar el concepto de representación de una señal mediante series de Fourier. La premisa fundamental para esto es que cualquier forma de onda periódica se puede representar como una serie infinita de formas de onda seno y coseno de distintas amplitudes y frecuencias. Cuando esta serie infinita se suma, reproducirá exactamente la forma de onda periódica original. Lo que esto significa es que se puede tomar cualquier forma de onda complicada pero periódica y se puede descomponer en una serie de formas de onda seno y coseno. En la práctica, no se necesita toda la serie infinita pues un número finito de formas de onda seno y coseno puede representar adecuadamente la señal original.

En una forma de onda periódica se define la **fundamental** o **primer armónico** ω_0 como el componente de frecuencia más baja. Es inversamente proporcional al periodo T :

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f_0 \quad (4.2)$$

donde f_0 es la frecuencia fundamental expresada en hertz (Hz). Las otras formas de onda seno y coseno tienen frecuencias que son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental. El segundo armónico sería $2\omega_0$, el tercer armónico sería $3\omega_0$, etc. La representación con serie de Fourier de una forma de onda periódica arbitraria $f(t)$ se puede expresar matemáticamente como

$$f(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega_0 t) + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin(n\omega_0 t) \quad (4.3)$$

donde la constante C_0 es el componente de CD de la señal, y las dos sumas son series infinitas de formas de onda seno y coseno. Los coeficientes de los términos seno y coseno se definen por

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega_0 t) dt \quad (4.4)$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega_0 t) dt \quad (4.5)$$

donde $f(t)$ es la forma de onda a representar y T es el periodo de la forma de onda. El término de CD C_0 representa el valor promedio de la forma de onda sobre su periodo; por tanto, se puede expresar como

$$C_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt = \frac{A_0}{2} \quad (4.6)$$

donde A_0 está dada por la sustitución de $n = 0$ en la ecuación 4.4.

En la representación con serie de Fourier dada por la ecuación 4.3 hay dos amplitudes diferentes (A_n y B_n). Sin embargo, los términos coseno y seno se pueden combinar con una identidad trigonométrica para crear una representación alternativa descrita por una sola amplitud y fase. Esta representación alternativa es

$$f(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega_0 t + \phi_n) \quad (4.7)$$

donde la amplitud total para cada armónico está dada por

$$C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \quad (4.8)$$

y la fase para cada armónico está dada por

$$\phi_n = -\tan^{-1}\left(\frac{B_n}{A_n}\right) \quad (4.9)$$

Para ilustrar la aplicación y significado de una serie de Fourier, considere una onda cuadrada ideal como ejemplo de una forma de onda periódica. La onda cuadrada que se ilustra en la figura 4.3 se define matemáticamente como

$$f(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t < T/2 \\ -1 & T/2 \leq t < T \end{cases} \quad (4.10)$$

donde T es el periodo. Existen discontinuidades en $t = 0$ y $T/2$.

Para la onda cuadrada definida por la ecuación 4.10, los coeficientes A_n , incluido A_0 , son 0 (vea la pregunta 4.4). Los coeficientes B_n se pueden encontrar de la ecuación 4.5:

$$B_n = \frac{2}{T} \left(\int_0^{T/2} \sin(n\omega_0 t) dt - \int_{T/2}^T \sin(n\omega_0 t) dt \right) \quad (4.11)$$

La integración resulta en

$$B_n = \frac{2}{T} \left(-\frac{1}{n\omega_0} [\cos(n\omega_0 t)]_0^{T/2} + \frac{1}{n\omega_0} [\cos(n\omega_0 t)]_{T/2}^T \right) \quad (4.12)$$

Al usar la ecuación 4.2 para evaluar los términos entre corchetes en cada uno de los límites de la ecuación 4.12, se obtiene

$$B_n = \frac{1}{n\pi} \{-\cos(n\pi) + 1 + 1 - \cos(n\pi)\} \quad (4.13)$$

Esto se puede escribir como

$$B_n = \frac{2}{n\pi} [1 - \cos(n\pi)] = \begin{cases} \frac{4}{n\pi} & n: \text{non} \\ 0 & n: \text{par} \end{cases} \quad (4.14)$$

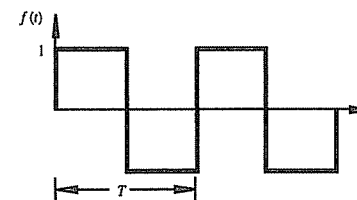


Figura 4.3 Onda cuadrada.

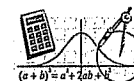
Por tanto, la representación con serie de Fourier de una onda cuadrada de amplitud 1 es

$$F(t) = \frac{4}{\pi} \sin(\omega_0 t) + \frac{4}{3\pi} \sin(3\omega_0 t) + \frac{4}{5\pi} \sin(5\omega_0 t) + \dots \quad (4.15)$$

o, al usar una representación en suma infinita,

$$F(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{(2n-1)\pi} \sin[(2n-1)\omega_0 t] \quad (4.16)$$

La figura 4.4 muestra los efectos de combinar incrementalmente los armónicos individuales de la señal. El Ejemplo de MathCAD 4.1 incluye el análisis que se usó para crear la figura. En el lado izquierdo de la figura se muestran los armónicos individuales junto con sus frecuencias y amplitudes. Note que, conforme aumenta la frecuencia armónica, las amplitudes de los armónicos disminuyen. A la derecha se ilustran las superposiciones de los armónicos sucesivos, que ilustran cómo la suma de armónicos superiores mejora la representación de la onda cuadrada. Si se toman el primero, tercero y quinto armónicos y se suman, se obtiene una forma de onda que comienza a parecerse a una onda cuadrada. Conforme se suman armónicos adicionales a esta señal, la calidad de la reproducción de la forma de onda mejora y los cambios agudos se aproximan mejor. Si se usa un número infinito de armónicos, el resultado sería una onda cuadrada. Las formas de onda como una onda cuadrada, que tienen cambios muy abruptos o rápidos asociados con ellas (por ejemplo, en discontinuidades), requieren un gran número de armónicos superiores para una buena reproducción.



Ejemplo de MathCAD

4.1 Representación de una onda cuadrada mediante series de Fourier

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 4.1 Armónicos musicales

Con su conocimiento de los armónicos, explique cada uno de los siguientes fenómenos musicales:

- ¿Por qué un Do en una flauta suena diferente del mismo Do en un violín?
- Los guitarristas logran un efecto llamado *armónico* al colocar suavemente un dedo sobre el punto medio de una cuerda antes de puntearla. Explique por qué esto cambia la calidad del sonido producido.
- Cuando se golpea el Do medio en un piano mientras se pisa el pedal de amortiguación (lo que permite que todas las cuerdas suenen libremente), ¿por qué comienzan a vibrar cuerdas distintas al Do medio? ¿Cuáles cuerdas vibran con mayor amplitud?

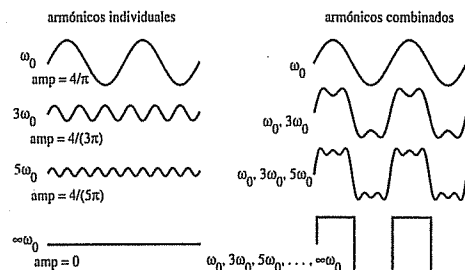


Figura 4.4 Descomposición armónica de una onda cuadrada.

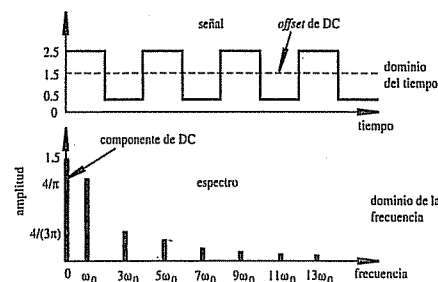


Figura 4.5 Espectro de una onda cuadrada.

La parte superior de la figura 4.5 ilustra la gráfica de una onda cuadrada de amplitud unitaria con una compensación de CD de 1.5. Esta gráfica se conoce como la representación de la señal en el **dominio del tiempo**. La figura inferior 4.5 es una gráfica de las amplitudes de la serie de Fourier contra la frecuencia, que se llama **espectro** de la señal. Dado que los armónicos se representan como barras o líneas en la gráfica, también se le denomina **espectro de líneas**. Note que la compensación de CD es el componente de frecuencia cero. El espectro es la representación de la señal en el **dominio de la frecuencia**.

Cuando se grafica el espectro para una señal representada por series de Fourier, se debe usar la versión de amplitud sola dada por la ecuación 4.7. Para la serie de Fourier de la onda cuadrada dada en la ecuación 4.15, los coeficientes A_n son 0 y los coeficientes C_n son los mismos que los coeficientes B_n (vea la ecuación 4.8). Cada barra en la figura 4.5 representa un valor de amplitud diferente. La primera barra representa una compensación de CD de $C_0 = B_0 = 1.5$. La segunda barra representa el primer término en la ecuación 4.15: $C_1 = B_1 = 4/\pi$. Las barras restantes representan los armónicos superiores distintos de cero (B_3, B_5, \dots).

La Demostración en video 4.1 muestra espectros para varias señales de salida de un generador de funciones. Un osciloscopio digital hace que sea muy fácil desplegar



4.1 Espectros de señales de onda seno, onda diente de sierra y onda cuadrada



Vínculo de internet

4.1 Demostraciones en video y recursos en línea para ilustrar principios de sonido y vibración

el espectro de cualquier señal eléctrica. Observe cómo las señales con transiciones rápidas (por ejemplo, esquinas agudas) contienen armónicos con mayor amplitud a frecuencias superiores.

El Vínculo de internet 4.1 proporciona varios recursos y demostraciones relacionadas con la manera en que se pueden aplicar los conceptos de espectro de señal a las teorías sonora y musical. El sonido consiste de ondas de presión. Un micrófono puede adquirir una señal de presión y convertirla en una señal de voltaje que se puede procesar y desplegar (por ejemplo, en un osciloscopio). El contenido espectral de diferentes sonidos es lo que diferencia los caracteres (timbres) del sonido (vea el Tema para discusión en clase 4.1). Más aún: una nota musical (es decir, su tono) se define por su frecuencia fundamental y su amplitud de señal determina su volumen (es decir, la sonoridad). Las Demostraciones en video de la 4.2 a la 4.6 muestran diferentes ejemplos de estos conceptos.

4.4 ANCHO DE BANDA Y RESPUESTA DE FRECUENCIA

Es importante estimar el espectro de una señal cuando se elige un sistema para medirla. De manera ideal, un sistema de medición replicaría todos los componentes de frecuencia de una señal. Sin embargo, los sistemas reales tienen limitaciones en su habilidad para reproducir todas las frecuencias. Una escala de uso común para medir el grado de fidelidad de la reproducción de un sistema de medición a diferentes frecuencias es la escala **decibel**. Es una escala logarítmica que permite la comparación del cambio en amplitud de un componente de una señal cuando pasa a través de un sistema de medición. El decibel (dB) se define como

$$\text{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{A_{\text{sal}}}{A_{\text{ent}}} \right) \quad (4.17)$$

donde A_{ent} es la amplitud de entrada y A_{sal} es la amplitud de salida de un armónico particular.

La gráfica que se muestra en la figura 4.6 es un ejemplo de una **curva de respuesta de frecuencia** para un sistema. Esta gráfica también se conoce como **diagrama de Bode**. Es una gráfica de la **razón de amplitud**, $A_{\text{sal}}/A_{\text{ent}}$, contra la frecuencia de entrada.

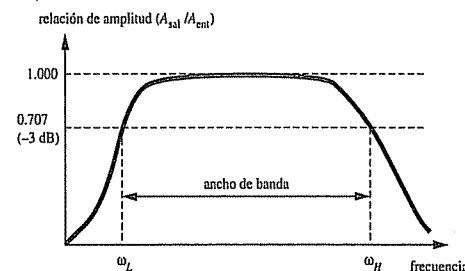


Figura 4.6 Respuesta de frecuencia y ancho de banda.



Demostración en video

4.2 Espectros de silbar y tararear, y saturación de amplificador

4.3 Amplitud, frecuencia y espectros tonales de la corneta

4.4 Armónicos y acordes de guitarra

4.5 Armónicos y espectros tonales de piano

4.6 Armónicos y acordes de un teclado

Caracteriza cómo los componentes de una señal de entrada se amplifican o atenúan por el sistema. El término **ancho de banda** se usa para cuantificar el rango de frecuencias que un sistema puede reproducir adecuadamente. El ancho de banda de un sistema se define como el rango de frecuencias donde la entrada del sistema no se **atenúa** por más de -3 dB. Como se ilustra en la figura, un sistema usualmente tiene dos frecuencias en las que la atenuación del sistema es -3 dB. Se definen como **frecuencias de corte** ω_L y ω_H . Estas dos frecuencias definen el ancho de banda del sistema:

$$\text{ancho de banda} = \omega_L \text{ a } \omega_H \quad (4.18)$$

Los sistemas de medición con frecuencia no muestran atenuación a frecuencias bajas (es decir, $\omega_L = 0$), y la razón de amplitud se degrada sólo a frecuencias altas. Para estos sistemas, el ancho de banda se extiende desde 0 (CD) hasta ω_H .

El corte -3 dB es el valor decibel cuando la potencia de la señal de salida (P_{sal}) se atenúa a la mitad de su valor de entrada (P_{ent}):

$$\frac{P_{sal}}{P_{ent}} = \frac{1}{2} \quad (4.19)$$

Por esta razón, las frecuencias de corte se refieren como los puntos de potencia media. La potencia de una señal senoidal es proporcional al cuadrado de la amplitud de la señal, por tanto, al valor de corte,

$$\frac{A_{sal}}{A_{ent}} = \sqrt{\frac{P_{sal}}{P_{ent}}} = \sqrt{\frac{1}{2}} \approx 0.707 \quad (4.20)$$

En consecuencia, a las frecuencias de corte, la amplitud de la señal se atenúa en un 29.3% (a 70.7% de su valor original), que es aproximadamente -3 dB:

$$\text{dB} = 20 \log_{10} \sqrt{\frac{1}{2}} \approx -3 \text{ dB} \quad (4.21)$$

Al principio puede parecer ilógico definir el ancho de banda para excluir componentes de señal que existen fuera de éste. Podemos admitir que los puntos de potencia media son un poco arbitrarios pero, si se aplican de manera consistente, permiten comparar una variedad de instrumentos y respuestas de sistema. Todas las amplitudes de señal de componentes fuera del ancho de banda se atenúan por más de 3 dB. Los componentes que se encuentran dentro del ancho de banda, en especial los que están cerca de las frecuencias de corte, también se pueden atenuar, pero por menos de 3 dB.

La respuesta de frecuencia de un sistema de medición ideal tiene una razón de amplitud de 1, que se extiende desde la frecuencia 0 hasta infinito. Un sistema ideal reproduce todos los armónicos en una señal sin amplificación o atenuación. Un sistema de medida real, sin embargo, tiene un ancho de banda limitado. El ancho de banda de un sistema está influido por factores como la capacitancia, la inductancia y la resistencia en sistemas eléctricos; al igual que la masa, rigidez y amortiguamiento influyen en los sistemas mecánicos. A través del diseño cuidadoso, estos parámetros pueden seleccionarse para lograr un ancho de banda deseado. Un sistema de medición diseñado de manera adecuada reproduce todos los componentes de frecuencia en una señal de entrada típica. Cuando lo hace, se dice que el sistema muestra alta **fidelidad**.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 4.2 Medición de una onda cuadrada con un sistema de ancho de banda limitado

Suponga que tiene un sistema de medición cuyo ancho de banda es de 0 a $5.1 \omega_0$, sin atenuación por debajo de la frecuencia de corte y con atenuación completa por encima de ella. Si la entrada al sistema es una onda cuadrada con una frecuencia fundamental de ω_0 , describa la diferencia entre la entrada y la salida.

El diseño o selección adecuados de un sistema de medición requieren de una comprensión del ancho de banda y del espectro de señal del sistema de medición. La figura 4.7 ilustra un espectro de señal de entrada, la respuesta de frecuencia de un sistema de medición y el espectro resultante de la señal de salida, y todo con el uso de la misma escala de frecuencia. El sistema de medición tiene un ancho de banda limitado, de modo que no todos los componentes de la frecuencia de la señal de entrada se reproducen satisfactoriamente. Por tanto, la señal de salida difiere de la señal de entrada. Dado el espectro de señal de entrada en la figura, la señal se puede escribir como

$$V_{ent}(t) = A_1 \sin(\omega_0 t) + A_2 \sin(2\omega_0 t) + A_3 \sin(3\omega_0 t) + \dots \quad (4.22)$$

Dada la curva de respuesta de frecuencia del sistema de medición, se puede determinar la amplitud de salida A'_i para cada amplitud de frecuencia de entrada A_i con el uso de la siguiente ecuación:

$$A'_i = (A_{sal}/A_{ent})_i \times A_i \quad (4.23)$$

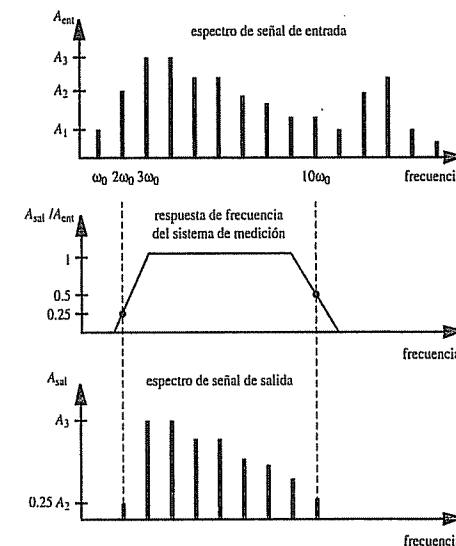


Figura 4.7 Efecto del sistema de medición del ancho de banda sobre el espectro de la señal.

donde i es el número del componente de frecuencia. Por ejemplo, para $i = 2$, que corresponde a la frecuencia $2\omega_0$,

$$A_2' = (A_{sal}/A_{ent})_2 \times A_2 = 0.25A_2 \quad (4.24)$$

La aplicación de la ecuación 4.23 a cada componente de frecuencia resulta en el espectro que se muestra en la parte inferior de la figura, y la señal de salida se puede escribir como

$$V_{sal}(t) = A_2' \sin(2\omega_0 t) + A_3' \sin(3\omega_0 t) + \dots + A_9' \sin(9\omega_0 t) + A_{10}' \sin(10\omega_0 t) \quad (4.25)$$

o

$$V_{sal}(t) = 0.25A_2 \sin(2\omega_0 t) + A_3 \sin(3\omega_0 t) + \dots + A_9 \sin(9\omega_0 t) + 0.5A_{10} \sin(10\omega_0 t) \quad (4.26)$$

Puesto que $A_{sal}/A_{ent} = 1$ para todas las frecuencias incluidas entre $3\omega_0$ y $9\omega_0$, $A_i' = A_i$ para $i = 3$ a 9 . Puesto que $A_{sal}/A_{ent} = 0$ para el componente de frecuencia ω_0 y para todos los componentes arriba de $10\omega_0$, estos componentes se atenúan completamente y ya no existen en la señal de salida (es decir: $A_1' = A_{11}' = A_{12}' = \dots = 0$). Los componentes de frecuencia en $2\omega_0$ y $10\omega_0$ todavía existen en la señal de salida, pero sus amplitudes están parcialmente atenuadas ($0 < A_{sal}/A_{ent} < 1$).

Cuando se diseña o elige un sistema de medición para una aplicación, es importante que el ancho de banda del sistema sea lo suficientemente grande como para reproducir de manera adecuada las componentes de frecuencia más importantes que están presentes en la señal de entrada. Un sistema de medición que no reproduce frecuencias altas no puede reproducir con precisión señales que tengan cambios rápidos asociados con ellas.

Para determinar experimentalmente el ancho de banda de un sistema, es necesario aplicar sistemáticamente entradas senoidales puras y determinar la razón de amplitud de salida a entrada para el rango de frecuencias deseado. La característica de barrido de un generador de funciones, que produce una frecuencia que aumenta linealmente durante un tiempo seleccionado, proporciona un método conveniente para realizar esto en sistemas con entradas eléctricas. El Ejercicio de laboratorio 4 aplica esta técnica a circuitos filtro (vea la Demostración en video 4.7). En la sección 4.10.2 se presenta un método para determinar teóricamente la respuesta de frecuencia de un modelo de sistema. El ejemplo 4.1 ilustra los fundamentos de la técnica aplicada a un filtro RC simple.



Ejercicio de laboratorio

Laboratorio 4

Ancho de banda, filtros y diodos



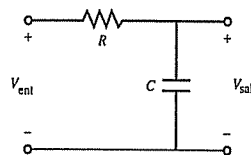
Demostración en video

4.7 Respuesta de frecuencia de filtro (circuito RC)

EJEMPLO 4.1

Ancho de banda de una red eléctrica

El ancho de banda de un sistema eléctrico se puede determinar analíticamente con facilidad con la ayuda de la técnica de análisis de circuito de CA de estado estable que se presentó en la sección 2.6. Considere el siguiente circuito RC como ejemplo.



Al usar la regla del divisor de voltaje para la impedancia compleja de la resistencia y el capacitor, el voltaje de salida para la red se puede escribir como

$$V_{sal} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{\frac{1}{j\omega C} + R} V_{ent}$$

Por tanto, la razón salida a entrada como función de la frecuencia es

$$\frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{1}{j\omega RC + 1}$$

La magnitud de este número complejo proporciona la razón de amplitud como función de la frecuencia:

$$\left| \frac{V_{sal}}{V_{ent}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}$$

La frecuencia de corte ω_c para el circuito es

$$\omega_c = \frac{1}{RC}$$

porque

$$\left| \frac{V_{sal}}{V_{ent}} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707$$

cuando $\omega = \omega_c$.

Al usar ω_c , la razón de amplitud también se puede expresar como

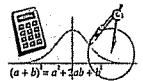
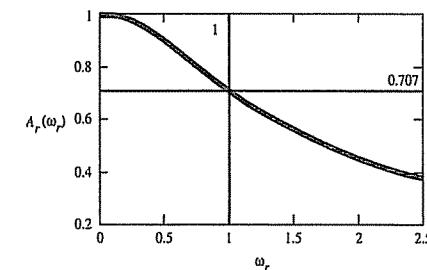
$$\left| \frac{V_{sal}}{V_{ent}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_c)^2}}$$

A continuación se presenta la curva de respuesta de frecuencia que representa esta relación, donde $\omega_r = \omega/\omega_c$ y $A_r = |V_{sal}/V_{ent}|$. Note que, conforme ω_r tiende a 0, A_r tiende a 1, y conforme ω_r tiende a ∞ , A_r tiende a 0. El Ejemplo de MathCAD 4.2 incluye el análisis que se usó para generar la gráfica de respuesta de frecuencia.

Este circuito se llama **filtro pasa bajas** pues las frecuencias más bajas se "pasan" a la salida con poca atenuación y las frecuencias más altas se atenúan significativamente (es decir, no "pasan").

$$\omega_r := 0, 0.01 \dots 2.5$$

$$A_r(\omega_r) := \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_r^2}}$$



Ejemplo de MathCAD

4.2 Filtro pasa bajas

Si la resistencia y el capacitor se invierten, el circuito resultante se llamaría **filtro pasa altas** pues atenuaría las frecuencias bajas (vea la pregunta 4.10). Otros dos filtros útiles son el **filtro notch** o de muesca y el **filtro pasa banda**. El **filtro notch**, a veces llamado filtro eliminador (o supresor) de banda, pasa todas las frecuencias excepto una estrecha banda de frecuencias que se atenúan enormemente. Un uso común de este filtro es para eliminar la interferencia de 60 Hz que se encuentra con frecuencia en las líneas de señal. El **filtro pasa banda**, por otra parte, pasa una estrecha banda de frecuencias y atenúa significativamente todas las demás.

4.5 LINEALIDAD DE LA FASE

El tercer criterio para un buen sistema de medición es la linealidad de la fase, que expresa cuán bien un sistema preserva la relación de fase entre los componentes de frecuencia de la entrada.

Considere la relación entre ángulo de fase y desplazamiento en el tiempo entre dos señales, como se ilustra en la figura 4.8. La señal 2 se atrasa con respecto a la señal 1 porque ocurre más tarde en el eje del tiempo. El desplazamiento en el tiempo entre las señales t_d es $T/4$, donde T es el periodo de las señales. Dado que el ciclo de una señal corresponde a 2π radianes o 360° , el ángulo de fase entre la señal 1 y la señal 2 es

$$\phi = 360 t_d / T \text{ grados} = 2\pi t_d / T \text{ radianes} \quad (4.27)$$

Así que, para $t_d = T/4$, el ángulo de fase es 90° o $\pi/2$ radianes.

Los sistemas de medición pueden causar un retraso o desplazamiento en el tiempo entre las señales de entrada y salida. Para una frecuencia dada f , donde $f = 1/T$, la ecuación 4.27 se puede expresar como

$$\phi = 360 f \cdot t_d \text{ grados} = 2\pi f \cdot t_d \text{ radianes} \quad (4.28)$$

Por tanto, para un desplazamiento dado de tiempo, el corrimiento de fase para una señal depende de su frecuencia. Dado que una señal de entrada puede estar formada por muchos

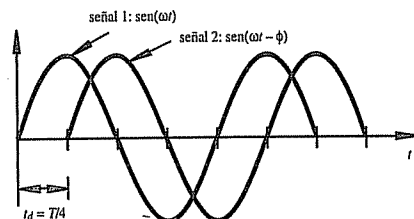


Figura 4.8 Relación entre fase y desplazamiento en el tiempo.

$$t := 0, 0.01 \dots 2 \quad n := 1 \dots 50$$

$$B_n := \frac{4}{\pi \cdot (2 \cdot n - 1)} \exp[-0.1(2n - 1)] \quad C_n := \frac{4}{\pi (2n - 1)} \{1 - \exp[-(2n - 1)]\}$$

$$F_{\text{alto}}(t) := \sum_n B_n \sin[(2n - 1)2\pi t] \quad F_{\text{bajo}}(t) := \sum_n C_n \sin[(2n - 1)2\pi t]$$

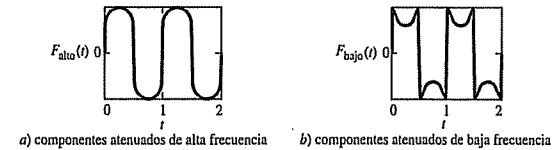


Figura 4.9 Distorsión de amplitud de una onda cuadrada (generada con MathCAD).

componentes de frecuencia, es importante que todos los componentes individuales se desplacen en la misma cantidad de tiempo; de otro modo, la salida del sistema de medición se distorsionaría. Para que se dé un desplazamiento en el tiempo t_d para todos los componentes de frecuencia, debe cumplirse lo siguiente:

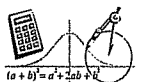
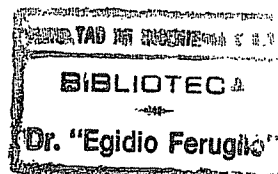
$$\phi = k \cdot f \quad (4.29)$$

donde k es una constante igual a $360 t_d$ grados o $2\pi t_d$ radianes. En consecuencia, el ángulo de fase debe ser lineal con la frecuencia para un desplazamiento de componentes de frecuencia igual en el tiempo. Cuando un sistema funciona de esta manera, se dice que muestra **linealidad de fase**. Para un sistema de medición k es usualmente negativa, lo que implica que la salida registrada se retrasa con respecto a la señal de entrada real.

4.6 DISTORSIÓN DE SEÑALES

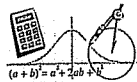
Las amplitudes de las componentes de frecuencia de salida se atenúan cuando un sistema no muestra linealidad de la amplitud. Como resultado, la salida sufre de **distorsión de la amplitud** como se ilustra en la figura 4.9 para una onda cuadrada. En la figura, los coeficientes de los armónicos contienen funciones exponenciales cuyas magnitudes disminuyen a) o aumentan b) con la frecuencia. Note el cambio (distorsión) en las salidas resultantes. El Ejemplo de MathCAD 4.3 incluye el análisis que se usó para crear las gráficas de la figura 4.9.

Cuando un sistema no muestra linealidad de la fase, los componentes de la frecuencia de salida pueden ser de la amplitud adecuada pero están desplazados en el tiempo



Ejemplo de MathCAD

4.3 Distorsión de la amplitud



Ejemplo de MathCAD

4.4 Distorsión de fase

uno con respecto al otro. Como resultado, la salida muestra **distorsión de la fase**, como se ilustra en la figura 4.10 para una onda cuadrada. El Ejemplo de MathCAD 4.4 incluye el análisis que se utilizó para crear las gráficas de la figura 4.10.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 4.3

Atenuación analítica

En la figura 4.9 se usaron los siguientes términos exponenciales para atenuar los componentes de amplitud a frecuencias bajas o altas:

$$e^{-0.1(2n-1)} \text{ y } 1 - e^{-(2n-1)}$$

Explique cómo estos términos exponenciales causan la distorsión resultante de la onda cuadrada. (Sugerencia: Grafique las funciones exponenciales y describa cómo cambian las amplitudes de los componentes del espectro de onda cuadrada.)

Un sistema de medición de alta fidelidad debe mostrar linealidad de amplitud para evitar la distorsión de la amplitud, tener un ancho de banda adecuado para pasar todos los componentes de la frecuencia contenida en una señal de entrada, y mostrar linealidad de la fase para evitar la distorsión de fase.

Cuando se diseña o analiza un sistema de medición, se desea predecir el desempeño del sistema. Por tanto, es necesario poder modelar el sistema y expresar su comportamiento en términos matemáticos. El resto del capítulo presenta herramientas de análisis de sistemas que permiten hacer esto.

$$t := 0, 0.01 \dots 2 \quad n := 1 \dots 50$$

$$B_n := \frac{4}{\pi(2n-1)} \quad dt_n := 0.05[1 - \exp[-(2n-1)]]$$

$$F_{\text{retraso}}(t) := \sum_n B_n \sin[(2n-1)2\pi(t-dt_n)] \quad F_{\text{adelanto}}(t) := \sum_n B_n \sin[(2n-1)2\pi(t+dt_n)]$$

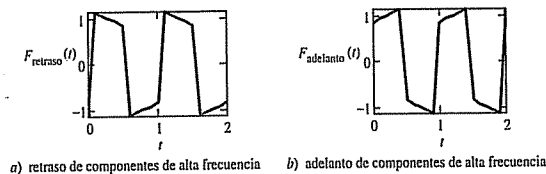


Figura 4.10 Distorsión de fase de una onda cuadrada (generado con MathCAD).

4.7 CARACTERÍSTICAS DINÁMICAS DE LOS SISTEMAS

Como se verá, muchos sistemas de medición se pueden modelar como ecuaciones diferenciales lineales ordinarias con coeficientes constantes. Esto también es cierto para muchos sistemas mecatrónicos o sus subsistemas componentes. Estos modelos lineales tienen la siguiente forma general:

$$\sum_{n=0}^N A_n \frac{d^n X_{\text{sal}}}{dt^n} = \sum_{m=0}^M B_m \frac{d^m X_{\text{ent}}}{dt^m} \quad (4.30)$$

donde X_{sal} es la variable de salida, X_{ent} es la variable de entrada y A_n y B_n son coeficientes constantes. N define el **orden** del sistema independiente de M . El enfoque usado para determinar el modelo de ecuación diferencial depende del tipo de sistema a analizar. Por ejemplo, las leyes de Newton y los diagramas de cuerpo libre se pueden aplicar a sistemas mecánicos; mientras que las ecuaciones LVK y LCK se pueden aplicar a circuitos eléctricos. Como se verá, los coeficientes constantes A_n representan propiedades físicas del sistema de interés.

Muchos sistemas electromecánicos muestran comportamientos no lineales y no se pueden modelar con precisión como sistemas lineales. Sin embargo, un sistema no lineal con frecuencia puede mostrar comportamiento lineal sobre un rango limitado de entradas y se puede derivar un modelo lineal que proporcione una aproximación adecuada sobre este rango. Este proceso de modelar un sistema no lineal con un modelo lineal se llama **linearización**.

Las siguientes tres secciones presentan métodos para caracterizar las formas más simples y más comunes de la ecuación 4.30, donde $M = 0$ y $N = 0, 1$ o 2 . Estos casos se refieren como sistemas de orden cero, primero y segundo, respectivamente.

4.8 SISTEMA DE ORDEN CERO

Cuando $N = M = 0$ en la ecuación 4.30, el modelo representa un sistema de **orden cero** cuyo comportamiento se describe por

$$A_0 X_{\text{sal}} = B_0 X_{\text{ent}} \quad (4.31)$$

o

$$X_{\text{sal}} = \frac{B_0}{A_0} X_{\text{ent}} = K X_{\text{ent}} \quad (4.32)$$

donde $K = B_0/A_0$ es una constante que se conoce como **ganancia** o **sensibilidad** del sistema, pues representa un escalamiento entre la entrada y la salida. Cuando la sensibilidad es alta, un pequeño cambio en la entrada puede resultar en un cambio significativo en la salida. Note que la salida de un sistema de orden cero sigue la entrada exactamente sin demora de tiempo o distorsión.

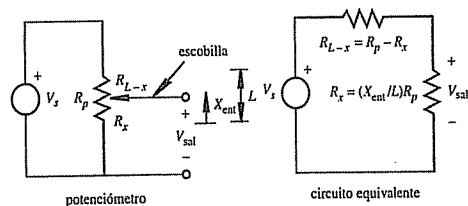


Figura 4.11 Potenciómetro de desplazamiento.

Un ejemplo de un sistema de medición de orden cero es un potenciómetro que se usa para medir un desplazamiento. Un potenciómetro es un dispositivo de resistencia variable cuya resistencia de salida cambia conforme una escobilla interna se mueve a través de una superficie resistiva. Como se ilustra en la figura 4.11, produce un voltaje de salida V_{sal} que es directamente proporcional al desplazamiento de la escobilla X_{ent} . Esto es resultado de la regla de división de voltaje, que da

$$V_{sal} = \frac{R_x}{R_p} V_s = \left(\frac{V_s}{L} \right) X_{ent} \quad (4.33)$$

donde R_x es la resistencia entre las terminales del potenciómetro, R_p es la resistencia máxima del potenciómetro, X_{ent} es el desplazamiento de la escobilla del potenciómetro y L es la cantidad máxima de recorrido de la escobilla.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 4.4

Suposiciones para un potenciómetro de orden cero

¿Qué suposiciones de aproximación se deben hacer en cuanto al potenciómetro para asegurar que se trata de un sistema de medición de orden cero?

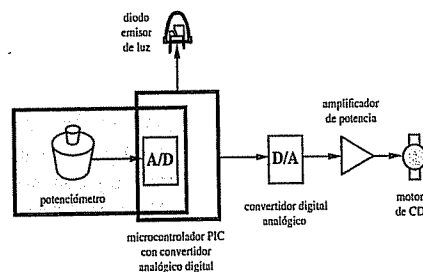
EJEMPLO DE DISEÑO ENCADENADO

A.2 Controlador de velocidad con amplificador operacional de potencia para motor de CD. Interfaz con potenciómetro

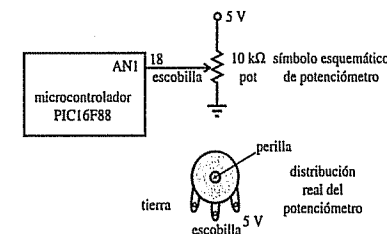
La siguiente figura muestra el diagrama funcional para el ejemplo de diseño A (vea la Demostración en video 1.6). Se resalta la porción descrita aquí.



1.6 Controlador de velocidad de un motor de CD con un amplificador operacional de potencia



Para hacer la interfaz de un potenciómetro a un microcontrolador, el voltaje analógico de salida (vea la ecuación 4.30) se debe convertir a forma digital. Afortunadamente, se puede seleccionar un microcontrolador PIC que tenga un convertidor analógico a digital interno. Esto permite que el PIC perciba la posición del potenciómetro, como un voltaje, usando el circuito simple que se muestra abajo. El potenciómetro tiene tres terminales, cableadas como se muestra, con la terminal "wiper" (escobilla) central conectada a la entrada analógica del PIC (pin 18, designada como AN1). El voltaje en la línea de la escobilla varía de 0 V (tierra) a 5 V conforme se gira la perilla.



4.9 SISTEMA DE PRIMER ORDEN

Cuando $N = 1$ y $M = 0$ en la ecuación 4.30, la ecuación modela un sistema de **primer orden** cuyo comportamiento se describe mediante

$$A_1 \frac{dX_{sal}}{dt} + A_0 X_{sal} = B_0 X_{ent} \quad (4.34)$$

o

$$\frac{A_1}{A_0} \frac{dX_{sal}}{dt} + X_{sal} = \frac{B_0}{A_0} X_{ent} \quad (4.35)$$

Como con el sistema de orden cero, la razón de coeficientes en el lado derecho se llama sensibilidad o **sensibilidad estática**, que se define como

$$K = \frac{B_0}{A_0} \quad (4.36)$$

La razón de coeficientes en el lado izquierdo de la ecuación 4.35 tiene un nombre y significado especial. Se llama **constante de tiempo** y se define como

$$\tau = \frac{A_1}{A_0} \quad (4.37)$$

El porqué se eligió este nombre quedará claro en el análisis posterior. Con estas definiciones, la ecuación del sistema de primer orden se puede escribir como

$$\tau \frac{dX_{sal}}{dt} + X_{sal} = K X_{ent} \quad (4.38)$$

Para caracterizar la manera en la que un sistema responde ante varios tipos de entradas, se aplican entradas estándar al modelo, incluidas las funciones escalón, impulso y senoidal. Una **entrada en escalón** cambia instantáneamente de 0 a un valor constante A_{ent} y se establece matemáticamente como

$$X_{ent} = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ A_{ent} & t \geq 0 \end{cases} \quad (4.39)$$

La salida del sistema en respuesta a esta entrada se llama **respuesta en escalón** del sistema. Para un sistema de primer orden, se puede encontrar la respuesta en escalón al resolver la ecuación 4.38 usando la ecuación 4.39 con la condición inicial

$$X_{sal}(0) = 0 \quad (4.40)$$

Si supone una solución de la forma Ce^{st} para la forma homogénea de la ecuación diferencial 4.38, la **ecuación característica** es

$$\tau s + 1 = 0 \quad (4.41)$$

Dado que la raíz de esta ecuación es $s = -1/\tau$, la **solución homogénea o transitoria** es

$$X_{sal_h} = Ce^{-t/\tau} \quad (4.42)$$

donde C es una constante que se determina más tarde al aplicar las condiciones iniciales. Una **solución particular o de estado estable** que resulta de la entrada en escalón es

$$X_{sal_p} = KA_{ent} \quad (4.43)$$

La **solución general** es la suma de las soluciones homogénea y particular (ecuación 4.42 + ecuación 4.43):

$$X_{sal}(t) = X_{sal_h} + X_{sal_p} = Ce^{-t/\tau} + KA_{ent} \quad (4.44)$$

Al aplicar la condición inicial (ecuación 4.40) a esta ecuación se obtiene

$$0 = C + KA_{ent} \quad (4.45)$$

por ende,

$$C = -KA_{ent} \quad (4.46)$$

de modo que la respuesta en escalón es

$$X_{sal}(t) = KA_{ent}(1 - e^{-t/\tau}) \quad (4.47)$$

Como se ilustra en la figura 4.12, esto representa una subida exponencial en la salida hacia un valor asintótico de KA_{ent} . La tasa de subida sólo depende de la constante de tiempo τ . La respuesta es más rápida para una constante de tiempo más pequeña.

Note que, después de una constante de tiempo, la salida llega al 63.2% de su valor final, y de la ecuación 4.46,

$$X_{sal}(\tau) = KA_{ent}(1 - e^{-1}) = 0.632KA_{ent} \quad (4.48)$$

Después de cuatro constantes de tiempo, la respuesta en escalón es

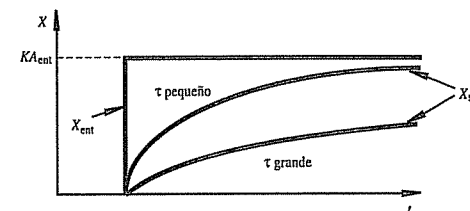


Figura 4.12 Respuesta de primer orden.

$$X_{sal}(4\tau) = KA_{ent}(1 - e^{-4}) = 0.982KA_{ent} \quad (4.49)$$

Dado que este valor es más de 98% del valor de estado estable KA_{ent} , usualmente se supone que un sistema de primer orden llegó a su valor de estado estable dentro de cuatro constantes de tiempo.

Cuando diseñe sistemas de medición de primer orden, observe las cantidades que afectan τ e intente reducirlas si es posible. Mientras más grande sea τ , más tiempo tarda el sistema de medición en responder a una entrada.

Un ejemplo importante de un sistema de primer orden es un circuito RC (vea el ejemplo 4.1), que tiene una constante de tiempo de $\tau = RC$ (vea la pregunta 4.15). Los circuitos RC son muy comunes en temporización, filtrado y otras aplicaciones (por ejemplo, vea el ejemplo 4.1, sección 6.12.3 y ejemplo 7.6). La Demostración en video 4.8 ilustra la respuesta en escalón de un circuito RC, que muestra cómo el voltaje a través del capacitor se acumula con el tiempo. La rapidez de carga y descarga se relaciona directamente con la constante de tiempo del circuito.



Demostración en video

4.8 Carga y descarga de un circuito RC

4.9.1 Prueba experimental de un sistema de primer orden

Para caracterizar y evaluar un sistema de primer orden existente, se necesitan métodos para determinar experimentalmente la constante de tiempo τ y la sensibilidad estática K , la cual se puede obtener mediante calibración estática, donde se aplica una entrada estática conocida, y se observa la salida. Un método común para determinar la constante de tiempo τ es aplicar una entrada en escalón al sistema y determinar el tiempo para que la salida llegue al 63.2% de su valor final (vea la ecuación 4.48). A continuación se presenta un método alternativo para determinar un valor para τ .

Se puede reordenar la ecuación 4.47 y expresarla como

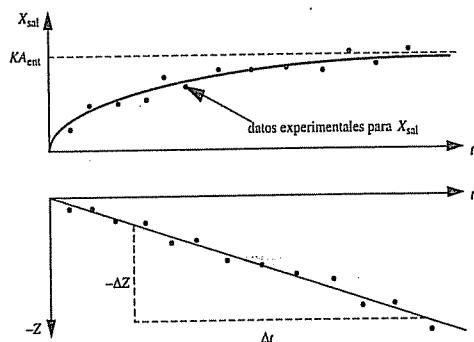
$$\frac{X_{sal} - KA_{ent}}{KA_{ent}} = -e^{-t/\tau} \quad (4.50)$$

Al simplificar se obtiene

$$1 - \frac{X_{sal}}{KA_{ent}} = e^{-t/\tau} \quad (4.51)$$

Si se toma el logaritmo natural de ambos lados, se obtiene

$$\ln\left(1 - \frac{X_{sal}}{KA_{ent}}\right) = -\frac{t}{\tau} \quad (4.52)$$

Figura 4.13 Determinación experimental de τ .

Si se define el lado izquierdo como Z , entonces

$$Z = -t/\tau \quad (4.53)$$

Y una gráfica de Z contra t es una línea recta con la pendiente

$$\frac{dZ}{dt} = -\frac{1}{\tau} \quad (4.54)$$

Por tanto, si se recopilan datos experimentales de una respuesta en escalón y se grafica Z contra t como se ilustra en la figura 4.13, se puede determinar τ a partir de la pendiente de la línea:

$$\tau = -\frac{\Delta t}{\Delta Z} \quad (4.55)$$

Note que si los datos experimentales para Z contra t se desvían de una línea recta, entonces el sistema no es de primer orden. Si éste es el caso, el sistema es de orden superior o no lineal.

4.10 SISTEMA DE SEGUNDO ORDEN

Un ejemplo de sistema de **segundo orden**, donde $N = 2$ en la ecuación 4.30, es el sistema resorte-masa-amortiguador que se ilustra en la figura 4.14. Al aplicar la ley de movimiento de Newton (en este caso, $\Sigma F_x = ma_x$) al diagrama de cuerpo libre, se obtiene la ecuación diferencial de segundo orden, que es el modelo matemático para el sistema:

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + b \frac{dx}{dt} + kx = F_{ext}(t) \quad (4.56)$$

donde m es la masa, b es el coeficiente de amortiguación, k es la constante de resorte y x es el desplazamiento de la masa desde la posición de equilibrio (reposo) de la masa medida positivamente en dirección descendente como se muestra. $F_{ext}(t)$ representa la resultante de todas las fuerzas externas aplicadas (entradas) en la dirección de x . El peso

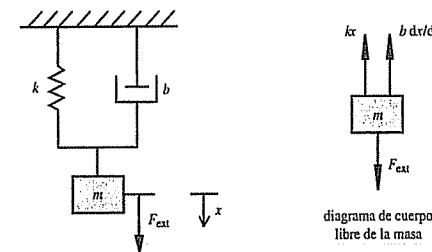


Figura 4.14 Sistema mecánico de segundo orden y diagrama de cuerpo libre.

de la masa no se incluye como fuerza en el diagrama de cuerpo libre porque el desplazamiento x se mide desde la posición de equilibrio. En la posición de equilibrio, el resorte se estira una cantidad δ desde su longitud en reposo de modo que el efecto de la gravedad se equilibra: $k\delta = mg$. Note que la fuerza del resorte está en la dirección opuesta al desplazamiento de la masa, y la fuerza de amortiguamiento está en dirección opuesta a la velocidad de la masa.

Como se verá en la sección 4.11, las ecuaciones gobernantes para muchos sistemas de segundo orden distintos a los sistemas mecánicos resorte-masa-amortiguador (por ejemplo, sistemas mecánicos rotacionales y sistemas hidráulicos) tienen la misma forma que la ecuación 4.56.

Un buen ejemplo de un sistema de medición de segundo orden es la banda registradora que se ilustra en la figura 4.15. Consiste de un rollo de papel que se mueve continuamente y sobre el que una pluma se mueve de ida y vuelta. Un resorte se une al portador de la pluma para mantenerlo centrado en una posición neutral cuando se remueve la fuerza aplicada. La registradora de banda se puede considerar como un osciloscopio mecánico. Se usó mucho antes de la era digital siempre que se necesitaba almacenar una gran cantidad de datos variables en el tiempo (por ejemplo, para análisis posterior). Todavía se usan en algunas aplicaciones (por ejemplo, en las estaciones sismológicas remotas más antiguas y en los polígrafos). La fuerza aplicada F_{ext} la proporciona una bobina electromagnética cuyo núcleo se une al portador de la pluma. El resorte mantiene centrado al portador de la pluma en la posición cero cuando la entrada es 0. El portador de la pluma

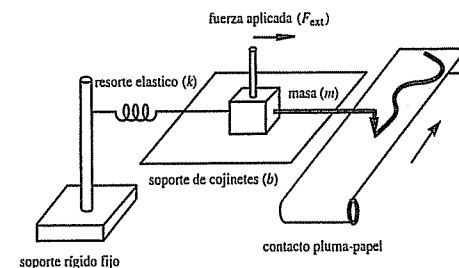


Figura 4.15 Registradora de cinta como ejemplo de un sistema de segundo orden.

resiste y la interfaz pluma-papel resulta en la fuerza amortiguada. El portador y la pluma constituyen la masa a la que se les aplican las fuerzas en el sistema.

Para caracterizar la respuesta no forzada de un sistema de segundo orden, es necesario resolver la ecuación diferencial 4.5 con $F_{ext} = 0$. La ecuación característica es

$$ms^2 + bs + k = 0 \quad (4.57)$$

Esta ecuación cuadrática tiene dos raíces para s :

$$s_1 = -\frac{b}{2m} + \sqrt{\left(\frac{b}{2m}\right)^2 - \frac{k}{m}} \quad (4.58)$$

$$s_2 = -\frac{b}{2m} - \sqrt{\left(\frac{b}{2m}\right)^2 - \frac{k}{m}} \quad (4.59)$$

Si no hubiese amortiguamiento en el sistema (es decir, $b = 0$), la raíz sería

$$s_1 = j\sqrt{\frac{k}{m}} \quad (4.60)$$

$$s_2 = -j\sqrt{\frac{k}{m}} \quad (4.61)$$

y la correspondiente solución homogénea sería

$$x_h(t) = A \cos\left(\sqrt{\frac{k}{m}} t\right) + B \sin\left(\sqrt{\frac{k}{m}} t\right) \quad (4.62)$$

donde A y B son constantes determinadas a partir de las condiciones iniciales $x(0)$ y $dx/dt(0)$. Este movimiento representa un movimiento oscilatorio puro **no amortiguado** con frecuencia en radianes:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (4.63)$$

A esto se le llama la **frecuencia natural** del sistema, pues es la frecuencia a la que el sistema no amortiguado oscilaría naturalmente si el resorte se estirase y la masa se libera y se le permitiera movimiento sin fuerza externa alguna ($F_{ext} = 0$).

Si hay amortiguamiento en el sistema (es decir, $b \neq 0$) y el radicando en las ecuaciones 4.58 y 4.59 es cero, las raíces son dobles raíces reales y la solución homogénea transitoria resultante es

$$x_h(t) = (A + Bt)e^{-\omega_n t} \quad (4.64)$$

Esto representa un movimiento decadente exponencial. Se dice que un sistema con este comportamiento está **críticamente amortiguado**, pues apenas está al margen del movimiento oscilatorio amortiguado. La constante de amortiguamiento que resulta en amortiguamiento crítico se llama **constante de amortiguamiento crítico** b_c . Es el valor de b el que hace al radicando 0, de modo que

$$b_c = 2\sqrt{km} = 2m\omega_n \quad (4.65)$$

La **razón de amortiguamiento** ζ (zeta) para un sistema no amortiguado críticamente se define como

$$\zeta = \frac{b}{b_c} = \frac{b}{2\sqrt{km}} \quad (4.66)$$

Es una medida de la proximidad al amortiguamiento crítico. Un sistema críticamente amortiguado tiene una razón de amortiguamiento de 1.

Con las definiciones de frecuencia natural y razón de amortiguamiento, las raíces de las ecuaciones características (ecuaciones 4.58 y 4.59) se pueden escribir como

$$s_1 = -\zeta\omega_n + \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1} \quad (4.67)$$

$$s_2 = -\zeta\omega_n - \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1} \quad (4.68)$$

Si hay amortiguamiento en el sistema (es decir, $b \neq 0$) y el radicando en las ecuaciones 4.67 y 4.68 es negativo (es decir, $\zeta < 1$), las raíces son conjugadas complejas y la solución homogénea transitoria resultante es

$$x_h(t) = e^{-\zeta\omega_n t} [A \cos(\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} t) + B \sin(\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} t)] \quad (4.69)$$

Este movimiento representa oscilación amortiguada consistente en movimiento senoidal con amplitud exponencialmente decreciente. Se dice que un sistema con estas características está **subamortiguado**, pues tiene menos que amortiguamiento crítico ($\zeta < 1$). La frecuencia de oscilación es

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (4.70)$$

que se llama **frecuencia natural amortiguada** del sistema.

Si hay amortiguamiento en el sistema (es decir, $b \neq 0$) y el radicando en las ecuaciones 4.67 y 4.68 es positivo (es decir, $\zeta > 1$), las raíces son raíces reales distintas y la solución homogénea transitoria resultante es

$$x_h(t) = A e^{(-\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_n t} + B e^{(-\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_n t} \quad (4.71)$$

Esto representa una salida exponencialmente decreciente. Se dice que un sistema con estas características está **sobreamortiguado**, pues su amortiguamiento supera el amortiguamiento crítico ($\zeta > 1$).

En la figura 4.16 se ilustran ejemplos de respuestas transitorias para los tres casos de amortiguamiento (subamortiguamiento, amortiguamiento crítico y sobreamortiguamiento). Las curvas representan movimiento no forzado de un sistema de segundo orden con diferentes cantidades de amortiguamiento, cuando el sistema se libera desde el reposo ($dx/dt(0) = 0$) en $x(0) = 1$.

■ TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 4.5 Sistema resorte-masa-amortiguador en el espacio

¿Un sistema resorte-masa-amortiguador dentro de una estación espacial que esté en órbita con la Tierra se comportaría de modo diferente a como lo hace en la superficie de la Tierra? ¿Por qué sí o por qué no? ¿Cómo podría usar un resorte para medir la masa de un astronauta en la estación espacial en órbita?

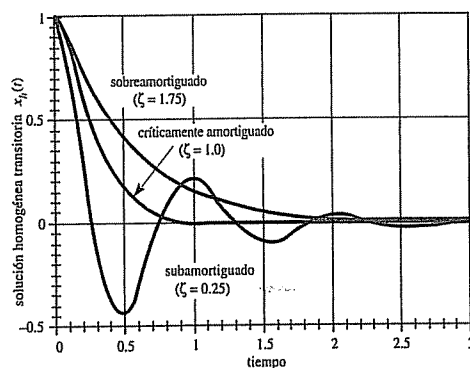


Figura 4.16 Respuesta transitoria de los sistemas de segundo orden.

4.10.1 Respuesta escalón de un sistema de segundo orden

Como se encontró al analizar un sistema de primer orden, una entrada importante que se usa para estudiar las características dinámicas de un sistema es la función escalón. La respuesta escalón consiste en dos partes: una solución homogénea transitoria $x_h(t)$, que es de la forma que se presentó en la sección 4.10 para la respuesta no forzada, más una solución particular de estado estable $x_p(t)$, que es resultado de la función forzada. Para una entrada en escalón dada por

$$F_{ext}(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ F_i & t \geq 0 \end{cases} \quad (4.72)$$

es claro, de la ecuación 4.56, que una solución particular es

$$x_p(t) = \frac{F_i}{k} \quad (4.73)$$

La solución general para la respuesta en escalón es entonces

$$x(t) = x_h(t) + x_p(t) \quad (4.74)$$

donde las constantes en $x_h(t)$ están determinadas por la aplicación de las condiciones iniciales $x(0)$ y $dx/dt(0)$ a la solución general $x(t)$. Del mismo modo que en el caso no forzado, existen tres tipos distintos de respuesta con base en la cantidad de amortiguamiento del sistema, como se ilustra en la figura 4.17.

La figura 4.18 ilustra la respuesta en escalón de un sistema subamortiguado y define varios términos que se usan cuando se describe la respuesta escalón. El **valor de estado estable** es el valor que el sistema alcanza después de que se disipan todos los

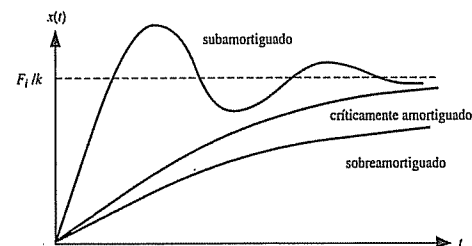


Figura 4.17 Respuesta escalón de un sistema de segundo orden.

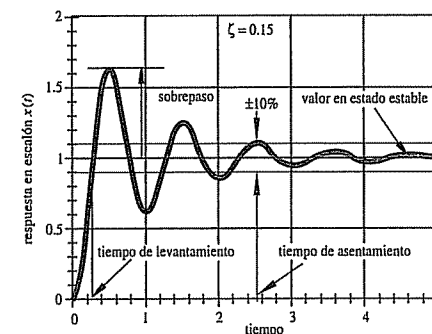


Figura 4.18 Características de una respuesta escalón subamortiguado.

transitorios. El **tiempo de levantamiento** es el tiempo requerido para que el sistema vaya de 10 a 90% del valor de estado estable. El **sobrepaso** es una medida de la cantidad que excede el valor de estado estable antes de asentarse; por lo general se especifica como un porcentaje del valor de estado estable. El **tiempo de asentamiento** es el tiempo requerido para que el sistema se asiente dentro de una banda de amplitud cuyo ancho es un \pm porcentaje especificado del valor de estado estable. En la figura 4.18 se muestra una tolerancia del tiempo de asentamiento de $\pm 10\%$. Estos términos se pueden usar para caracterizar la respuesta en escalón de un sistema de segundo orden con diferentes cantidades de amortiguamiento: un sistema subamortiguado muestra un tiempo de elevación rápido, pero se sobrepasa y puede tardar un poco en asentarse; un sistema críticamente amortiguado tiene el tiempo de subida más rápido para una condición de no sobrepaso y se asienta más rápidamente; y un sistema sobreamortiguado no tiene sobrepaso pero tiene un tiempo de levantamiento más lento.

La respuesta en escalón puede ser útil para identificar el orden de un sistema, pues la forma de la curva de respuesta puede ayudar a indicar el orden. Además, si el sistema es de segundo orden, puede saber si es subamortiguado, sobreamortiguado o críticamente amortiguado.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 4.6**Respuesta "buena" de un sistema de medición**

Describe y bosqueje lo que crea es una "buena" respuesta en escalón de un sistema de medición. ¿Es malo el sobrepaso? ¿Qué ventajas proporciona? ¿El amortiguamiento crítico proporciona respuesta óptima?

4.10.2 Respuesta en frecuencia de un sistema

Con la finalidad de determinar la respuesta en frecuencia de un sistema lineal, se aplica una entrada senoidal y se determina la respuesta de salida para diferentes frecuencias de entrada. Para el sistema de segundo orden descrito en la sección 4.10, la entrada de función de fuerza senoidal se puede representar como

$$F_{\text{ext}}(t) = F_i \sin(\omega t) \quad (4.75)$$

donde F_i es la amplitud de la fuerza externa y ω es la frecuencia de entrada.

Cuando se aplica primero la entrada senoidal, el sistema muestra una respuesta combinada transitoria y de estado estable. Una vez que se disipan los transitorios, la salida en estado estable del sistema es senoidal y tiene la misma frecuencia que la entrada, pero posiblemente fuera de fase con respecto a dicha entrada. Esta salida de estado estable se puede representar en la siguiente forma general:

$$x(t) = X_o \sin(\omega t + \phi) \quad (4.76)$$

donde X_o es la magnitud de salida y ϕ es la diferencia de fase entre la entrada y la salida.

El procedimiento para determinar analíticamente la respuesta en frecuencia de un sistema lineal es el siguiente. El sistema lineal podría modelar un sistema de medición o un sistema mecatrónico más general de cualquier orden. Cada paso en el procedimiento se muestra en su forma genérica y luego se aplica a un sistema de segundo orden.

Procedimiento analítico para determinar la respuesta de frecuencia de un sistema

1. Encuentre la transformada de Laplace de la ecuación diferencial del sistema suponiendo que las condiciones iniciales son cero: $x(0) = dx/dt(0) = 0$. La transformada de Laplace convierte la ecuación diferencial en una ecuación algebraica que se relaciona con la respuesta de frecuencia del sistema.

La ecuación gobernante para un sistema de segundo orden (ecuación 4.56) se puede expresar como

$$\frac{1}{\omega_n^2} \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + \frac{2\zeta}{\omega_n} \frac{dx(t)}{dt} + x(t) = \frac{1}{k} F_{\text{ext}}(t) \quad (4.77)$$

Al aplicar la transformada de Laplace a ambos lados de la ecuación, y suponer condiciones iniciales cero, se obtiene

$$\left(\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\zeta}{\omega_n} s + 1 \right) X(s) = \frac{1}{k} F_{\text{ext}}(s) \quad (4.78)$$

donde $F_{\text{ext}}(s)$ y $X(s)$ son las transformadas de Laplace de la función que fuerza la entrada y el desplazamiento de salida, respectivamente.

2. Encuentre la función de transferencia del sistema, que es la razón de las transformadas de Laplace de la salida y de la entrada.

Para este sistema, la función de transferencia es

$$G(s) = \frac{X(s)}{F_{\text{ext}}(s)} = \frac{1/k}{\left(\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\zeta}{\omega_n} s + 1 \right)} \quad (4.79)$$

3. Para simular una entrada armónica, sustituya s con $j\omega$ en la función de transferencia. Esto produce el comportamiento de respuesta de frecuencia del sistema. Para este sistema,

$$G(j\omega) = \frac{1/k}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2 \right] + j \left(2\zeta \frac{\omega}{\omega_n} \right)} \quad (4.80)$$

4. Encuentre la razón de la amplitud deseada entre la entrada y la salida al determinar la magnitud de la función de transferencia compleja:

$$\text{mag}[G(j\omega)] = |G(j\omega)| \quad (4.81)$$

Para este sistema, tomar la magnitud del denominador, que es la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de los componentes real e imaginario, y mover el término k al lado izquierdo de la ecuación, resulta en la siguiente razón dimensional:

$$\frac{X_o}{F_i/k} = \frac{1}{\left\{ \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2 \right]^2 + 4\zeta^2 \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2 \right\}^{1/2}} \quad (4.82)$$

5. Encuentre el ángulo de fase ϕ entre la salida y la entrada al determinar el argumento de la función de transferencia compleja:

$$\phi = \arg[G(j\omega)] = \angle G(j\omega) \quad (4.83)$$

A partir de la ecuación 4.80, y sin olvidar que el argumento de un número complejo es el arco tangente de la razón de sus partes imaginaria y real y que el argumento de una razón es la diferencia entre los argumentos del numerador y el denominador, el ángulo de fase para este sistema se encuentra como

$$\phi = 0 - \tan^{-1} \left\{ \frac{2\zeta \frac{\omega}{\omega_n}}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2 \right]} \right\} = -\tan^{-1} \left\{ \frac{2\zeta}{\frac{\omega_n}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_n}} \right\} \quad (4.84)$$

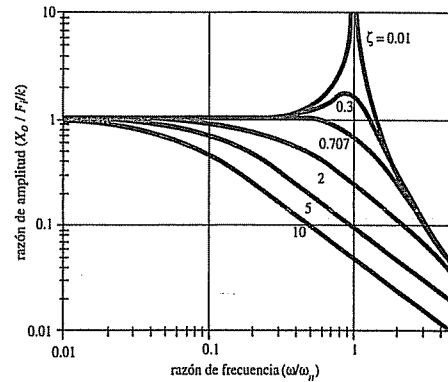
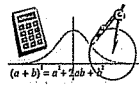


Figura 4.19 Respuesta en amplitud de sistema de segundo orden.



Ejemplo de MathCAD

4.5 Respuesta en frecuencia de un sistema de segundo orden



Demstración en video

4.9 Respuesta en frecuencia de un sistema de segundo orden de resorte-masa

4.10 Respuesta en frecuencia de un sistema de segundo orden de un péndulo

4.11 Respuesta en frecuencia y control de un sistema de torsión

4.12 Calda del puente de Tacoma Narrows

En la figura 4.19 se muestra una gráfica de la respuesta en frecuencia del sistema de segundo orden como función de la razón de amortiguamiento ζ . El Ejemplo de MathCAD 4.5 incluye el análisis que se usó para crear la gráfica. Cuando la frecuencia de entrada ω es igual a la frecuencia natural ω_n (es decir, $\omega/\omega_n = 1$), ocurre **resonancia**. Con frecuencia a ω_n se le denomina frecuencia de resonancia. Para razones de amortiguamiento pequeñas, la amplitud de salida se vuelve muy grande en la frecuencia de resonancia. Para frecuencias de entrada menores que la frecuencia natural (es decir, $\omega/\omega_n < 1$), la razón de amplitud es cercana a 1. La razón de amortiguamiento ζ afecta el rango de frecuencias para las que esto es cierto. Recuerde que, para un buen sistema de medición, se requiere que la razón de amplitud sea constante por encima del rango de frecuencias que se desea medir (dentro de un rango de ± 3 dB).

En la figura 4.20 se muestra una gráfica del ángulo de fase como una función de la razón de frecuencia y la razón de amortiguamiento. El ángulo de fase es negativo, lo que implica que la salida se atrasa con respecto a la entrada, y la magnitud varía desde 0° , lo que representa que no hay diferencia de fase, hasta 180° , que representa medio ciclo de diferencia de fase. Conforme ω se aproxima a la frecuencia natural ω_n , la salida se retrasa con respecto a la entrada por 90° (un cuarto de ciclo). Cuando el amortiguamiento de un sistema es muy pequeño (por ejemplo $\zeta = 0.01$) y el valor de la frecuencia de excitación pasa a través de la frecuencia natural (ω_n), la compensación de fase cambia abruptamente en 180° . Una razón de amortiguamiento de 0.707 proporciona la mejor aproximación de linealidad de fase para un sistema de segundo orden.

Un número muy grande de sistemas mecánicos se pueden aproximar mediante ecuaciones diferenciales ordinarias lineales de segundo orden. Además, los sistemas complejos o componentes de subsistemas con frecuencia se pueden reducir a sistemas de segundo orden para un análisis de primera aproximación. Por tanto, todos los ingenieros deben entender completamente todas las implicaciones de las figuras 4.19 y 4.20. Las Demostraciones en video de la 4.9 a la 4.11 muestran ejemplos de cómo los conceptos de respuesta de un sistema de segundo orden se aplican a algunos sistemas básicos. La Demostración en video 4.12 muestra un fracaso clásico que fue el resultado de que los ingenieros que no tuvieron una comprensión firme de algunos de estos conceptos. En este caso, entendieron muy mal las cargas oscilatorias inducidas por el viento y

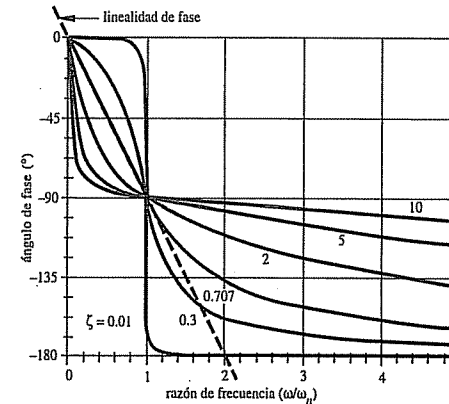


Figura 4.20 Respuesta de fase de sistema de segundo orden.

el amortiguamiento inadecuado, lo que condujo al catastrófico fracaso de este famoso puente colgante.

La salida de los sistemas de medición de segundo orden siempre difiere de la entrada tanto en amplitud como en fase. Al diseñar un sistema de medición, la meta es minimizar estos efectos siempre que sea posible. Como regla empírica general, la elección de 0.707 como razón de amortiguamiento es óptima, pues resulta en la mejor combinación de linealidad de la amplitud y linealidad de la fase sobre el rango más amplio de frecuencias.

En general, siempre que se aplique una entrada periódica a un sistema de segundo orden, pueden ocurrir resonancia, atenuación y compensación de fase. Para predecir cómo responderá un sistema, es importante ser capaz de determinar las características de respuesta en frecuencia del sistema.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 4.7

Respuesta en frecuencia de un resorte

Use un resorte con una masa suspendida de un extremo y demuestre las características de respuesta en frecuencia que se ilustran en las figuras 4.19 y 4.20.

Selección de suspensión automotriz

A un equipo de diseño se le ha pedido seleccionar un resorte y un amortiguador para la suspensión delantera de un nuevo automóvil. La tarea del equipo es elegir una suspensión que brindará la mejor respuesta a las condiciones variables del camino. Dado que muchos fabricantes especifican sus productos en unidades inglesas, el equipo de diseño aceptó a disgusto realizar todos los análisis usando el sistema inglés.

EJEMPLO DE DISEÑO 4.1

Después de análisis preliminares y reuniones con otros equipos de diseño, el equipo de suspensión redujo sus opciones a tres diseños de suspensión alternativos. Las tres alternativas se caracterizan por las siguientes constantes de resorte k y de amortiguamiento b :

Alternativa	k (lbf/pulg)	b (lbf seg/pulg)
1	500	10
2	200	20
3	120	10

Para evaluar las alternativas bajo diferentes condiciones de camino, el equipo de diseño decide simular los baches como una fuerza de entrada tipo escalón con magnitud F_0 y las ondulaciones del camino como una entrada de fuerza senoidal con magnitud B_0 y frecuencia ω . Para sujetar cada alternativa a niveles similares de desplazamiento de entrada, en la comparación se usan las siguientes razones fijas:

$$F_0/k = 6 \text{ pulg} \quad B_0/k = 3 \text{ pulg}$$

Cada alternativa está sujeta a las siguientes tres frecuencias para simular diferentes velocidades o espaciamiento entre los baches:

$$\omega_1 = 10 \text{ rad/seg} \quad \omega_2 = 20 \text{ rad/seg} \quad \omega_3 = 30 \text{ rad/seg}$$

El equipo se decide por un sistema de un solo grado de libertad que modela sólo una rueda individual y desprecia la respuesta de las otras ruedas. El modelo resultante es un sistema de segundo orden descrito por la ecuación 4.56, donde m es la masa soportada ("amortiguada") por la suspensión y F_{ext} es la fuerza. El peso de todo el vehículo es de 2 000 lbf; por tanto, la masa amortiguada que soporta una sola rueda se supone es 1/4 de la masa total:

$$m = 500 \text{ lbm} = 15.53 \text{ slugs}$$

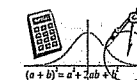
Note que la masa de la rueda y la dinámica de la llanta no se incluyen en este modelo simplificado (vea el Tema para discusión en clase 4.8).

Con las ecuaciones 4.63 y 4.66 se calculan la frecuencia natural ω_n y la constante de amortiguamiento ζ para cada alternativa:

Alternativa	ω_n	ζ
1	19.6	0.20
2	12.4	0.62
3	9.6	0.40

Dado que $\zeta < 1.0$ para cada alternativa, la suspensión mostrará una respuesta en escalón subamortiguada descrita por la ecuación 4.69.

Los análisis de la respuesta en escalón y la respuesta senoidal se realizan en MathCAD (vea el Ejemplo de MathCAD 4.6). Las variables de entrada (para la alternativa 1) se definen como



Ejemplo de MathCAD

4.6 Diseño de suspensión

$$\begin{aligned} k &:= 500 \frac{\text{lbf}}{\text{pulg}} & b &:= 10 \frac{\text{lbf} \cdot \text{seg}}{\text{pulg}} & m &:= 500 \text{ lb} \\ F_0 &:= (6 \text{ pulg})k & B_0 &:= (3 \text{ pulg})k \\ v_1 &:= 10 \frac{\text{rad}}{\text{seg}} & v_2 &:= 20 \frac{\text{rad}}{\text{seg}} & v_3 &:= 30 \frac{\text{rad}}{\text{seg}} \\ t &:= 0 \text{ seg}, 0.01 \text{ seg} \dots 2 \text{ seg} \end{aligned}$$

La respuesta en escalón se define mediante (vea la pregunta 4.23)

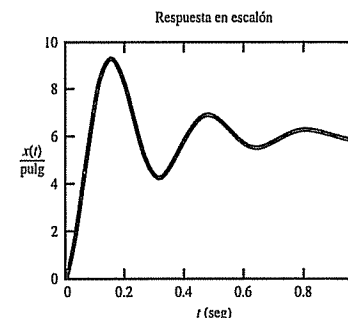
$$\begin{aligned} \omega_n &:= \sqrt{\frac{k}{m}} & \zeta &:= \frac{b}{2\sqrt{km}} & \omega_d &:= \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \\ x(t) &:= \frac{F_0}{k} \left[1 - e^{-\zeta \omega_n t} \cos(\omega_d t) \right] \end{aligned}$$

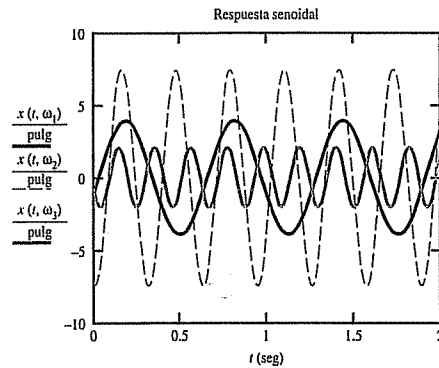
y la respuesta senoidal se define por

$$\begin{aligned} X_0(\omega) &:= \frac{\frac{B_0}{k}}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + 4\zeta^2 \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}} & \phi(\omega) &:= -\text{ángulo} \left[\left(\frac{\omega_n}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_n}\right), 2\zeta \right] \\ x(t, \omega) &:= X_0(\omega) [\sin(\omega t + \phi(\omega))] \end{aligned}$$

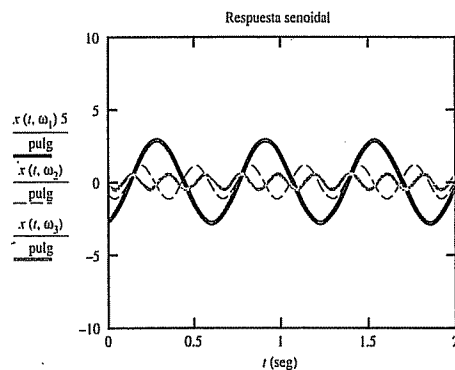
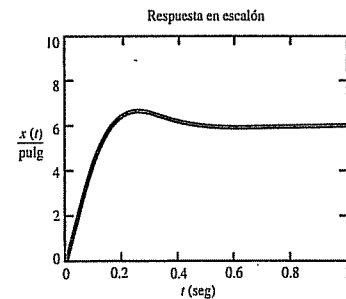
A continuación se presentan los resultados para las tres alternativas.

■ Alternativa 1

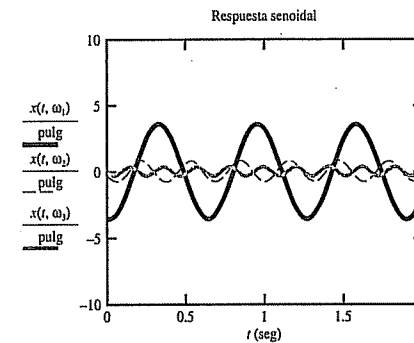
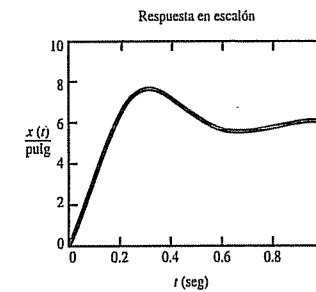




■ Alternativa 2



■ Alternativa 3



Una buena suspensión tiene una respuesta rápida (tiempo de asentamiento corto), que resulta en buena manipulación y evita el rebote excesivo (oscilación) o gran desplazamiento, lo que mejora la comodidad del conductor. A partir de los resultados precedentes, parece que la Alternativa 2 es la mejor de los tres diseños. La respuesta en escalón se asienta rápido, con poco rebote, y las respuestas senoidales tienen baja amplitud.

■ TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 4.8

Resultados del diseño de suspensión

¿Fueron necesarias las gráficas de respuesta en escalón y respuesta senoidal para extraer conclusiones acerca de las tres alternativas? Además, ¿por qué la amplitud de la respuesta senoidal fue excesiva para la Alternativa 1 y menor para la Alternativa 2? ¿Qué implicaría incluir la masa de la rueda y la dinámica de la llanta en el modelo del sistema?

4.11 MODELADO Y ANALOGÍA ENTRE SISTEMAS

Cualquier sistema (ya sea mecánico, eléctrico, hidráulico, térmico o alguna combinación de ellos) se puede modelar mediante ecuaciones diferenciales lineales ordinarias que relacionan las respuestas de salida del sistema con las entradas. Estas ecuaciones diferenciales son muy similares matemáticamente y sólo difieren en las constantes que aparecen enfrente de los términos derivados. Estas constantes representan los parámetros físicos del sistema y existen analogías para dichos parámetros entre los distintos géneros de sistemas. Por ejemplo, una resistencia en un sistema eléctrico es análoga a un amortiguador en un sistema mecánico o a una válvula o restricción de flujo en un sistema hidráulico. De igual modo, la masa o inercia en un sistema mecánico es análoga a la inductancia en un sistema eléctrico y a la inercia de fluido en un sistema hidráulico. Los términos genéricos que se usan para describir los parámetros y variables de sistema análogos son **esfuerzo**, **flujo**, **desplazamiento**, **cantidad de movimiento**, **resistencia**, **capacitancia** e **inercia**. La tabla 4.1 resume las cantidades genéricas junto con analogías específicas para sistemas mecánicos, eléctricos e hidráulicos. También se incluyen ecuaciones que relacionan variables para elementos de almacenamiento y disipación de energía en cada sistema.

La única analogía problemática en la tabla es la resistencia hidráulica, porque esta cantidad por lo general no es constante. Usualmente es una función no lineal de la tasa de flujo y la geometría. Las analogías también se pueden extender a otros fenómenos como la transferencia de calor, donde la diferencia de temperatura es el “esfuerzo”, el flujo de calor es el “flujo”, la cantidad de calor transferido es el “desplazamiento”, la

Tabla 4.1 Analogías de modelado de sistemas de segundo orden

Cantidad genérica	Traslación mecánica	Rotación mecánica	Eléctrico	Hidráulico
Esfuerzo (E)	Fuerza (F)	Momento de torsión (T)	Voltaje (V)	Presión (P)
Flujo (F)	Velocidad (v)	Velocidad angular (ω)	Corriente (i)	Tasa de flujo volumétrico (Q)
Desplazamiento (q)	Desplazamiento (x)	Desplazamiento angular (θ)	Carga (q)	Volumen (V)
Cantidad de movimiento (p)	Cantidad de movimiento lineal ($p = mv$)	Cantidad de movimiento angular ($h = J\omega$)	Acoplamiento del flujo ($I = N\Phi = Li$)	Cantidad de movimiento/área ($\Gamma = IQ$)
Resistor (R)	Amortiguador (b)	Amortiguador rotatorio (B)	Resistor (R)	Resistor (R)
Capacitor (C)	Resorte ($1/k$)	Resorte de torsión ($1/k$)	Capacitor (C)	Tanque (C)
Inercia (I)	Masa (m)	Momento de inercia (J)	Inductor (L)	Inercia (I)
Energía de inercia almacenada (caso especial)	$F = \dot{p}$ ($F = ma$)	$T = \dot{h}$ ($T = J\alpha$)	$V = \dot{\lambda}$ ($V = L di/dt$)	$P = \dot{\Gamma}$ ($P = I dQ/dt$)
Energía almacenada en un capacitor	$F = kx$	$T = k\theta$	$V = (1/C)q$	$P = (1/C)V$
Disipativa	$F = bv$	$T = B\omega$	$V = Ri$	$P = RQ$

capacidad calorífica debida a la masa y el calor específico es “capacitancia”, y la resistencia térmica debida a convección y conducción es “resistencia”. Sin embargo, la transferencia de calor y muchos otros fenómenos no se pueden modelar adecuadamente mediante ecuaciones diferenciales lineales de segundo orden, así que no hay analogías directas para las relaciones dadas en la tabla.

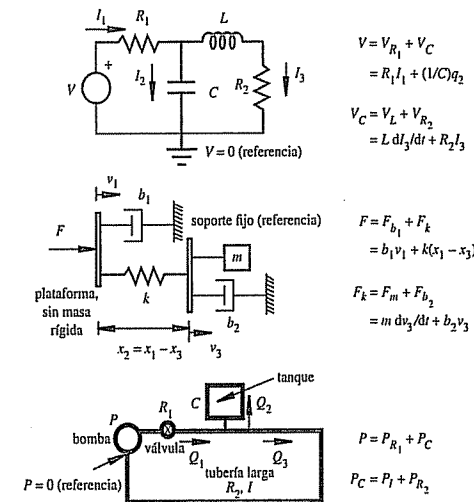


Figura 4.21 Ejemplo de analogías de sistema.

La figura 4.21 ilustra un ejemplo de analogías entre sistemas eléctricos, mecánicos e hidráulicos, junto con sus ecuaciones gobernantes. Cada uno de estos sistemas se describe exactamente de la misma forma mediante ecuaciones diferenciales. Las únicas diferencias son los parámetros constantes que describen los elementos análogos. Cualquier cantidad en un sistema es directamente análoga a una cantidad en cada uno de los otros dos sistemas. Por ejemplo, el capacitor en el sistema eléctrico es análogo al resorte en el sistema mecánico y al tanque en el sistema hidráulico; así como la corriente a través del capacitor ($I_2 = I_1 - I_3$) es análoga a la tasa de compresión del resorte en el sistema mecánico ($v_2 = v_1 - v_3$), y a la tasa de flujo en el tanque ($Q_2 = Q_1 - Q_3$) en el sistema hidráulico.

El conocimiento de estas analogías ayuda a obtener una comprensión más profunda y sentido intuitivo para conocer cómo responden diferentes sistemas. También proporciona un marco para modelar y analizar una gran variedad de sistemas en forma genérica. La comprensión de las características y análisis de un tipo de sistema puede aplicarse directamente a cualquier otro.

En el pasado, antes de la llegada de las computadoras digitales, las analogías de modelado eran esenciales en la aplicación de las computadoras analógicas para simular y analizar el comportamiento de varios tipos de sistemas. El procedimiento era desarrollar un sistema eléctrico análogo al sistema físico de interés; construir el sistema eléctrico análogo con la ayuda de una computadora analógica, que proporciona escala-

miento, integración, diferenciación, mezcla y otras funciones; y realizar simulaciones al proporcionar entradas en forma de señales de voltaje que resultan en salidas de voltaje o corriente análogas a las cantidades de interés en el sistema físico a simular. Por ejemplo, el comportamiento del sistema mecánico que se muestra en la figura 4.21 se podría estudiar al construir el circuito eléctrico de la figura con $C = s/k$, $R_1 = s \cdot b_1$, $R_2 = s \cdot b_2$ y $L = s \cdot m$, donde s es algún factor de escala constante. Predecir la fuerza y la velocidad de la masa m dada alguna fuerza aplicada $F(t)$, sería un asunto simple al aplicar $V(t) = s \cdot F(t)$ volts al circuito y monitorear el voltaje y la corriente a través del inductor. La fuerza y la velocidad que experimentaría la masa en el sistema mecánico real serían $F_m = (V_L/s)$ y $v_m = (I_L/s)$. Previo a la disponibilidad del software de simulación de integración numérica en las computadoras digitales, éste era el único método para simular el comportamiento de los sistemas físicos.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 4.9

Analogía de la condición inicial

¿Cuál es la analogía eléctrica para un desplazamiento inicial de un resorte en un sistema mecánico? En otras palabras: ¿cuál es la correspondiente condición inicial en el sistema eléctrico?

El siguiente procedimiento facilita la convergencia de un sistema en una forma determinada a un sistema análogo con otra forma. Como ejemplo ilustrativo, se convierte el sistema mecánico que se muestra en la figura 4.22 a su sistema eléctrico análogo.

Pasos para convertir de un sistema determinado a un sistema análogo

1. *Etiquete los flujos con el signo apropiado para cada elemento en el sistema y su analogía.*

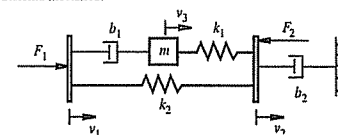
El signo algebraico asignado a un fluido depende de la dirección del esfuerzo sobre el elemento. Para el ejemplo de la figura 4.22, la carga aplicada F_1 está en la dirección de la velocidad v_1 , de modo que su flujo es v_1 , pero la carga aplicada F_2 está en la dirección opuesta a v_2 , de modo que su flujo es $-v_2$. Para los flujos de resorte y amortiguador, dado que las fuerzas se dibujan suponiendo compresión, el flujo para b_1 es $(v_1 - v_2)$ y el flujo para k_1 es $(v_3 - v_2)$. Las cantidades para el sistema análogo se obtienen mediante sustitución directa con las cantidades basadas en la tabla 4.1. Los flujos y analogías para todo el ejemplo se muestran en la tabla que sigue.

Elemento mecánico	Flujo mecánico	Flujo eléctrico	Elemento eléctrico
F_1	v_1	I_1	V_1
b_1	$v_1 - v_2$	$I_1 - I_3$	R_1
m	v_3	I_3	L
k_1	$v_3 - v_2$	$I_3 - I_2$	C_1
k_2	$v_1 - v_2$	$I_1 - I_2$	C_2
b_2	v_2	I_2	R_2
F_2	$-v_2$	$-I_2$	V_2

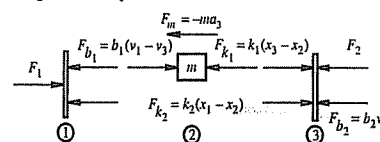
2. *Formule las ecuaciones del sistema en cada nodo usando las ecuaciones de movimiento para sistemas mecánicos ($\Sigma F = ma$) o ecuaciones de lazo LVC para sistemas eléctricos.*

Para el ejemplo citado, vea los diagramas de cuerpo libre y ecuaciones de sistema en la figura 4.22. Note que, para las plataformas rígidas sin masa, la ecuación es de la forma $\Sigma F = 0$, pues se supone tienen masa despreciable. Para la masa m , la forma es $\Sigma F = ma$.

Sistema mecánico:



Diagramas de cuerpo libre:



Ecuaciones de movimiento:

$$F_1 - F_{b1} - F_{k2} = 0 \quad F_{b1} - F_{k1} = F_m \quad F_{k1} + F_{k2} - F_2 - F_{b2} = 0$$

Figura 4.22 Ejemplo de analogías de un sistema mecánico.

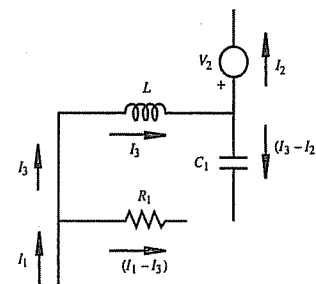


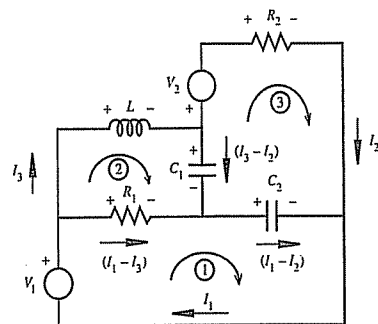
Figura 4.23 Comienzo del esquema análogo.

3. *Escoja un elemento para empezar y comience a construir el esquema para la analogía usando los flujos como guía. Es mejor comenzar con un elemento que esté incrustado en el sistema (es decir, su flujo afecta a muchos otros elementos), aunque cualquier elemento será suficiente.*

Para el ejemplo, comience con el inductor L (masa m) y empiece a ramificar recursivamente hacia otros elementos que involucren su flujo (I_3). Note que el diagrama de cuerpo libre (DCL) o ecuaciones LVC y las relaciones de flujo de elemento necesitan reforzarse conforme se construye el esquema. El comienzo de la construcción del circuito eléctrico análogo sería como se muestra en la figura 4.23.

4. Verifique la gráfica con las ecuaciones del sistema análogo.

Para el ejemplo, las ecuaciones de lazo LVK de hecho tienen la misma forma que las ecuaciones del diagrama de cuerpo libre de movimiento (vea las figuras 4.22 y 4.24).



Ecuaciones de lazo LVK:

$$\textcircled{1} V_1 = V_{R1} + V_{C2} \quad \textcircled{2} V_L = V_{R1} - V_{C1} \quad \textcircled{3} V_2 = V_{C1} + V_{C2} - V_{R2}$$

Figura 4.24 Ejemplo de analogía de un sistema eléctrico.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 4.10

Características físicas de un sistema de medición

En un sistema de medición casi siempre están presentes la inercia, la capacitancia y el amortiguamiento. Estas características son deseables en ocasiones, pero otras veces son indeseables. Piense en ejemplos de sistemas de medición que contengan componentes mecánicos, eléctricos o hidráulicos y discuta las ventajas y desventajas de cambiar las características físicas del sistema. También describa cómo se pueden hacer estos cambios.

PREGUNTAS Y EJERCICIOS

Sección 4.2 Linealidad de amplitud

4.1. Si las siguientes relaciones de entrada (V_{ent}) y salida (V_{sal}) existen para diferentes sistemas de medición, indique si cada una es lineal o no lineal.

- $V_{sal}(t) = 5 V_{ent}(t)$
- $V_{sal}(t)/V_{ent}(t) = 5t$
- $V_{sal}(t) = V_{ent}(t) + 5$
- $V_{sal}(t) = V_{ent}(t) + V_{ent}(t)$
- $V_{sal}(t) = V_{ent}(t) \times V_{ent}(t)$
- $V_{sal}(t) = V_{ent}(t) + 10t$
- $V_{sal}(t) = V_{ent}(t) + \sin(5)$

Sección 4.3 Representación de señales con series de Fourier

- ¿Cuál es la serie de Fourier y la frecuencia fundamental (en hertz) de la forma de onda $F(t) = 5 \sin(2\pi t)$?
- ¿Cuál es la serie de Fourier y frecuencia fundamental (en rad/s) de un voltaje estándar doméstico estadounidense de CA?
- Demuestre que los coeficientes A_n de la serie de Fourier son 0 para la onda cuadrada definida por la ecuación 4.10.
- La representación discreta con serie de Fourier de una forma de onda tren de pulso de onda de medio seno se representa matemáticamente como

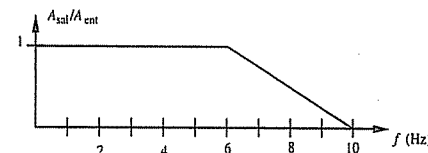
$$V(t) = \frac{1}{\pi} + \frac{\sin(2\pi t)}{2} - \frac{2}{\pi} \left[\frac{\cos(4\pi t)}{1 \cdot 3} + \frac{\cos(8\pi t)}{3 \cdot 5} + \frac{\cos(12\pi t)}{5 \cdot 7} + \dots \right]$$

Con una aplicación de graficación por computadora, grafique tres ciclos de $V(t)$ que desplieguen

- un componente de CD + fundamental (primer armónico)
- un componente de CD + primeros 10 armónicos (note que algunos armónicos tienen amplitud cero)
- un componente de CD + tantos armónicos como crea necesarios para proporcionar una buena reproducción de la forma de onda

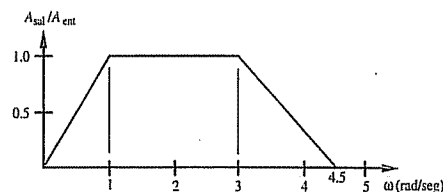
Sección 4.4 Ancho de banda y respuesta en frecuencia

- Dada la siguiente curva de respuesta de frecuencia de sistema de medición,
 - ¿Cuál es el ancho de banda del sistema de medición?
 - Si la señal de entrada (V_{ent}) es una onda cuadrada de 2 V, pico a pico, de 1 seg de periodo, ¿cuál será la señal de salida de estado estable ($V_{sal}(t)$) del sistema de medición? Use la representación de onda cuadrada con serie de Fourier dada en la ecuación 4.15 o 4.16 para $V_{ent}(t)$.
 - Grafique la salida resultante en una computadora para $t = 0$ a 2 seg.



- Para un filtro pasabajos RC con $R = 1 \text{ k}\Omega$ y $C = 0.01 \text{ }\mu\text{F}$,
 - ¿Cuál es el ancho de banda del filtro?
 - Si la entrada es una onda cuadrada de 2 V, pico a pico, de 1 s de periodo, ¿cuál será la salida del filtro? Use la representación de onda cuadrada en serie de Fourier dada en la ecuación 4.15 o 4.16 para $V_{ent}(t)$
 - Grafique la salida resultante en una computadora para $t = 0$ a 2 seg.

- 4.8. ¿Cuál es el ancho de banda (en Hz) de un sistema con la respuesta en frecuencia que sigue?



- 4.9. Si una señal está dada por

$$F(t) = \sum_{n=1}^5 n \sin(n\omega t)$$

donde $\omega = 1 \text{ rad/seg}$,

- ¿Cuál es el rango de frecuencias de la señal?
 - Grafique el espectro de $F(t)$.
 - Si supone que la señal se medirá con un sistema de medición con la curva de respuesta en frecuencia que se muestra en la pregunta 4.8, grafique el espectro de la salida resultante del sistema.
- 4.10. Determine y grafique la curva de respuesta en frecuencia para un filtro pasa altas (vea el ejemplo 4.1). También derive una expresión para la frecuencia de corte.
- 4.11. Derive una expresión para el ángulo de fase entre los voltajes de salida y entrada del filtro pasa bajas del ejemplo 4.1. Grafique el resultado para frecuencias entre 0 y 2.5 veces la frecuencia de corte.

Sección 4.6 Distorsión de señales

- 4.12. Con la representación en serie de Fourier de una onda cuadrada de la ecuación 4.15 o 4.16, grafique una onda cuadrada usando 20 armónicos. Luego, grafíquela con los primeros tres armónicos atenuados por 1/4. Finalmente, grafíquela con los primeros armónicos no atenuados y los siguientes 17 atenuados por 1/4. ¿Qué concluye acerca de la influencia de las amplitudes de los armónicos bajos y altos?

Sección 4.8 Sistema de orden cero

- 4.13. Una báscula de resorte estático simple es un ejemplo de sistema de orden cero donde la entrada es la masa a medir y la salida es la desviación calibrada del resorte. Dado esto, ¿cuál es la ganancia o sensibilidad de la báscula?
- 4.14. Por lo general se supone que un osciloscopio es un sistema de medición de orden cero. ¿Por qué es así? ¿Cuándo sería un error esta suposición?

Sección 4.9 Sistema de primer orden

- 4.15. Relacione la constante de tiempo, la frecuencia de corte y el ancho de banda del circuito filtro pasa bajas que se muestra en el ejemplo 4.1 al escribir una ecuación diferencial general de primer orden para el circuito. ¿Cuál es la variable dependiente en la ecuación

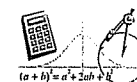
diferencial? Escriba una expresión para el voltaje de salida como función del tiempo $V_{sal}(t)$ para un voltaje de entrada en escalón de amplitud A_i . Suponga, para empezar, que el capacitor está descargado.

- 4.16. Un simple termómetro de bulbo de vidrio es ejemplo de un sistema de primer orden donde la entrada es la temperatura circundante (T_{ent}) y la salida es la temperatura del líquido dentro del bulbo (T_{sal}), que se expande para proporcionar la lectura en una escala. Al usar principios básicos de transferencia de calor, donde las tasas de transferencia de calor por convección adentro igualan a la tasa de cambio de energía interna del fluido, derive la ecuación del sistema y póngala en forma estándar. Identifique la constante de tiempo y relacione los parámetros de transferencia de calor y las propiedades del fluido con los parámetros eléctricos en un circuito RC (vea la pregunta 4.15). Los parámetros en su ecuación deben incluir la masa del fluido (m) y el calor específico (c), así como el área externa del bulbo (A) y el coeficiente de transferencia de calor (h).
- 4.17. El siguiente conjunto de datos se recopiló de un sistema. ¿Sería apropiado suponer que este sistema es de primer orden? Si es así, encuentre la constante de tiempo del sistema. Además, ¿cuál puede ser un valor aproximado para la sensibilidad estática?

t	$X_{sal}(t)$
0.0	0.0
0.1	1.4
0.2	2.3
0.3	3.0
0.4	3.6
0.5	4.1
0.6	4.2
0.7	4.6
0.8	4.7
0.9	4.8
1.0	4.9

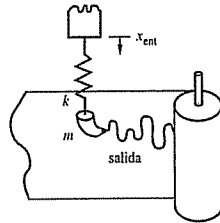
Sección 4.10 Sistema de segundo orden

- 4.18. ¿La frecuencia natural amortiguada es mayor o menor que la frecuencia natural de un sistema de segundo orden? Explique por qué.
- 4.19. Dibuje un esquema y escriba la ecuación del sistema para un ejemplo de sistema de segundo orden para cada una de las siguientes categorías:
- rotación mecánica
 - eléctrica
 - hidráulica
- 4.20. Use el procedimiento que se presentó en la sección 4.10.2 para derivar la razón de amplitud y la relación de fase para un sistema de primer orden expresado en forma estándar. El Ejemplo de MathCAD 4.7 muestra gráficas de los resultados.
- 4.21. Para un sistema resorte-masa-amortiguador con $F_{ext}(t) = 20 \sin(0.75t) \text{ N}$, $m = 10 \text{ kg}$, $k = 12 \text{ N/m}$ y $b = 10 \text{ Ns/m}$, ¿cuál es la ecuación para la respuesta senoidal de estado estable de $x(t)$?
- 4.22. En la siguiente figura se ilustra un sistema registrador de banda, barato y activado mecánicamente, que consiste de una cabeza trazadora de masa m impulsada por una banda elástica de rigidez k .



Ejemplo de MathCAD

4.7 Respuesta de frecuencia de sistema de primer orden



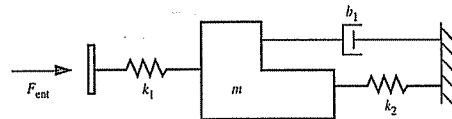
El desplazamiento de entrada x_{ent} se acopla mecánicamente a la cabeza de la pluma a través del resorte. La constante del resorte k es 32.4 N/m y la masa de la cabeza de la pluma es 0.10 kg . Derive la ecuación diferencial de movimiento para la cabeza de la pluma, dada la entrada de desplazamiento. Suponga que la constante de amortiguamiento entre la pluma y el papel es 10 Ns/m . Use el procedimiento de la sección 4.10.2 y determine la magnitud del desplazamiento de salida de estado estable y el ángulo de fase para cada entrada de estado estable siguiente. Explique las diferencias entre los desplazamientos de salida y entrada así como los ángulos de fase.

- $x_{ent} = 0.05 \sin(10t)$
- $x_{ent} = 0.05 \sin(1000t)$
- $x_{ent} = 0.05 \sin(10000t)$

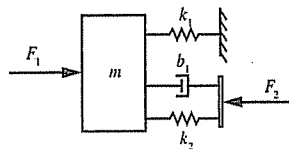
4.23. Derive la expresión para la respuesta en escalón $x(t)$ en el ejemplo de diseño 4.1.

Sección 4.11 Modelado de sistemas y analogías

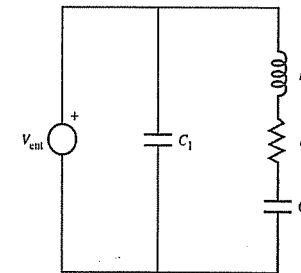
- Con el uso de la ecuación del capacitor de almacenamiento de energía, derive la expresión para la capacitancia de un tanque cilíndrico de diámetro D y altura de fluido h que contiene fluido alimentado por abajo del peso específico γ .
- Con la ecuación de inercia de almacenamiento de energía, derive la expresión para la inercia del fluido (de densidad ρ) en una tubería recta de longitud L y área de sección transversal A . Comience por aplicar $F = ma$ a un volumen de control que rodea al fluido.
- Convierta el siguiente sistema mecánico traslacional a un sistema eléctrico análogo.



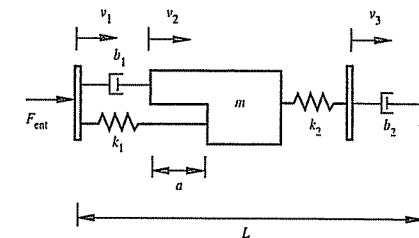
4.27. Convierta el siguiente sistema mecánico traslacional a un sistema eléctrico análogo.



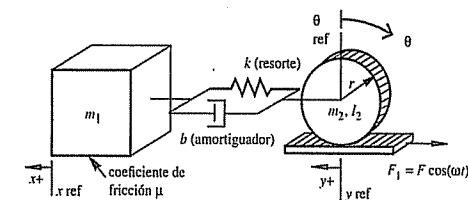
4.28. Convierta el siguiente sistema eléctrico a un sistema hidráulico análogo.



4.29. Para el sistema mecánico traslacional que sigue, dibuje diagramas de cuerpo libre para cada nodo; mencione el flujo para cada elemento y construya (dibuje) un sistema eléctrico análogo con todos los elementos y flujos etiquetados.



4.30. Para el siguiente sistema mecánico de tres grados de libertad, dibuje diagramas de cuerpo libre para cada uno de los componentes, y muestre cuidadosamente todas las fuerzas externas y momentos. Asegúrese de mostrar las posiciones de referencia para las variables de posición en los diagramas de cuerpo libre. Escriba las ecuaciones de movimiento directamente de los diagramas de cuerpo libre del componente.



BIBLIOGRAFÍA

Beckwith, T., Marangoni, R. y Lienhard, J., *Mechanical Measurement*, 5a. ed., Addison-Wesley, Reading, MA, 1993.

Doebelin, E., *Measurement Systems Application and Design*, McGraw-Hill, Nueva York, 1990.

Figliola, R. y Beasley, D., *Theory and Design for Mechanical Measurements*, John Wiley, Nueva York, 1995.

Holman, J. P., *Experimental Methods for Engineers*, McGraw-Hill, Nueva York, 1994.

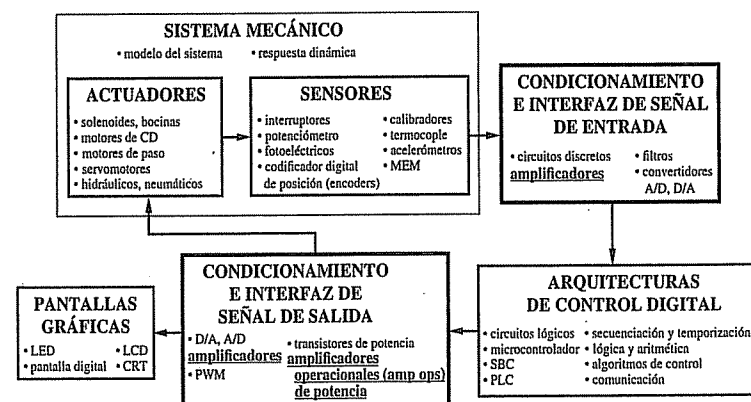
Ross, S., *Introduction to Ordinary Differential Equations*, 3a. ed., John Wiley, Nueva York, 1980.

Shearer, J., Murphy, A. y Richardson, H., *Introduction to System Dynamics*, Addison-Wesley, Reading, MA, 1971.

Thomson, W., *Theory of Vibration with Applications*, 2a. ed., Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1981.

Procesamiento de señales analógicas con el uso de amplificadores operacionales

Este capítulo presenta los circuitos amplificadores operacionales que son importantes para realizar interfaz con componentes analógicos en un sistema mecatrónico. ■



OBJETIVOS DEL CAPÍTULO

Después de leer, discutir, estudiar y aplicar las ideas de este capítulo:

1. Comprenderá las características de entrada/salida de un amplificador lineal
2. Comprenderá cómo usar el modelo de un amplificador operacional ideal en el análisis de circuitos
3. Sabrá cómo diseñar circuitos con amplificadores operacionales

4. Podrá diseñar un amplificador inversor, amplificador no inversor, sumador, amplificador diferencial, amplificador de instrumentación, integrador, diferenciador y amplificador de muestra y retención
5. Comprenderá las características y limitaciones de un amplificador operacional "real"

5.1 INTRODUCCIÓN

Dado que los circuitos eléctricos ocurren de manera virtual en todos los sistemas mecánicos y de medición, es esencial que los ingenieros desarrollen una comprensión básica de la adquisición y procesamiento de señales eléctricas. Por lo general estas señales vienen de los transductores, que convierten cantidades físicas (por ejemplo, temperatura, esfuerzo, desplazamiento, tasa de flujo) en corrientes o voltajes; usualmente en este último. La salida del transductor generalmente se describe como una **señal analógica**, que es continua y variable en el tiempo.

Con frecuencia, las señales de los transductores no tienen la forma que uno quisiera. Pueden

- Ser muy pequeñas, por lo general en el rango de milivolts.
- Ser muy "ruidosas", por lo general debido a interferencia electromagnética.
- Contener la información equivocada, por lo general debido al pobre diseño o instalación del transductor.
- Tener una compensación de CD (offset), por lo general debido al diseño del transductor o la instrumentación.

Muchos de estos problemas se pueden remediar, y la información de señal deseada se extrae a través del procesamiento adecuado de la señal analógica. La forma más simple y común de procesamiento de señal es la amplificación, donde la magnitud de la señal de voltaje se aumenta. Otras formas incluyen inversión de señal, diferenciación, integración, suma, resta y comparación.

Las señales analógicas son muy diferentes a las señales digitales, las cuales son discretas y sólo usan un número finito de estados o valores. Dado que las computadoras y los microprocesadores requieren señales digitales, cualquier aplicación que involucre medición o control por computadora requiere conversión analógica a digital. Este capítulo cubre los elementos básicos del procesamiento de señales analógicas, incluido el diseño y análisis de circuitos de procesamiento de señal. El amplificador operacional (amp op) es un circuito integrado que se usa como bloque constructor en muchos de estos circuitos. El capítulo 6 se enfoca en los circuitos digitales, y el capítulo 8 trata acerca de la conversión de señales analógicas en un formato que se pueda procesar mediante dispositivos digitales, tales como las computadoras.

5.2 AMPLIFICADORES

Muchas personas han pasado sus vidas estudiando y escribiendo acerca de los amplificadores, así que no se puede esperar que este libro haga justicia al tema en unas cuantas páginas. Sin embargo, se observarán las características sobresalientes de los amplificadores y se determinará cómo se puede diseñar uno con circuitos integrados.

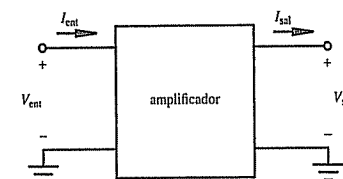


Figura 5.1 Modelo de amplificador.

Lo ideal de un **amplificador** es que aumente la amplitud de una señal sin afectar las relaciones de fase de los diferentes componentes de la señal. Cuando se elige o diseña un amplificador, se debe considerar el tamaño, costo, consumo de potencia, impedancia de entrada, impedancia de salida, ganancia y ancho de banda. El tamaño físico depende de los componentes que se usen para construir el amplificador. Antes de los años 60, eran comunes los amplificadores de tubo de vacío, pero eran enormes consumidores de potencia con significativa disipación de calor. Las unidades portátiles eran grandes y pesadas y requerían frecuente cambio de batería. Desde su llegada, la tecnología de **estado sólido**, donde los portadores de carga se mueven a través de un material semiconductor sólido, sustituyó a la tecnología del tubo de vacío, donde voluminosos tubos encerraban un gas a baja presión a través del que fluían los electrones. En la actualidad, los transistores de estado sólido y los circuitos integrados han cambiado dramáticamente el diseño de amplificadores, lo que resulta en pequeños amplificadores que corren en frío. Consumen poca potencia y se convierten fácilmente en portátiles con el uso de baterías recargables.

Por lo general, un amplificador se modela como un dispositivo de dos puertos, con voltajes de entrada y salida referidos a tierra, como se ilustra en la figura 5.1. La **ganancia** de voltaje de un amplificador se define como la razón de las amplitudes del voltaje de salida y de entrada:

$$A_v = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} \quad (5.1)$$

Normalmente se quiere un amplificador para mostrar linealidad de la amplitud, donde la ganancia sea constante para todas las frecuencias. Sin embargo, los amplificadores se pueden diseñar para amplificar intencionalmente sólo ciertas frecuencias, lo que resulta en un efecto de filtrado. En tales casos, las características de salida están gobernadas por el ancho de banda del amplificador y las frecuencias de corte asociadas.

Las impedancias de entrada y salida de un amplificador, Z_{ent} y Z_{sal} , se encuentran al medir la razón de sus respectivos voltaje y corriente:

$$Z_{ent} = V_{ent} / I_{ent} \quad (5.2)$$

$$Z_{sal} = V_{sal} / I_{sal} \quad (5.3)$$

Para los amplificadores operaciones descritos en la siguiente sección, Z_{ent} es mayor que 100 kΩ, y Z_{sal} es de unos cuantos ohms o menos.

5.3 AMPLIFICADORES OPERACIONALES

El amplificador operacional, o **amp op**, es un circuito integrado versátil y de bajo costo que consiste en muchos transistores, resistores y capacitores internos fabricados en un

solo chip de silicio. Se puede combinar con componentes discretos externos para crear una amplia variedad de circuitos procesadores de señal. El amp op es el bloque constructor básico para

- Amplificadores.
- Integradores.
- Sumadores.
- Diferenciadores.
- Comparadores.
- Convertidores A/D y D/A.
- Filtros activos.
- Amplificadores de muestreo y retención.

En secciones posteriores se presentan la mayoría de estas aplicaciones. El amp op deriva su nombre de su habilidad para realizar varias operaciones distintas.

5.4 MODELO IDEAL PARA EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

La figura 5.2 muestra el símbolo esquemático y la nomenclatura de terminales para un amp op ideal. Es un amplificador con entrada diferencial y salida única que se supone tiene ganancia infinita. Las dos entradas se llaman **entrada inversora**, marcada con un signo menos, y **entrada no inversora**, marcada con un signo más. El símbolo ∞ a veces se usa en el esquema para denotar la ganancia infinita y la suposición de que es un amp op ideal. Todos los voltajes se refieren a una tierra común. El amp op es un **dispositivo activo** que requiere conexión a un suministro de potencia externo, por lo general de más-menos 15 V. El suministro externo normalmente no se muestra en el esquema del circuito. Dado que el amp op es un dispositivo activo, los voltajes y corrientes de salida pueden ser mayores que las señales aplicadas a las terminales inversora y no inversora.

Como se ilustra en la figura 5.3, un circuito amp op usualmente incluye **retroalimentación** desde la salida a la entrada negativa (inversora). Esta configuración, también llamada en **laço cerrado**, resulta en la estabilización del amplificador y el control de la ganancia. Cuando en un circuito amp op está ausente la retroalimentación, se dice que el amp op tiene una configuración de **laço abierto**. Esta configuración tiene como resultado una considerable inestabilidad debido a la muy alta ganancia y se usa rara vez. La utilidad de la retroalimentación será evidente en los ejemplos que se presentan en las secciones siguientes.

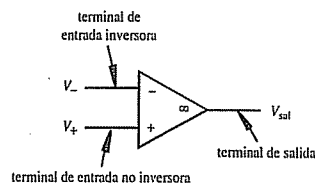


Figura 5.2 Representación esquemática y terminología del amp op.

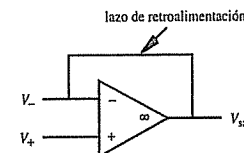


Figura 5.3 Retroalimentación del amp op.

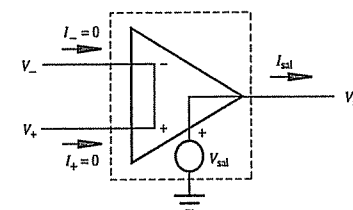


Figura 5.2 Circuito equivalente del amp op.

La figura 5.4 ilustra un modelo ideal que puede ayudar a analizar circuitos que contengan amp op. Este modelo se basa en las siguientes suposiciones que describen el amp op ideal:

1. *Tiene impedancia infinita en ambas entradas*; por tanto, no extrae corriente de los circuitos de entrada. En consecuencia,

$$I_+ = I_- = 0 \quad (5.4)$$

2. *Tiene ganancia infinita*. Como consecuencia, la diferencia entre los voltajes de entrada debe ser 0; de otro modo, la salida sería infinita. Esto se denota en la figura 5.4 mediante el cortocircuito de las dos entradas. Por tanto,

$$V_+ = V_- \quad (5.5)$$

Aun cuando se indica un corto entre las dos entradas, es de suponer que no puede fluir corriente a través de este corte.

3. *Tiene impedancia de salida cero*. Por tanto, el voltaje de salida no depende de la corriente de salida.

Note que V_{sal} , V_+ y V_- se refieren a una tierra común. Además, debe haber retroalimentación entre la salida y la entrada inversora para el comportamiento lineal estable.

Estas suposiciones y el modelo pueden parecer ilógicos y confusos, pero proporcionan una aproximación cercana al comportamiento de un amp op real cuando se usa en un circuito que incluye retroalimentación negativa. Con la ayuda de este modelo ideal, sólo se necesitan las leyes de Kirchhoff y la ley de Ohm para analizar por completo circuitos de amp op.

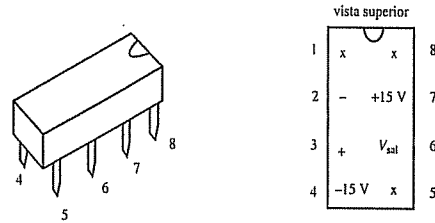


Figura 5.5 Configuración de pines (pin-out) del amp op 741.

Los amp op reales por lo general se empaquetan en chips de circuito integrado (CI) de ocho pines en paquetes duales en línea (DIP, por sus siglas en inglés) de ocho pines. La designación para un amp op de uso general que producen muchos fabricantes de CI es 741, el cual se ilustra en la figura 5.5 con su configuración de pines (pin-out). Como en todos los CI, un extremo del chip se marca con una muesca o punto, y los pines se numeran en sentido contrario a las manecillas del reloj (visto desde arriba) comenzando con 1 en el lado izquierdo del extremo marcado. Para un amp op de la serie 741, el pin 2 es la entrada inversora, el pin 3 es la entrada no inversora, los pines 4 y 7 son para la fuente externa de poder y el pin 6 es la salida del amp op. Los pines 1, 5 y 8 por lo general no están conectados. La figura 5.6 ilustra el diseño interno de un CI 741 disponible por National Semiconductor. Note que los circuitos se componen de transistores, resistencias y capacitores que se fabrican fácilmente en un solo chip de silicio. Los detalles más valiosos para el usuario son las partes de entrada y salida del circuito que tienen características que pueden afectar los componentes conectados externamente.

La fabricación de circuitos integrados es muy compleja y requiere equipo extremadamente costoso. La Demostración en video 5.1 muestra varias presentaciones comunes en las que están disponibles los CI, y la Demostración en video 5.2 describe los pasos básicos de su proceso de fabricación. Por fortuna, debido al gran volumen de producción de los componentes que se usan en aplicaciones al consumidor e industriales, prevalece la economía de escala, y los CI se pueden vender a precios muy accesibles.

Los fabricantes de CI tienen disponibles muchos diseños diferentes del amp op. Las impedancias de entrada, ancho de banda y clasificación de potencia pueden variar significativamente. Además, algunos requieren sólo una fuente de poder para trabajar. Aunque el 741 se usa ampliamente, otro amp op común es el TL071 fabricado por Texas Instruments. Su configuración de pines es idéntica al del 741, pero, gracias a que tiene entradas FET, posee una mayor impedancia de entrada (10 M Ω) y un ancho de banda más amplio.

Los fabricantes proporcionan información completa de sus dispositivos en documentos llamados **hojas de datos**. Los Vínculos de internet 5.1 y 5.2 apuntan a hojas de datos completas tanto para el 741 como para el TL071. Si no tiene mucha experiencia en observar estas hojas de datos, pueden ser muy abrumadoras. Sin embargo, contienen toda la información que puede necesitar para usar los dispositivos. La información útil incluye la configuración de pines del dispositivo (por ejemplo, vea la figura 5.5), especificaciones de corriente y voltaje de entrada y salida, requisitos de fuente de voltaje e impedancias. La sección 5.14, al final de este capítulo, proporciona una guía acerca de aspectos específicos a buscar en la hoja de datos de un amp op.

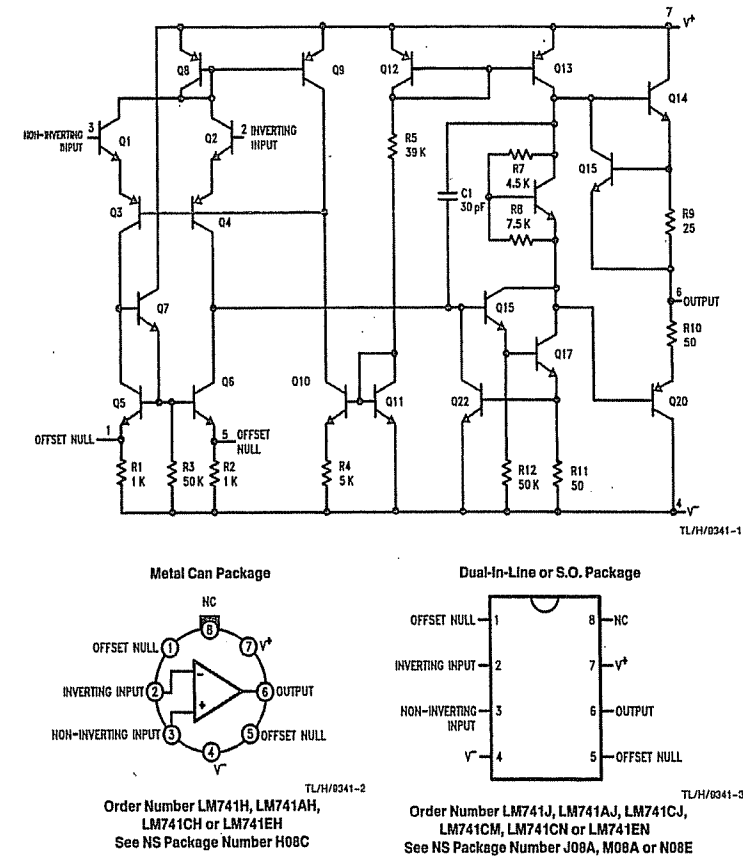


Figura 5.6 Diseño interno del 741. (Cortesía de National Semiconductor, Santa Clara, CA)

5.5 AMPLIFICADOR INVERSOR

Un amplificador inversor se construye al conectar dos resistencias externas a un amp op, como se muestra en la figura 5.7. Como el nombre lo indica, este circuito invierte y amplifica el voltaje de entrada. Note que la resistencia R_F forma el lazo de retroalimentación. Este lazo de retroalimentación siempre va de la salida a la entrada inversora del amp op, lo que implica retroalimentación negativa.

Ahora, usaremos las leyes de Kirchhoff y la ley de Ohm para analizar este circuito. Primero, sustituya el amp op con su modelo ideal que se muestra dentro del recuadro punteado en la figura 5.8. Al aplicar la ley de corriente de Kirchhoff al nodo C y utilizar la suposición 1, de que no puede fluir corriente en las entradas del amp op,

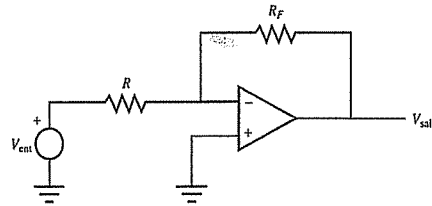


Figura 5.7 Amplificador inversor.

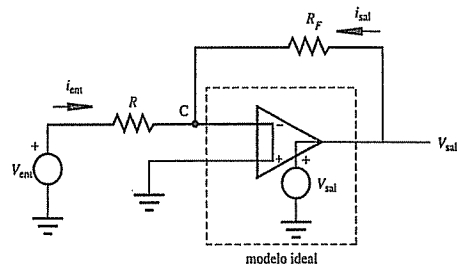


Figura 5.8 Circuito equivalente para un amplificador inversor.

$$i_{ent} = -i_{sal} \quad (5.6)$$

Además, dado que las dos entradas se suponen en corto en el modelo ideal, C efectivamente está a un potencial de tierra:

$$V_C = 0 \quad (5.7)$$

Puesto que el voltaje a través de la resistencia R es $V_{ent} - V_C = V_{ent}$, de la ley de Ohm,

$$V_{ent} = i_{ent} R \quad (5.8)$$

y como el voltaje a través de la resistencia R_F es $V_{sal} - V_C = V_{sal}$,

$$V_{sal} = i_{sal} R_F \quad (5.9)$$

Al sustituir la ecuación 5.6 en la ecuación 5.9 se obtiene

$$V_{sal} = -i_{ent} R_F \quad (5.10)$$

Al dividir la ecuación 5.10 entre la ecuación 5.8 se obtiene la relación entrada/salida:

$$\frac{V_{sal}}{V_{ent}} = -\frac{R_F}{R} \quad (5.11)$$

Por tanto, la ganancia de voltaje del amplificador se determina simplemente a través de las resistencias externas R_F y R , y siempre es negativa. La razón por la que este circuito se llama amplificador inversor es que invierte la polaridad de la señal de entrada. Esto resulta en una compensación de fase de 180° para señales periódicas. Por ejemplo, si la onda cuadrada V_{ent} que se muestra en la figura 5.9 se conecta a un amplificador inversor con una ganancia de -2 , la salida V_{sal} se invierte y amplifica, lo que resulta en una señal de amplitud más grande, 180° fuera de fase en relación con la entrada.

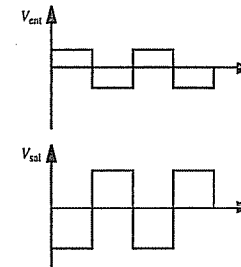
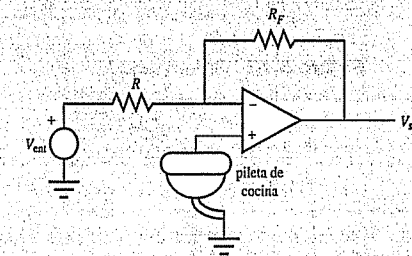


Figura 5.9 Ilustración de la inversión.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 5.1 Pileta de cocina en un circuito amp op

Considere el siguiente circuito amp op:



¿Cuál es el efecto de la pileta de cocina en la entrada no inversora del amp op?

5.6 AMPLIFICADOR NO INVERSOR

En la figura 5.10 se muestra el esquema de un amplificador no inversor. Como el nombre lo indica, este circuito amplifica el voltaje de entrada sin invertir la señal. Para determinar la ganancia de voltaje de este amplificador pueden aplicarse nuevamente las leyes de Kirchhoff y la ley de Ohm. Como en el caso anterior, se sustituye el amp op con el modelo ideal que se muestra en el recuadro punteado de la figura 5.11.

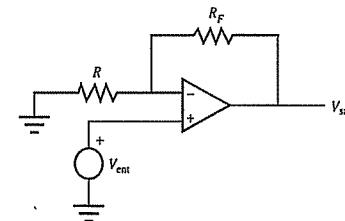


Figura 5.10 Amplificador no inversor.

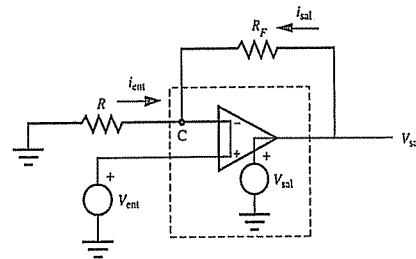


Figura 5.11 Circuito equivalente para un amplificador no inversor.

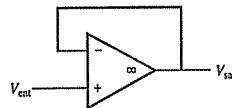


Figura 5.12 Buffer o seguidor.

El voltaje en el nodo C es V_{ent} pues las entradas inversora y no inversora están al mismo voltaje. Por tanto, al aplicar la ley de Ohm a la resistencia R ,

$$i_{ent} = \frac{-V_{ent}}{R} \quad (5.12)$$

y al aplicarla a la resistencia R_F ,

$$i_{sal} = \frac{V_{sal} - V_{ent}}{R_F} \quad (5.13)$$

Al resolver la ecuación 5.13 para V_{sal} se obtiene

$$V_{sal} = i_{sal} R_F + V_{ent} \quad (5.14)$$

Al aplicar LCK al nodo C produce

$$i_{ent} = -i_{sal} \quad (5.15)$$

de modo que la ecuación 5.12 se puede escribir como

$$V_{ent} = i_{sal} R \quad (5.16)$$

Al usar las ecuaciones 5.14 y 5.16, la ganancia de voltaje se puede escribir como

$$\frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{i_{sal} R_F + V_{ent}}{V_{ent}} = \frac{i_{sal} R_F + i_{sal} R}{i_{sal} R} = 1 + \frac{R_F}{R} \quad (5.17)$$

En consecuencia, el amplificador no inversor tiene una ganancia positiva mayor o igual a 1. Esto es útil para aislar una porción de un circuito de otro mediante la transmisión de un voltaje escalado sin extraer corriente apreciable.



Ejercicio de laboratorio

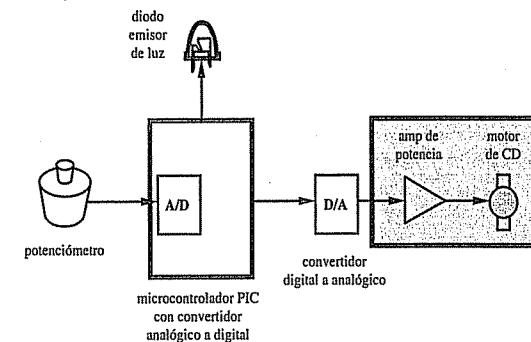
Laboratorio 6
Circuitos
amplificadores
operacionales

EJEMPLO DE DISEÑO ENCADENADO

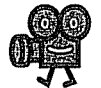
Controlador de velocidad con amplitud operacional de potencia para motor de CD. Amplificador de potencia

A.3

La siguiente figura muestra el diagrama funcional para el ejemplo de diseño A (vea la Demostración en video 1.6), donde se resalta la porción aquí descrita.



El convertidor D/A entrega un voltaje directamente relacionado con la posición del potenciómetro. Sin embargo, la corriente de salida del convertidor D/A es limitada e insuficiente como para activar un motor. Un circuito amp op de potencia, configurado como un amplificador no inversor, puede activar el motor a las corrientes necesarias. En efecto, el amp de potencia servirá como un buffer entre el convertidor D/A y el motor. El siguiente circuito muestra los componentes utilizados junto con sus interconexiones. Como se observa, el OPA 547 puede activarse por un suministro bipolar de 9 V (en lugar de un suministro bipolar estándar de 15 V). En la Demostración en video 1.6 se muestra cómo se pueden crear estos voltajes con una fuente de poder estándar de laboratorio o con dos baterías de 9 V conectadas en serie. Con una resistencia de entrada de 10 kΩ y una resistencia de retroalimentación de 1 kΩ, de la ecuación 5.17, el circuito de amp de potencia tiene una ganancia de 1.1. Por tanto, el voltaje del convertidor D/A no se amplifica mucho, pero el circuito es capaz de ofrecer amplia corriente al motor. Los componentes amp op que se diseñan para obtener corriente significativa se llaman amp op de potencia. El OP547 es uno de ellos. Como con todos los ejemplos de diseño, si quiere más información acerca de los componentes utilizados vea los Vínculos de internet del 1.4 al 1.6.



Demostración en video

1.6 Control de
velocidad con amp
op de potencia
para motor de CD

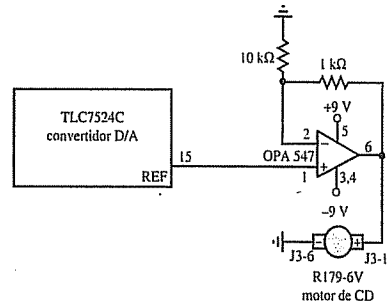


Vínculo de internet

1.4 Componentes
de ejemplo de dise-
ño encadenado

1.5 Proveedor
de electrónicos
Digikay

1.6 Proveedor
de electrónicos
Jameco



TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 5.2

Retroalimentación positiva

En un entorno ideal, ¿qué ocurriría a la salida del amplificador buffer que se muestra en la figura 5.12 si V_{ent} se aplicase a la entrada inversora y la retroalimentación fuera de la salida a la entrada no inversora?

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 5.3

Ejemplo de retroalimentación positiva

Un buen ejemplo de retroalimentación positiva es el efecto que Jimi Hendrix solía lograr cuando movía su guitarra cerca del frente de su bocina amplificadora. Describa el efecto de esta técnica y describa qué ocurre físicamente.

5.7 SUMADOR

El circuito amp op sumador que se muestra en la figura 5.13 se usa para sumar señales analógicas. Al analizar el circuito con

$$R_1 = R_2 = R_F \quad (5.18)$$

se puede mostrar (vea la pregunta 5.8) que

$$V_{sal} = -(V_1 + V_2) \quad (5.19)$$

Por tanto, la salida del circuito es la suma negativa de las entradas.

5.8 AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

El circuito amplificador diferencial que se muestra en la figura 5.14 se usa para restar señales analógicas (vea el Ejercicio de laboratorio 6). Para analizar este circuito, se puede usar el principio de **superposición**, que establece que, siempre que se apliquen

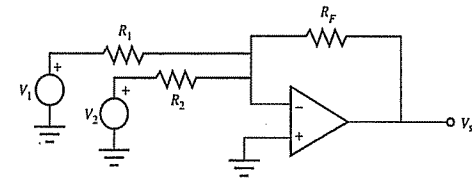


Figura 5.13 Circuito sumador.

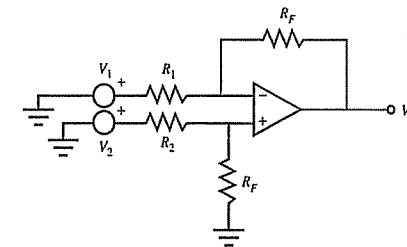


Figura 5.14 Circuito amplificador diferencial.

entradas múltiples a un sistema lineal (por ejemplo, un circuito amp op), se puede analizar el circuito y determinar la respuesta para cada una de las entradas individuales de manera independiente. La suma de las respuestas individuales es equivalente a la respuesta global a las entradas múltiples. En específico, cuando las entradas son fuentes de voltaje ideales, las otras fuentes se pueden cortar para analizar la respuesta debida a una sola fuente. Si algunas entradas son fuentes de corriente, se sustituyen con circuitos abiertos.

El primer paso para analizar el circuito de la figura 5.14 es sustituir V_2 con un cortocircuito, aterrizando efectivamente R_2 . Como se muestra en la figura 5.15, el resultado es un amplificador inversor (vea la figura 5.7 y el Tema para discusión en clase 5.1). Por tanto, de la ecuación 5.11, la salida debida a la entrada V_1 es

$$V_{sal1} = -\frac{R_F}{R_1} V_1 \quad (5.20)$$

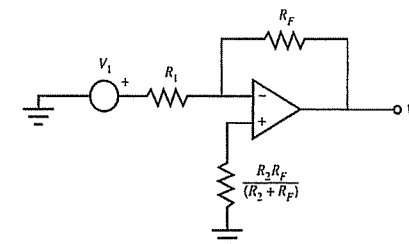


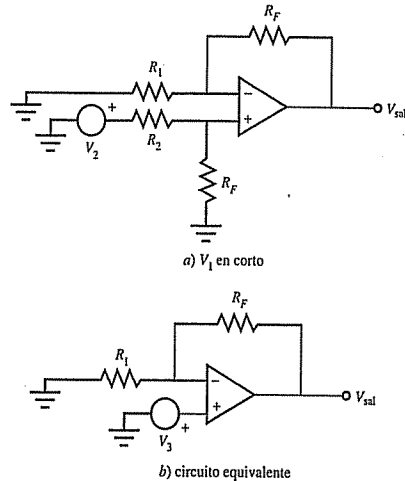
Figura 5.15 Amplificador diferencial con V_2 en corto.



Ejercicio de laboratorio

Laboratorio 6

Circuitos
amplificadores
operacionales

Figura 5.16 Amplificador diferencial con V_1 en corto.

El segundo paso en el análisis del circuito de la figura 5.14 es sustituir V_1 con un cortocircuito, aterrizando efectivamente R_1 , como se muestra en la figura 5.16a). Este circuito es equivalente al circuito que se muestra en la figura 5.16b), donde el voltaje de entrada es

$$V_3 = \frac{R_F}{R_2 + R_F} V_2 \quad (5.21)$$

pues V_2 se divide entre las resistencias R_2 y R_F .

El circuito en la figura 5.16b) es un amplificador no inversor (vea la figura 5.10). Por tanto, la salida correspondiente a la entrada V_2 está dada por la ecuación 5.17:

$$V_{sal_2} = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) V_3 \quad (5.22)$$

Al sustituir la ecuación 5.21, esta ecuación se puede escribir como

$$V_{sal_2} = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \left(\frac{R_F}{R_2 + R_F}\right) V_2 \quad (5.23)$$

El principio de superposición establece que la salida total V_{sal} es la suma de las salidas debidas a las entradas individuales:

$$V_{sal} = V_{sal_1} + V_{sal_2} = -\left(\frac{R_F}{R_1}\right) V_1 + \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \left(\frac{R_F}{R_2 + R_F}\right) V_2 \quad (5.24)$$

Cuando $R_1 = R_2 = R$, el voltaje de salida es una diferencia amplificada de los voltajes de entrada:

$$V_{sal} = \frac{R_F}{R} (V_2 - V_1) \quad (5.25)$$

Este resultado también se puede obtener al usar las reglas de amp op, LCK y la ley de Ohm (vea la pregunta 5.10).

5.9 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN

El amplificador diferencial que se presentó en la sección 5.8 puede ser satisfactorio para fuentes de baja impedancia, pero su impedancia de entrada es muy baja para fuentes de alta impedancia de salida. Más aún, si las señales de entrada están a nivel muy bajo e incluyen ruido, el amplificador de diferencia es incapaz de extraer una señal diferencial satisfactoria. La solución a este problema es el **amplificador de instrumentación**. Tiene las siguientes características:

- Muy alta impedancia de entrada.
- Gran relación de rechazo en modo común (CMRR, por sus siglas en inglés). El CMRR es la razón de la ganancia en modo diferencial a la ganancia en modo común. La **ganancia en modo diferencial** es el factor de amplificación para la diferencia entre las señales de entrada, y la **ganancia en modo común** es el factor de amplificación para el promedio de las señales de entrada. Para un amplificador diferencial ideal, la ganancia en modo común es 0, lo que implica un CMRR infinito. Cuando la ganancia en modo común es distinta de cero, la salida es distinta de cero cuando las entradas son iguales y distintas de cero. Es deseable minimizar la ganancia en modo común para suprimir las señales como el ruido, que son comunes a ambas entradas.
- Capacidad para amplificar señales de bajo nivel en un ambiente ruidoso, con frecuencia un requisito en aplicaciones de acondicionamiento de señal de sensores de salida diferencial.
- Ancho de banda consistente sobre un amplio rango de ganancias.

Los amplificadores de instrumentación están disponibles en el comercio como CI monolíticos (por ejemplo, Analog Devices 524 y 624 y National Semiconductor LM 623). Para establecer la ganancia se usó una sola resistencia externa. Esta ganancia puede ser mayor y es más estable que las ganancias que se logran con un amplificador diferencial simple.

Un amplificador de instrumentación también se puede construir con amp op discretos de bajo precio y resistores de precisión, como se ilustra en la figura 5.17. Este circuito se analiza en dos partes. Los dos amp op a la izquierda proporcionan una etapa de amplificador de alta impedancia donde cada entrada se amplifica por separado. Esta etapa implica un CMRR moderado. Las salidas V_3 y V_4 se suministran al circuito amp op a la derecha, que es un amplificador diferencial con un potenciómetro R_5 utilizado para maximizar el CMRR global.

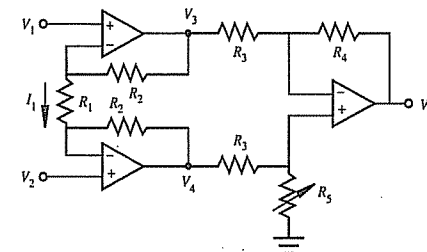


Figura 5.17 Amplificador de instrumentación.

Primero se aplica la LCK y la ley de Ohm a la porción izquierda del circuito para expresar V_3 y V_4 en términos de V_1 y V_2 . Al usar las suposiciones y reglas para un amp op ideal, es claro que la corriente I_1 pasa a través de R_1 y ambos resistores de retroalimentación R_2 . Al aplicar la ley de Ohm a los resistores de retroalimentación se obtiene

$$V_3 - V_1 = I_1 R_2 \quad (5.26)$$

y

$$V_2 - V_4 = I_1 R_2 \quad (5.27)$$

Al aplicar la ley de Ohm a R_1 se obtiene

$$V_1 - V_2 = I_1 R_1 \quad (5.28)$$

Para expresar V_3 y V_4 en términos de V_1 y V_2 , se elimina I_1 al resolver la ecuación 5.28 para I_1 y sustituirla en las ecuaciones 5.26 y 5.27. Los resultados son

$$V_3 = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) V_1 - \frac{R_2}{R_1} V_2 \quad (5.29)$$

y

$$V_4 = -\frac{R_2}{R_1} V_1 + \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) V_2 \quad (5.30)$$

Al analizar la porción derecha del circuito, se puede mostrar que (vea la pregunta 5.12)

$$V_{sal} = \frac{R_5(R_3 + R_4)}{R_3(R_3 + R_5)} V_4 - \frac{R_4}{R_3} V_3 \quad (5.31)$$

Se pueden sustituir las expresiones para V_3 y V_4 de las ecuaciones 5.29 y 5.30 en la ecuación 5.31 para expresar el voltaje de salida V_{sal} en términos de los voltajes de entrada V_1 y V_2 . Al suponer $R_5 = R_4$, el resultado es

$$V_{sal} = \left[\frac{R_4}{R_3} \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1} \right) \right] (V_2 - V_1) \quad (5.32)$$

Un objetivo de diseño para el amplificador de instrumentación es maximizar el CMRR al minimizar la ganancia en modo común. Para una entrada en modo común, $V_1 = V_2$, la ecuación 5.32 produce un voltaje de salida $V_{sal} = 0$. Por tanto, la ganancia en modo común es 0, y el CMRR es infinito si $R_5 = R_4$. En la práctica, las resistencias nunca son exactamente compatibles. Además, si la temperatura varía dentro del circuito discreto, las incompatibilidades de resistencia son todavía más exageradas. Al usar un potenciómetro para R_5 , el diseñador puede minimizar la incompatibilidad entre R_5 y R_4 , lo que resulta en un CMRR máximo.

Los problemas de la compatibilidad de resistencia con componentes discretos se evitan al usar un amplificador de instrumentación monolítico construido con resistencias activadas por láser. Estos amplificadores tienen un CMRR muy alto que usualmente no se obtiene con componentes discretos. Además, la ganancia es programable al seleccionar una apropiada resistencia externa R_1 .

5.10 INTEGRADOR

Si la resistencia de retroalimentación del circuito amp op inversor se sustituye con un capacitor, el resultado es un circuito integrador, el cual se muestra en la figura 5.18. En lo que se refiere al análisis del amplificador inversor, la ecuación 5.9 se sustituye con la relación entre voltaje y corriente para un capacitor:

$$\frac{dV_{sal}}{dt} = \frac{i_{sal}}{C} \quad (5.33)$$

Al integrar se obtiene

$$V_{sal}(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_{sal}(\tau) d\tau \quad (5.34)$$

donde τ es una variable de integración ficticia. Dado que $i_{sal} = -i_{ent}$ e $i_{ent} = V_{ent}/R$,

$$V_{sal}(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_{ent}(\tau) d\tau \quad (5.35)$$

Por tanto, la señal de salida es una integral a escala, invertida, de la señal de entrada.

■ TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 5.4 Comportamiento integrador

Si un voltaje de CD se aplica como entrada a un integrador ideal, ¿cómo cambia la salida con el tiempo? ¿Cuál es la salida dada una entrada senoidal? ¿Cuál sería el resultado si se agregara una pequeña compensación de CD a la entrada senoidal?

En la figura 5.19 se muestra un circuito integrador más práctico. La resistencia R_s colocada a través del capacitor de retroalimentación se llama **resistencia shunt (derivada)**, cuyo propósito es limitar la ganancia de baja frecuencia del circuito. Esto es necesario porque incluso una pequeña compensación de CD en la entrada se integraría con el tiempo, lo que eventualmente saturaría al amp op (vea la sección 5.14 y el Tema para discusión en clase 5.7). El integrador es útil sólo cuando la integral escalada permanece siempre por debajo del voltaje de salida máximo para el amp op. Como buena regla empírica, R_s debe ser mayor que $10R_1$.

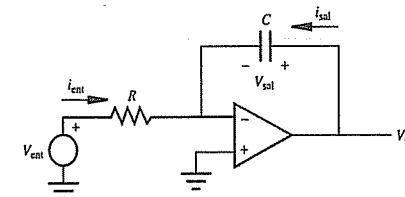


Figura 5.18 Integrador ideal.

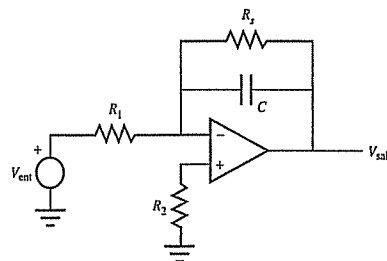


Figura 5.19 Integrador mejorado.

Debido a la impedancia y la respuesta de frecuencia del circuito retroalimentador que contiene R_f y C , el circuito de la figura 5.19 actúa como integrador sólo para un rango de frecuencias. A frecuencias muy bajas, el circuito se comporta como un amplificador inversor porque la impedancia del lazo de retroalimentación es efectivamente R_f , pues la impedancia de C es grande a bajas frecuencias. A frecuencias muy altas (es decir, $\omega \gg 1/R_f C$), la salida se atenúa a cero porque el lazo de retroalimentación es, efectivamente, un corto. La manera en que cambia la respuesta del integrador para diferentes frecuencias se explora y demuestra en el Ejercicio de laboratorio 6 y la Demostración en video 5.3, respectivamente.

Cualquier compensación de CD debida a las corrientes de polarización de entrada (vea el tema B en la sección 5.14.1) se minimiza mediante R_2 , que se debe elegir para aproximar la combinación en paralelo de la entrada y las resistencias derivadas:

$$R_2 = \frac{R_1 R_f}{R_1 + R_f} \quad (5.36)$$

La razón para esto es que la corriente de polarización de entrada que fluye en la terminal inversora es resultado de las corrientes a través de R_1 y R_f , y la corriente de polarización de entrada que fluye en la terminal no inversora fluye a través de R_2 . Si los voltajes generados por las corrientes de polarización son iguales, no tienen efecto neto sobre la salida.

5.11 DIFERENCIADOR

Si la resistencia de entrada del circuito amp op inversor se sustituye con un capacitor, el resultado es un diferenciador, el cual se muestra en la figura 5.20. Por lo que se refiere al análisis del amplificador inversor, la ecuación 5.8 se sustituye con la relación entre voltaje y corriente para un capacitor:

$$\frac{dV_{ent}}{dt} = \frac{i_{ent}}{C} \quad (5.37)$$

Dado que $i_{ent} = -i_{sal}$ e $i_{sal} = V_{sal}/R$,

$$V_{sal} = -RC \frac{dV_{ent}}{dt} \quad (5.38)$$

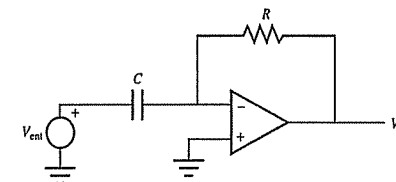


Figura 5.20 Diferenciador.

Por tanto, la señal de salida es una derivada escalada e invertida de la señal de entrada.

La diferenciación es un método de procesamiento de señal que tiende a acentuar los efectos del ruido, mientras que la integración suaviza las señales con el tiempo.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 5.5 Mejoras en el diferenciador

Recomiende posibles mejoras al circuito diferenciador de la figura 5.20. Considere los efectos del ruido de alta frecuencia en la señal de entrada.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 5.6 Aplicaciones del integrador y diferenciador

Piense en varias aplicaciones para los circuitos integrador y diferenciador. Considere cómo se podría resolver una ecuación diferencial con una computadora analógica. También considere cómo convertir entre salidas del generador de función de onda en diente de sierra y cuadrada, y cómo procesar señales de posición y velocidad del sensor.

5.12 CIRCUITO DE MUESTREO Y RETENCIÓN

Los circuitos de muestreo y retención se usan ampliamente en la conversión analógica a digital (que se discute en el capítulo 8), donde un valor de señal se debe estabilizar mientras que se convierte a una representación digital. El circuito de muestreo y retención que se ilustra en la figura 5.21 consiste en un capacitor de retención de voltaje y un seguidor de voltaje. Con el interruptor S cerrado,

$$V_{sal}(t) = V_{ent}(t) \quad (5.39)$$

Cuando el interruptor se abre, el capacitor C retiene el voltaje de entrada correspondiente al último valor muestreado, pues la corriente es extraída por el seguidor insignificamente. En consecuencia,

$$V_{sal}(t - t_{\text{muestreado}}) = V_{ent}(t_{\text{muestreado}}) \quad (5.40)$$

donde $t_{\text{muestreado}}$ es el tiempo en el que el interruptor se abrió por última vez. Con frecuencia también se usa un buffer amp op en el lado V_{ent} del interruptor para minimizar el drenado de corriente de la fuente de voltaje de entrada V_{ent} .



Ejercicio de laboratorio

Laboratorio 6

Circuitos de amplificador operacional



Demostración en video

5.3 Circuito integrador amp op a diferentes frecuencias

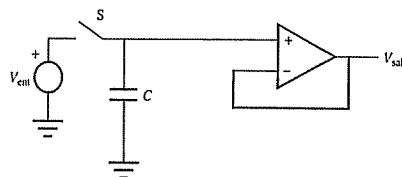


Figura 5.21 Circuito de muestra y retención.

El tipo de capacitor empleado para esta aplicación es importante. Un capacitor de baja corriente de fuga, como los de tipo poliestireno o polipropileno, sería una buena elección. Un capacitor electrolítico sería una deficiente elección debido a su alta corriente de fuga. Esta pérdida causaría que el valor de voltaje de salida caiga durante el periodo de "retención".



Demostración en video

4.2 Espectros de silbar y canturrear, y saturación de un amplificador

5.13 COMPARADOR

El circuito comparador que se ilustra en la figura 5.22 se usa para determinar si una señal es mayor que otra. El **comparador** es un ejemplo de un circuito amp op donde no hay retroalimentación negativa y el circuito muestra ganancia infinita. El resultado es que el amp op se **satura**. La saturación implica que la salida permanece en su valor de salida más positivo o más negativo. La Demostración en video 4.2 muestra un interesante ejemplo de saturación de amplificador donde un amplificador de audio recorta la salida de la onda sonora de un micrófono.

Ciertos amp op están diseñados específicamente para operar en saturación como comparadores. La salida del comparador se define por

$$V_{\text{sal}} = \begin{cases} +V_{\text{sat}} & V_{\text{ent}} > V_{\text{ref}} \\ -V_{\text{sat}} & V_{\text{ent}} < V_{\text{ref}} \end{cases} \quad (5.41)$$

donde V_{sat} es el voltaje de saturación del comparador y V_{ref} es el voltaje de referencia con el que se compara el voltaje de entrada V_{ent} . El valor de saturación positivo es ligeramente menor que el voltaje de suministro positivo, y el valor de saturación negativo es ligeramente mayor que el voltaje de suministro negativo.

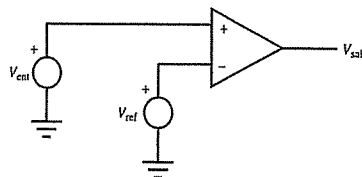


Figura 5.22 Comparador.

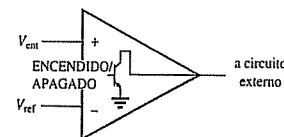


Figura 5.23 Comparador con salida de colector abierto.

Algunos comparadores (por ejemplo, LM339) tienen **salidas de colector abierto**, donde los estados de salida están controlados por un transistor de salida que opera a corte o saturación. Este tipo de salida, que se ilustra en la figura 5.23, se llama **salida de colector abierto**, pues el colector del transistor de salida no se conecta internamente y requiere un circuito activado de manera externa. El transistor de salida está **ENCENDIDO** (en saturación) y la salida está efectivamente aterrizada cuando $V_{\text{ent}} > V_{\text{ref}}$, y el transistor de salida está **APAGADO** (en corte) y la salida está en circuito abierto cuando $V_{\text{ent}} < V_{\text{ref}}$.

5.14 EL AMP OP REAL

Un amplificador operacional real se desvía un poco de las características de un amp op ideal. La mejor forma de familiarizarse con un CI es revisar sus especificaciones en el libro de datos que proporciona el fabricante. Descripciones completas de amp op y muchos otros CI analógicos se encuentran en los libros de datos de los fabricantes. En la siguiente sección se describen algunos de los parámetros más importantes que se pueden encontrar en las hojas de datos amp op.

Como implica el modelo de amplificador operacional ideal, los amp op reales tienen una impedancia de entrada muy alta, así que se extrae muy poca corriente en las salidas. Al mismo tiempo, hay muy poca diferencia de voltaje entre las terminales de entrada. Sin embargo, la impedancia de entrada de un amp op real no es infinita, y su magnitud es una importante característica terminal del amp op.

Otra importante característica terminal de cualquier amp op real es el máximo voltaje de salida que se puede obtener del amplificador. Considere un circuito amp op con una ganancia de 100 establecida por las resistencias externas en una configuración de amplificador no inversor. Para una entrada de 1 V, se esperaría una salida de 100 V. En realidad, el máximo voltaje de salida sería más o menos 1.4 V menos que el voltaje de suministro al amp op para una gran impedancia de carga. De modo que si se usa una fuente de ± 15 V, la máxima salida de voltaje sería aproximadamente 13.6 V, y el mínimo sería -13.6 V.

Otras dos características importantes de un amp op real se asocian con su respuesta a una entrada de onda cuadrada. Cuando se aplica una entrada de onda cuadrada a un circuito amplificador, se esperaría una salida en onda cuadrada. Sin embargo, como se ilustra en la figura 5.24, la salida no se puede cambiar infinitamente rápido; en vez de ello, muestra una rampa desde un nivel al siguiente. Con la finalidad de cuantificar la respuesta en escalón del amp op, se definen dos parámetros:

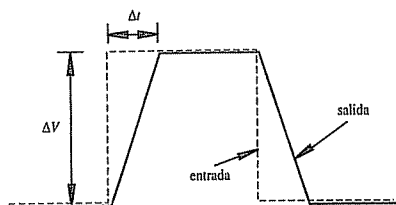


Figura 5.22 Efecto de la velocidad de salto en una onda cuadrada.

- **Slew rate:** Máxima tasa de cambio en el tiempo posible para el voltaje de salida:

$$SR = \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (5.42)$$

- **Tiempo de subida:** Tiempo requerido para que el voltaje de salida vaya de 10 a 90% de su valor final. Este rango lo especifican los fabricantes para parámetros de carga y entrada específicos.

Otra importante característica de un amp op real es su respuesta de frecuencia. Un amp op ideal muestra ancho de banda infinito. Sin embargo, en la práctica, un amp op real tiene un ancho de banda finito, que es función de la ganancia establecida por los componentes externos. Para cuantificar esta dependencia de la ganancia en el ancho de banda, se usa otra definición: el **producto ganancia-ancho de banda** (GBP, por sus siglas en inglés). El GBP de un amp op es el producto de la ganancia de lazo abierto y el ancho de banda a dicha ganancia. El GBP es constante sobre un amplio rango de frecuencias porque, como se muestra en la figura 5.25, los amp op típicos muestran una relación log-log lineal entre ganancia de lazo abierto y frecuencia. Note cómo la ganancia del amp op disminuye con la frecuencia de la señal de entrada. Los amp op de calidad superior tienen mayores GBP. La ganancia de lazo abierto es una característica del amp op sin retroalimentación. La ganancia de lazo cerrado es la ganancia global de un circuito amp op con retroalimentación. La ganancia de lazo cerrado siempre está limitada por la ganancia de lazo abierto del amp op. Por ejemplo, un amplificador no inversor con una ganancia de lazo cerrado de 100 tendría un ancho de banda de 0 Hz a aproximadamente 10 000 Hz, como se ilustra en la figura 5.25. La frecuencia donde la curva de ganancia de lazo abierto comienza a limitar la ganancia de lazo cerrado se llama frecuencia de disminución. Conforme se aumenta la ganancia de un circuito, se limita su ancho de banda. Del mismo modo, si su aplicación sólo requiere un ancho de banda pequeño (por ejemplo, en una aplicación de baja frecuencia), se pueden usar mayores ganancias sin atenuación o distorsión de señal.

5.14.1 Parámetros importantes de las hojas de datos de los amp op

A continuación se mencionan y describen la mayoría de los parámetros que se usan para describir las características de los amp op reales. Estos parámetros son importantes cuando se diseñan y usan circuitos amp op.

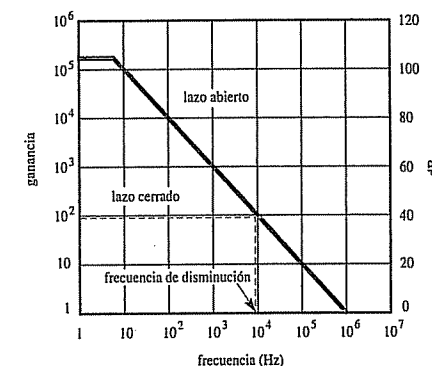


Figura 5.25 Respuesta típica de lazo abierto y cerrado de amp op.

A. Parámetros de entrada

- **Voltaje de entrada (V_{icm}).** El máximo voltaje de entrada que se puede aplicar entre cualquier entrada y tierra. En general, este voltaje es igual al voltaje suministrado.
- **Voltaje de compensación de entrada (V_{io}).** El voltaje que se debe aplicar a una de las terminales de entrada, con la otra entrada en 0 V, para dar un voltaje de salida cero. Recuerde: para un amp op ideal, la compensación de voltaje de salida es 0.
- **Corriente de polarización de entrada (I_{ib}).** El promedio de las corrientes que fluyen en ambas entradas cuando el voltaje de salida es 0. De manera ideal, las dos corrientes de entrada son 0.
- **Corriente de compensación de entrada (I_{io}).** La diferencia entre las corrientes de entrada cuando el voltaje de salida es 0.
- **Rango de voltaje de entrada (V_{cm}).** Rango permisible de voltaje de entrada en modo común, donde el mismo voltaje se coloca en ambas entradas.
- **Resistencia de entrada (Z_i).** La resistencia que “ve” cualquier entrada con la otra entrada aterrizada.

B. Parámetros de salida

- **Resistencia de salida (Z_{oi}).** La resistencia que se “ve” en la salida del amp op.
- **Corriente de cortocircuito de salida (I_{osc}).** La máxima corriente de salida que el amp op puede entregar a una carga.

- Oscilación del voltaje de salida ($\pm V_{omax}$). Máximo voltaje pico a pico que el amp op puede suministrar sin saturar o recortar.

C. Parámetros dinámicos

- Ganancia de voltaje de lazo abierto (A_{OL}). La razón de la salida al voltaje de entrada diferencial del amp op sin retroalimentación externa.
- Ganancia de voltaje de señal grande. Es la razón de la máxima oscilación de voltaje al cambio en el voltaje de entrada requerido para activar la salida de 0 a un voltaje especificado.
- Slew rate (SR). Si supone una entrada en escalón, SR es la tasa de cambio en el tiempo del voltaje de salida, donde el circuito amp op tiene una ganancia de voltaje de 1.

D. Otros parámetros

- Máximo voltaje de suministro ($\pm V_S$). Es el máximo voltaje positivo y negativo permitido para activar el amp op.
- Corriente de suministro. Es la corriente que el amp op extrae de la fuente de poder.
- Relación de rechazo en modo común (CMRR). Es una medida de la habilidad del amp op para rechazar señales de igual valor en las entradas. Es la razón de la ganancia en modo de diferencia a la de modo común, que usualmente se expresa en decibels (dB).
- Separación de canal. Siempre que haya más de un amp op en un solo paquete, como el CI amp op 747, hay presente cierta cantidad de **diafonía** (cross-talk); esto es, una señal que se aplica a la entrada de un amp op produce una señal de salida finita en el segundo amp op, aun cuando no haya conexión física.

Los datos para cada uno de estos parámetros usualmente se proporcionan en las hojas de datos de los fabricantes del CI. La figura 5.26 es una reproducción de la hoja de datos del LM741 de National Semiconductor. Se divide en una sección de clasificaciones máximas y una sección de características eléctricas. Esta hoja de datos es similar a la de otros fabricantes. La figura 5.27 muestra las características de respuesta de frecuencia del TL071. Por lo general estos tipos de gráficas también se proporcionan en las hojas de datos amp op. Los Vínculos de internet 5.1 y 5.2 apuntan a las hojas de datos completas tanto del 741 como del TL071. El Ejercicio de laboratorio 6 explora cómo algunos de los parámetros e información reportados en las hojas de datos son importantes para entender la manera en que responden varios circuitos amp op a diversas entradas.



Vínculo de internet

5.1 Hoja de datos del amp op 741

5.2 Hoja de datos del amp op TL071 con entrada FET



Ejercicio de laboratorio

Laboratorio 6

Circuitos amplificadores operacionales

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.
(Note 5)

	LM741A	LM741E	LM741	LM741C
Supply Voltage	$\pm 22V$	$\pm 22V$	$\pm 22V$	$\pm 18V$
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	$\pm 30V$	$\pm 30V$	$\pm 30V$	$\pm 30V$
Input Voltage (Note 2)	$\pm 15V$	$\pm 15V$	$\pm 15V$	$\pm 15V$
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous	Continuous	Continuous
Operating Temperature Range	$-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$	$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$	$-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$	$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$
Storage Temperature Range	$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$	$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$	$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$	$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$
Junction Temperature	$150^{\circ}C$	$100^{\circ}C$	$150^{\circ}C$	$100^{\circ}C$
Soldering Information				
N-Package (10 seconds)	$260^{\circ}C$	$260^{\circ}C$	$260^{\circ}C$	$260^{\circ}C$
J- or H-Package (10 seconds)	$300^{\circ}C$	$300^{\circ}C$	$300^{\circ}C$	$300^{\circ}C$
M-Package				
Vapor Phase (60 seconds)	$215^{\circ}C$	$215^{\circ}C$	$215^{\circ}C$	$215^{\circ}C$
Infrared (15 seconds)	$215^{\circ}C$	$215^{\circ}C$	$215^{\circ}C$	$215^{\circ}C$

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

ESD Tolerance (Note 6) 400V 400V 400V 400V

Electrical Characteristics (Note 3)

Parameter	Conditions	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^{\circ}C$ $R_S \leq 10 k\Omega$ $R_S \leq 50\Omega$					1.0	5.0		2.0	6.0	mV
			0.6	3.0							mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10 k\Omega$			4.0			6.0			7.5	mV
Average Input Offset Voltage Drift				15							$\mu V/^{\circ}C$
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25^{\circ}C, V_S = \pm 20V$	± 10			± 15			± 15			mV
Input Offset Current	$T_A = 25^{\circ}C$		3.0	30		20	200		20	200	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			70		85	500			300	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							$nA/^{\circ}C$
Input Bias Current	$T_A = 25^{\circ}C$		30	80		80	500		80	500	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			0.210			1.5			0.8	μA
Input Resistance	$T_A = 25^{\circ}C, V_S = \pm 20V$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		M Ω
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $V_S = \pm 20V$	0.5									M Ω
Input Voltage Range	$T_A = 25^{\circ}C$							± 12	± 13		V
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$				± 12	± 13					V
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^{\circ}C, R_L \geq 2 k\Omega$ $V_S = \pm 20V, V_O = \pm 15V$ $V_S = \pm 15V, V_O = \pm 10V$	50			50	200		20	200		V/mV
											V/mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_L \geq 2 k\Omega$ $V_S = \pm 20V, V_O = \pm 15V$ $V_S = \pm 15V, V_O = \pm 10V$	32						15			V/mV
	$V_S = \pm 5V, V_O = \pm 2V$	10									V/mV

Figura 5.26 Ejemplo de hoja de datos de amp op. (Cortesía de National Semiconductor, Santa Clara, CA)

(continúa)

Electrical Characteristics (Note 3) (Continued)

Parameter	Conditions	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20V$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	± 16 ± 15									V V
	$V_S = \pm 15V$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$				± 12 ± 10	± 14 ± 13		± 12 ± 10	± 14 ± 13		V V
Output Short Circuit Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$	10 10	25	35 40		25			25		mA mA
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$, $V_{\text{CM}} = \pm 12V$ $R_S \leq 50\Omega$, $V_{\text{CM}} = \pm 12V$	80	95		70	90		70	90		dB dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$ $V_S = \pm 20V$ to $V_S = \pm 5V$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	86	96		77	96		77	96		dB dB
Transient Response Rise Time	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain		0.25	0.8		0.3			0.3		μs
Overshoot			6.0	20		5			5		%
Bandwidth (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5		V/ μs
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$					1.7	2.8		1.7	2.8	mA
Power Consumption	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_S = \pm 20V$ $V_S = \pm 15V$		80	150		50	85		50	85	mW mW
	$V_S = \pm 20V$ $T_A = T_{\text{MIN}}$ $T_A = T_{\text{MAX}}$			165 135							mW mW
LM741E	$V_S = \pm 20V$ $T_A = T_{\text{MIN}}$ $T_A = T_{\text{MAX}}$			150 150							mW mW
	$V_S = \pm 15V$ $T_A = T_{\text{MIN}}$ $T_A = T_{\text{MAX}}$				60 45	100 75					mW mW

Note 1: For operation at elevated temperatures, these devices must be derated based on thermal resistance, and T_J max. (listed under "Absolute Maximum Ratings"). $T_J = T_A + (\theta_{JA} P_{\text{D}})$.

Thermal Resistance	CerDip (J)	DIP (N)	HO8 (H)	SO-8 (M)
θ_{JA} (Junction to Ambient)	100°C/W	100°C/W	170°C/W	195°C/W
θ_{JC} (Junction to Case)	N/A	N/A	25°C/W	N/A

Note 2: For supply voltages less than $\pm 15V$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 3: Unless otherwise specified, these specifications apply for $V_S = \pm 15V$, $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ (LM741/LM741A). For the LM741C/LM741E, these specifications are limited to $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$.

Note 4: Calculated value from: BW (MHz) = 0.35/Rise Time (μs).

Note 5: For military specifications see RETS741X for LM741 and RETS741AX for LM741A.

Note 6: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

Figura 5.26 (conclusión).

Conforme adquiera experiencia práctica con los circuitos amplificadores operacionales, será capaz de apreciar el significado de los muchos parámetros que afectan el desempeño de los mismos.

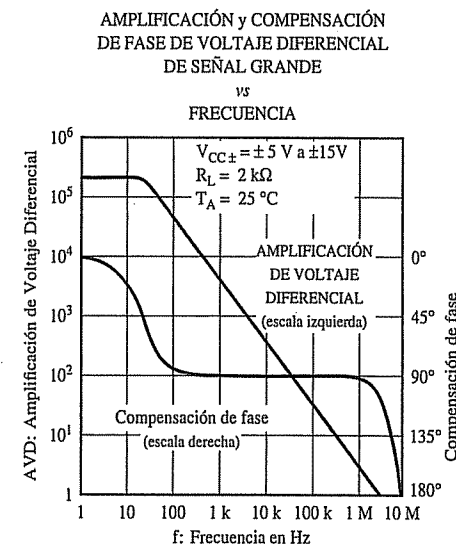


Figura 5.27 Amp op TL071 con entrada FET. (Cortesía de Texas Instruments, Dallas, TX)

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 5.7

Comportamiento integrador real

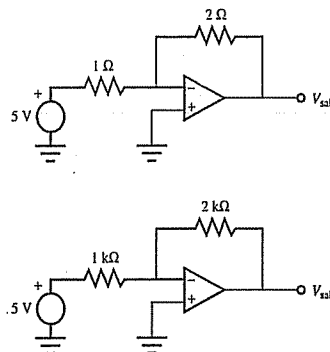
Al reflexionar de nuevo en el tema para discusión en clase 5.4, si el integrador está hecho con un amp op real, ¿qué ocurre a la salida del mismo en contraste con la salida del integrador ideal?

Calibrado de las resistencias en circuitos amp op

EJEMPLO 5.1

El modelo ideal del amp op implicaría que, si construye los siguientes dos circuitos amp op en el laboratorio, tendrían la misma ganancia. Teóricamente cada circuito tendría una ganancia de -2 . Sin embargo, el circuito superior sería un diseño muy pobre y no funcionaría como se espera. La razón de esto se puede encontrar al considerar la corriente de cortocircuito de salida que está en la hoja de especificaciones para el amp op. De la figura 5.26, el valor para un LM741 usualmente es de 25 mA. Ésta es la corriente más grande que la salida puede suministrar. Pero, al observar el circuito, la corriente de salida es $V_{\text{sal}}/2\Omega$, y como $V_{\text{sal}} = -2V_{\text{ent}} = -10\text{ V}$, la corriente de salida sería de 5 A! Esto está muy por arriba de la capacidad de salida

de corriente del amp op. Para evitar este problema, se usan resistencias más grandes, como las que se muestran en el circuito inferior. Aquí, la corriente de salida es 5 mA, que está de acuerdo con la especificación amp op.



EJEMPLO DE DISEÑO 5-1

Control mioeléctrico de una prótesis de extremidad

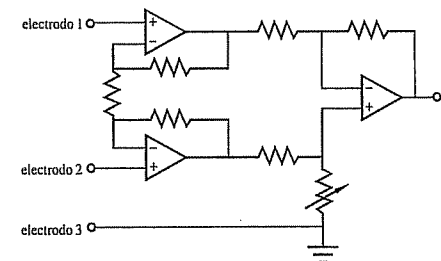
Realizar la interfaz de las prótesis para el cuerpo humano presenta uno de los problemas más interesantes y desafiantes para los ingenieros. Estos problemas imponen algunos retos médicos y de ingeniería en los campos de materiales, fluidos, electrónica, control y mecánica. Piense en los ejemplos del corazón artificial, las máquinas de diálisis, las prótesis de articulación de cadera, los parches de piel osmóticos y la retina artificial. Conforme se desarrollan productos tecnológicos mejorados, se encuentran aplicaciones muy importantes en bioingeniería. Consideremos un problema importante que usa el conocimiento de los amplificadores operacionales.

Suponga que quiere diseñar una prótesis para una extremidad (por ejemplo, un brazo o pierna artificial) que se pueda controlar mediante los pensamientos del usuario. Las primeras prótesis eran o meramente pasivas o con un poco de control mecánico mediante la contracción de otros músculos. Sin embargo, un enfoque novedoso sería proporcionar el control mental de la extremidad. Se presentan dos posibilidades: control neurológico o control mioeléctrico. Para el control neurológico tendría que regular eléctricamente el sistema nervioso, lo que todavía representa un problema que técnicamente no se ha resuelto por completo. El control mioeléctrico es más fácil de realizar. Cuando un músculo se mueve o gira, el pequeño movimiento de los electrolitos en los músculos bajo la piel causa un campo eléctrico que induce un pequeño voltaje en la superficie de la piel. Este voltaje es muy pequeño, de otro modo uno se daría toques con las demás personas cada vez que las tocara. El voltaje varía de microvolts a milivolts y se puede mezclar con otras señales de biopotencia. El problema entonces consiste en sentir y aislar este pequeño voltaje y convertirlo en una señal capaz de activar algo como un motor eléctrico que pudiera unirse a una prótesis. Así que éste es el problema: ¿cómo puede diseñar un sistema mecatrónico que use la diferencia de potencial superficial de la piel de un músculo como entrada para controlar un actuador como lo es un motor eléctrico?

Comience por resumir cuál será el abordaje. Primero tiene que regular la diferencia de potencial de la piel con un electrodo superficial especial. Luego tiene que amplificar la señal y filtrarla para eliminar componentes de ruido indeseables y lograr la respuesta de frecuencia correcta. Después es necesario convertirlo a una forma que permita establecer diferentes niveles para una estrategia de control. Finalmente, se necesita activar un motor eléctrico que requiera corriente significativa. Actualmente usted tiene la capacidad de diseño para hacer todas estas cosas. Comience por observar el transductor para sentir el potencial de la piel.

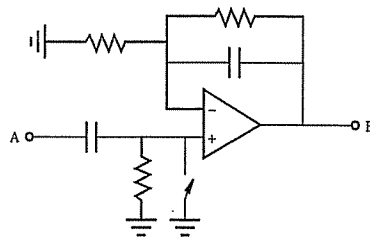
Los campos eléctricos que ocurren en el tejido vivo son producto de las separaciones de carga en los electrolitos y no por el movimiento de electrones. Para sentir el voltaje en la piel, necesita un transductor que convierta las corrientes de iones electrolíticos subcutáneos (bajo la piel) a corrientes de electrones en el sistema electrónico. Los electrodos de plata-cloruro de plata tienen esta propiedad. Así que, si coloca un electrodo de cloruro de plata en la piel y lo acopla con un gel conductor, puede sentir el voltaje del cuerpo en dicha ubicación. La magnitud del voltaje se relaciona con qué tanto se contrae un músculo subcutáneo. Este voltaje es la señal mioeléctrica de interés. El problema a continuación es que el electrodo produce una señal muy pequeña, cuando mucho de unos cuantos milivolts. Además de que una considerable cantidad de ruido de fondo de 60 Hz y otras señales pueden oscurecer la señal asociada con el músculo. Más aún, el electrodo tiene una alta impedancia.

Ésta es una aplicación donde es necesario un amplificador de instrumentación para proporcionar la alta impedancia de entrada, alto factor de rechazo en modo común y la ganancia necesaria para extraer la señal biopotencial producida por el músculo que se contrae. La siguiente figura muestra la etapa de preamplificador del detector mioeléctrico. Para los componentes que se muestran, debería ser fácil crear un CMRR en exceso de 60 dB y una ganancia de 125 con una impedancia de entrada de 10 MΩ. Note que se montarán dos electrodos activos (diferenciales) 1 y 2 cercanos a la superficie del músculo. El tercer electrodo es una referencia a tierra. Este circuito es satisfactorio para capturar la señal.

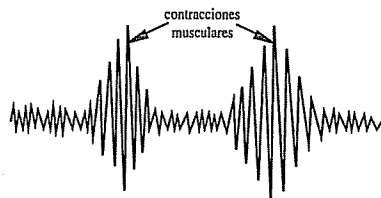


Se eligió el amplificador de instrumentación porque puede extraer una diferencia de señal muy pequeña entre los dos electrodos de señal (electrodos 1 y 2) mientras atenúa significativamente el ruido común a ambos electrodos. Esto elimina una cantidad considerable del ruido en modo común de 60 Hz (que resulta de la interferencia electromagnética) y otras señales comunes a ambos electrodos. No obstante, todavía puede ocurrir la llamada *aberración de movimiento* debido al movimiento relativo entre los electrodos y el tejido. El movimiento relativo puede

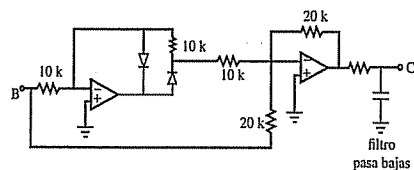
producir voltajes suficientes para saturar el amplificador de la segunda etapa. Las frecuencias del artefacto de movimiento usualmente están en el extremo bajo del ancho de banda de las señales EMG. Por tanto, puede usarse el filtro pasa alto de 2 Hz en la entrada de la segunda etapa del amplificador que sigue para reducir estas aberraciones.



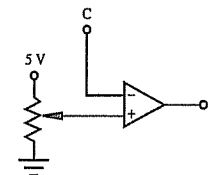
En este punto, la señal mioeléctrica que se observa en el osciloscopio se verá como la que sigue, donde las grandes explosiones de amplitud se asocian con las contracciones musculares.



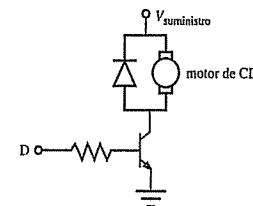
Esta es una señal de frecuencia más bien alta con componentes entre unos cuantos Hz y 250 Hz. Para hacer esta señal más útil para propósitos de control, necesita extraer la envolvente de la señal entre 0 V y su máxima amplitud posible. Esto se puede lograr con un rectificador y un filtro pasa bajas. Un diodo de silicio normal no sería satisfactorio para rectificar la señal pues requiere un voltaje de activación de 0.7 V, que es más grande que la amplitud de la señal de entrada. Puesto que la señal es muy pequeña, se debe usar un circuito *rectificador de precisión* (vea la siguiente figura) que se aproxime a la acción de un diodo ideal.



La señal rectificada con precisión y las señales resultantes del filtro pasa bajas se parecen a las que se muestran en la siguiente figura. La señal del filtro pasa bajas es básicamente la envolvente de la señal rectificada. Ahora se tiene una señal que puede ser la entrada a un comparador (vea la segunda figura) para proporcionar una señal de control binario que se encenderá cuando el músculo se contraiga y se apagará cuando se relaje. El diseñador tendría que establecer el voltaje de referencia para la aplicación particular.



Como se muestra en la figura final, la salida del rectificador puede entonces ser la entrada a un circuito transistor de potencia para controlar la corriente en un motor.



En resumen, se usaron diversos circuitos amp op para procesar una señal analógica. Esto ejemplifica la extracción de una señal de nivel muy bajo en presencia de ruido, una variedad de métodos de procesamiento de señales analógicas y la interfaz a un actuador para controlar la potencia mecánica. En este caso, se convirtió la señal EMG en una señal de control binaria para un control encendido-apagado de un motor de CD que pudiera, por ejemplo, flexionar el codo en una prótesis de brazo. En la sección 11.4 se presenta una solución más completa y detallada a un problema similar, donde se usa una señal mioeléctrica para controlar un robot industrial.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 5.8

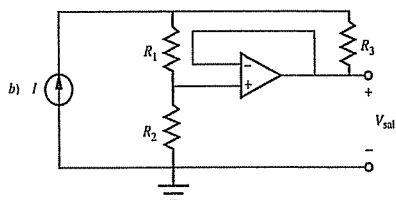
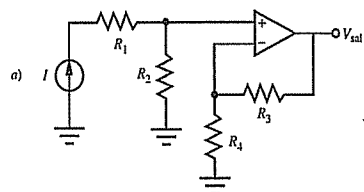
Controlador mioeléctrico bidireccional

En el ejemplo de diseño 5.1 se discutió el encendido y apagado de un motor a través de una señal mioeléctrica. Por desgracia, el controlador puede activar la articulación sólo en una dirección. Discuta cómo puede cambiar el diseño para permitir un movimiento bidireccional.

PREGUNTAS Y EJERCICIOS

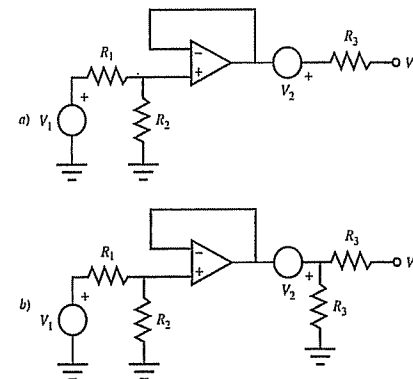
Sección 5.5 Amplificador inversor

- 5.1. Se diseña un circuito amp op inversor con resistores de $1/4\text{ W}$ (es decir, son capaces de disipar hasta $1/4\text{ W}$ de energía sin fallar). Si el voltaje de entrada es 5 V , ¿cuáles son los valores mínimos requeridos para las resistencias de entrada y retroalimentación si la ganancia es
- 1?
 - 10?
- 5.2. Determine V_{sal} como función de I y los valores de resistencia para cada uno de los circuitos amp op que siguen. Suponga el comportamiento ideal del amp op.

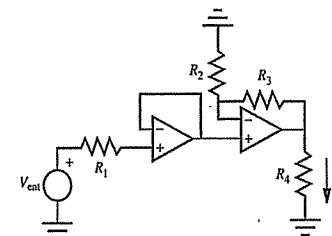


Sección 5.6 Amplificador no inversor

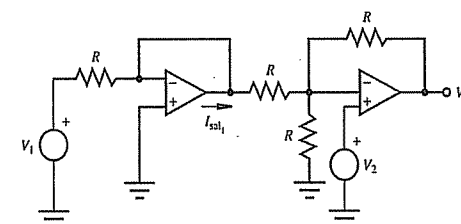
- 5.3. Si la resistencia R_F que se muestra en la figura 5.10 se sustituye con un corto (es decir, $R_F = 0$), ¿cuál es la ganancia del circuito?
- 5.4. Determine V_{sal} en los circuitos siguientes con $R_1 = R_2 = R_3 = 1\text{ k}\Omega$, $V_1 = 10\text{ V}$ y $V_2 = 5\text{ V}$. Suponga el comportamiento ideal del amp op.



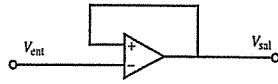
- 5.5. Determine I_4 en términos de V_{ent} , R_1 , R_2 , R_3 y R_4 en el siguiente circuito. Suponga el comportamiento ideal del amp op.



- 5.6. Para el siguiente circuito, exprese I_{sal1} y V_{sal2} en términos de V_1 , V_2 y R .



- 5.7. Explique por qué $V_{sal} \neq V_{ent}$ en el siguiente circuito.

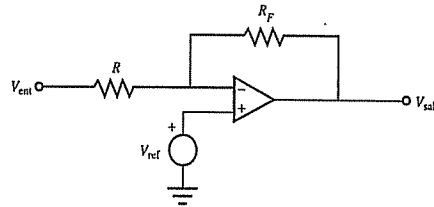


Sección 5.7 Sumador

- 5.8. Analice el circuito sumador de la figura 5.13 y determine una ecuación para el voltaje de salida V_{sal} en términos de los voltajes de entrada V_1 y V_2 y las resistencias R_1 , R_2 y R_F . Use este resultado para verificar que la ecuación 5.19 es correcta. Muestre y explique todo el trabajo.
- 5.9. Si una fuente de voltaje V_3 se inserta entre tierra y la entrada no inversora en el circuito sumador que se muestra en la figura 5.13, ¿cuál es la ecuación resultante para el voltaje de salida V_{sal} en términos de los voltajes de entrada V_1 y V_2 si $R_1 = R_2 = R_F$?

Sección 5.8 Amplificador diferencial

- 5.10. Derive la ecuación 5.24 para el amplificador diferencial sin usar el principio de superposición.
- 5.11. Use el principio de superposición para derivar una expresión para el voltaje de salida en el siguiente circuito y explique por qué el circuito se llama corredor de nivel.

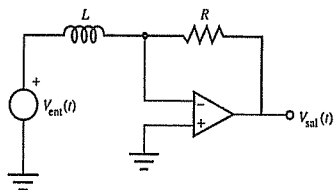


Sección 5.9 Amplificador de instrumentación

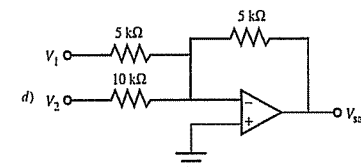
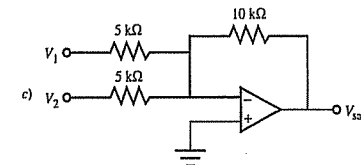
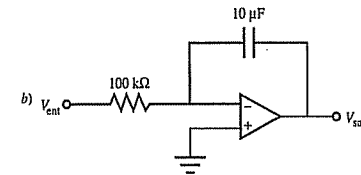
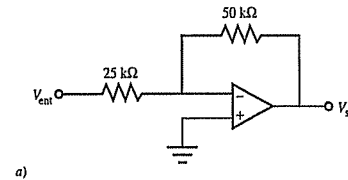
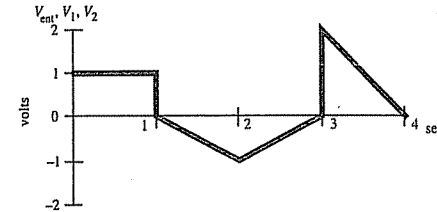
- 5.12. Derive la ecuación 5.31 que expresa V_{sal} en términos de V_3 y V_4 que se muestran en la figura 5.17.

Sección 5.11 Diferenciador

- 5.13. Encuentre $V_{sal}(t)$ dado $V_{ent}(t)$ en el circuito amp op que sigue.



- 5.14. Con las siguientes formas de onda de entrada, bosqueje la forma de onda de salida correspondiente para cada circuito amp op (del a) al d). Suponga el comportamiento ideal del amp op.

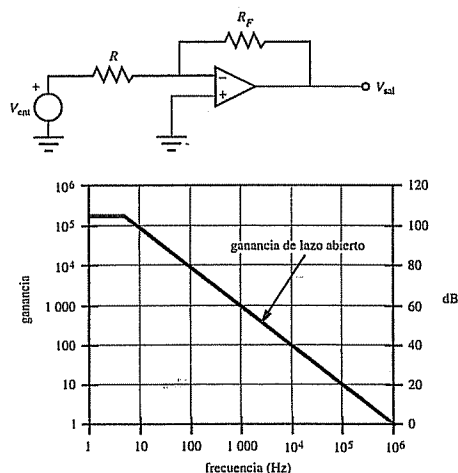


Sección 5.13 Comparador

- 5.15. Con un comparador de salida estándar (no colector abierto), dibuje un circuito que pueda usarse para encender un LED cuando el voltaje de entrada supere 5 V.
- 5.16. Con un comparador de salida de colector abierto, dibuje un circuito que pueda usarse para encender un LED cuando el voltaje de entrada supere 5 V.

Sección 5.14 El amp op real

- 5.17. Si la corriente de salida de cortocircuito de un amp op real es 10 mA, calcule la resistencia mínima requerida para el resistor de retroalimentación en un circuito amp op inversor con una ganancia de 10 y un voltaje de salida máximo de 10 V.
- 5.18. Dado el siguiente circuito y la curva de ganancia de lazo abierto del amp op, ¿cuál es la frecuencia de disminución para el circuito cuando $R_F = 20 \text{ k}\Omega$ y $R = 2 \text{ k}\Omega$?



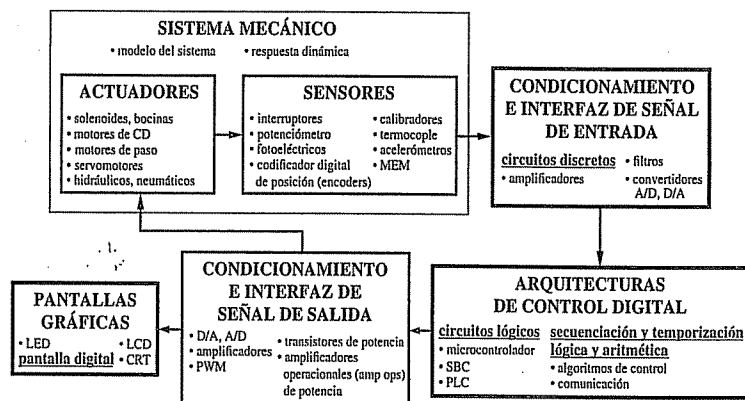
BIBLIOGRAFÍA

- Coughlin, R. y Driscoll, F., *Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits*, 4a. ed., Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- Horowitz, P. y Hill, W., *The Art of Electronics*, 2a. ed., Cambridge University Press, Nueva York, 1989.

- Johnson, D., Hilburn, J. y Johnson, J., *Basic Electric Circuit Analysis*, 2a. ed., Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1984.
- McWhorter, G. y Evans, A., *Basic Electronics*, Master Publishing, Richardson, TX, 1994.
- Mims, F., *Engineer's Mini-Notebook: Op Amp IC Circuits*, Radio Shack Archer Catalog No. 276-5011, 1985.
- Mims, F., *Getting Started in Electronics*, Radio Shack Archer Catalog No. 276-5003A, 1991.
- Texas Instruments, *Linear Circuits Data Book, Volume 1—Operational Amplifiers*, Dallas, TX, 1992.

Circuitos digitales

Este capítulo presenta los dispositivos electrónicos digitales que se usan para lógica, despliegue, secuenciación, temporización y otras funciones en los sistemas mecatrónicos. Los fundamentos que se presentan en este capítulo son importantes para comprender la función de todos los componentes y sistemas digitales que se usan en el control de los sistemas mecatrónicos.



OBJETIVOS DEL CAPÍTULO

Después de leer, discutir, estudiar y aplicar las ideas de este capítulo:

1. Podrá definir una señal digital
2. Comprenderá cómo se usan los sistemas numéricos binario y hexadecimal para codificar datos digitales

3. Conocerá las características de diferentes compuertas lógicas
4. Conocerá las diferencias entre lógica combinacional y secuencial
5. Será capaz de dibujar un diagrama de tiempos para un circuito digital
6. Será capaz de usar matemática booleana para analizar circuitos lógicos
7. Podrá diseñar redes lógicas
8. Podrá usar una variedad de flip-flops para almacenamiento de datos
9. Comprenderá las diferencias entre los dispositivos lógicos TTL y CMOS
10. Sabrá cómo construir una interfaz entre dispositivos TTL y CMOS
11. Podrá usar contadores para diferentes aplicaciones de conteo
12. Sabrá cómo mostrar datos numéricos con el uso de las pantallas de LED

6.1 INTRODUCCIÓN

En contraste con una señal analógica, una señal digital sólo existe en niveles o estados específicos y cambia su nivel en pasos discretos. En la figura 6.1 se muestra una señal analógica y una señal digital. La mayoría de las señales digitales sólo tienen dos estados: alto y bajo. Un sistema que usa señales de los dos estados permite la aplicación de la lógica booleana y representaciones numéricas binarias, que forman los cimientos para el diseño de todos los dispositivos digitales.

Los dispositivos digitales se caracterizan de acuerdo con su función como dispositivos lógicos combinacionales o lógicos secuenciales. Los dispositivos digitales convierten las entradas digitales en una o más salidas digitales. La diferencia entre las dos categorías se basa en la temporización de señal. Para los dispositivos lógicos secuenciales, la temporización de las señales de entrada, o historia de la secuencia, juega un papel en la determinación de la salida. Éste no es el caso con los dispositivos lógicos combinacionales cuyas salidas dependen sólo de los valores instantáneos de las entradas.

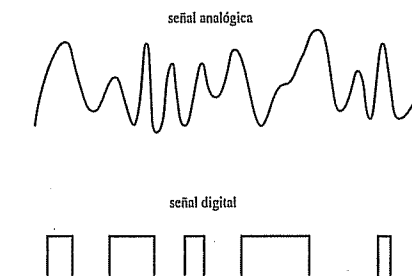


Figura 6.1 Señales analógicas y digitales.

Antes de introducir los distintos dispositivos digitales, se revisará el sistema numérico binario y la aplicación de los números binarios en los cálculos digitales. Luego se discutirá el álgebra booleana, que es la base matemática para la computación digital. Finalmente, se discutirán algunos dispositivos lógicos combinacionales y secuenciales específicos y sus aplicaciones.

6.2 REPRESENTACIONES DIGITALES

Conforme uno crece se vuelve muy competente con el uso del sistema numérico decimal de base 10. La **base** del sistema numérico indica el número de diferentes símbolos que se pueden usar para representar un dígito. En base 10, los símbolos son 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 y 9. Cada dígito en un número decimal es un marcador de posición para diferentes potencias de 10 de acuerdo con

$$d_{n-1} \dots d_3 d_2 d_1 d_0 = d_{n-1} \cdot 10^{n-1} + \dots + d_2 \cdot 10^2 + d_1 \cdot 10^1 + d_0 \cdot 10^0 \quad (6.1)$$

donde n es el número de dígitos y cada dígito d_i es uno de los diez símbolos. Note que la potencia de 10 más alta es $(n-1)$, 1 menos que el número de dígitos. Como ejemplo, el número decimal se puede expandir como

$$123 = 1 \times 10^2 + 2 \times 10^1 + 3 \times 10^0 \quad (6.2)$$

También se pueden incluir fracciones si se incluyen dígitos para potencias negativas de 10 (d_{-1}, d_{-2}, \dots).

Para representar y manipular números con dispositivos digitales como las computadoras, se usa un sistema numérico base 2 llamado **sistema numérico binario**. La razón para esto es que la operación de dispositivos digitales se basa en transistores que conmutan entre dos estados: el ON, encendido o estado saturado, y el OFF, apagado o estado de corte. Estos estados se designan en el sistema de base 2 mediante los símbolos 1 (ON) y 0 (OFF). Los dígitos en un número binario, como con el sistema de base 10, corresponden a diferentes potencias de la base. Un número binario se puede expandir como

$$(d_{n-1} \dots d_3 d_2 d_1 d_0)_2 = d_{n-1} \cdot 2^{n-1} + \dots + d_2 \cdot 2^2 + d_1 \cdot 2^1 + d_0 \cdot 2^0 \quad (6.3)$$

donde cada dígito d_i es uno de los dos símbolos 0 y 1. El subíndice 2 se usa para indicar que el número es base 2 y no la normalmente supuesta base 10. Como ejemplo de la ecuación 6.3, el número binario 1101 se puede expandir como

$$1101_2 = 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 8_{10} + 4_{10} + 1_{10} = 13_{10} \quad (6.4)$$

Los dígitos de un número binario también se llaman **bits**, y el primero y último bits tienen nombres especiales. El primer bit, el de la extrema izquierda, se conoce como **bit más significativo** (MSB) porque representa la potencia de 2 más grande. El último bit, el de la extrema derecha, se conoce como **bit menos significativo** (LSB) porque representa la potencia de 2 más pequeña. Un grupo de 8 bits se llama **byte**.

En general, el valor de un número representado en cualquier base se puede expandir y calcular con

$$(d_{n-1} \dots d_3 d_2 d_1 d_0)_b = (d_{n-1} \cdot b^{n-1} + \dots + d_2 \cdot b^2 + d_1 \cdot b^1 + d_0 \cdot b^0) \quad (6.5)$$

Tabla 6.1 Conversión decimal a binario

Divisiones sucesivas	Residuo	
123/2	1	LSB
61/2	1	
30/2	0	
15/2	1	
7/2	1	
3/2	1	
1/2	1	MSB
Resultados	1111011	

donde b es la base y n es el número de dígitos. Con frecuencia es necesario convertir de un sistema base a otro. La ecuación 6.5 proporciona un mecanismo para convertir de una base arbitraria a base 10. Para convertir un número de base 10 a alguna otra base, el procedimiento es dividir sucesivamente el número decimal por la base y registrar el residuo después de cada división. Los restos, cuando se escriben en orden inverso de izquierda a derecha, forman los dígitos del número representado en la nueva base. La tabla 6.1 ilustra este procedimiento al convertir el número decimal 123 a su equivalente binario. Puede usar la ecuación 6.3 para verificar el resultado binario al calcular su expansión.

La aritmética binaria se realiza de la misma forma que la aritmética de base 10. El siguiente ejemplo ilustra las similitudes.

Aritmética binaria

EJEMPLO 6.1

Este ejemplo ilustra la analogía entre suma y multiplicación decimal y suma y multiplicación binaria:

$$\begin{array}{r}
 9 \quad 1001 \\
 + 3 \quad + 0011 \\
 \hline
 12 \quad 1100
 \end{array}
 \qquad
 \begin{array}{r}
 9 \quad 1001 \\
 \times 3 \quad \times 0011 \\
 \hline
 27 \quad 1001 \\
 + 1001 \\
 + 0000 \\
 + 0000 \\
 \hline
 11011
 \end{array}$$

Note que, cuando se suman dos bits 1 ($1+1$), la suma es 0 con un acarreo (carry) de 1 al siguiente bit de orden superior.

Puesto que los números binarios pueden ser largos y complicados de escribir y mostrar, con frecuencia se usa el sistema numérico **hexadecimal** (base 16) como representación alternativa. La tabla 6.2 menciona los símbolos para el sistema hexadecimal junto con sus equivalentes binarios y decimales. Note que las letras de la A a la F se usan para representar los dígitos mayores que 9.

Para convertir un número binario a hexadecimal, divida el número en grupos de cuatro dígitos que comienzan con el bit menos significativo y sustituya cada grupo con su equivalente hexadecimal. Por ejemplo,

$$123_{10} = 0111 \ 1011_2 = 7B_{16} \quad (6.6)$$

Tabla 6.2 Símbolos hexadecimales y equivalentes

Binario	Hexadecimal	Decimal
0000	0	0
0001	1	1
0010	2	2
0011	3	3
0100	4	4
0101	5	5
0110	6	6
0111	7	7
1000	8	8
1001	9	9
1010	A	10
1011	B	11
1100	C	12
1101	D	13
1110	E	14
1111	F	15

Otra base útil en la representación de números binarios en forma concisa es la octal (base 8). Para convertir un número binario a octal, divide el número en grupos de tres dígitos comenzando por el bit menos significativo y sustituya cada grupo con su equivalente octal. Por ejemplo,

$$123_8 = 001\ 111\ 011_2 = 173_8 \quad (6.7)$$

■ TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 6.1

Números nerd

¿Por qué los ingenieros que son como genios de las computadoras a veces confunden las fechas de Halloween (OCT 31) y Navidad (DIC 25)?

Además de números, los caracteres alfanuméricos también se pueden representar en forma digital (binaria) con códigos ASCII. ASCII es una abreviatura para American Standard Code for Information Interchange (Código Estándar Norteamericano para Intercambio de Información). Los códigos ASCII son códigos de 7 bits que se usan para denotar todos los caracteres alfanuméricos. Los códigos de 7 bits por lo general se almacenan en un byte de 8 bits. Para cada carácter alfanumérico existe un código único. Algunos códigos ejemplo son

$$A: 0100\ 0001 = 41_{16} = 65_{10}$$

$$B: 0100\ 0010 = 42_{16} = 66_{10}$$

$$0: 0011\ 0000 = 30_{16} = 48_{10}$$

$$1: 0011\ 0001 = 31_{16} = 49_{10}$$

El código decimal binario (BCD) es otro tipo de representación digital de uso común para datos numéricos de entrada y salida. Con BCD se usan 4 bits para representar un solo dígito en base 10. BCD es un mecanismo conveniente para representar números decimales en un formato numérico binario, pero es ineficiente pues sólo se usan 10 de los 16 (2^4) posibles estados de los números de 4 bits. Para convertir un número decimal a BCD, ensamble los códigos de 4 bits para cada dígito decimal. Por ejemplo,

$$123_{10} = 0001\ 0010\ 0011_{bcd} \quad (6.8)$$

Note que esto es diferente de la representación binaria:

$$123_{10} = 0111\ 1011_2 \quad (6.9)$$

■ TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 6.2

Magia computacional

¿Cómo puede una computadora digital realizar las operaciones complejas que hace, dado que su arquitectura y operación se basan en la simple manipulación de bits (ceros y unos)?

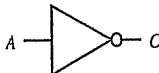
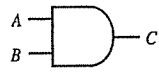





6.3 LÓGICA COMBINACIONAL Y CLASES DE LÓGICA

Los dispositivos lógicos combinacionales son dispositivos digitales que convierten entradas binarias en salidas binarias con base en las reglas de la lógica matemática. En la tabla 6.3 se muestran las operaciones básicas, símbolos esquemáticos y expresiones algebraicas para los dispositivos lógicos combinacionales. Estos dispositivos también se llaman **compuertas**, porque controlan el flujo de señales de las entradas a una sola salida. Un pequeño círculo en la entrada o salida de un dispositivo digital denota inversión de señal; esto es: un 0 se convierte en 1 o un 1 se convierte en 0. Por ejemplo, las compuertas NAND y NOR son compuertas AND y OR, respectivamente, con la salida invertida, por tanto el círculo se muestra en la salida. A la derecha se muestra la **tabla de verdad** para cada dispositivo. La tabla de verdad es un medio compacto de desplegar todas las combinaciones de entradas y sus correspondientes salidas. Por lo general, la combinación de entradas se escribe como la lista ascendente de números binarios cuyo número de bits corresponde al número de entradas (por ejemplo, 00, 01, 10, 11 para dos entradas).

Las compuertas estándar AND, NAND, OR, NOR y XOR sólo tienen dos entradas, pero están disponibles otras formas con más de dos entradas. En el caso de una compuerta AND de entrada múltiple, la salida es 1 si y sólo si todas las entradas son 1; de otro modo, la salida es 0. En el caso de la compuerta OR, la salida es 0 si y sólo si todas las entradas son 0; de otro modo, es 1. En el caso de la compuerta XOR, la salida es 0 si todas las entradas son 0 o si todas las entradas son 1; de otro modo es 1. Los símbolos algebraicos que se usan para representar las funciones lógicas son: más (+) para la OR lógica, punto (·) para la AND lógica y una barra superior (X) para la NOT lógica, que denota inversión.

Un **buffer** se usa para aumentar la corriente suministrada a la salida mientras se mantiene el estado digital. Esto es importante si se desea activar múltiples entradas digitales a partir de una sola salida. Una compuerta digital normal tiene un **abanico de salida**

Tabla 6.3 Operaciones lógicas combinacionales

Compuerta	Operación	Símbolo	Expresión	Tabla de verdad															
Inversor (INV, NOT)	Señal invertida (complemento)		$C = \bar{A}$	<table><tr><th>A</th><th>C</th></tr><tr><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td></tr></table>	A	C	0	1	1	0									
A	C																		
0	1																		
1	0																		
AND	AND lógica		$C = A \cdot B$	<table><tr><th>A</th><th>B</th><th>C</th></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr></table>	A	B	C	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	1
A	B	C																	
0	0	0																	
0	1	0																	
1	0	0																	
1	1	1																	
NAND	AND lógica invertida		$C = \overline{A \cdot B}$	<table><tr><th>A</th><th>B</th><th>C</th></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr></table>	A	B	C	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1	0
A	B	C																	
0	0	1																	
0	1	1																	
1	0	1																	
1	1	0																	
OR	OR lógica		$C = A + B$	<table><tr><th>A</th><th>B</th><th>C</th></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr></table>	A	B	C	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1
A	B	C																	
0	0	0																	
0	1	1																	
1	0	1																	
1	1	1																	
NOR	OR lógica invertida		$C = \overline{A + B}$	<table><tr><th>A</th><th>B</th><th>C</th></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr></table>	A	B	C	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	0
A	B	C																	
0	0	1																	
0	1	0																	
1	0	0																	
1	1	0																	
XOR	OR lógica exclusiva		$C = A \oplus B$ $= A \cdot \bar{B} + \bar{A} \cdot B$	<table><tr><th>A</th><th>B</th><th>C</th></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr></table>	A	B	C	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	0
A	B	C																	
0	0	0																	
0	1	1																	
1	0	1																	
1	1	0																	
Buffer	Aumenta la corriente de señal de salida		$C = A$	<table><tr><th>A</th><th>C</th></tr><tr><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td></tr></table>	A	C	0	0	1	1									
A	C																		
0	0																		
1	1																		

(fan-out) limitado, que define el número máximo de entradas digitales similares que se pueden activar por la salida de la compuerta (vea la sección 6.11.3). El buffer supera las limitaciones del abanico de salida al proporcionar más corriente de salida.

Todas las compuertas de la tabla 6.3 se fabrican como **circuitos integrados** donde transistores, resistores y diodos existen en un solo chip de silicio. La Demostración en video 5.1 muestra varios tipos de paquetes de CI; y la Demostración en video 5.2 describe los pasos básicos del proceso de fabricación de CI.

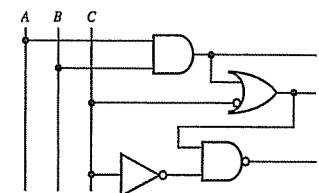
Existen dos familias de circuitos digitales integrados, llamadas **TTL**, por lógica transistor-transistor, y **CMOS** por semiconductores complementarios de óxido metálico. Los niveles de voltaje definen el **bajo lógico** (0) y el **alto lógico** (1) en las entradas y salidas. Los rangos para los niveles lógicos varían dependiendo de la familia de dispositivo. Un diseñador debe tener cuidado cuando mezcle diferentes tipos de circuitos

integrados digitales porque los diferentes dispositivos digitales tienen fuentes de corriente específicas y capacidades de entrada que afectan la cantidad de abanico de salida que se permite y cómo se pueden mezclar mutuamente. Las familias TTL y CMOS se describen con detalle en la sección 6.11.

Lógica combinacional

EJEMPLO 6-2

Este ejemplo ilustra cómo determinar expresiones y valores de señal en un diagrama lógico. He aquí un ejemplo de circuito lógico:



Las señales A , B y C son entradas y las señales D , E y F son salidas. Cada una de las señales puede ser alta (1) o baja (0). Cuando analice un circuito lógico, comience por escribir expresiones lógicas para todas las señales en el circuito. D es la más directa pues simplemente es la combinación AND de las señales A y B :

$$D = A \cdot B$$

La señal E depende de la señal D y usa el símbolo de círculo de inversión en la entrada C a la compuerta OR, de modo que

$$E = D + \bar{C}$$

Esto también se puede escribir como

$$E = (A \cdot B) + \bar{C}$$

Finalmente, la señal F es el resultado de una combinación NAND de la señal E y el inverso de C :

$$F = \overline{E \cdot \bar{C}}$$

Note que la barra de inversión va sobre toda la expresión $E \cdot \bar{C}$ porque la compuerta NAND invierte la salida de la combinación AND de E y \bar{C} .

Otra forma de expresar la funcionalidad del circuito lógico es resumir todas las posibles combinaciones de entrada y salida en una tabla de verdad como se muestra a continuación. Cada valor de salida se puede determinar a partir de las expresiones lógicas. Por ejemplo, para la combinación de entrada

$$A = 0, B = 0 \text{ y } C = 0, D = 0 \cdot 0 = 0, E = 0 + \bar{0} = 0 + 1 = 1, F = \overline{1 \cdot \bar{0}} = \overline{1 \cdot 1} = \bar{1} = 0$$



Demostración en video

5.1 Circuitos integrados

5.2 Etapas en el proceso de fabricación de circuitos integrados

A	B	C	D	E	F
0	0	0	0	1	0
0	0	1	0	0	1
0	1	0	0	1	0
0	1	1	0	0	1
1	0	0	0	1	0
1	0	1	0	0	1
1	1	0	1	1	0
1	1	1	1	1	1

Cuando se sienta cómodo con las expresiones lógicas y las tablas de verdad, será capaz de construir la tabla muy rápidamente usando algunos atajos. Por ejemplo, puesto que D es la combinación AND de A y B , D es 1 sólo si A es 1 y B es 1; de otro modo, D es 0. Por tanto, puede llenar rápidamente la columna D con ceros excepto donde A y B son 1. Del mismo modo, con la columna E , que es una combinación OR, la salida es 1 si D es 1 o si \bar{C} es 1 (es decir, C es 0). Otra forma de interpretar esto es que E es 0 sólo si D es 0 y \bar{C} es 0 (es decir, C es 1). F es 0 (1 invertido) si E es 1 y \bar{C} es 1 (es decir, C es 0).

6.4 DIAGRAMAS DE TIEMPOS

Para analizar circuitos lógicos complejos es útil bosquejar un diagrama de tiempo que muestre simultáneamente los niveles de las entradas y salidas de un circuito en función del tiempo. El diagrama de tiempo se puede usar para ilustrar cada posible combinación de valores de entrada y las salidas correspondientes, lo que proporciona un resumen gráfico de las relaciones entrada/salida. En las figuras 6.2 y 6.3 se muestran como ejemplos los diagramas de tiempo para las compuertas AND y OR. Los osciloscopios digitales de entrada múltiple y los analizadores lógicos tienen la capacidad de desplegar diagramas de tiempo para circuitos digitales.

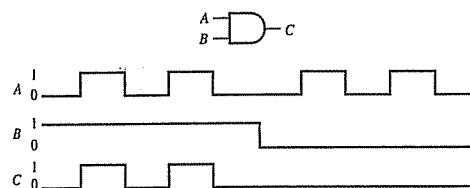


Figura 6.2 Diagrama de tiempo de la compuerta AND.

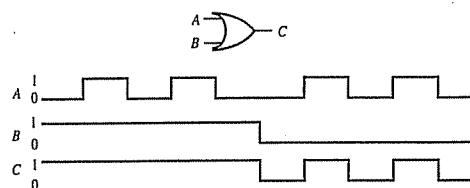


Figura 6.3 Diagrama de tiempo de la compuerta OR.

6.5 ÁLGEBRA BOOLEANA

Al formular expresiones matemáticas para circuitos lógicos es importante tener conocimiento del álgebra booleana, que define las reglas para expresar y simplificar enunciados lógicos binarios. A continuación se presentan las leyes e identidades booleanas básicas. Una barra sobre un símbolo indica la operación booleana NOT, que corresponde a la inversión de una señal.

Leyes e identidades del álgebra booleana

Leyes fundamentales

OR	AND	NOT
$A + 0 = A$	$A \cdot 0 = 0$	
$A + 1 = 1$	$A \cdot 1 = A$	$\bar{\bar{A}} = A$
$A + A = A$	$A \cdot A = A$	(doble inversión)
$A + \bar{A} = 1$	$A \cdot \bar{A} = 0$	

Leyes conmutativas

$$A + B = B + A \quad (6.11)$$

$$A \cdot B = B \cdot A \quad (6.12)$$

Leyes asociativas

$$(A + B) + C = A + (B + C) \quad (6.13)$$

$$(A \cdot B) \cdot C = A \cdot (B \cdot C) \quad (6.14)$$

Leyes distributivas

$$A \cdot (B + C) = (A \cdot B) + (A \cdot C) \quad (6.15)$$

$$A + (B \cdot C) = (A + B) \cdot (A + C) \quad (6.16)$$

Otras identidades útiles

$$A + (A \cdot B) = A \quad (6.17)$$

$$A \cdot (A + B) = A \quad (6.18)$$

$$A + (\bar{A} \cdot B) = A + B \quad (6.19)$$

$$(A + B) \cdot (A + \bar{B}) = A \quad (6.20)$$

$$(A + B) \cdot (A + C) = A + (B \cdot C) \quad (6.21)$$

$$A + B + (A \cdot \bar{B}) = A + B \quad (6.22)$$

$$(A \cdot B) + (B \cdot C) + (\bar{B} \cdot C) = (A \cdot B) + C \quad (6.23)$$

$$(A \cdot B) + (A \cdot C) + (\bar{B} \cdot C) = (A \cdot B) + (\bar{B} \cdot C) \quad (6.24)$$

Las leyes de De Morgan también son útiles para reordenar o simplificar expresiones booleanas más largas o para la conversión entre compuertas AND y OR:

$$\overline{A + B + C + \dots} = \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot \dots \quad (6.25)$$

$$\overline{A \cdot B \cdot C \cdot \dots} = \bar{A} + \bar{B} + \bar{C} + \dots \quad (6.26)$$

Si se invierten ambos lados de estas ecuaciones y se aplica la ley de doble NOT de la ecuación 6.10, la ley de De Morgan se puede escribir en la forma alternativa:

$$A + B + C + \dots = \overline{\bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot \dots} \quad (6.27)$$

$$A \cdot B \cdot C \cdot \dots = \overline{\bar{A} + \bar{B} + \bar{C} + \dots} \quad (6.28)$$

Las tablas de verdad pueden ser muy útiles para verificar una identidad. Por ejemplo, para mostrar que la ecuación 6.19 es válida, se puede construir la siguiente tabla de verdad donde cada término en la identidad se evalúa para todas las combinaciones de entrada:

A	\bar{A}	B	\bar{B}	$(A + \bar{A}) \cdot B$	$A \cdot B$
1	0	0	1	0	0
1	0	1	0	1	1
0	1	0	1	0	0
0	1	1	0	1	0

La identidad es válida dado que ambos lados de la identidad son iguales para cada combinación de entrada.

EJEMPLO 6.3

Simplificación de una expresión booleana

Simplifique la siguiente expresión con las leyes e identidades booleanas:

$$X = (A \cdot B \cdot C) + (B \cdot C) + (\bar{A} \cdot B)$$

Primero, se puede reescribir esta ecuación con la ley asociativa y la ley fundamental de que $Z \cdot 1 = Z$:

$$X = A \cdot (B \cdot C) + 1 \cdot (B \cdot C) + (\bar{A} \cdot B)$$

En esta forma, es claro que se puede usar la ley distributiva para factorizar el término $(B \cdot C)$:

$$X = (A + 1) \cdot (B \cdot C) + (\bar{A} \cdot B)$$

Dado que $A + 1 = 1$ y $1 \cdot (B \cdot C) = B \cdot C$,

$$X = (B \cdot C) + (\bar{A} \cdot B)$$

Más aún, al usar las leyes asociativa y distributiva se puede factorizar B :

$$X = B \cdot (C + \bar{A})$$

El número de operadores se redujo de siete en la expresión original (incluida la inversión) a tres en la expresión final. Esto es importante porque reduce el número de compuertas requeridas para construir el circuito.

6.6 DISEÑO DE COMPUERTAS LÓGICAS

Como ejemplo ilustrativo de la aplicación de la lógica combinacional a un problema de ingeniería real, suponga que se le pide diseñar un circuito sencillo para el sistema de seguridad de una casa. El dueño de la casa quiere una alarma que suene si alguien irrumpe en la casa a través de una puerta o ventana o si algo se mueve alrededor de la casa mientras los ocupantes no están en ella. Bajo ciertas condiciones, es posible que los usuarios también quieran deshabilitar secciones del sistema de alarma. Suponga que existen sensores para detectar si las ventanas o puertas se perturban y para detectar el movimiento. Para lograr las metas de este sistema de seguridad, se diseña un circuito lógico combinacional que usa dos interruptores que pueden ser determinados por el propietario.

Los siguientes pasos facilitan el diseño de un circuito digital para resolver este tipo de problema:

1. Defina el problema en palabras.
2. Escriba enunciados lógicos con palabras que se puedan traducir en expresiones booleanas.
3. Escriba las expresiones booleanas.
4. Simplifique y optimice las expresiones booleanas, si es posible.
5. Escriba una realización del circuito utilizando compuertas AND, NAND, OR o NOR para minimizar el número de CI y compuertas lógicas requeridas.
6. Dibuje el esquema lógico para la realización electrónica del circuito.

Cada uno de estos pasos lo realiza el ejemplo de cerradura de seguridad de las secciones que siguen.

6.6.1 Defina el problema en palabras

Comience el diseño lógico mediante la traducción del problema en una serie de enunciados con palabras que reflejen lo que debe ocurrir en el sistema. Se quiere que el sistema de alarma cree una señal alta y haga sonar la alarma para ciertas combinaciones de los sensores de la casa. Además, se requiere que el usuario sea capaz de seleccionar uno de tres estados operativos:

1. Un estado inactivo donde la alarma sonará sólo si las ventanas o puertas se mueven. Este estado es útil cuando los ocupantes duermen.
2. Un estado activo donde la alarma sonará si las ventanas o puertas se mueven o si hay movimiento en la casa. Este estado es útil cuando los ocupantes no están en casa.
3. Un estado deshabilitado donde la alarma no sonará. Este estado es útil durante la actividad doméstica normal.

En este momento, se deben definir las variables booleanas que representarán las entradas y salidas del circuito. Las siguientes variables booleanas se usan para diseñar la lógica del sistema de seguridad:

- A : estado de los sensores de puertas y ventanas.
- B : estado del detector de movimiento.

- Y : salida utilizada para sonar la alarma.
- CD : código de 2 bits establecido por el usuario para seleccionar el estado operativo definido por

$$CD = \begin{cases} 01 & \text{estado operativo 1} \\ 10 & \text{estado operativo 2} \\ 00 & \text{estado operativo 3} \end{cases}$$

Las entradas al sistema son A , B , C y D , y la salida es Y . Se supone **lógica positiva** para A , B y Y , donde un 1 implica activo u ON y un 0 implica inactivo u OFF.

6.6.2 Escriba enunciados lógicos

Los enunciados en palabras se deben traducir ahora en enunciados que parezcan lógicos. Los enunciados lógicos para el sistema de seguridad son

Activar la alarma ($Y = 1$) si A es alto y el código CD es 01 o activar la alarma si A o B es alto y el código es 10.

Note los operadores booleanos en cursivas, que deben ayudar a escribir la expresión booleana.

6.6.3 Escriba la expresión booleana

Ahora escriba la expresión booleana con base en el enunciado lógico. Para crear un producto de 1 por el código de control activo 01, es necesario formar la expresión $\bar{C} \cdot D$; para crear un producto de 1 por el otro código de control activo 10, se necesita formar la expresión $C \cdot \bar{D}$. Con base en esto, la expresión booleana completa para el sistema de seguridad es

$$Y = A \cdot (\bar{C} \cdot D) + (A + B) \cdot (C \cdot \bar{D}) \quad (6.29)$$

La alarma sonará ($Y = 1$) si la expresión $A \cdot (\bar{C} \cdot D)$ es 1 o si la expresión $(A + B) \cdot (C \cdot \bar{D})$ es 1; de otro modo, la alarma no sonará ($Y = 0$). La primera expresión será 1 si y sólo si A es 1 y C es 0 y D es 1; la segunda expresión será 1 si y sólo si C es 1 y D es 0 y A o B es 1.

Para este problema particular, se puede simplificar la ecuación 6.29 al observar una tabla de verdad para los términos C y D para las diferentes combinaciones de código de control.

C	D	$(\bar{C} \cdot D)$	$(C \cdot \bar{D})$
0	0	0	0
1	0	0	1
0	1	1	0

Note que $(\bar{C} \cdot D) = D$ y $(C \cdot \bar{D}) = C$ para las combinaciones de código de control dadas. Si se prohíbe el estado $CD = 11$ (vea la pregunta 6.21), la ecuación 6.29 se puede simplificar como

$$Y = (A \cdot D) + (A + B) \cdot C \quad (6.30)$$

6.6.4 Realización AND

Una vez simplificada la expresión booleana, conviene manipular el resultado aún más con la finalidad de convertir todas las operaciones a un tipo preferido de compuerta (por ejemplo, AND u OR). La razón para ello es que las compuertas lógicas vienen empacadas en chips de circuitos integrados (CI) en grupos de cuatro, seis u ocho. Por tanto, es posible que se quiera reducir el número total de chips requeridos al utilizar solo un tipo de compuerta. Convertir de un tipo de compuerta a otro se logra fácilmente con una aplicación repetida de las leyes de De Morgan. Para el ejemplo del sistema de seguridad, una representación AND se logra al aplicar la ecuación 6.27 para convertir cada compuerta OR a una compuerta AND. Si comienza con la ecuación 6.30:

$$Y = (A \cdot D) + (A + B) \cdot C \quad (6.31)$$

Primero, convierta la segunda expresión $A + B$ de compuerta OR:

$$Y = (A \cdot D) + (\bar{A} \cdot \bar{B}) \cdot C \quad (6.32)$$

Ahora se tiene una expresión OR en otra. De nuevo, la ecuación 6.30 establece que, para convertir la compuerta OR a una compuerta AND, invierta cada expresión, cambie la compuerta e invierta toda la expresión:

$$Y = \overline{\overline{A \cdot D} \cdot \overline{\bar{A} \cdot \bar{B} \cdot C}} \quad (6.33)$$

6.6.5 Dibuje el diagrama de circuito

Ahora es relativamente simple dibujar el circuito usando sólo compuertas AND e inversores a partir de la inspección de la expresión booleana final de la ecuación 6.33, construir las subexpresiones una a la vez y conectarlas como se muestra en la figura 6.4. Una buena idea es etiquetar señales intermedias en un circuito lógico con sus correspondientes expresiones booleanas, como se muestra en la figura 6.4. Esto le ayudará a evitar o encontrar errores en su lógica.

Dado que existen un total de cuatro compuertas AND y seis inversores, el circuito se puede construir con dos CI: un CI de compuerta AND cuádruple (por ejemplo, el 7408), que contiene cuatro compuertas AND, y un CI inversor séxtuple (por ejemplo,

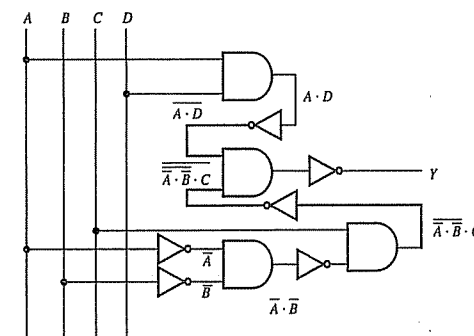


Figura 6.4 Esquema de realización AND del sistema de seguridad.

el 7404), que contiene seis inversores. La ecuación 6.30 también se podría implementar con el uso de dos CI pues sólo se requieren dos compuertas OR y dos compuertas AND. En consecuencia, para el sistema de seguridad, la realización con sólo compuertas AND no reduce el número de CI. Sin embargo, para expresiones booleanas más complejas, el número de CI usualmente se reducirá con la realización en un solo tipo de compuerta.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 6.3

Lógica cotidiana

Elabore una lista de dispositivos con los que interactúe cotidianamente y usen lógica con propósitos de control. Para cada uno, describa qué lógica está interpretando.

La solución que hemos presentado se conoce como solución de hardware porque usa compuertas en circuitos integrados para proporcionar la lógica deseada. Una alternativa es implementar la lógica con un programa que corra en un microcontrolador. Esta solución, llamada solución software, se presenta en el ejemplo 7.5 de la sección 7.5.2.

6.7 CÓMO ENCONTRAR UNA EXPRESIÓN BOOLEANA DADA UNA TABLA DE VERDAD

Como alternativa al método que se presentó en las secciones 6.6.1 y 6.6.2, donde se definió un problema lógico en palabras y luego se escribieron enunciados lógicos, a veces es más conveniente expresar las combinaciones entrada/salida completas con una tabla de verdad. En estas situaciones, existen dos métodos para obtener directamente la expresión booleana que realiza la lógica especificada en la tabla de verdad. Ambos métodos se describen aquí, y se presenta un ejemplo para demostrar su aplicación.

El primer método se conoce como **método de suma de productos**. Se basa en el hecho de que una salida se puede representar como una suma de productos que contenga combinaciones de las entradas. Por ejemplo, si se tienen tres entradas A , B y C , y una salida X , la suma de productos sería una expresión booleana que contenga los términos de entrada operados por funciones AND para formar términos productos que estén operados por funciones OR juntos para definir la salida X como una suma booleana. La siguiente ecuación es un ejemplo de cómo se ve una expresión de suma de productos:

$$X = (\bar{A} \cdot B \cdot C) + (\bar{A} \cdot \bar{B} \cdot C) + (A \cdot B \cdot \bar{C}) \quad (6.34)$$

Si se forma un producto por cada fila en la tabla de verdad que resulta en una salida de 1 y toma la suma de los productos, se puede representar la lógica completa de la tabla. Para las filas cuyos valores de salida sean 1, se debe asegurar que el producto que representa dicha fila es 1. Para hacer esto, cualquier entrada cuyo valor sea 0 en la fila se debe invertir en el producto. Al expresar un producto por cada combinación de entrada cuyo valor sea 1, se ha modelado por completo la lógica de la tabla de verdad pues cualquiera otra combinación resultará en un 0.

El segundo método se conoce como el **método de producto de sumas**. Se basa en el hecho de que una salida se puede expresar como un producto de sumas que contiene combinaciones de las entradas. Por ejemplo, si se tienen tres entradas, A , B y C y una sa-

lida X , el producto de las sumas sería una expresión booleana que contiene los términos de entrada operados por funciones OR para formar términos suma que se operan por funciones AND juntos para definir la salida X como un producto booleano. La siguiente expresión es un ejemplo de cómo se ve una expresión de producto de sumas:

$$X = (\bar{A} + B + C) \cdot (\bar{A} + \bar{B} + C) \cdot (A + B + \bar{C}) \quad (6.35)$$

Si se forma una suma por cada fila en la tabla de verdad que resulta en una salida de 0 y se toma el producto de las sumas, se puede representar la lógica completa de la tabla. Para las filas cuyos valores de salida sean 0, se debe asegurar de que la suma que representa dicha fila es 0. Para hacer esto, cualquier entrada cuyo valor es 1 en la fila se debe invertir en la suma. Al expresar una suma por cada combinación de entrada (filas) cuyo valor es 0, se modela por completo la lógica de la tabla de verdad pues cualquiera otra combinación resultará en 1.

Suma de productos y producto de sumas

EJEMPLO 6.4

Al realizar operaciones aritméticas binarias, la operación más simple es la suma de los dos bits menos significativos, lo que resulta en un bit suma y un bit de acarreo (carry). A continuación se muestran las cuatro posibles combinaciones para sumar dos bits.

			1	C
0	0	1	1	A
+0	+1	+0	+1	+B
0	1	1	0	S

La última columna muestra la terminología empleada. Los dos bits de entrada se etiquetan A y B , la suma de los dos bits se etiqueta S , y el bit de acarreo, si existe, se etiqueta C . Sólo en el último caso ($1 + 1$) el bit de acarreo es 1; de otro modo es 0.

La tabla de verdad para esta operación es

A	B	S	C
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

Se aplican los métodos de suma de productos y producto de sumas a ambas salidas para ilustrar cómo difieren los métodos.

Al aplicar el método de suma de productos a la salida S , se obtiene

$$S = (\bar{A} \cdot B) + (A \cdot \bar{B})$$

Los términos producto (AND) representan las filas dos y tres, donde S es 1.

Al aplicar el método de producto de sumas a la salida S , se obtiene

$$S = (A + B) \cdot (\bar{A} + \bar{B})$$

Los términos suma (OR) representan las filas uno y cuatro, donde la salida S es 0.

El método de suma de productos aplicado a la salida C produce

$$C = (A \cdot B)$$

El término producto (AND) representa la fila cuatro, donde C es 1.

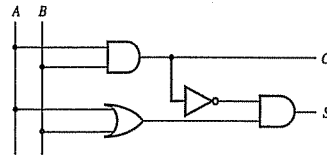
El método de producto de sumas aplicado a la salida C produce

$$C = (A + B) \cdot (A + \bar{B}) \cdot (\bar{A} + B)$$

El término suma (OR) representa las filas uno, dos y tres, donde C es 0.

Note que el método de suma de productos es más fácil de aplicar a la salida C pues sólo una fila tiene una salida de 1.

Si se usa el resultado del producto de sumas para S y el resultado de la suma de productos para C , se obtiene un circuito que usa el menor número de compuertas:



Este circuito se conoce como **medio sumador** pues se aplica sólo a los dos bits menos significativos de una suma. Los bits de orden superior requieren un bit de acarreo de orden inferior como entrada adicional (vea la pregunta 6.29).

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 6.4

Equivalencia de la suma de productos y el producto de sumas

Dibuje los circuitos lógicos para S y C en el ejemplo 6.4 y use sólo los resultados del producto de sumas y luego haga lo mismo para los resultados de la suma de productos. Compare sus circuitos con el que se muestra en el ejemplo. Además, muestre que los resultados de la suma de productos y el producto de sumas son equivalentes.

6.8 LÓGICA SECUENCIAL

Los dispositivos de lógica combinacional generan una salida con base en los valores de entrada, independientes de la temporización de entrada. Sin embargo, en los dispositivos de **lógica secuencial**, la temporización o secuenciación de las señales de entrada es importante. Los dispositivos en esta clase incluyen flip-flops, contadores, monoestables, latches y dispositivos más complejos como microprocesadores. Los dispositivos lógicos secuenciales por lo general responden a las entradas cuando el disparo genera una transición de un nivel a otro. La señal de disparo usualmente se refiere como la señal de reloj (CK). La señal de reloj puede ser una onda cuadrada periódica o una colección aperiódica de pulsos. La figura 6.5 ilustra la terminología de flanco en relación con

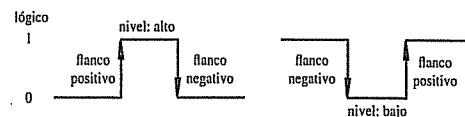


Figura 6.5 Flancos de pulso de reloj.

un pulso de reloj, donde se usa una flecha para indicar los flancos donde ocurren las transiciones de estado. Los dispositivos **disparados por flanco positivo** responden a una transición de bajo a alto (0 a 1), y los dispositivos **disparados por flanco negativo** responden a una transición de alto a bajo (1 a 0). Este tema se aborda de nuevo en la sección 6.9.1, donde se aplica a los flip-flops.

6.9 FLIP-FLOPS

Puesto que los datos digitales se almacenan en forma de bits, los dispositivos de memoria digital, como la memoria de acceso aleatorio (RAM) de las computadoras, requieren un medio para almacenar y conmutar entre los dos estados binarios. Un **flip-flop** es un dispositivo lógico secuencial que puede realizar esta función. El flip-flop se llama dispositivo **biestable**, pues tiene dos y sólo dos posibles estados de salida estables: 1 (alto) y 0 (bajo). Tiene la capacidad de permanecer en un estado de salida particular (es decir, almacenar un bit) hasta que las señales de entrada generan un cambio de estado. Ésta es la base de todo el almacenamiento y procesamiento de información semiconductor en las computadoras digitales; de hecho, los flip-flops realizan muchas de las funciones básicas cruciales para la operación de casi todos los dispositivos digitales.

En la figura 6.6 se muestra esquemáticamente un flip-flop fundamental, el **flip-flop RS**. S es la entrada set, R es la entrada reset, y Q y \bar{Q} son las **salidas complementarias**. La mayoría de los flip-flops incluyen ambas salidas, donde una salida es la inversa (NOT) de la otra. El flip-flop RS opera con base en las siguientes reglas:

1. Las salidas del flip-flop permanecen invariables en tanto las entradas S y R sean ambas 0.
2. Cuando S es 1 y R es 0, el flip-flop se *establece* (set) a $Q = 1$ y $\bar{Q} = 0$.
3. Cuando S es 0 y R es 1, el flip-flop se *restablece* (reset) a $Q = 0$ y $\bar{Q} = 1$.
4. "No se permite" (NA) colocar un 1 en S y R simultáneamente pues la salida será impredecible.

Una tabla de verdad es una valiosa herramienta para describir la funcionalidad de un flip-flop. La tabla 6.4 es la tabla de verdad para un flip-flop RS básico. La primera fila muestra el estado de la memoria donde el flip-flop retiene el último valor set o reset. Q_0 es el valor de la salida Q antes de que se establecieran las condiciones de entrada indicadas; 1 es alto lógico y 0 es bajo lógico. El NA en la última fila indica que no se permite la condición de entrada para dicha fila. Puesto que se prohíbe aplicar la condición de entrada $S = 1$, $R = 1$, el flip-flop RS rara vez se usa en diseños reales. En secciones posteriores se presentan otros flip-flops más versátiles que evitan la limitación NA.

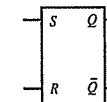
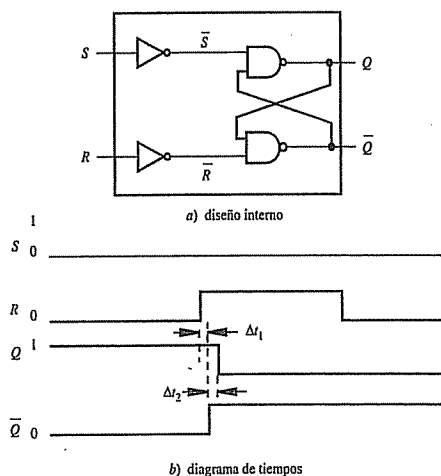


Figura 6.6 Flip-flop RS

Tabla 6.4 Tabla de verdad para el flip-flop RS

Entradas		Salidas	
S	R	Q	\bar{Q}
0	0	Q_0	\bar{Q}_0
1	0	1	0
0	1	0	1
1	1	NA	

**Figura 6.7** Diseño interno y temporización del flip-flop RS.

Para comprender cómo funcionan los flip-flops y otros circuitos lógicos secuenciales, se observará el diseño interno de un flip-flop RS, que se ilustra en la figura 6.7a). Consiste en compuertas lógicas combinacionales con retroalimentación interna desde las salidas hasta las entradas de las compuertas NAND. La figura 6.7b) ilustra la temporización de las diversas señales, que son afectadas por retrasos (delay) de propagación muy cortas a través de las compuertas NAND. Inmediatamente después de que la señal R cambia de 0 a 1, las entradas a la compuerta NAND inferior son 0 y Q , que todavía es 1. Esto cambia \bar{Q} a 1 después de un ligero retraso de propagación Δt_1 . La retroalimentación de \bar{Q} a la compuerta NAND superior activa Q a 0 después de un ligero retraso Δt_2 . Ahora el flip-flop se restablece (reset) y permanece en este estado incluso después de que R regresa a 0. La operación set funciona en forma similar. Los retrasos de propagación Δt_1 y Δt_2 usualmente están en el rango de nanosegundos. Todos los dispositivos lógicos secuenciales dependen de retroalimentación y retrasos de propagación para su operación.

6.9.1 Disparadores de flip-flops

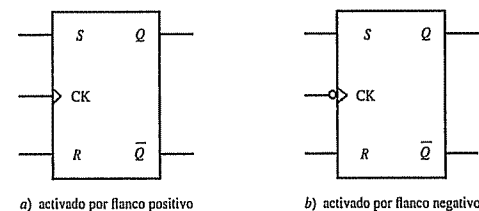
Los flip-flops por lo general están **cronometrados**; esto es, una señal designada "clock" coordina o sincroniza los cambios de los estados de salida del dispositivo. Esto permite

el diseño de circuitos complejos, como un microprocesador, donde todos los cambios del sistema se disparan o activan por una señal clock común. A esto se le llama operación **síncrona**, pues los cambios en el estado se coordinan mediante pulsos de reloj. Las salidas de diferentes tipos de flip-flops cronometrados pueden cambiar en un flanco positivo o flanco negativo de pulso de reloj. Estos flip-flops se denominan **flip-flops activados por flanco**. La activación por flanco positivo se indica esquemáticamente mediante un pequeño paréntesis angular en la entrada clock al flip-flop (vea la figura 6.8a). La activación por flanco negativo se indica esquemáticamente mediante un pequeño círculo y un paréntesis angular en la entrada clock (vea la figura 6.8b).

La función del flip-flop RS activado por flanco se define mediante las siguientes reglas:

1. Si S y R son ambas 0 cuando encuentran el flanco del reloj, el estado de salida permanece invariable.
2. Si S es 1 y R es 0 cuando encuentran el flanco del reloj, la salida del flip-flop se **establece** (set) a 1. Si la salida ya es 1, no hay cambio.
3. Si S es 0 y R es 1 cuando encuentran el flanco del reloj, la salida del flip-flop se **restablece** (reset) a 0. Si la salida ya es 0, no hay cambio.
4. S y R nunca deben ser ambas 1 cuando encuentren el flanco del reloj.

En la tabla 6.5 se presenta la tabla de verdad para un flip-flop RS activado por flanco (figura 6.8a). La flecha hacia arriba \uparrow en la columna reloj (CK) representa la transición del flanco positivo de 0 a 1. El NA de la segunda a la última fila indica que no se permite la condición de entrada para dicha fila. En tanto no haya transición de flanco positivo, los valores de S y R no tienen efecto sobre la salida, como se muestra mediante los símbolos X en la última fila de la tabla. En la figura 6.9 se muestra un diagrama de tiempos.

**Figura 6.8** Flip-flops RS activados por flanco.**Tabla 6.5** Tabla de verdad para flip-flop RS activado por flanco positivo

S	R	CK	Q	\bar{Q}
0	0	\uparrow	Q_0	\bar{Q}_0
1	0	\uparrow	1	0
0	1	\uparrow	0	1
1	1	\uparrow	NA	
X	X	0, 1, \downarrow	Q_0	\bar{Q}_0

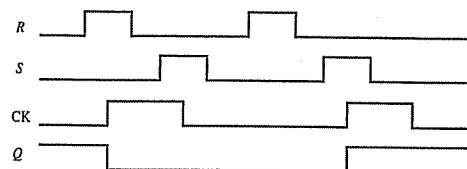


Figura 6.9 Diagrama de tiempos para flip-flop RS activado por flanco positivo.

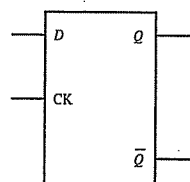


Figura 6.10 Latch.

Tabla 6.6 Tabla de verdad para latch

D	CK	Q	\bar{Q}
0	1	0	1
1	1	1	0
X	0	Q_0	\bar{Q}_0

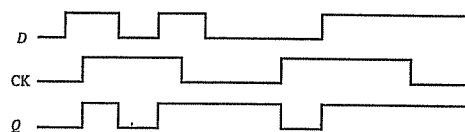


Figura 6.11 Diagrama de tiempos para latch.

Existen dispositivos especiales que no se activan por flanco de la forma en que se ha descrito. Un ejemplo importante se llama **latch** (cerrojo). En la figura 6.10 se muestra su símbolo esquemático. La salida Q sigue la trayectoria de la entrada D en tanto CK sea alto. Cuando ocurre un flanco negativo (es decir, cuando CK se hace bajo), el flip-flop almacenará (pondrá un cerrojo) el valor que tenía D en el flanco negativo, y dicho valor se retendrá en la salida. Puesto que la salida sigue a la entrada cuando el reloj es alto, se dice que el latch es **transparente** durante este tiempo. La tabla 6.6 es la tabla de verdad para un latch, y en la figura 6.11 se presenta un ejemplo de diagrama de tiempos. La X en la última fila de la tabla indica que el valor de D no tiene efecto sobre la salida en tanto CK sea bajo.

6.9.2 Entradas asíncronas

Los flip-flops pueden tener funciones preset y clear que superan instantáneamente cualquiera otra entrada. Se llaman **entradas asíncronas** porque su efecto puede postularse

en cualquier momento. No se activan por una señal clock. La entrada **preset** se usa para establecer o inicializar la salida Q del flip-flop a alto (1). La entrada **clear** se usa para limpiar o restablecer la salida Q del flip-flop a bajo (0). Los pequeños símbolos de inversión que se muestran en las entradas asíncronas de la figura 6.12 son típicos de la mayoría de los dispositivos e implican que la función se postula cuando la señal de entrada asíncrona es baja. Esta entrada se conoce como entrada **baja activa**. Preset y clear no se deben postular simultáneamente. Se puede usar cualquiera de estas entradas para definir el estado de un flip-flop después de encender; de otro modo, la salida del flip-flop es incierta al arrancar.

6.9.3 Flip-flop D

El **flip-flop D**, también llamado flip-flop de datos, tiene una sola entrada D cuyo valor se almacena y presenta en la salida Q en el flanco de un pulso de reloj. En la figura 6.13 se muestra un flip-flop D activado por flanco positivo, y su tabla de verdad se muestra en la tabla 6.7. A diferencia de un latch, un flip-flop D no muestra transparencia. La salida cambia sólo cuando se activa por el flanco de reloj apropiado.

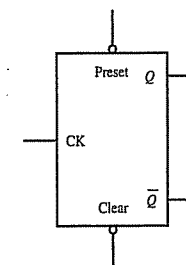


Figura 6.12 Funciones preset y clear del flip-flop.

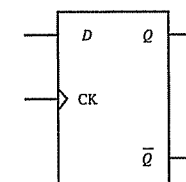


Figura 6.13 Flip-flop D activado por flanco positivo.

Tabla 6.7 Tabla de verdad para flip-flop D activado por flanco positivo

D	CK	Q	\bar{Q}
0	\uparrow	0	1
1	\uparrow	1	0
X	0	Q_0	\bar{Q}_0
X	1	Q_0	\bar{Q}_0



Ejercicio de laboratorio

Laboratorio 7

Circuitos digitales lógicos y latch

El Ejercicio de laboratorio 7 explora los latch y los flip-flops D y muestra la manera en que difieren sus funciones. El ejercicio también trata con las compuertas lógicas y muestra cómo cablear interruptores para entrada en los circuitos lógicos.

6.9.4 Flip-flop JK

El **flip-flop JK** es similar al flip-flop RS, donde la entrada J es análoga a la S (set) y la entrada K es análoga a la R (reset). La principal diferencia es que las entradas J y K pueden ser simultáneamente altas. Esto hace que la salida se invierta (**toggle**), lo que significa que la salida cambia al estado opuesto. La representación esquemática y la tabla de verdad para un flip-flop JK activado por flanco negativo se muestran en la figura 6.14 y la tabla 6.8. Las primeras dos filas de la tabla describen las funciones preset y clear que se pueden usar para inicializar la salida del flip-flop. La tercera fila prohíbe que set y clear se presenten de manera simultánea. El símbolo \downarrow representa el flanco negativo de la señal clock, que causa el cambio en la salida. La última fila describe la característica de memoria del flip-flop en ausencia de un flanco negativo.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 6.5

Diagramas de tiempos para flip-flop JK

Construya un diagrama de tiempos para el flip-flop JK activado por flanco negativo que ilustre por completo su funcionalidad.

El flip-flop JK tiene un amplio rango de aplicaciones, y a partir de él pueden construirse flip-flops fácilmente con el cableado externo adecuado. El **flip-flop T** (**toggle**) sirve como un buen ejemplo de esto. El símbolo para un flip-flop T activado por flanco positivo y la implementación equivalente con flip-flops JK se muestran en la figura 6.15. El flip-flop T simplemente invierte la salida cada vez que se activa. Las funciones preset y clear son necesarias para proporcionar control directo sobre la salida pues la entrada

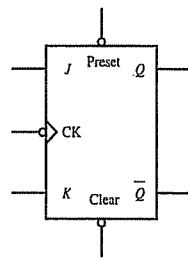


Figura 6.14 Flip-flop JK activado por flanco negativo.

Tabla 6.8 Tabla de verdad para un flip-flop JK activado por flanco negativo

Preset	Clear	CK	J	K	Q	\bar{Q}
0	1	X	X	X	1	0
1	0	X	X	X	0	1
0	0			NA		
1	1	\downarrow	0	0	Q_0	\bar{Q}_0
1	1	\downarrow	1	0	1	0
1	1	\downarrow	0	1	0	1
1	1	\downarrow	1	1	\bar{Q}_0	Q_0
1	1	0, 1	X	X	Q_0	\bar{Q}_0

Tabla 6.9 Tabla de verdad para flip-flop T activado por flanco positivo

T	Preset	Clear	Q	\bar{Q}
\uparrow	1	1	\bar{Q}_0	Q_0
0	1	1	Q_0	\bar{Q}_0
1	1	1	Q_0	\bar{Q}_0
X	0	1	1	0
X	1	0	0	1

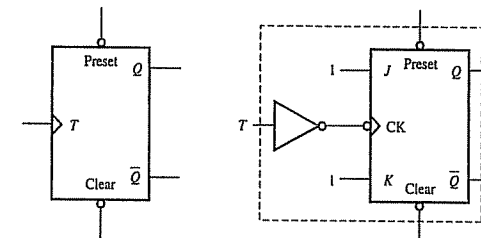


Figura 6.15 Flip-flop T activado por flanco positivo.

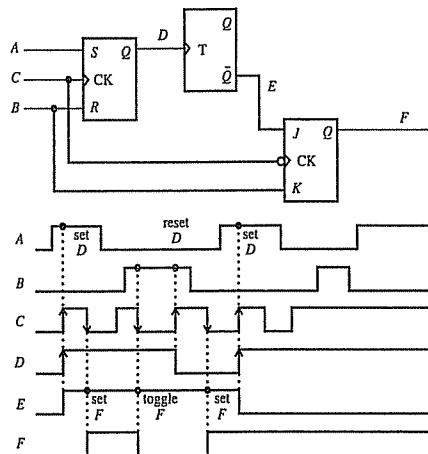
T por sí sola no proporciona un mecanismo para inicializar el valor de salida. La tabla 6.9 es su tabla de verdad.

Diagrama de tiempos de circuito flip-flop

EJEMPLO 6.5

Dado el siguiente circuito lógico secuencial, que incluye flip-flops RS, T y JK, con las entradas como se indican en el diagrama de tiempos, las salidas digitales D , E y F serán como se muestran. Las señales D , E y F se suponen son bajas al principio del diagrama de tiempos. Observe

cómo la señal D se actualiza en los flancos positivos de C , la señal E se actualiza en los flancos positivos de D y la señal F se actualiza en los flancos negativos de C .



TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 6.6

Memoria de computadora

Con su conocimiento de flip-flops, discuta cómo cree que funciona la memoria de acceso aleatorio (RAM) de una computadora. ¿Qué le ocurre a la RAM cuando enciende su computadora?

6.10 APLICACIONES DE LOS FLIP-FLOPS

Se acaba de ver que existen varios tipos de flip-flops. En las subsecciones siguientes se ilustran algunas aplicaciones que usan flip-flops como sus unidades funcionales.

6.10.1 Eliminación de rebotes (debouncing) en interruptor

Cuando los interruptores mecánicos se abren o cierran, existen breves oscilaciones de corriente debidas al rebote mecánico o arqueo eléctrico. Este fenómeno se llama **rebote de interruptor**. Como se ilustra en la figura 6.16, el contacto mecánico asociado con un interruptor que se cierra resulta en múltiples transiciones de voltaje durante aproximadamente 1 ms. La Demostración en video 6.1 muestra cómo se puede visualizar en un osciloscopio el rebote de un interruptor. La Demostración en video 6.2 muestra un ejemplo muy dramático del arqueo que ocurre cuando se abre o cierra un interruptor de alto voltaje. En este caso, una línea de transmisión eléctrica se apaga por un gran interruptor de desconexión, y en el proceso se forma un arco muy grande.



Demostración en video

6.1 Rebote de interruptor

6.2 Interruptor de desconexión de alto voltaje

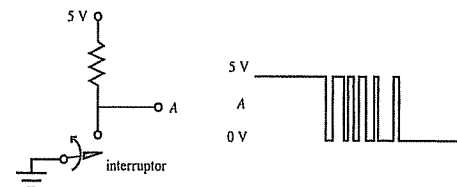


Figura 6.16 Rebote de interruptor.

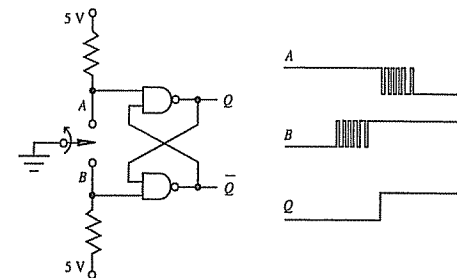


Figura 6.17 Circuito eliminador de rebotes de interruptor.

El circuito lógico secuencial que se muestra en la figura 6.17 puede proporcionar una salida que está libre de las múltiples transiciones asociadas con el rebote de interruptor. Conforme el interruptor rompe el contacto con B , el rebote de señal ocurre en la línea B . Existe un pequeño retraso mientras el interruptor se mueve del contacto B al A , y luego el rebote de señal ocurre en la línea A conforme se establece el contacto con A . La salida del eliminador de rebotes Q es una sola transición de 0 V a 5 V. El circuito funciona de forma muy parecida a un flip-flop (vea el tema para discusión en clase 6.7).

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 6.7

Función eliminadora de rebote de interruptor

Rastree las entradas y salidas de las dos compuertas NAND de la figura 6.17 conforme el interruptor se mueve del contacto B al contacto A y cree un diagrama de tiempos. Además, dibuje un circuito equivalente para el eliminador de rebotes con el uso de un flip-flop RS. *Sugerencia:* considere el retraso de interruptor de compuerta como se hizo en la figura 6.7.

El interruptor que se muestra en la figura 6.17 se llama interruptor SPDT, que es de un solo polo y dos direcciones (para más información vea la sección 9.2.1). Un interruptor SPDT tiene tres terminales. La sección 6.12.2 muestra un circuito que se puede usar para eliminar rebotes de interruptores SPST (un polo, una dirección), los cuales sólo tienen dos terminales. El Tema para discusión en clase 7.8 también explorará cómo se puede usar software microcontrolador para eliminar rebotes directamente de las entradas del interruptor. Ésta es la solución más eficiente si sucede que un diseño debe incluir un microcontrolador.

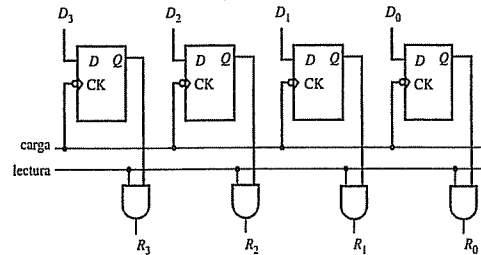


Figura 6.18 Registro de datos de 4 bits.

6.10.2 Registro de datos

La figura 6.18 muestra un **registro de datos** de 4 bits que usa flip-flops D activados por flanco negativo para transferir datos de cuatro líneas de datos a las salidas de cuatro compuertas AND. Esto lo hace en dos pasos distintos. Primero, los valores de datos D_i se transfieren a las salidas Q de los flip-flops en el flanco negativo de la señal de carga. Luego, un pulso en la línea de lectura (read) presenta los datos en las salidas del registro R_i de las compuertas AND. Los registros de datos se usan en los microprocesadores para retener datos para cálculos aritméticos. Los registros de datos se pueden poner en cascada para almacenar tantos bits como se requiera.

6.10.3 Contador binario y divisor de frecuencia

La figura 6.19 muestra un **contador binario** de 4 bits que consta de cuatro flip-flops toggle activados por flanco negativo conectados en secuencia. También se muestra el diagrama de tiempo para los primeros 10 pulsos de entrada. Los cuatro bits de salida B_i cambian de acuerdo con la secuencia de conteo del número binario, cuenta de 0 a 15 (base 10) y regresa a 0. Este circuito también se puede usar como **divisor de frecuencia**. La salida B_0 es una salida dividida entre 2 pues su frecuencia es 1/2 de la frecuencia del tren de pulsos de entrada. B_1 , B_2 y B_3 son salidas divididas entre 4, 8 y 16, respectivamente.

6.10.4 Interfaces en serie y en paralelo

Las figuras 6.20 y 6.21 muestran circuitos flip-flop que convierten entre datos seriales y paralelos. Los **datos seriales** consisten en una secuencia de bits, o tren de pulsos, que ocurren en una sola línea de datos. Los **datos paralelos** consisten en un conjunto de bits que ocurren en paralelo de manera simultánea sobre un conjunto de líneas de datos. El convertidor serial a paralelo utiliza flip-flops D activados por flanco negativo, y el convertidor paralelo a serial utiliza flip-flops JK activados por flanco negativo. En ambos circuitos, la entrada o salida serial se sincroniza mediante una señal clock. Una línea reset se usa para limpiar los flip-flops antes de cargar un conjunto de bits. La línea reset es activo bajo, lo que significa que, cuando la línea va hacia bajo, los flip-flops se limpian, lo que provoca que las salidas Q vayan hacia bajo (0). La línea load para el convertidor

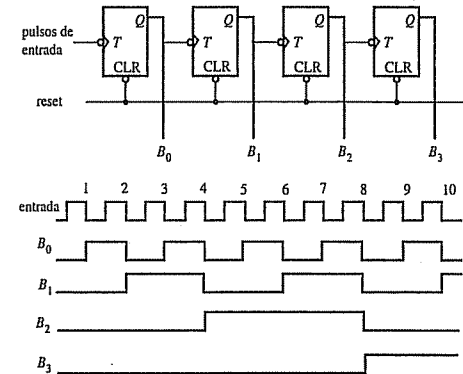


Figura 6.19 Contador binario de 4 bits.

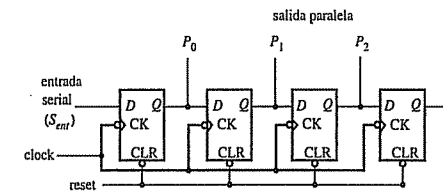


Figura 6.20 Convertidor serial a paralelo.

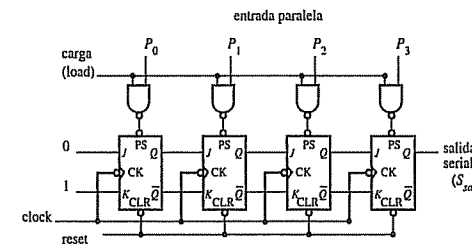


Figura 6.21 Convertidor de paralelo a serial.

de paralelo a serial pasa los datos a través de compuertas NAND y almacena los valores de la línea de datos en los flip-flops usando el preset activo bajo del flip-flop. Cuando la línea load va a alto y un bit paralelo (P_i) es alto (1), entonces el flip-flop respectivo se preestablece, lo que resulta en una salida Q alta (1). Las figuras muestran convertidores de 4 bits, pero los flip-flops se pueden poner en cascada para un mayor número de bits.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 6.8

Conversión entre datos seriales y paralelos

Observe las figuras 6.20 y 6.21 y explique con detalle la función de los circuitos que convierten entre datos seriales y paralelos. Además, ¿cómo se relaciona la tasa de baudios (bits por segundo) de la transmisión serial con la rapidez de reloj del convertidor?

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 6.9

Uso cotidiano de dispositivos lógicos

Discuta el uso de las funciones lógicas combinacionales y secuenciales en artículos que use todos los días. Para cada uno, identifique el propósito de la función lógica y de qué tipo cree que es (combinacional o secuencial).

6.11 CIRCUITOS INTEGRADOS TTL Y CMOS

Ahora que se han discutido las señales digitales, el álgebra booleana, la formulación de expresiones lógicas digitales y los dispositivos lógicos, está preparado para presentar las características de los circuitos integrados reales que llevan a cabo las diversas funciones digitales. Existen dos familias de dispositivos lógicos llamadas *TTL* y *CMOS*. *TTL* es la abreviatura para dispositivos lógicos transistor-transistor y *CMOS* lo es para dispositivos semiconductores complementarios de óxido metálico. En general, cualquier circuito lógico secuencial se puede construir con cualquier familia o con una mezcla de las dos familias, pero, para hacerlo correctamente, es necesario entender las diferencias entre las características electrónicas de cada familia.

En el capítulo 3 se describieron los transistores bipolares de unión, que son los bloques constructores para la lógica *TTL*, y los MOSFET, que son los bloques constructores para la lógica *CMOS*. Los dos estados de un dispositivo digital se definen mediante voltajes que ocurren dentro de rangos aceptables específicos. En la figura 6.22 se muestran los estados y voltajes para las dos familias. Con fines de comparación, se

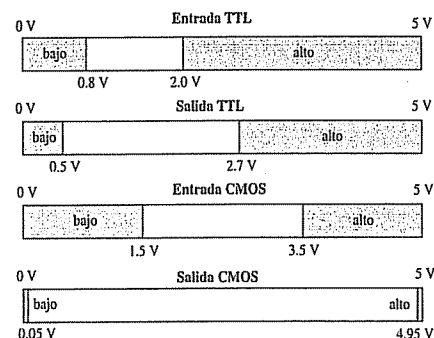


Figura 6.22 Niveles de entrada y salida para TTL y CMOS.

supone que ambas familias se activan mediante una fuente de 5 V de CD, aunque los *CMOS*, a diferencia de los *TTL*, se pueden activar con un suministro de CD de entre 3 V y 18 V. Para una entrada digital *TTL*, el **cero lógico** (0) o **bajo** (*L*) se define como un valor menor que 0.8 V, y el **uno lógico** (1) o **alto** (*H*) se define como un valor mayor que 2.0 V. La salida digital de un dispositivo *TTL* por lo general varía entre 0 y 0.5 V para bajo y entre 2.7 V y 5 V para alto. El rango de voltaje de entrada 0.8 V a 2.0 V entre los estados 0 lógico y 1 lógico es una zona muerta donde el estado de entrada es indefinido. Para un entrada digital *CMOS*, el **cero lógico** (0) o **bajo** (*L*) se define como un valor menor que 1.5 V, y el **alto lógico** se define como un valor mayor que 3.5 V. La salida digital de un dispositivo *CMOS* por lo general varía entre 0 y 0.05 V para bajo y entre 4.95 V y 5 V para alto. El rango de voltaje de entrada de 1.5 V a 3.5 V es una zona muerta donde el estado de entrada es indefinido.

Cuando se ponen en interfaz los dispositivos digitales es importante conocer las características de corriente de entrada y salida de los dispositivos, además de entender los niveles de voltaje. Algunas de estas características importantes son la cantidad de corriente que un dispositivo puede **producir** (source) cuando la salida es alta, y la cantidad de corriente que el dispositivo puede **extraer** (sink) cuando el voltaje de salida es bajo. En las hojas de datos del fabricante para dispositivos digitales estas características usualmente se etiquetan como I_{OH} o "corriente de salida de alto nivel" (para la capacidad de producción) e I_{OL} o "corriente de salida de bajo nivel" (para la capacidad de extracción). Más adelante se presentan ejemplos de hojas de datos para dispositivos *TTL* y *CMOS*.

Ahora se examinarán los circuitos de salida equivalentes para dispositivos *TTL* y *CMOS*. Con referencia a la figura 6.23, la lógica *TTL* conmuta entre estados al polarizar positivamente uno de los dos transistores de salida. Este circuito de salida se llama configuración en **totem pole** o **tótem**, donde se apilan dos transistores bipolares de unión entre potencia y tierra. Cuando el transistor superior se polariza positivamente y el transistor inferior está apagado, la salida es alta. La resistencia, el transistor y el diodo bajan el voltaje de salida real a un valor por lo general cercano a 3.4 V. Cuando el transistor inferior se polariza positivamente y el transistor superior está apagado, la salida es baja. Puede ver que el dispositivo *TTL* produce corriente cuando hay una salida alta y extrae corriente cuando la salida es baja. Los valores de extracción y producción de corriente dependen de la subfamilia *TTL*. Cuando la salida de un dispositivo *TTL* se

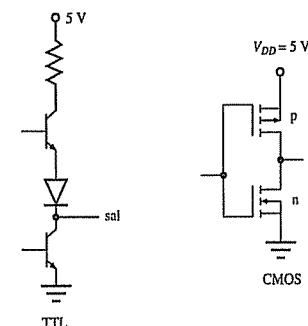


Figura 6.23 Circuitos de salida TTL y CMOS.

conecta a la entrada del otro, el dispositivo TTL disipa potencia de manera continua sin importar si la salida es alta o baja.

Los CI CMOS lógicos emplean pares complementarios de transistores MOS mejorados tipo p y tipo n como sus salidas, de ahí el nombre de **MOS complementario (CMOS)**. En lo que se refiere al circuito de salida CMOS de la figura 6.23, si la señal de entrada a esta fase de salida es alta, el transistor tipo p (superior) está apagado y el transistor tipo n (inferior) está encendido, de modo que la salida se fuerza a la baja. Cuando la entrada es baja, el transistor superior está encendido y el transistor inferior está apagado, la salida se fuerza hacia arriba. Cuando la salida es alta, el dispositivo produce corriente; y cuando la salida es baja, el dispositivo extrae corriente si hay una carga unida a la salida. Dado que las compuertas MOSFET están aisladas, los dispositivos CMOS consumen potencia sólo cuando conmutan entre estados o cuando hay una carga unida. Por tanto, una de las principales diferencias entre CMOS y TTL es que los dispositivos TTL requieren potencia de manera continua (vea el tema para discusión en clase 6.10).

Es frecuente que los CMOS se recomienden por sobre los TTL por las siguientes razones:

- Cuando una salida se descarga o conecta a otros dispositivos CMOS, el CMOS requiere potencia sólo cuando una salida conmuta su estado lógico. Por tanto, los CMOS son útiles en aplicaciones operadas por batería, donde la potencia es limitada.
- El amplio rango de suministro de potencia del CMOS (3-18 V) proporciona más flexibilidad de diseño y permite el uso de fuentes de poder menos reguladas.

Existen algunas desventajas para los CMOS:

- Los CMOS son sensibles a descargas estáticas incluso con diodos protectores internos. Son necesarios el empaque protector y la descarga estática durante su manejo y ensamblado; de otro modo, los dispositivos se dañan con facilidad.
- Los CMOS requieren corriente de entrada despreciable, pero su corriente de salida también es pequeña en comparación con los TTL. Esto limita la habilidad del CMOS para activar grandes abanicos de salida TTL u otros dispositivos de corriente alta.

■ TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 6.10 Consumo de potencia de CMOS y TTL

La figura 6.23 muestra los circuitos de salida para dispositivos TTL y CMOS. Estudie estos circuitos y verifique por qué los dispositivos TTL requieren potencia para mantener niveles de salida cuando se conectan a otros dispositivos TTL y los dispositivos CMOS no requieren potencia cuando se conectan a otros dispositivos CMOS.

6.11.1 Uso de hojas de datos de CI del fabricante

Los fabricantes ofrecen **libros** que contienen **hojas de datos** para todos los dispositivos que elaboran. Las hojas de datos contienen toda la información que pudiera necesitar para el uso de los dispositivos en sus diseños, incluidos esquemas internos, conexiones de pines, clasificaciones máximas, condiciones de operación y características eléctricas y de conmutación. El sistema de etiquetado que usan los libros de datos TTL por lo



Vínculo de internet

6.1 Hoja de datos de 74LS00 TTL QUAD NAND

general es en la forma AAxxyyzz, donde AA es el prefijo del fabricante (SN para TI y otros; DM para National Semiconductor); xx distingue entre calidad militar (xx = 54) e industrial (xx = 74); y identifica entre diferentes diseños internos (sin letra: TTL estándar; L: disipación de baja potencia; H: disipación de alta potencia; S: tipo Schottky; AS: Schottky avanzado; LS: Schottky de baja potencia; ALS: Schottky avanzado de baja potencia); y zz es el número de dispositivo en el libro de datos. Los dispositivos Schottky tienen mayores velocidades de conmutación y requieren de menos potencia. Los dispositivos CMOS están disponibles en la serie 40XXB y la serie 74CXX. Estos últimos son compatibles en pines con la serie TTL 74XX. También existen diferentes variedades de la familia 74CXX que proporciona diferente velocidad y características de potencia. Incluyen el 74HCXX (CMOS de alta velocidad), 74ACXX (CMOS avanzado) y 74HCTXX y 74ACTXX (CMOS de alta velocidad con umbral TTL).

Las figuras de la 6.24 a la 6.26 ilustran algún tipo de la información disponible en un libro de datos TTL. El ejemplo específico que se muestra aquí es el 74LS00 QUAD NAND IC. El Vínculo de internet 6.1 dirige hacia la hoja de datos completa que contiene una gran cantidad de información, mucha de la cual encontrará superflua. El diseño interno, al igual que otras compuertas, está compuesto por transistores, resistencias y diodos, que se fabrican fácilmente como un circuito integrado en un chip de silicio. El CI se fabrica como **paquete dual en línea (DIP)** o **paquete de montaje superficial (SOP)** con las conexiones de pines que se ilustran en la figura 6.25. Este DIP particular tiene cuatro compuertas NAND en un solo chip de silicio; de ahí el nombre de compuerta NAND QUAD. Como se mencionó anteriormente, dos parámetros importantes de la figura 6.26 son la producción (source) de corriente y las capacidades de extracción (sink). La compuerta TTL-LS NAND muestra un límite de producción de corriente de salida (I_{OH}) de -0.4 mA y un límite de extracción de corriente de salida (I_{IH}) de 8 mA. La convención estándar es usar un número positivo para la corriente que entra al dispositivo. Los dispositivos TTL usualmente pueden extraer mucha más corriente de la que pueden producir.

■ TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 6.11 NAND mágica

Observe el circuito con compuerta NAND de la figura 6.24 y verifique que resulta en NAND lógica.

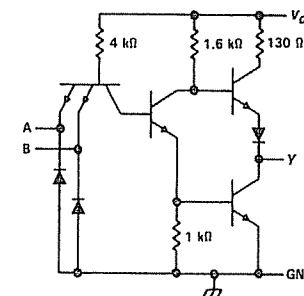


Figura 6.24 Diseño interno de compuerta NAND. (Cortesía de Texas Instruments, Dallas, TX)

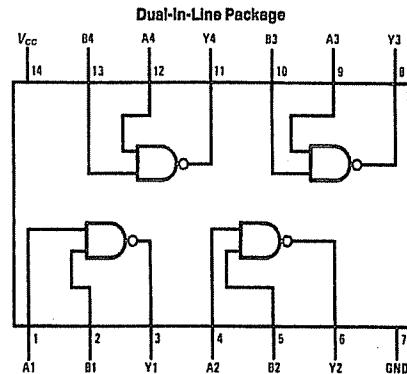


Figura 6.25 Configuración de pines del CI de compuerta QUAD NAND.
(Cortesía de National Semiconductor, Santa Clara, CA)



Vínculo de internet

6.2 Hoja de datos de 4011B CMOS QUAD NAND

Las figuras 6.27 y 6.28 ilustran parte de la información disponible en un libro de datos CMOS. El ejemplo específico que se muestra aquí es el 4011B QUAD NAND IC. El Vínculo de internet 6.2 dirige a la hoja de datos completa. Una salida CMOS se compone de dos FET complementarias; la salida alta está en el suministro de voltaje y la salida baja a tierra. El suministro de voltaje positivo se denota como V_{DD} , y el lado bajo, usualmente tierra, se denota como V_{SS} . En la figura 6.28, el CMOS NAND que opera con un suministro de voltaje de 5 V puede extraer o producir 1 mA.

6.11.2 Configuraciones de salida del CI digital

En los dispositivos TTL se usan tres tipos diferentes de circuitos de salida. El más común es la configuración **totem pole**, donde dos transistores se apilan entre potencia y tierra, como se muestra en las figuras 6.23 y 6.24. El segundo tipo de circuito de salida se conoce como **salida de colector abierto** que requiere un **resistor pull-up** externo conectado a un suministro de potencia para producir los estados de salida. Esta configuración se ilustra en la figura 6.29. Cuando el transistor de salida se satura (ON), V_{sal} es bajo, y cuando está en corte (OFF), V_{sal} es alto. Algunos dispositivos que incluyen este tipo de salida incluyen el 7401, 7403, 7405 y 7406. El tercer tipo de circuito de salida se conoce como **salida triestado**, donde una señal de entrada adicional controla un tercer estado de salida. Cuando se habilita, el tercer estado produce una impedancia de salida alta que efectivamente desconecta la salida de cualquier circuito al que esté unido. Esto permite unir múltiples dispositivos a una sola línea donde sólo se habilitará una salida a la vez (por ejemplo, en el bus de una computadora).

Algunos dispositivos CMOS tienen una salida de **drenado abierto**, en lugar de tener una etapa de salida CMOS completa, como se muestra en las figuras 6.23 y 6.27, que es análoga a la salida TTL de colector abierto.

Absolute Maximum Ratings (Note)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	7V
Input Voltage	7V
Operating Free Air Temperature Range	
DM54LS and 54LS	-55°C to +125°C
DM74LS	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Note: The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the "Electrical Characteristics" table are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

Recommended Operating Conditions

Symbol	Parameter	DM54LS00			DM74LS00			Units
		Min	Nom	Max	Min	Nom	Max	
V_{CC}	Supply Voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V_{IH}	High Level Input Voltage	2			2			V
V_{IL}	Low Level Input Voltage			0.7			0.8	V
I_{OH}	High Level Output Current			-0.4			-0.4	mA
I_{OL}	Low Level Output Current			4			8	mA
T_A	Free Air Operating Temperature	-55		125	0		70	°C

Electrical Characteristics over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 1)	Max	Units
V_I	Input Clamp Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, I_I = -18 \text{ mA}$			-1.5	V
V_{OH}	High Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, I_{OH} = \text{Max}, V_{IL} = \text{Max}$	DM54 2.5 DM74 2.7	3.4		V
V_{OL}	Low Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, I_{OL} = \text{Max}, V_{IH} = \text{Min}$	DM54 DM74	0.25 0.35	0.4 0.5	V
		$I_{OL} = 4 \text{ mA}, V_{CC} = \text{Min}$	DM74	0.25	0.4	
I_I	Input Current @ Max Input Voltage	$V_{CC} = \text{Max}, V_I = 7 \text{ V}$			0.1	mA
I_{IH}	High Level Input Current	$V_{CC} = \text{Max}, V_I = 2.7 \text{ V}$			20	μA
I_{IL}	Low Level Input Current	$V_{CC} = \text{Max}, V_I = 0.4 \text{ V}$			-0.36	mA
I_{OS}	Short Circuit Output Current	$V_{CC} = \text{Max}$ (Note 2)	DM54 -20 DM74 -20		-100 -100	mA
I_{CCH}	Supply Current with Outputs High	$V_{CC} = \text{Max}$		0.8	1.6	mA
I_{CCL}	Supply Current with Outputs Low	$V_{CC} = \text{Max}$		2.4	4.4	mA

Switching Characteristics at $V_{CC} = 5 \text{ V}$ and $T_A = 25^\circ\text{C}$ (See Section 1 for Test Waveforms and Output Load)

Symbol	Parameter	R _L = 2 kΩ				Units
		C _L = 15 pF		C _L = 50 pF		
		Min	Max	Min	Max	
t _{PLH}	Propagation Delay Time Low to High Level Output	3	10	4	15	ns
t _{PHL}	Propagation Delay Time High to Low Level Output	3	10	4	15	ns

Figura 6.26 Hoja de datos para CI de compuerta DM74LS00 NAND.
(Cortesía de National Semiconductor, Santa Clara, CA)

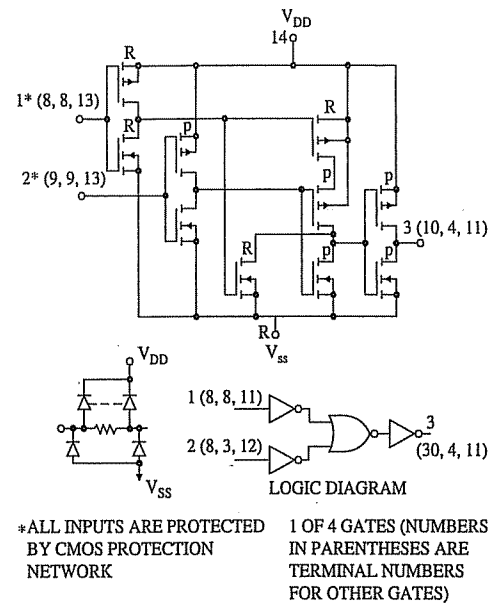


Figura 6.27 Diseño interno de CMOS 4011B de compuerta NAND.
(Cortesía de Texas Instruments, Dallas, TX)

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 6.12

Activación de un LED

Existen tres formas distintas de activar un LED con un dispositivo digital TTL, dependiendo de si el tipo de salida es totem pole o colector abierto, y si el dispositivo extrae (o no) o produce (o no) corriente a través del LED. Bosqueje los tres posibles circuitos de salida. ¿Cuál de estos tres circuitos muestra lógica positiva (es decir, cuando la salida del dispositivo es ALTA, el LED está ON, y cuando la salida es BAJA, el LED está OFF)? Para cada uno de los tres circuitos, indique si produce o extrae corriente. ¿En qué circuito esperaríamos que el LED fuera más brillante? ¿Por qué?

6.11.3 Interfaces entre dispositivos TTL y CMOS

Puede haber situaciones donde necesite conectar dispositivos de las mismas y/o diferentes familias. Considere conectar un dispositivo TTL a otro dispositivo TTL y CMOS, y conectar un dispositivo CMOS a otro dispositivo CMOS y TTL. Cuando se diseñan sistemas digitales, se recomienda usar solo una familia de dispositivos (TTL o CMOS), pero a veces puede requerir interfaces entre familias.

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

CHARACTER- ISTIC	CONDITIONS			LIMITS AT INDICATED TEMPERATURES (°C)							UNITS
	V _O (V)	V _{IN} (V)	V _{DD} (V)					+ 25			
				-55	-40	+85	+125	Min.	Typ.	Max.	
Quiescent Device Current, I _{DD} Max.	—	0.5	5	0.25	0.25	7.5	7.5	—	0.01	0.25	μA
	—	0.10	10	0.5	0.5	15	15	—	0.01	0.5	
	—	0.15	15	1	1	30	30	—	0.01	1	
	—	0.20	20	5	5	150	150	—	0.02	5	
Output Low (Sink) Current I _{OL} Min.	0.4	0.5	5	0.64	0.61	0.42	0.36	0.51	1	—	mA
	0.5	0.10	10	1.6	1.5	1.1	0.9	1.3	2.6	—	
	1.5	0.15	15	4.2	4	2.8	2.4	3.4	6.8	—	
Output High (Source) Current, I _{OH} Min.	4.6	0.5	5	-0.64	-0.61	-0.42	-0.36	-0.51	-1	—	mA
	2.5	0.5	5	-2	-1.8	-1.3	-1.15	-1.6	-3.2	—	
	9.5	0.10	10	-1.6	-1.5	-1.1	-0.9	-1.3	-2.6	—	
	13.5	0.15	15	-4.2	-4	-2.8	-2.4	-3.4	-6.8	—	
Output Voltage: Low-Level, V _{OL} Max.	—	0.5	5	0.05				—	0	0.05	V
	—	0.10	10	0.05				—	0	0.05	
	—	0.15	15	0.05				—	0	0.05	
Output Voltage: High-Level, V _{OH} Min.	—	0.5	5	4.95				4.95	5	—	V
	—	0.10	10	9.95				9.95	10	—	
	—	0.15	15	14.95				14.95	15	—	
Input Low Voltage, V _{IL} Max.	4.5	—	5	1.5				—	—	1.5	V
	9	—	10	3				—	—	3	
	13.5	—	15	4				—	—	4	
Input High Voltage, V _{IH} Min.	0.5, 4.5	—	5	3.5				3.5	—	—	V
	1.9	—	10	7				7	—	—	
	1.5, 13.5	—	15	11				11	—	—	
Input Current I _{IN} Max.		0.18	18	±0.1	±0.1	±1	±1	—	±10 ⁻⁵	±0.1	μA

Figura 6.28 Hoja de datos de CI de CMOS 4011B de compuerta NAND.
(Cortesía de Texas Instruments, Dallas, TX)

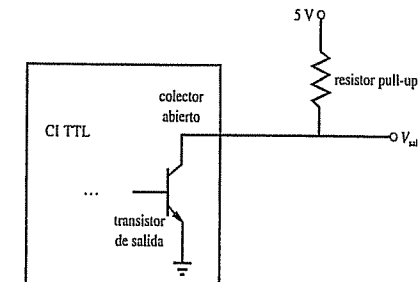


Figura 6.29 Salida de colector abierto con resistor elevador.

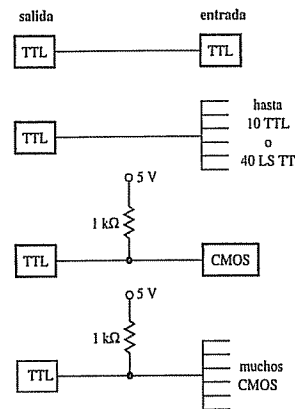


Figura 6.30 Interfaces TTL a dispositivos digitales.

La figura 6.30 muestra cómo hacer interfaz entre TTL y diferentes combinaciones de CI digitales. La salida de un dispositivo TTL extrae corriente cuando es bajo y produce corriente cuando es alto. El TTL de extracción de corriente baja (I_{OL}) es el factor limitante cuando se hace interfaz a múltiples entradas TTL. Una salida TTL puede activar hasta 10 entradas TTL estándar o hasta 40 entradas TTL Schottky de baja potencia (LS). Las salidas TTL son fáciles de poner en interfaz a CMOS debido a la entrada de compuerta aislada, que extrae corriente de estado no estable. Sólo es necesario asegurar compatibilidad de voltajes cuando se conectan las salidas TTL a las entradas CMOS. Con referencia de nuevo a la figura 6.22, un TTL de salida baja será muy compatible con un CMOS de entrada baja. Sin embargo, un TTL alto puede ser tan bajo como 2.7 V, lo cual no es suficiente como para ser compatible con la entrada de 3.5 V que requiere el CMOS. Como se muestra en la figura 6.30, el uso de un resistor pull-up en la salida TTL elevará el voltaje de salida por arriba de los 3.5 V que requiere una entrada CMOS. El resistor pull-up debe ser lo suficientemente grande (por ejemplo, 1 kΩ) como para que no se exceda la baja extracción de corriente TTL (I_{OL}) para el dispositivo. Si el consumo de potencia es una preocupación, el resistor pull-up puede ser incluso más grande.

La figura 6.31 muestra cómo hacer interfaz de CMOS a diferentes combinaciones de CI digitales. Un dispositivo CMOS no produce ni extrae corriente en su entrada debido a la compuerta aisladora en la entrada. Por tanto, el CMOS puede hacer interfaz a múltiples entradas CMOS. Si el CMOS se activa por un suministro de voltaje (V_{DD}) de 5 V y se usa para activar dispositivos TTL, un CMOS alto no es problema porque el dispositivo CMOS puede producir suficiente corriente como para activar la entrada TTL. Sin embargo, un CMOS bajo puede extraer sólo suficiente corriente para activar una entrada LS TTL. Se puede usar un buffer CMOS 4049 para proporcionar un adecuado abanico de salida a dos entradas TTL estándar o aproximadamente 10 entradas LS TTL.

La sección 7.8 proporciona información adicional acerca de cómo hacer interfaces entre entradas y salidas TTL y CMOS a varios tipos de dispositivos. Aunque el material es específico al microcontrolador PIC, se aplica a cualquier dispositivo TTL y CMOS. Se incluyen interfaces a sensores, interruptores, teclados, disparadores Schmitt, transistores de potencia y relevadores.

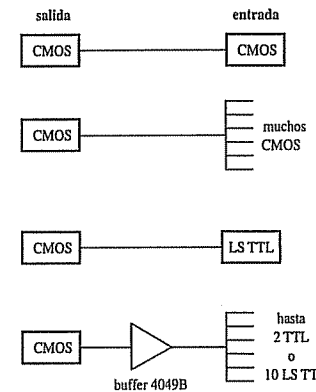


Figura 6.31 Interfaces de CMOS a dispositivos digitales.

En resumen, cuando se usan CI exclusivamente de una familia lógica, no necesita preocuparse por los niveles de voltaje y la corriente en tanto el abanico de salida sea menor que 10 para TTL (los CMOS pueden ser mayores). El CMOS es mejor para uso general porque no extrae corriente a menos que conmute, y la salida es casi tierra para un nivel bajo. Sin embargo, a la frecuencia alta, los CMOS pueden disipar aproximadamente la potencia requerida por un circuito TTL equivalente.

6.12 CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITALES DE USO ESPECIAL

Esta sección presenta algunos CI importantes de uso especial útiles para diseño digital. Se incluye el contador de décadas, el disparador Schmitt y el CI temporizador 555.

6.12.1 Contador de décadas

La sección 6.10.3 presentó un circuito flip-flop que se puede usar para realizar conteo binario. Otro contador común, llamado **contador de décadas**, se puede construir con el uso de un CI 7490 (vea la pregunta 6.43). Se trata de un contador activado por flanco negativo y la salida está en código decimal binario (BCD) que consta de 4 bits, lo que lo hace útil para aplicaciones de conteo decimal. La tabla 6.10 muestra la secuencia de salida para los 4 bits conforme el contador aumenta de 0 a 9. En la figura 6.32 se muestra el diagrama de tiempos para la entrada y cuatro salidas del contador de décadas. Note que los ciclos de salida del contador regresan a 0000 (0_{10}) después de 1001 (9_{10}).

Como se ilustra en la figura 6.33, los contadores BCD se pueden poner en cascada para contar en potencias de 10. La salida *D* se puede usar como la entrada clock para un segundo 7490; por tanto, poner en cascada los dos juntos eleva el rango para contar de 0 a 99. Una configuración en cascada mayor, permite el conteo de potencias de 10

Tabla 6.10 Codificación BCD para el contador de décadas 7490

Conteo Decimal	Salida BCD			
	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
0	0	0	0	0

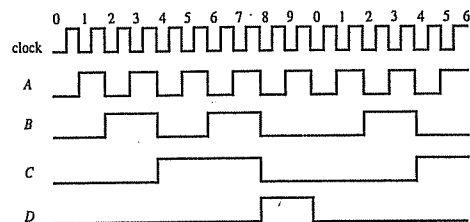


Figura 6.32 Temporización del contador de décadas.

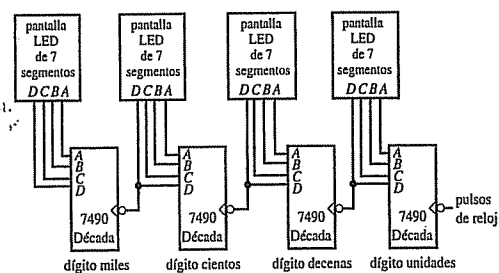


Figura 6.33 Contadores de décadas en cascada.

superiores. El 7490 es un CI versátil y se puede cablear en varias formas útiles. Los ejemplos incluyen contadores de décadas, contadores divididos entre 2 y contadores divididos entre 4. El Vínculo de internet 6.3 lleva a la hoja de datos completa para el 7490. La hoja de datos proporciona instrucciones para conectar el CI a las diversas configuraciones que soporta.

Un dispositivo práctico para visualizar una salida BCD es un display de siete segmentos (vea la figura 6.34) activada por un decodificador BCD a siete segmentos 7447. La figura 6.35 muestra un display de dos dígitos que puede desplegar números que van

Tabla 6.11 Decodificador BCD 7447 a siete segmentos

Dígito decimal	Entrada				Salida						
	D	C	B	A	\bar{a}	\bar{b}	\bar{c}	\bar{d}	\bar{e}	\bar{f}	\bar{g}
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1
2	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0
3	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0
4	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0
5	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0
6	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	0
7	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1
8	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
9	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0

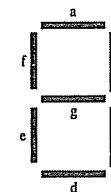


Figura 6.34 Display de siete segmentos.

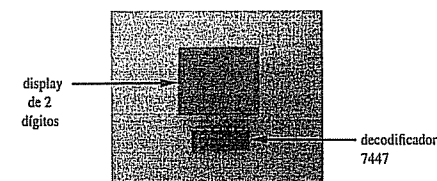


Figura 6.35 Display de dos dígitos y un decodificador 7447.

de 0 a 99. También se muestra en la fotografía el CI decodificador 7447. El 7447 convierte los 4 bits BCD en un código de 7 bits para activar adecuadamente los segmentos del display. En la tabla 6.11 se presenta la tabla de verdad que describe la relación de entrada (BCD) a salida (lógica negativa del código de siete segmentos) para el 7447. La figura 6.36 ilustra el diseño interno del 7447, que consiste de circuitos lógicos combinacionales. El Vínculo de internet 6.4 lleva a la hoja de datos completa para el 7447.

Si el controlador decodificador 7447 se conecta adecuadamente a un display de siete segmentos, la salida de un contador se puede desplegar en forma de un dígito numérico. Note que el decodificador en realidad no controla los LED de segmento al proporcionarles corriente; más bien, extrae corriente de ellos, como se ilustra en la fi-



Vínculo de internet

6.3 Hoja de datos para el contador de décadas 7490



Vínculo de internet

6.4 Hoja de datos para decodificador de siete segmentos 7447

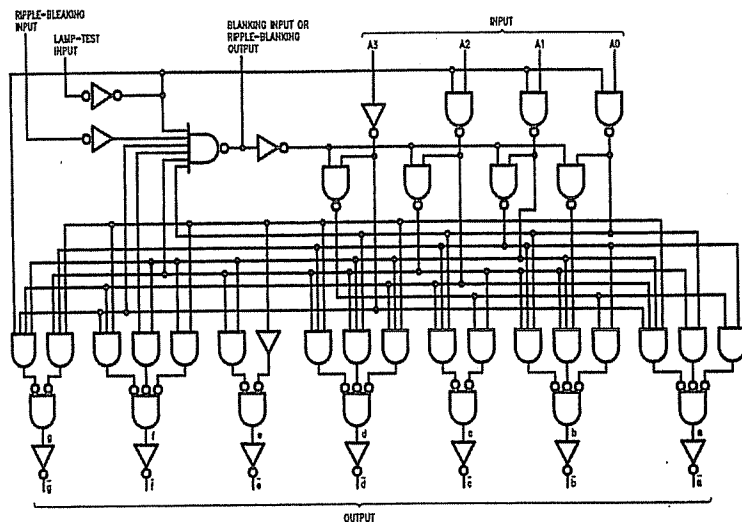


Figura 6.36 Diseño interno 7447. (Cortesía de National Semiconductor, Santa Clara, CA)

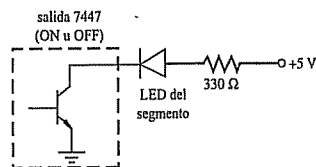


Figura 6.37 Circuito de salida 7447.

Figura 6.37. Las salidas del 7447 son salidas de colector abierto. La resistencia y el LED del segmento completan el circuito para cada salida 7447. Por tanto, el LED está ON (es decir, iluminado) cuando la salida 7447 es baja (0), lo que permite el flujo de corriente a tierra. Con los segmentos se usan resistencias en serie de $330\ \Omega$ para limitar la corriente al decodificador, lo que evita el daño a los segmentos.

El Ejercicio de laboratorio 8 tiene que ver con la construcción de un circuito contador con un display. La Demostración en video 6.3 muestra el circuito funcional final.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 6.13

Contadores arriba-abajo

Con el uso de un manual de lógica TTL, busque el CI digital conocido como **contador arriba-abajo**. Note que el dispositivo se puede usar como contador binario, hexadecimal o decimal. Discuta el propósito de contar tanto arriba como abajo y proporcione ejemplos de dispositivos que puedan usar las diferentes configuraciones.

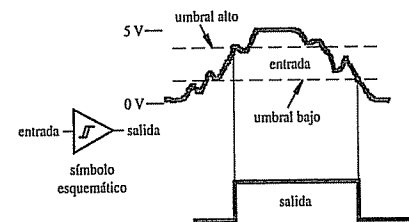


Figura 6.38 Entrada y salida de un disparador Schmitt.

6.12.2 Disparador Schmitt

En algunas aplicaciones los pulsos digitales pueden no exhibir flancos marcados; en vez de ello, la señal puede subir en rampa de 0 a 5 V sobre un periodo de tiempo finito, y puede hacerlo en una forma "ruidosa", como se ilustra en la figura 6.38. El disparador Schmitt es un dispositivo que puede convertir tal señal en un pulso marcado usando el efecto de histéresis de umbral que se ilustra en la figura. La salida va a alto cuando la entrada supera el umbral alto y permanece alto hasta que la entrada cae por debajo del umbral bajo. La histéresis entre los umbrales bajo y alto resulta en los flancos distintivos en la salida. En un solo CI usualmente se empaquetan seis disparadores Schmitt (por ejemplo, el LM7414 Hex Schmitt Trigger Inverter).

La sección 6.10.1 presentó un circuito que tiene tres terminales y que se puede usar para eliminar rebotes en un interruptor SPDT. Dicho circuito no se puede usar para señales de eliminación de rebote desde un interruptor SPST, que sólo tiene dos terminales. Los interruptores comunes de "oprimir botón" normalmente son de esta variedad (vea la sección 9.2.1 para más información). La figura 6.39 muestra un circuito RC con disparador Schmitt que se puede usar para eliminar rebotes en un interruptor SPST. Como indica el círculo de inversión en la salida del 7414, éste es un disparador Schmitt inversor, lo que significa que la salida será el inverso de la entrada. Con el interruptor abierto, como se muestra, el capacitor está completamente cargado a 5 V y la salida del 7414 es baja. Cuando el interruptor se cierra, el capacitor se corta a tierra y la salida del 7414 va a alto. Dependiendo del valor del capacitor, el voltaje del capacitor se puede descargar por debajo del umbral bajo del 7414 en el primer contacto. Si no, el capacitor eventualmente se descargará conforme ocurra cualquier rebote y se establezca contacto continuo. Cuando el interruptor se abre, el capacitor comienza de nuevo a cargarse. Cualquier rebote del interruptor que ocurra cuando el interruptor se abra apenas momentáneamente interrumpe el cargado. Cuando la carga en el capacitor supera el umbral alto del 7414, la salida nuevamente va a bajo. El resultado es un pulso de salida limpio y libre de rebote.

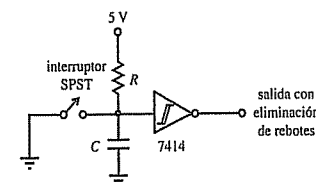


Figura 6.39 Circuito eliminador de rebotes del disparador Schmitt SPST.



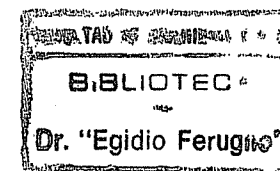
Ejercicio de laboratorio

Laboratorio 3
Circuitos digitales-contador y pantalla LED



Demostración en video

6.3 Contador de décadas y circuito de despliegue activados por un temporizador 555



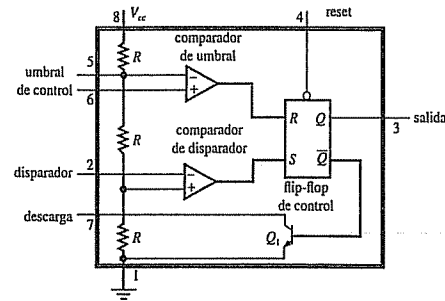


Figura 6.40 Diagrama de bloque del CI 555.

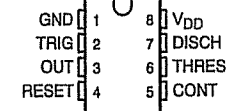
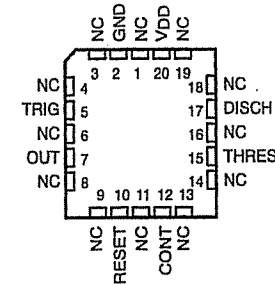
6.12.3 Temporizador 555

El circuito integrado 555 se conoce como “máquina del tiempo” pues realiza una gran variedad de tareas de temporización. Es una combinación de circuitos digitales y analógicos. En la figura 6.40 se muestra el diagrama de bloque para el 555, que incluye la terminología y la numeración de pines. En la figura 6.41 se muestran dos paquetes y configuraciones de pines para el 555. Usualmente los fabricantes citan los CI 555 (por ejemplo, el NE555 de TI) en la sección de función especial de sus libros de datos *Lineales*. El Vínculo de internet 6.5 lleva a la hoja de datos completa para el CI 555. Las aplicaciones para el 555 incluyen interruptores libres de rebote, temporizadores en cascada, divisores de frecuencia, osciladores controlados por voltaje, generadores de pulsos, destelleadores LED y muchos otros circuitos útiles.

Un circuito que se construye fácilmente con un CI 555 es el **multivibrador monoestable** que se muestra en la figura 6.42. Se construye al añadir un capacitor y una resistencia externa a un 555. Cuando el circuito recibe una señal de disparador genera un solo pulso de la duración deseada, de aquí que también se le llame de **un tiro**. La constante de tiempo de la combinación resistencia-capacitor determina la longitud del pulso. En la figura 6.43, la secuencia de operación es como sigue: cuando el circuito se enciende, o después de que se activa el reset, la salida será baja ($Q = 0$), el transistor Q_1 se satura (ON), corta el capacitor C y las salidas de ambos comparadores son bajas. Cuando el pulso disparador baja $(1/3)V_{cc}$, el comparador de disparador va a alto, y establece el flip-flop. Ahora la salida es alta ($Q = 1$), el transistor Q_1 se corta y el capacitor comienza a cargar con la constante de tiempo $\tau = R_d C$. La constante de tiempo es el tiempo que se requiere para que el voltaje del capacitor alcance el 63.2% de su valor de carga total V_{cc} (vea la sección 4.9). Cuando el voltaje del capacitor llega a $(2/3)V_{cc}$, el comparador de umbral restablece el flip-flop, lo que restablece la salida baja ($Q = 0$) y descarga de nuevo el capacitor. El disparador no tiene efecto si se pulsa mientras la salida es alta. La longitud del pulso está dada aproximadamente por (vea la pregunta 6.46)

$$\Delta T \approx 1.1 R_d C \quad (6.36)$$

Como alternativas al circuito de un tiro 555, la familia lógica TTL también incluye dispositivos que se pueden usar como un tiro. Los ejemplos son el 74121 y el 74123. También requieren una resistencia y un capacitor externo para controlar el ancho de pulso.

D, DB, JG, P, OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)FK PACKAGE
(TOP VIEW)

NC – No internal connection

Figura 6.41 Configuración de pines del 555. (Cortesía de Texas Instruments, Dallas, TX)

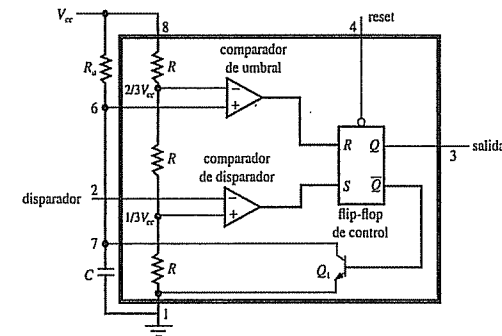


Figura 6.42 Multivibrador monoestable (un tiro).

Otro circuito importante que se puede construir con un temporizador 555 es un **generador de tren de pulso estable**. En la figura 6.44 se muestra el esquema para este circuito. Cuando el circuito se activa, el capacitor C se carga a través de los resistores en serie R_1 y R_2 con una constante de tiempo $(R_1 + R_2)C$. Cuando el voltaje en C llega a $(2/3)V_{cc}$, el flip-flop se restablece, lo que enciende el transistor de descarga que descarga el capacitor a través del resistor R_2 con constante de tiempo $R_2 C$. Cuando el voltaje en C cae a $(1/3)V_{cc}$, el ciclo se repite.

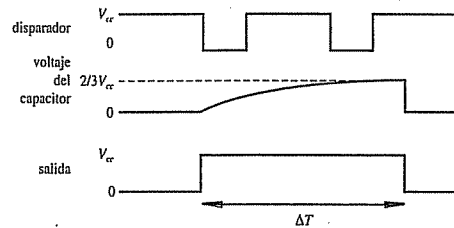


Figura 6.43 Temporización de un tiro.

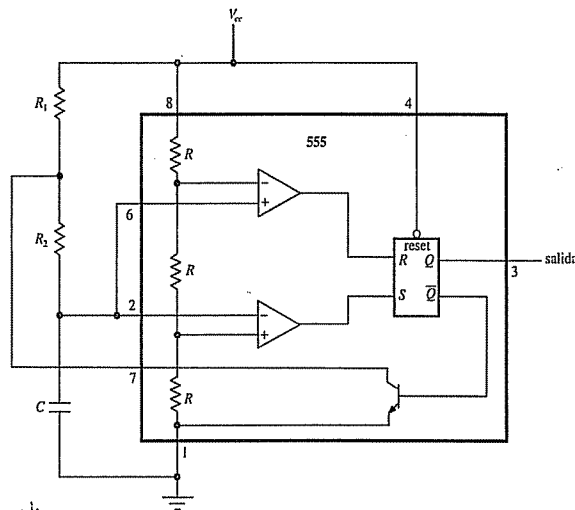


Figura 6.44 Generador de pulso astable.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 6.14

Generador de onda cuadrada astable

¿Cómo elegiría valores de resistencia para R_1 y R_2 en la figura 6.44 para proporcionar una salida en onda cuadrada aproximadamente simétrica?

6.13 DISEÑO DE SISTEMAS CON CIRCUITOS INTEGRADOS

Para la mayoría de las aplicaciones de diseño digital, los circuitos integrados se pueden usar como bloques constructores para crear la funcionalidad deseada. Una multitud

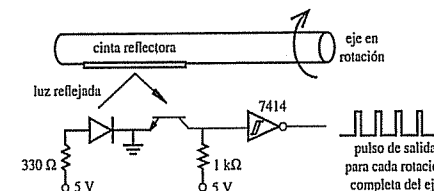
de CI en el mercado proporcionan casi toda función digital concebible. En los libros de datos del fabricante de TTL o lógicos se pueden encontrar listas de CI junto con hojas de datos que describen su funcionalidad. El ejemplo de tacómetro digital que se presenta a continuación ilustra una solución de diseño digital que emplea muchos CI disponibles en el mercado.

Tacómetro digital

EJEMPLO DE
DISEÑO 6.1

El objetivo es diseñar un sistema para medir y desplegar la velocidad de rotación de un eje. Un método simple para medir la velocidad de rotación es contar el número de rotaciones del eje durante un periodo de tiempo dado. El conteo resultante será directamente proporcional a la velocidad del eje.

Algunos sensores pueden detectar la rotación del eje. Un ejemplo es un sensor de proximidad que use principios magnéticos, ópticos o mecánicos para detectar alguna característica en el eje. Se puede usar un par LED-fototransistor como sensor óptico y colocar un pequeño trozo de cinta reflectora en el eje. Cada vez que la cinta pase por el par foto-óptico, el inversor disparador Schmitt 7414 proporciona un solo pulso a un circuito contador. La siguiente figura ilustra el sensor y el circuito de condicionamiento de señal.

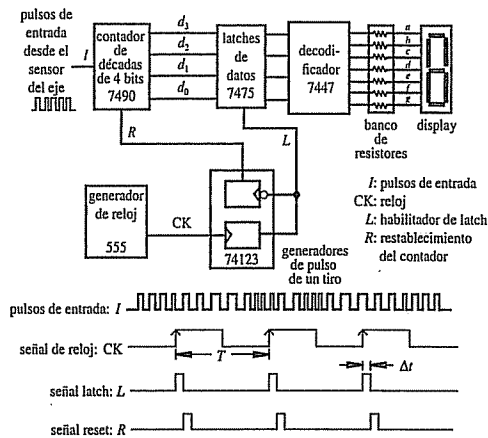


Ahora se necesita un circuito para contar y desplegar los pulsos sobre un intervalo de tiempo dado T . La siguiente figura ilustra todos los componentes requeridos. El contador de décadas 7490 (vea la pregunta 6.43) cuenta los pulsos y se restablece mediante un flanco negativo en la señal R después del periodo de tiempo T . El periodo T se establece mediante una combinación resistor-capacitor con un circuito oscilador 555. Si durante el periodo T el conteo puede superar nueve, se deben poner en cascada 7490 adicionales para proporcionar el conteo completo. Justo antes del restablecimiento del contador, la salida se almacena mediante latches de datos 7475 que se habilitan mediante un breve pulso en la señal L . Los latches son necesarios para retener el conteo previo para desplegar mientras el contador comienza un nuevo ciclo de cuenta. Uno de los dos 74123 de un tiro se activa por flanco positivo mediante la señal de reloj CK para generar un pulso latch L de longitud Δt . Note que los anchos de pulsos latch y reset deben ser pequeños ($\Delta t \ll T$) para mantener la cuenta precisa (vea el tema para discusión en clase 6.15). El flanco de caída del pulso latch dispara el segundo tiro solo, que es activado por flanco negativo, para producir un pulso de reset retrasado R para el contador. El decodificador LED 7447 y el controlador convierten la cuenta BCD operada en latch en las siete señales que se requieren para activar la pantalla LED. La pantalla reporta el número de pulsos que ocurrieron durante el periodo de conteo T .

La velocidad del eje en revoluciones por minuto se relaciona con el conteo de pulso mostrado mediante

$$\text{rpm} = \frac{\text{cuenta de pulsos/ppr}}{T} \cdot 60$$

donde ppr es el número de pulsos por revolución generados por el sensor (por ejemplo, 1 para una sola pieza de cinta reflectora).



TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 6.15

Precisión del tacómetro digital

¿Qué efecto tiene la elección de Δt sobre la precisión de las cuentas que se despliegan en el tacómetro digital que se presentó en el ejemplo de diseño 6.1?

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 6.16

Temporización de latch del tacómetro digital

Un problema potencial con el circuito de tacómetro digital del ejemplo de diseño 6.1 podría ocurrir si el latch sucede en el instante exacto en que el contador aumenta en respuesta a un pulso de entrada. Explique por qué. Este problema se puede resolver mediante el bloqueo de los pulsos de entrada durante el latch con una compuerta lógica. ¿Cuál sería la compuerta lógica que necesitaría agregar al esquema del circuito para lograr esto?

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 6.17

Uso de capacitores de almacenamiento y bypass en el diseño digital

Es una práctica estándar incluir o bien uno o más grandes capacitores de almacenamiento de tantalio o electrolíticos (por ejemplo, 100 μf) a través de las líneas de suministro de potencia dentro de un sistema digital, e incluir un pequeño capacitor cerámico bypass o de desacoplo (por ejemplo, 0.1 μf) entre el V_{cc} y tierra, lo que conduce a suministrar potencia a cada CI. ¿Por qué?

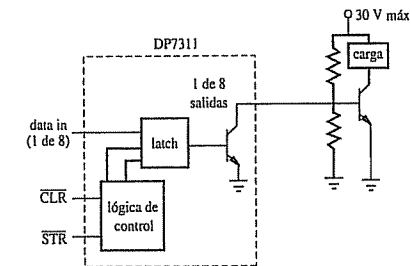
Control digital de potencia a una carga con el uso de CI especializados

EJEMPLO DE
DISEÑO 6-2

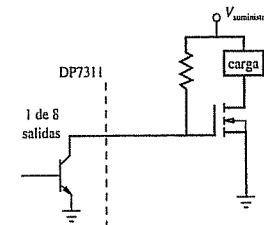
En el Ejemplo de diseño 3.4 se introdujo un componente discreto para controlar la potencia para los dispositivos periféricos de sistemas mecatrónicos. Los grandes fabricantes de semiconductores proporcionan circuitos integrados especializados que ayudan ampliamente al diseñador mecatrónico en muchas aplicaciones. Los ejemplos de CI incluyen controladores de relevador, controladores de lámparas, controladores de motores y controladores de solenoide. En este capítulo se aprendió a diseñar circuitos lógicos para proporcionar salidas de control digital. Dichas salidas se pueden poner en interfaz con dispositivos de potencia periféricos para controlar potencia mecánica. Los requisitos de potencia periférica son muy variados, lo que crea una necesidad para CI de interfaz que tienen un alto grado de adaptabilidad. Los CI especializados de interfaz ofrecen algunos beneficios que para el diseñador son difíciles de incluir con el uso de componentes discretos. Las características de ejemplo incluyen protección de cortocircuito en las salidas, encendido libre de fallas imprevistas, protección de retorno de cargas inductivas y protección transitoria negativa.

Considere una situación donde las salidas digitales se proporcionan a través de un bus de 8 bits que se podrían usar, por ejemplo, para controlar ocho dispositivos separados. Una buena elección para un controlador periférico es el controlador periférico en latch octal DP7311 de National Semiconductor. Este dispositivo puede proporcionar hasta 100 mA de CD en cada salida a un voltaje de operación máximo de 30 V para controlar LED, motores, sensores, solenoides o relevadores. Tiene salidas de colector abierto que requieren resistores externos cuando se ponen en interfaz con controladores discretos externos de alta corriente capaces de controlar corrientes mucho mayores que el CI mismo. Vamos a considerar dos posibles configuraciones.

La primera configuración muestra una salida típica (una de ocho) para un controlador de transistor bipolar de potencia de gran corriente en lado alto (carga entre suministro y colector). La línea de entrada de datos (data in) es activa alta, y las líneas clear (CLR) y strobe (STR) son activas bajas. Los latches se limpian (las salidas se apagan) cuando CLR va a bajo, y los valores data in se operan latch cuando STR va a bajo.



A continuación se muestra un diseño MOSFET canal n de alta corriente:



6.13.1 Símbolos digitales estándar IEEE

En la figura 6.45 se muestran los símbolos estándar IEEE para ilustrar condiciones de entrada y salida digital. Es importante reconocer estas convenciones cuando se dibujan o leen esquemas digitales. Usted encontrará que estos símbolos se usan en algunos libros de datos de fabricantes de TTL.

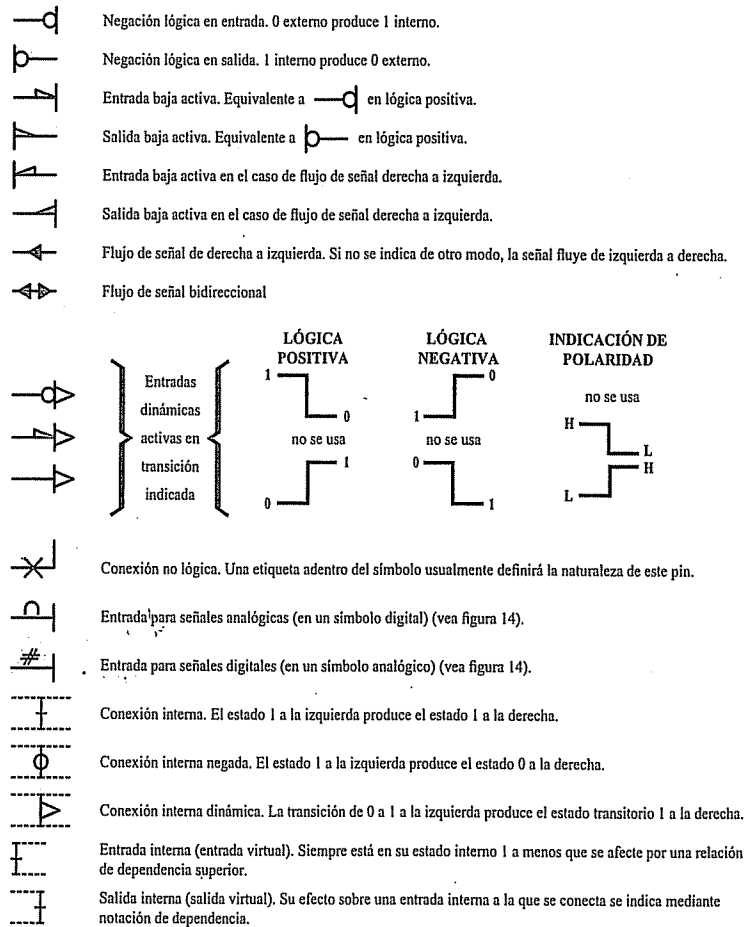


Figura 6.45 Símbolos estándar IEEE para CI digitales.
(Cortesía de Texas Instruments, Dallas, TX)

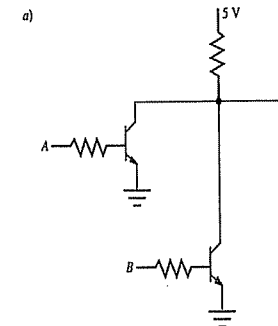
PREGUNTAS Y EJERCICIOS

Sección 6.2 Representaciones digitales

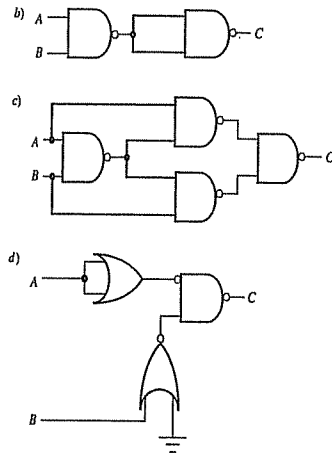
- 6.1. En las computadoras, los enteros a veces se representan mediante 16 bits. ¿Cuál es el entero base 10 positivo más grande que se puede representar con un número binario de 16 bits?
- 6.2. Convierta cada uno de los siguientes enteros base 10 a sus representaciones binarias equivalentes. Muestre su trabajo.
 - a) 128
 - b) 127
- 6.3. Convierta cada uno de los siguientes enteros base 10 a sus representaciones hexadecimales equivalentes. Muestre su trabajo.
 - a) 128
 - b) 127
- 6.4. Realice cada una de las siguientes operaciones aritméticas binarias y verifique sus resultados con equivalentes decimales. Muestre su trabajo.
 - a) $1101 + 1001$
 - b) $1101 - 1001$
 - c) 1101×1001
 - d) $111 + 111$
 - e) 111×111

Sección 6.3 Lógica combinacional y clases de lógica

- 6.5. Dibuje los esquemas de circuitos lógicos que producen las siguientes expresiones lógicas:
 - a) $C = \overline{A} + \overline{B}$
 - b) $C = \overline{A} \cdot \overline{B}$
- 6.6. Cree un inversor usando una sola compuerta NAND. Dibuje el esquema.
- 6.7. Escriba una expresión booleana simplificada y construya una tabla de verdad para cada uno de los siguientes circuitos. Suponga 0 = bajo = 0 V y 1 = alto = 5 V.



Sugerencia: Intente escribir primero enunciados lógicos (vea las secciones 6.6.1 y 6.6.2) o una tabla de verdad, con base en cómo funcionan los transistores. Suponga transistores ideales que operan en corte o en saturación.

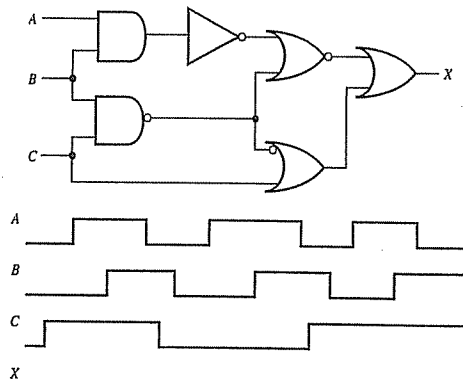


Sección 6.4 Diagramas de tiempos

- 6.8. Construya un diagrama de tiempos que muestre la funcionalidad completa de una compuerta NOR.
- 6.9. Construya un diagrama de tiempos que muestre la funcionalidad completa de una compuerta XOR.
- 6.10. Construya un diagrama de tiempos que muestre los resultados de la tabla de verdad que se muestra en el ejemplo 6.2.

Sección 6.5 Álgebra booleana

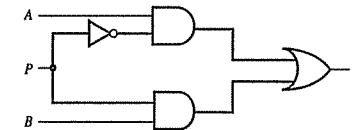
- 6.11. Encuentre el resultado de cada una de las siguientes expresiones:
 - a) $1 \cdot \bar{0} + 1 \cdot (0 + 1) + \bar{0} \cdot (1 + \bar{0})$
 - b) $A \cdot \bar{B} + A \cdot (A + B)$
- 6.12. Determine una expresión booleana simplificada para X en el circuito lógico combinacional que sigue. Además, complete el diagrama de tiempos.



- 6.13. Pruebe la ecuación 6.20 con el uso de las leyes del álgebra booleana básica.
- 6.14. Pruebe la ecuación 6.21 con el uso de las leyes del álgebra booleana básica.
- 6.15. Verifique que la ecuación 6.22 sea correcta con el uso de una tabla de verdad.
- 6.16. Pruebe la ecuación 6.23 con el uso de una tabla de verdad.
- 6.17. Pruebe que la siguiente identidad booleana sea correcta:

$$AB + AC + \bar{B}C = AB + \bar{B}C$$

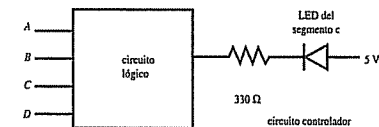
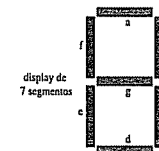
- 6.18. Pruebe si las siguientes ecuaciones booleanas son o no válidas:
 - a) $(A \cdot B) + (B \cdot C) + (\bar{B} \cdot C) = (A \cdot B) + \bar{C}$
 - b) $A \cdot B \cdot C = \bar{A} + B + \bar{C}$
 - c) $(A \cdot B) + (B \cdot C) + (\bar{B} \cdot C) = (A \cdot B) + C$
- 6.19. Use una tabla de verdad para probar la validez de las leyes de De Morgan (ecuaciones 6.25 y 6.26) para dos señales (A y B).
- 6.20. El siguiente circuito se llama **multiplexor**. Construya una tabla de verdad y escriba una expresión booleana para X . Además, explique por qué el circuito se denomina multiplexor.



- 6.21. Para el sistema de seguridad de la expresión booleana simplificada que se derivó en la sección 6.6.3, si el estado de entrada $CD = 11$ resultó de un mal funcionamiento, explique cómo respondería el sistema de alarma en diferentes situaciones.

Sección 6.6 Diseño de redes lógicas

- 6.22. Cree una representación AND y OR para la expresión booleana simplificada del ejemplo 6.3. Dado que las compuertas AND y OR están disponibles en CI en grupos de cuatro por CI y los inversores están disponibles en CI en grupos de seis por CI, ¿cuántos CI requeriría para implementar la representación original y cada una de las dos alternativas?
- 6.23. Cree una realización OR para la ecuación 6.30 y dibuje el circuito resultante.
- 6.24. Diseñe y dibuje un circuito lógico que controlará el segmento c de un display de siete segmentos dada la entrada DCBA de 4 bits BCD que representa números decimales de 0 a 9. Note que el circuito lógico se usará en el circuito controlador que sigue.

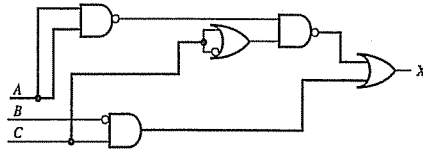


- 6.25. Dibuje un circuito lógico para la siguiente expresión booleana usando sólo compuertas NAND e inversores:

$$X = \bar{A} \cdot B \cdot C + (A + B) \cdot \bar{C}$$

Las compuertas NAND sólo pueden tener dos entradas cada una.

- 6.26. Determine una expresión booleana simplificada para el siguiente circuito y dibuje un circuito equivalente usando sólo compuertas NOR e inversores.



Las compuertas NOR sólo pueden tener dos entradas cada una.

- 6.27. Diseñe un circuito lógico para un sistema de timbre simple para la puerta del automóvil y el cinturón de seguridad. Suponga que los sensores están disponibles para proporcionar señales digitales que representan los estados puerta y cinturón de seguridad. La señal A es de la puerta, donde alto implica puerta cerrada; la señal B es del cinturón de seguridad, donde alto implica cinturón colocado; y la señal C indica si el interruptor de encendido está prendido. Su circuito debe sacar una señal X que se pueda usar para encender o apagar el timbre, donde alto implica ON. El timbre debe activarse si el encendido es ON y la puerta está abierta o el cinturón no está colocado. Dibuje su circuito lógico y construya una tabla de verdad completa.

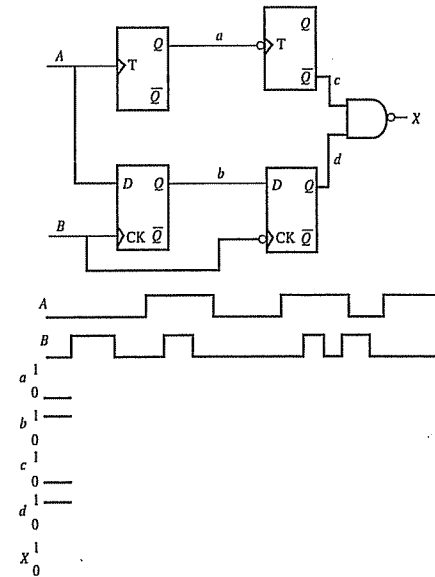
Sección 6.7 Cómo encontrar una expresión booleana dada una tabla de verdad

- 6.28. Derive la expresión booleana simplificada para X en la pregunta 6.20 con el uso del método de suma de productos.
- 6.29. Diseñe y dibuje un circuito sumador completo que tenga como entradas dos bits de suma A_i y B_i , y un bit de acarreo de orden superior C_{i-1} (vea el ejemplo 6.4). Incluya una tabla de verdad completa y expresiones booleanas de suma de productos para el bit de suma de salida S_i y el bit de acarreo C_i .

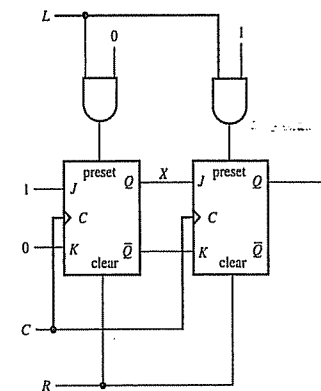
Sección 6.9 Flip-flops

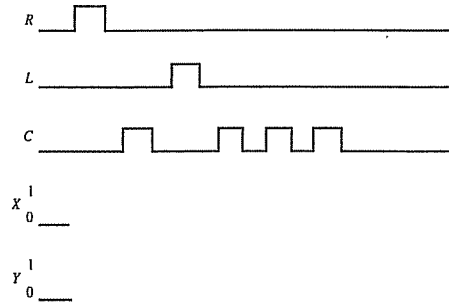
- 6.30. Responda el Tema para discusión en clase 6.5 y demuestre los resultados de cada fila en la tabla 6.8.
- 6.31. Construya una tabla de verdad completa para un flip-flop T activado por flanco negativo que incluya entradas preset y clear.
- 6.32. Construya una tabla de verdad completa y diagrama de tiempos para un flip-flop D activado por flanco negativo que incluya entrada preset y clear.

- 6.33. Complete el diagrama de tiempos para el siguiente circuito.

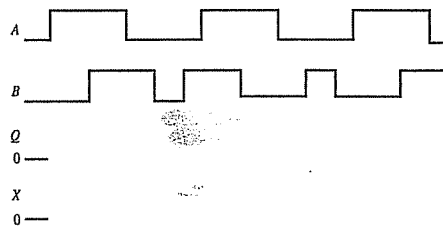
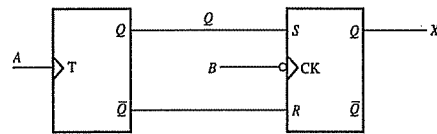


- 6.34. Complete el diagrama de tiempos para el circuito que sigue con el uso de la gráfica de la página siguiente.





6.35. Complete el diagrama de tiempos para el circuito que sigue.



Sección 6.10 Aplicaciones de flip-flops

6.36. Diseñe un circuito que almacenará datos de cuatro sensores binarios (que presenten un valor alto o uno bajo) cuando un pulso enable (habilitador) de una fuente digital vaya primero a alto. Suponga que la entrada enable normalmente es baja y el pulso es alto durante 1 seg.

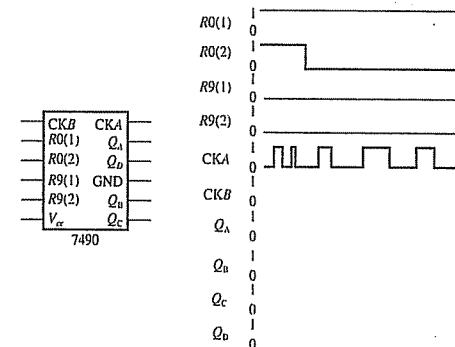
- 6.37. Con flip-flops JK, diseñe un circuito que producirá una señal clock de la mitad de frecuencia de una señal clock de entrada. Si la señal clock de entrada es asimétrica, ¿la señal clock de salida también será asimétrica?
- 6.38. Usted tiene un sensor digital, como un fotointerruptor, que normalmente es bajo, pero cuando se activa va a alto durante un período de tiempo corto pero no especificado. Diseñe un circuito que capture la salida del sensor y la retenga hasta que aplique una señal reset.
- 6.39. Diseñe un circuito lógico secuencial para almacenar el estado de un interruptor SPDT cuando un botón NO libre de rebote (vea la sección 9.2.1 para detalles) se presiona por primera vez, y aumente un contador cuando el botón se libera si el interruptor estaba abajo cuando el botón se presionó por primera vez. Suponga que el botón libre de rebote y el contador se compran en una tienda y no necesita diseñarlos. Dibuje un diagrama del circuito completo de su solución y muestre un diagrama de tiempos, suponiendo que el interruptor SPDT muestra rebote de interruptor.

Sección 6.11 Circuitos integrados TTL y CMOS

- 6.40. En un diseño digital se le restringe a la interfaz de una compuerta 74LS00 NAND a una compuerta 4011B NAND. Dibuje el esquema del circuito necesario para hacer esto de manera adecuada.
- 6.41. ¿Por qué no puede tener un gran abanico de salida TTL de la salida de un dispositivo CMOS?

Sección 6.12 Circuitos integrados digitales de uso especial

- 6.42. Derive una expresión booleana para las columnas \bar{c} y \bar{e} de la tabla 6.11 usando el producto de sumas o la suma de productos que se discutieron en la sección 6.7.
- 6.43. Con la información de un libro de datos TTL, dibuje un esquema completo para un contador de décadas 7490 con salida BCD. Incluya una característica reset con las cuatro líneas R en el diagrama de tiempos que sigue. Además, complete el diagrama de tiempos.



- 6.44. ¿Cómo difiere el contador de décadas del contador binario de 4 bits que se presentó en la figura 6.19?
- 6.45. Dado un disparador Schmitt que opera entre 0 y 5 V, suponga que el umbral más bajo es 1 V y el umbral superior es 4 V. Dadas las siguientes señales de entrada aplicadas al disparador Schmitt, bosqueje la salida correspondiente del disparador Schmitt para un ciclo de cada señal:
- $2.5 + 1.0 \sin(2\pi t)$ V
 - $2.5 + 2.0 \sin(2\pi t)$ V
 - $1.5 + 1.5 \sin(2\pi t)$ V
 - $3.0 + 1.5 \sin(2\pi t)$ V
- 6.46. Determine el ancho de pulso exacto como función de la resistencia y la capacitancia en un circuito de un tiro (vea la ecuación 6.36).
- 6.47. Diseñe y dibuje el esquema para un oscilador 555 que genera una señal de reloj de 1 Hz.

Sección 6.13 Diseño de sistemas con circuitos integrados

- 6.48. Busque el contador de década 74LS90 en un manual digital. Use la información que encuentre ahí y diseñe un circuito que encienda un LED después de 100 ocurrencias de un evento digital. El diseño debe ser un esquema. Incluya detalles de códigos de entrada al CI necesarios para el conteo de décadas.
- 6.49. Diseñe un circuito para almacenar el estado de un interruptor cuando un botón normalmente abierto (señal normalmente baja) se presiona primero y aumenta a un contador cuando el botón se libera, si el interruptor estaba abajo (alto) cuando el botón se presionó por primera ocasión. Suponga que tanto el botón como el interruptor son libres de rebote. Use CI de fácil disposición (lógico, flip-flop, un tiro, contador, etc.) y especifique sus números en el esquema. Dibuje un diagrama de tiempos para ilustrar completamente la función de su circuito.
- 6.50. Se le proporciona una rendija para monedas por la que las personas depositan monedas. El fondo de la moneda siempre se desliza a lo largo del fondo de la rendija. Las personas ponen monedas de uno, dos y cinco pesos en la rendija. Hay fotosensores disponibles y se puede colocar a cualquier altura para detectar cuando parte de las monedas pasan a través de la rendija. La salida de un sensor es alta cuando su haz se interrumpe; de otro modo, es baja. Diseñe un sistema que encenderá un LED rojo cuando pase una moneda de un peso, un LED amarillo cuando pase una de dos pesos y un LED verde cuando pase una de cinco pesos.
- 6.51. Si supone que tiene éxito en la pregunta 6.50, extienda el diseño para contar también el número de monedas de uno, dos y cinco pesos que pasan a través de la rendija.

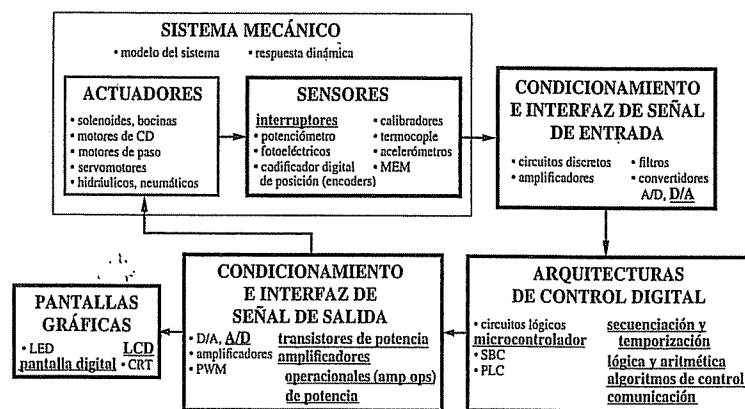
BIBLIOGRAFÍA

- Horowitz, P. y Hill, W., *The Art of Electronics*, 2a. ed., Cambridge University Press, Nueva York, 1989.
- Mano, M., *Digital Logic and Computer Design*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1979.

- McWhorter, G. y Evans, A., *Basic Electronics*, Master Publishing, Richardson, TX, 1994.
- Mims, F., *Getting Started in Electronics*, Radio Shack Archer Catalog No. 276-5003A, 1991.
- Mims, F., *Engineers Mini-Notebook: 555 Circuits*, Radio Shack Archer Catalog No. 276-5010, 1984.
- Mims, F., *Engineer's Mini-Notebook: Digital Logic Circuits*, Radio Shack Archer Catalog No. 276-5014, 1986.
- Stiffler, A., *Design with Microprocessors for Mechanical Engineers*, McGraw-Hill, Nueva York, 1992.
- Texas Instruments, *TTL Linear Circuits Data Book*, vol. 3, Dallas, TX, 1992.
- Texas Instruments, *TTL Logic Data Book*, Dallas, TX, 1988.
- Texas Instruments, *Operational Amplifiers and Comparators*, vol. B, Dallas, TX, 1995.

Programación e interfaces de microcontroladores

Este capítulo describe cómo programar y hacer interfaces en un microcontrolador. También se presentan dispositivos de varias entradas y salidas. ■



OBJETIVOS DEL CAPÍTULO

Después de leer, discutir, estudiar y aplicar las ideas de este capítulo:

1. Comprenderá las diferencias entre microprocesadores, microcomputadoras y microcontroladores
2. Conocerá la terminología asociada con una microcomputadora y un microcontrolador
3. Comprenderá la arquitectura y principios de operación de un microcontrolador

4. Comprenderá los conceptos de programación en lenguaje ensamblador
5. Comprenderá los fundamentos de los lenguajes de programación de alto nivel, como el PicBasic Pro
6. Podrá escribir programas para controlar un PIC16F84 y otros microcontroladores
7. Podrá hacer interfaz de un microcontrolador PIC a dispositivos de entrada y salida
8. Podrá diseñar un sistema mecatrónico basado en un microcontrolador PIC

7.1 MICROPROCESADORES Y MICROCOMPUTADORAS

Los circuitos digitales que se presentaron en el capítulo 6 permiten la implementación de operaciones lógicas combinatorias y secuenciales al interconectar CI que contienen compuertas y flip-flops. Esto se considera como una solución **hardware** porque consiste en una selección de CI específicos que realizan funciones predefinidas cuando se incorporan a una tarjeta de circuito impreso. Para realizar un cambio en la funcionalidad, los circuitos hardware deben modificarse y es posible que requieran un rediseño. Éste es un enfoque satisfactorio para tareas de diseño simples (por ejemplo, el sistema de seguridad que se presentó en la sección 6.6 y el tacómetro digital del ejemplo de diseño 6.1). Sin embargo, en muchos sistemas mecatrónicos, las tareas de control pueden involucrar relaciones complejas entre muchas entradas y salidas, por lo que no es práctica una solución basada estrictamente en hardware. Un abordaje más satisfactorio para el diseño digital complejo involucra el uso de un sistema basado en el microprocesador para implementar una solución **software**. El software es un programa que consiste en un conjunto de instrucciones para ejecutar funciones lógicas y aritméticas, así como para acceder a señales de entrada y controlar señales de salida. Una ventaja de una solución software es que, sin realizar cambios en hardware, el programa se puede modificar fácilmente para alterar la funcionalidad del sistema mecatrónico.

Un **microprocesador** es un solo chip de integración a muy gran escala (VLSI) que contiene muchos circuitos digitales que realizan funciones aritméticas, lógicas, de comunicación y de control. Cuando un microprocesador se empaqueta en una tarjeta de circuito impreso con otros componentes, como chips de interfaz y memoria, al ensamblado resultante se le conoce como **microcomputadora** o **computadora en una sola placa**. En la figura 7.1 se muestra la arquitectura global de un sistema de microcomputador típico que utiliza un microprocesador.

El microprocesador, también llamado **unidad de procesamiento central (CPU)** o **unidad microprocesadora (MPU)**, es donde ocurren las operaciones primarias de cómputo y control de sistema. La **unidad aritmética y lógica (ALU)** dentro del CPU ejecuta funciones matemáticas sobre datos estructurados como palabras binarias. Una **palabra** es un conjunto ordenado de bits, usualmente de 8, 16, 32 o 64 bits de largo. El decodificador de instrucciones interpreta las instrucciones leídas secuencialmente de la memoria mediante la unidad de control y las almacena en el registro de instrucción. Cada instrucción es un conjunto de bits codificados que ordenan a la ALU realizar la manipulación de bits (como la suma binaria y las funciones lógicas) sobre palabras almacenadas en los registros de datos del CPU. Los resultados de la ALU también se almacenan en registros de datos y luego se transfieren a la memoria mediante la unidad de control.

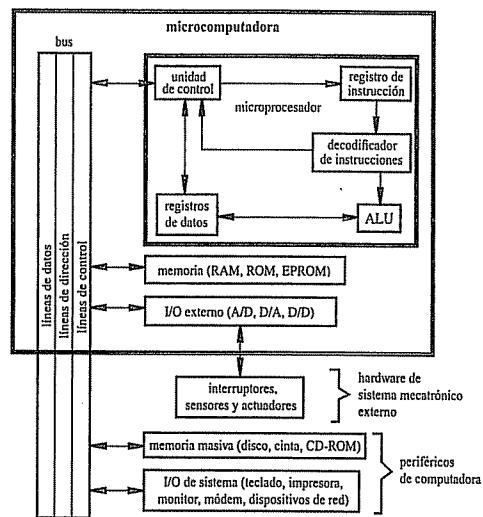


Figura 7.1 Arquitectura de la microcomputadora.

El **bus** es un conjunto de líneas compartidas de comunicación que funcionan como el sistema nervioso central de la computadora. Los datos, direcciones (address) y señales de control se comparten por todos los componentes del sistema a través del bus. Cada componente conectado al bus comunica información hacia y desde el bus mediante su propio controlador de bus. Las líneas de datos, de dirección y de control permiten a un componente específico acceder a los datos dirigidos hacia dicho componente. Las **líneas de datos** se usan para comunicar palabras hacia y desde los registros de datos en los diversos componentes del sistema como la memoria, el CPU y los periféricos de entrada/salida (I/O). Las **líneas de dirección** se usan para seleccionar dispositivos en el bus o ubicaciones de datos específicas dentro de la memoria. Los dispositivos usualmente tienen un circuito decodificador de dirección lógica combinatoria que identifica el código de dirección y activa el dispositivo. Las **líneas de control** transmiten señales de lectura y escritura, la señal de reloj (clock) del sistema y otras señales de control como las interrupciones del sistema, que se describen en secciones posteriores.

Una clave para la operación del CPU es el almacenamiento y recuperación de datos de un dispositivo de memoria. Los diferentes tipos de memoria incluyen **memoria de sólo lectura (ROM)**, **memoria de acceso aleatorio (RAM)** y **ROM borrable-programable (EPROM)**. La ROM se usa para el almacenamiento permanente de datos que el CPU puede leer, pero en donde no puede escribir datos. La ROM no requiere una fuente de poder para retener sus datos y por tanto se llama memoria no volátil. La RAM se puede leer o escribir en cualquier momento, siempre que se mantenga la potencia. Los datos en la RAM se consideran volátiles porque se pierden cuando se remueve la potencia. Existen dos tipos principales de RAM: **RAM estática (SRAM)**, que retiene sus datos en flip-flops mientras la memoria tenga potencia, y **RAM dinámica (DRAM)**, que consiste en el almacenamiento de datos en capacitores que se deben refrescar (reescribir) periódicamente debido a la fuga de carga. Los datos almacenados en una EPROM se

pueden borrar con luz ultravioleta aplicada a través de una ventana de cuarzo transparente en lo alto del CI EPROM. Entonces se pueden almacenar nuevos datos en el EPROM. Otro tipo de EPROM es la **eléctricamente borrable (EEPROM)**. Los datos en la EEPROM se pueden borrar eléctricamente y reescribir a través de sus líneas de datos sin la necesidad de luz ultravioleta. Dado que los datos en la RAM son volátiles, en ocasiones se requieren ROM, EPROM, EEPROM y dispositivos de almacenamiento de memoria masiva, como los discos y cintas magnéticas y los CD-ROM ópticos, para proporcionar almacenamiento permanente de datos.

La comunicación hacia y desde el microprocesador ocurre a través de los dispositivos I/O conectados al bus. Los dispositivos I/O periféricos externos a la computadora incluyen teclados, impresoras, pantallas, módems y dispositivos de red. Para las aplicaciones mecatrónicas, los dispositivos analógico a digital, digital a analógico e I/O digital (D/D) proporcionan interfaces a interruptores, sensores y actuadores.

Las instrucciones que puede ejecutar el CPU se definen mediante un código binario llamado **código de máquina**. Las instrucciones y códigos correspondientes son dependientes del microprocesador. Cada instrucción se representa mediante una cadena binaria única que hace que el microprocesador realice una función de bajo nivel (por ejemplo, sumar un número a un registro o mover el valor de un registro a una ubicación de memoria). Los microprocesadores se pueden programar con **lenguaje ensamblador**, que tiene un comando mnemónico correspondiente a cada instrucción (por ejemplo, *ADD* para sumar un número a un registro y *MOV* para mover el valor de un registro a una ubicación de memoria). Sin embargo, antes de que el lenguaje ensamblador se pueda ejecutar en el microprocesador se debe convertir a código de máquina con un software llamado **ensamblador**. Cuando el conjunto de instrucciones es pequeño, el microprocesador se conoce como microprocesador **RISC** (computadora con conjunto de instrucciones reducido). Los microprocesadores RISC son más baratos de diseñar y fabricar y prácticamente más rápidos. No obstante, se pueden requerir más pasos de programación para algoritmos complejos, debido al limitado conjunto de instrucciones.

Los programas también se pueden escribir en un lenguaje de alto nivel, como BASIC o C, siempre que esté disponible un compilador que pueda generar código de máquina para que se pueda usar el microprocesador específico. Las ventajas de usar un lenguaje de alto nivel son que es más fácil de aprender y usar, los programas se pueden **depurar** (debug: el proceso de encontrar y remover errores) con más facilidad y los programas son más fáciles de comprender. Una desventaja es que el código de máquina resultante puede ser menos eficiente (por ejemplo, ser más lento y requerir más memoria) que el correspondiente programa en lenguaje ensamblador bien escrito.

7.2 MICROCONTROLADORES

Existen dos ramas en la evolución en curso del microprocesador. Una rama apoya al CPU para la computadora personal y la industria de estaciones de trabajo, donde las principales restricciones son alta velocidad y gran tamaño de palabra (32 y 64 bits). La otra rama incluye el desarrollo del **microcontrolador**, que es un solo CI que contiene circuitos y funciones especializados aplicables al diseño de sistemas mecatrónicos; contiene un microprocesador, memoria, puertos de I/O y otros recursos en chip. Básicamente es una microcomputadora en un solo CI. Ejemplos de microcontroladores son los PIC de Microchip, el 68HC11 de Motorola y el 8096 de Intel.



Vínculo de internet

7.1 Fabricantes y recursos de microcontroladores en línea

El Vínculo de internet 7.1 conduce hacia varios recursos y fabricantes de microcontroladores en línea. Existe en línea un cúmulo de información que cambia constantemente conforme los fabricantes liberan productos con mayor velocidad, mayor memoria y más funcionalidad. Los factores que han impulsado el desarrollo del microcontrolador son bajo costo, versatilidad, facilidad de programación y tamaño pequeño. Los microcontroladores son atractivos en el diseño de sistemas mecatrónicos pues su pequeño tamaño y gran funcionalidad les permiten acoplarse físicamente en un sistema para realizar todas las funciones de control necesarias.

Los microcontroladores se usan en un amplio rango de aplicaciones, incluidas aparatos electrodomésticos, equipo de entretenimiento, equipo de telecomunicación, automóviles, camiones, aviones, juguetes y equipo de oficina. Todos estos productos involucran dispositivos que requieren algún tipo de control inteligente con base en varias entradas. Por ejemplo, el microcontrolador en un horno de microondas monitorea el panel de control para la entrada del usuario, actualiza los display gráficos cuando es necesario y controla las funciones de temporización y cocción. En un automóvil existen muchos microcontroladores para controlar varios subsistemas, incluidos control de velocidad crucero, antibloqueo de frenos, control de encendido, entrada automática, control ambiental y flujo de aire y combustible. Una máquina de fax controla actuadores para alimentar papel, usar fotosensores para escanear una página, enviar o recibir datos en una línea telefónica y proporcionar una interfaz de usuario completa con controles activados por menú. Un perro robot de juguete tiene varios sensores para detectar entradas de su entorno (por ejemplo, rebotar en obstáculos, ser acariciado en la cabeza, luz y oscuridad, comandos de voz) y un microcontrolador a bordo que impulsa motores para imitar el comportamiento canino real con base en esta entrada (por ejemplo, ladrar, sentarse y caminar). Todos estos poderosos e interesantes dispositivos se controlan mediante microcontroladores y el software que corre en ellos.

La figura 7.2 es un diagrama de bloques de un microcontrolador típico con todas sus características. En la figura también se incluyen listas de dispositivos externos típicos que se pueden poner en interfaz con el microcontrolador. Los componentes de un microcontrolador incluyen CPU, RAM, ROM, puertos I/O digitales, interfaz de comunicación serial, temporizadores, convertidores A/D y D/A. El CPU ejecuta el software almacenado en ROM y controla todos los componentes del microcontrolador. La RAM se usa para almacenar configuraciones y valores utilizados por un programa en ejecución. La ROM se usa para almacenar el programa y cualesquier datos permanentes. Un diseñador puede tener un programa y datos almacenados permanentemente en ROM mediante el fabricante de chip, o el ROM puede estar en forma de EPROM o EEPROM, la cual puede reprogramarse por el usuario. Al software almacenado permanentemente en ROM se le conoce como **firmware**. Los fabricantes del microcontrolador ofrecen dispositivos de programación que pueden descargar código de máquina compilado desde una PC directamente a la EEPROM del microcontrolador, usualmente a través del puerto serial de la PC y pines de propósito especial en el microcontrolador. Estos pines generalmente se pueden usar para otros propósitos una vez que el dispositivo se programa. También puede estar disponible EEPROM adicional que el programa usa para almacenar configuraciones y parámetros generados o modificados durante la ejecución. Los datos en EEPROM son no volátiles, lo que significa que el programa puede acceder a ellos cuando la potencia del microcontrolador se apague y encienda de nuevo.

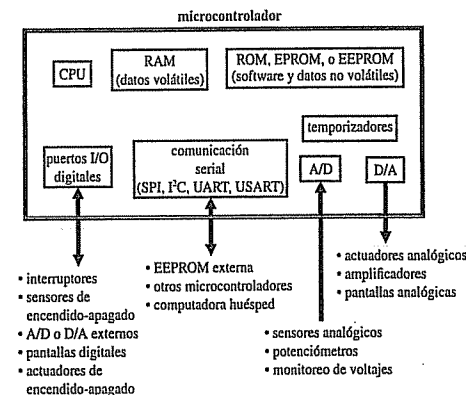


Figura 7.2 Componentes de un microcontrolador típico con todas sus características.

Los **puertos I/O digitales** permiten la transferencia de datos binarios hacia y desde el microcontrolador utilizando pines externos en el CI. Estos pines se pueden usar para leer el estado de los interruptores y encendido-apagado de sensores, para poner interfaces con convertidores externos analógico a digital y digital a analógico, para controlar pantallas digitales y para controlar el encendido-apagado de actuadores. Los puertos I/O también se pueden usar para transmitir señales hacia y desde otros microcontroladores para coordinar varias funciones. El microcontrolador también puede usar un puerto serial para transmitir datos hacia y desde dispositivos externos, siempre que dichos dispositivos soporten el mismo protocolo de comunicación serial. Los ejemplos de tales dispositivos incluyen CI de memoria EEPROM externa que pueden almacenar un gran bloque de datos para el microcontrolador, otros microcontroladores que necesitan compartir datos y una computadora huésped que pueda descargar un programa en el EEPROM del microcontrolador. Existen varios estándares o protocolos para comunicación serial, que incluyen SPI (interfaz periférica serial), I²C (circuito interintegrado), UART (unidad asíncrona de recepción y transmisión) y USART (unidad síncrona asíncrona de recepción y transmisión).

Por lo general los microcontroladores tienen de menos de 1 kbyte a varias decenas de kbytes de memoria de programa, en comparación con las microcomputadoras, cuya memoria RAM se mide en mega o gigabytes. Además, las velocidades del reloj del microcontrolador son más lentas que las que usan las microcomputadoras. En algunas aplicaciones, un microcontrolador puede no tener suficiente velocidad o memoria para satisfacer las necesidades de la aplicación. Por fortuna, los fabricantes de microcontroladores usualmente proporcionan un amplio rango de productos que se acomodan a diferentes aplicaciones. Además, cuando se requiere más memoria o capacidad I/O, la funcionalidad del microcontrolador se puede expandir con componentes externos adicionales (por ejemplo, chips de RAM o EEPROM, convertidores A/D o D/A y otros microcontroladores).

En el resto de este capítulo se hace énfasis en el microcontrolador PIC de Microchip debido a su amplia aceptación en la industria, abundantes recursos de información, bajo costo y facilidad de uso. **PIC** es un acrónimo en inglés para controlador de interfaz

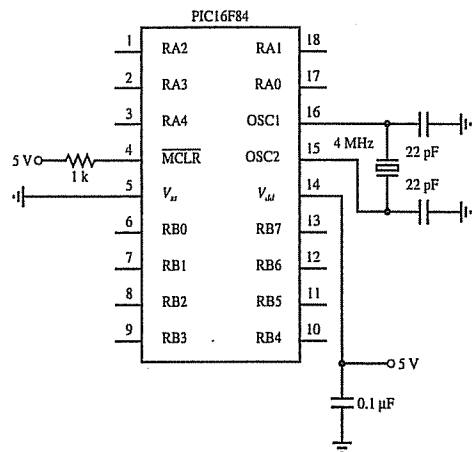


Figura 7.4 Configuración de pines y componentes externos requeridos por el microcontrolador PIC16F84.

En los microcontroladores PIC se incluye un temporizador para fines especiales, llamado **temporizador de vigilancia** (watch-dog timer). Se trata de un cronómetro descendente que, cuando se activa, necesita restablecerse continuamente por el programa que corre. Si el programa falla al restablecer el temporizador de vigilancia antes de que la cuenta llegue a 0, el PIC lo restablecerá automáticamente por sí mismo. En una aplicación crucial, puede usar esta característica para hacer que el microcontrolador se restablezca si el software queda atrapado en un lazo infinito no intencional.

La RAM, además de proporcionar espacio para almacenamiento de datos, mantiene un conjunto de ubicaciones de 1 byte de ancho con fines especiales llamado **registro de archivo**. Los bits en estos registros se usan para controlar la función e indicar el estatus del microcontrolador. A continuación se describen varios de estos registros.

El PIC16F84 se presenta en un CI DIP de 18 pines que tiene el esquema de pines (configuración) que se muestra en la figura 7.4. La figura también muestra el conjunto mínimo de componentes externos recomendados para que el PIC funcione de manera adecuada. La figura 7.5 muestra cómo se ve el esquema que se muestra en la figura 7.4 cuando se ensambla en una protoboard con componentes reales. La tabla 7.1 menciona los identificadores de pin en agrupamientos naturales y sus descripciones. Los cinco pines del RA0 al RA4 son pines I/O digitales que se conocen como **PORTA**; y los ocho pines del RB0 al RB7 son pines I/O digitales que se conocen como **PORTB**. En total, hay 13 líneas I/O, llamadas líneas **bidireccionales** porque cada una puede configurarse en software de manera individual como de entrada o salida. PORTA y PORTB son registros de archivo de propósito especial en el PIC que proporcionan la interfaz a los pines I/O. Aunque todos los registros PIC contienen 8 bits, sólo se usan los 5 bits menos significativos (LSB) del PORTA.

Una característica importante del PIC, disponible con la mayoría de los microcontroladores, es su habilidad para procesar interrupciones. Una **interrupción** ocurre

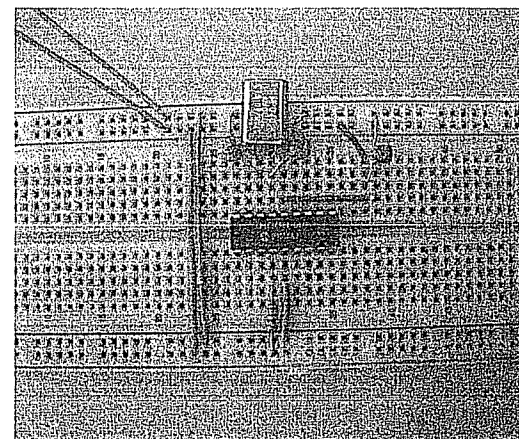


Figura 7.5 Componentes PIC16F84 requeridos en una protoboard.

Tabla 7.1 Descripciones de nombres de pin del PIC16F84

Identificador de pin	Descripción
RA[0-4]	5 bits de I/O bidireccional (PORTA)
RB[0-7]	8 bits de I/O bidireccional (PORTB)
V_{ss} , V_{dd}	Referencia a tierra de la fuente de poder (ss : fuente) y suministro positivo (dd : drenado)
OSC1, OSC2	Entradas del cristal oscilador
MCLR	Clear maestro (activo bajo)

cuando una entrada designada especialmente cambia de estado. Cuando esto ocurre, la ejecución normal del programa de suspende mientras se ejecuta una porción especial del programa que manipula la interrupción. Esto se discute más ampliamente en la sección 7.6. En el microcontrolador PIC16F84, los pines RB0 y del RB4 al RB7 se pueden configurar con entradas de interrupción.

La potencia y tierra se conectan al PIC mediante los pines V_{dd} y V_{ss} . Los subíndices dd y ss se refieren a la notación drenado y fuente que se usa para los transistores MOS, pues un PIC es un dispositivo CMOS. Los niveles de voltaje (por ejemplo, $V_{dd} = 5\text{ V}$ y $V_{ss} = 0\text{ V}$) se pueden proporcionar con el uso de una fuente de poder de CD o baterías (por ejemplo, cuatro baterías AA en serie o una batería de 9 V conectada mediante un regulador de voltaje). El pin clear maestro MCLR es activo bajo y proporciona una característica de reset. Al aterrizar este pin se hace que el PIC se restablezca y reinicie el programa almacenado en EEPROM. Este pin se debe mantener alto durante la ejecución normal del programa. Esto se logra con la resistencia de subida que se muestra en la figura 7.4. Si este pin quedase desconectado (flotante), el chip puede restablecerse

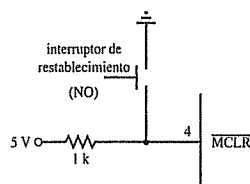


Figura 7.6 Circuito de restablecimiento del interruptor.

espontáneamente a sí mismo. Para proporcionar la característica de restablecimiento manual a un diseño PIC, puede agregar un interruptor de botón normalmente abierto (NO), como se muestra en la figura 7.6. Al cerrar el interruptor se aterriza el pin y hace que el PIC se restablezca.

La frecuencia de reloj del PIC se puede controlar con diferentes métodos, incluidos un circuito RC externo, una fuente de reloj externa o un cristal de reloj. En la figura 7.4 se muestra el uso de un cristal de reloj para proporcionar una frecuencia de reloj precisa y estable a un costo relativamente bajo. La frecuencia de reloj se establece al conectar un cristal de 4 MHz a través de los pines OSC1 y OSC2 con los capacitores de 22 pF aterrizados, como se muestra en la figura 7.4.

7.4 PROGRAMACIÓN DE UN PIC

Para usar un microcontrolador en el diseño de sistemas mecatrónicos se debe escribir software, ponerlo a prueba y almacenarlo en la ROM del microcontrolador. Por lo general, el software se escribe y compila en una computadora personal (PC) y luego se descarga a la ROM del microcontrolador como código de máquina. Si el programa se escribe en lenguaje ensamblador, la PC debe tener software llamado **ensamblador cruzado** que genere código de máquina para el microcontrolador. Un ensamblador es software que genera código de máquina para el microprocesador en la PC, mientras que un ensamblador cruzado genera código de máquina para un microprocesador diferente, en este caso el microcontrolador.

Existen varias herramientas de desarrollo de software que pueden ayudar en la prueba y el depurado de programas en lenguaje ensamblador escritos para un microcontrolador. Una de estas herramientas es el **simulador**, que es software que corre en una PC y permite que el código del microcontrolador se simule (corra) en la PC. La mayoría de los errores de programación se pueden identificar y corregir durante la simulación. Otra herramienta es el **emulador**, que es hardware que conecta una PC al microcontrolador en un sistema mecatrónico prototipo. Usualmente consiste en una tarjeta de circuito impreso conectada al sistema mecatrónico a través de cables de cinta. El emulador se puede usar para cargar y correr un programa en el microcontrolador real unido al hardware del sistema mecatrónico (que contiene sensores, actuadores y circuitos de control). El emulador permite a la PC monitorizar y controlar la operación del microcontrolador mientras está incrustado en el sistema mecatrónico.

Tabla 7.2 Conjunto de instrucciones de PIC16F84

Mnemónico y operandos	Descripción
ADDLW k	Suma de literal y W
ADDWF f, d	Suma de W y f
ANDLW k	AND de literal con W
ANDWF f, d	AND de W con f
BCF f, b	Limpia (clear) bit f
BSF f, b	Establece (set) bit f
BTFSC f, b	Prueba (test) bit f, salta si clear
BTFSS f, b	Prueba (test) bit f, salta si set
CALL k	Llama subrutina
CLRF f	Limpia (clear) f
CLRW	Limpia (clear) W
CLRWDI	Limpia (clear) temporizador de vigilancia
COMF f, d	Complementa f
DECf f, d	Disminuye f
DECFSZ f, d	Disminuye f, salta si 0
GOTO k	Ir a dirección
INCF f, d	Incrementa f
INCFSZ f, d	Incrementa f, salta si 0
IORLW k	OR inclusiva de literal con W
IORWF f, d	OR inclusiva de W con f
MOVF f, d	Mueve f
MOVLW k	Mueve literal a W
MOVWF f	Mueve W a f
NOP	No operación
RETFIE	Retorno de interrupción
RETLW k	Retorno con literal en W
RETURN	Retorno de subrutina
RLF f, d	Rota f a la izquierda 1 bit
RRF f, d	Rota f a la derecha 1 bit
SLEEP	Ir a modo de espera (standby)
SUBLW k	Resta W de la literal
SUBWF f, d	Resta W de f
SWAPF f, d	Intercambia nibbles en f
XORLW k	OR exclusiva de literal con W
XORWF f, d	OR exclusiva de W con f

El lenguaje ensamblador que se usa para programar un PIC16F84 consiste de 35 comandos que controlan todas las funciones del PIC. Este conjunto de comandos se llama **conjunto de instrucciones** para el microcontrolador. Cada marca y familia de microcontroladores tiene su propio conjunto específico de instrucciones que proporcionan acceso a los recursos disponibles en el chip. En la tabla 7.2 se presentan el conjunto completo de instrucciones y una breve descripción del comando para el PIC16F84. Cada comando consiste de un nombre llamado **mnemónico** y una lista de operandos. Se deben proporcionar valores para cada uno de estos operandos. Las letras f, d, b y k corresponden a una dirección de registro de archivo (una dirección RAM válida), destino resultante (0: registro W, 1: registro de archivo), número de bit (de 0 a 7) y constante literal (un número entre 0 y 255), respectivamente. Note que muchos de los comandos se refieren al registro de trabajo W, también llamado acumulador. Se trata de un registro



Vínculo de internet

7.2 Microchip, Inc.

especial del CPU que se usa para almacenar valores temporalmente (por ejemplo, de memoria) para cálculos o comparaciones. Al principio, los mnemónicos y descripciones en la tabla pueden parecer crípticos, pero después de que se compara su funcionalidad con la terminología y las convenciones de nomenclatura, se vuelven mucho más comprensibles. En el ejemplo 7.1 se introducen algunos de los enunciados y proporcionan ejemplos. En el ejemplo 7.2 se ilustra cómo escribir un programa completo en lenguaje ensamblador.

Para más información (por ejemplo, descripciones detalladas y ejemplos de cada enunciado ensamblador), remítase a la hoja de datos PIC16F8X disponible en el sitio web de Microchip (vea el Vínculo de internet 7.2).

EJEMPLO 7.1

Detalles de instrucciones del lenguaje ensamblador

Aquí se ofrecen descripciones más detalladas y ejemplos de unas cuantas instrucciones del lenguaje ensamblador para ayudarlo a comprender mejor la terminología y las convenciones de nomenclatura.

BCF f, b

(leer *BCF* como "bit limpia f")

limpia el bit *b* en el registro de archivo *f* a 0, donde los bits se numeran de 0 (LSB) a 7 (MSB)

Por ejemplo, *BCF PORTB, 1* hace que el bit 1 en PORTB vaya a bajo (donde PORTB es una constante que contiene la dirección del registro de archivo PORTB). Si PORTB originalmente contuviera el valor hexadecimal (hex) FF (binario 11111111), el valor final sería el hexa FC (binario 11111101). Si PORTB contuviera originalmente el valor hexa A8 (binario 10101000), el valor permanecería sin variación.

MOVLW k

(leer *MOVLW* como "mover literal a W")

almacena la constante literal *k* en el acumulador (el registro W)

Por ejemplo, *MOVLW 0xA8* almacenará el valor hexa A8 en el registro W. En lenguaje ensamblador, las constantes hexadecimales se identifican con el prefijo 0x.

RLF f, d

(leer *RLF* como "rotar f a la izquierda")

corre los bits en el registro de archivo *f* un bit a la izquierda y almacena el resultado en *f* si *d* es 1, o en el acumulador (el registro W) si *d* es 0. El valor del LSB se volverá 0 y se pierde el valor original del MSB.

Por ejemplo, si el valor actual en PORTB es hexa 1F (binario 00011111), entonces *RLF PORTB, 1* cambiaría el valor a hexa 3E (binario 00111110).

SWAPF f, d

(leer *SWAPF* como "intercambia nibbles en f")

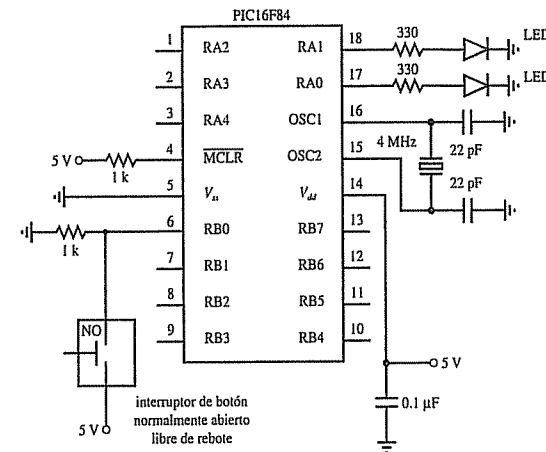
intercambia los nibbles superior e inferior (un nibble es un conjunto de 4 bits o la mitad de un byte) del registro de archivo *f* y almacena el resultado en *f* si *d* es 1, o en el acumulador (el registro W) si *d* es 0

Por ejemplo, si la ubicación de memoria en la dirección hexa 10 contiene el valor hexa AB, entonces *SWAPF 0x10, 0* almacenará el valor hexa BA en el registro W. *SWAPF 0x10, 1* cambiaría el valor en la dirección hexa 10 de hexa AB a hexa BA.

Ejemplo de programación con lenguaje ensamblador

EJEMPLO 7.2

El propósito de este ejemplo es escribir un programa en lenguaje ensamblador que encenderá un LED cuando el usuario oprima el botón de un interruptor. Cuando el interruptor se libera, el LED se apaga. Después de que el interruptor se oprime y libera un número específico de veces, un segundo LED se enciende y permanece encendido. El hardware requerido para este ejemplo se muestra en la siguiente figura:



Se supone que el interruptor de botón es libre de rebote, lo que implica que se produce un solo pulso cuando se oprime y luego se libera (la señal va a alto cuando se oprime y va a bajo cuando se libera).

El código en lenguaje ensamblador que logrará la tarea deseada se muestra después del siguiente texto. Se puede insertar una marca o comentario en cualquier parte del programa al precederlo con un punto y coma (;). Los comentarios se usan para clarificar el código asociado. El ensamblador ignora los comentarios cuando genera el código de máquina hexadecimal. Las primeras cuatro líneas activas (*list... target*) son directivas ensamblador que designan el procesador y definen constantes que se pueden usar en el código restante. La definición de las constantes al principio del programa (con la directiva *equ*) es una buena idea porque los nombres, más que los números hexa, son más fáciles de leer y comprender en el código y porque los números se pueden ubicar convenientemente y editarlos más tarde. Las constantes en lenguaje ensamblador, como direcciones y valores, se escriben en hexadecimal y se denotan con un prefijo 0x.

Las siguientes dos líneas de código, que comienzan con *movlw*, mueven la constante literal *target* en el registro W y luego del registro W a la ubicación de dirección *count* en memoria. El valor blanco (0x05) decrecerá hasta que llegue a 0x00. La siguiente sección de código inicializa los registros de función especial PORTA y TRISA para permitir la salida a los pines RA0 y RA1, los cuales activan los LED. Estos registros se ubican en diferentes bancos de memoria, de ahí la necesidad de los enunciados *bsf* y *bcf* en el programa. Todas las palabras en mayúsculas dentro del programa son direcciones o valores constantes predefinidos en el archivo incluido dependiente del procesador (p16f84.inc). Más adelante se discute la función del registro TRISA; pero, al limpiar (clear) los bits en el registro, los pines PORTA se configuran como salidas.

El lazo principal usa los enunciados *btfss* (prueba de bit en el registro de archivo; salta a la siguiente instrucción si el bit es set) y *btfsc* (prueba de bit en registro de archivo; salta a la siguiente instrucción si el bit es clear) para probar el estado de la señal en el pin RB0. Las pruebas se realizan de manera continua dentro de los lazos creados por los enunciados *goto*. Las palabras *begin* y *wait* son etiquetas de enunciado que se usan como blancos para los lazos *goto*. Cuando se oprime el interruptor, el estado va a alto y el enunciado *btfss* salta a la instrucción *goto begin*; entonces el LED1 se enciende. Cuando el interruptor se libera, el pin RB0 va a bajo y el enunciado *btfsc* salta a la instrucción *goto wait*; entonces se apaga el LED1.

Después de que se libera el interruptor y el LED1 se apaga, se ejecuta el enunciado *decfsz* (decremento del registro de archivo; salta a la siguiente instrucción si la cuenta es 0). El *decfsz* disminuye el valor de *count* en 1. Si el valor *count* todavía no es 0, se ejecuta *goto begin* y el control cambia de vuelta a la etiqueta *begin*. Esto reinicia la ejecución al comienzo del lazo principal, en espera de la siguiente presión del interruptor. Sin embargo, cuando el valor *count* llega a 0, *decfsz* salta al enunciado *goto begin* y el LED2 se enciende. El último enunciado *goto begin* hace que el programa de nuevo salte al comienzo del lazo principal.

```
; count.asm (nombre de archivo del programa)

; Programa para encender un LED cada vez que se oprime un botón interruptor
; y enciende un segundo LED cuando se oprime un número específico de veces

; I/O:
; RB0: botón interruptor libre de rebote (1: oprimido; 0: no oprimido)
; RA0: LED cuenta (count, primer LED)
; RA1: LED blanco (target, segundo LED)

; Define el procesador a utilizar
list    p=16f84
include <p16f84.inc>

; Define la ubicación de la variable count y el valor de conteo inicial
count equ 0x0c                ; dirección de la variable de conteo
target equ 0x05                ; número de presiones requeridas

; Inicializa el contador al número blanco de presiones
movlw target                    ; mueve el valor de conteo al
                                ; registro W
movwf count                     ; mueve el registro W a la ubicación de
                                ; la memoria de cuenta (count)
                                ; ubicación
```

```
; Inicializa PORTA para salida y asegura que los LED estén apagados
bcf     STATUS, RP0            ; selecciona banco 0
clrf    PORTA                  ; inicializa todos los valores de pin a 0
bsf     STATUS, RP0            ; selecciona banco 1
clrf    TRISA                  ; designa todos los pines PORTA como salidas
bcf     STATUS, RP0            ; selecciona banco 0

; Lazo de programa principal
begin
    ; Espera a que el botón interruptor se oprima
    btfss PORTB, 0
    goto begin

    ; Enciende el LED1 de cuenta
    bsf    PORTA, 0

wait
    ; Espera a que el botón interruptor se libere
    btfsc PORTB, 0
    goto wait

    ; Apaga el LED1 de cuenta
    bcf    PORTA, 0

    ; Disminuye el contador de presiones y comprueba por 0
    decfsz count, 1
    goto begin ; continúa si el conteo es todavía > 0

    ; Enciende el LED2 blanco
    bsf    PORTA, 1

    goto begin ; regresa al comienzo del lazo principal

end ; fin de instrucciones
```

■ TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 7.2 Decremento después de 0

En el ejemplo 7.2, el enunciado *decfsz* se usa para conteo descendente de 5 a 0. Cuando 0 (0x00) disminuye, el valor resultante en la dirección *count* será 255 (0xFF), luego 254 (0xFE), etc. ¿Qué efecto tiene esto, si hay alguno, en la operación del código y en el LED?

Aprender a programar en lenguaje ensamblador puede ser muy difícil al principio y puede resultar en errores difíciles de depurar. Por fortuna, hay disponibles compiladores de lenguaje de nivel superior que le permiten programar un PIC a un nivel más amigable para el usuario. El lenguaje de programación particular que se discute en el resto del capítulo es **PicBasic Pro**. El compilador para PicBasic Pro está disponible en microEngineering Labs, Inc. (vea el Vínculo de internet 7.4, que direcciona a www.melabs.com). El PicBasic Pro es mucho más sencillo de aprender y usar que el lenguaje ensamblador. Proporciona fácil acceso a todas las capacidades PIC, así como un rico conjunto de funciones y características avanzadas para soportar varias aplicaciones. PicBasic Pro también es muy compatible con el lenguaje BASIC usado para controlar



Vínculo de internet

7.4
MicroEngineering
Labs



Vínculo de internet

7.5 Recursos para el microcontrolador PIC de Microchip

microcontroladores Basic Stamp (Parallax, Inc., Rocklin, CA), populares tarjetas de desarrollo que utilizan el microcontrolador PIC.

Para información adicional acerca del PIC y productos relacionados, vea el Vínculo de internet 7.5. Este sitio contiene muchas ligas útiles a páginas de fabricantes y otras web que proporcionan recursos e información acerca de literatura de soporte, accesorios útiles y PicBasic Pro.

7.5 PICBASIC PRO

Los programas PIC se pueden escribir en una forma de BASIC llamado **PicBasic Pro**. El compilador PicBasic Pro puede compilar estos programas y producir sus equivalentes en lenguaje ensamblador; después, este código ensamblador se puede convertir a código de máquina hexadecimal (código hex) que se puede descargar directamente a la EEPROM flash del PIC a través de un dispositivo de programación unido a una PC. Una vez cargado, el programa comienza a ejecutarse cuando se aplica potencia al PIC si los componentes adicionales necesarios, como los que se muestran en la figura 7.4, se conectan de manera adecuada.

No es la intención cubrir todos los aspectos de la programación PicBasic Pro. En vez de ello, se presenta una introducción a algunos de los principios de programación básica, se proporciona un breve resumen de los enunciados y luego se ofrecen algunos ejemplos. El manual PicBasic Pro Compiler, disponible en el sitio web de microEngineering, es un complemento necesario a este capítulo si necesita resolver problemas que requieran más funcionalidad que los ejemplos que se presentan aquí. Si no ha usado lenguajes de programación como BASIC, C, C++ o FORTRAN, entonces la sección 7.5.1 puede resultarle un desafío. Incluso si éste es el caso, conforme lea los ejemplos que siguen, los conceptos quedarán más claros.

7.5.1 Fundamentos de programación en PicBasic Pro

Para ilustrar los fundamentos de PicBasic Pro se comienza con un ejemplo muy simple. La meta es escribir un programa que encienda un LED durante un segundo, luego lo apague durante un segundo y repetir mientras se aplique potencia al circuito. A continuación se presenta el código para este programa, llamado *flash.bas*. El hardware que se requiere se presenta en la figura 7.7. El Pin RA2 se usa como salida a corriente de la fuente hacia un LED a través de una resistencia que limita la corriente. Las primeras dos líneas del programa son comentarios que identifican el programa y su propósito. Las **líneas de comentario** deben comenzar con un apóstrofe. En cualquier línea, la información en el lado derecho de un apóstrofe se trata como comentario y el compilador lo ignora. La etiqueta *loop* permite al programa regresar el control a esta etiqueta en un tiempo posterior con el uso del comando *Goto*. El enunciado *High PORTA.2* hace que el pin RA2 vaya a alto y el LED encienda. El comando *Pause* retrasa la ejecución de la siguiente línea de código un número dado de milisegundos (en este caso, 1 000, que corresponde a 1 000 milisegundos o 1 segundo). El enunciado *Low PORTA.2* hace que el pin RA2 vaya a bajo, y apague el LED. El siguiente comando *Pause* causa un retraso de 1 seg antes de ejecutar la siguiente línea. El enunciado *Goto loop* regresa el control a la línea de programa etiquetada como *loop* y el programa continúa indefinidamente. El enunciado *End* en la última línea del programa termina la ejecución. En este ejemplo, el loop continúa hasta que la potencia se remueve y el enunciado *End* nunca se alcanza. Sin embargo, para estar seguro, siempre debe terminar un programa con un enunciado *End*.

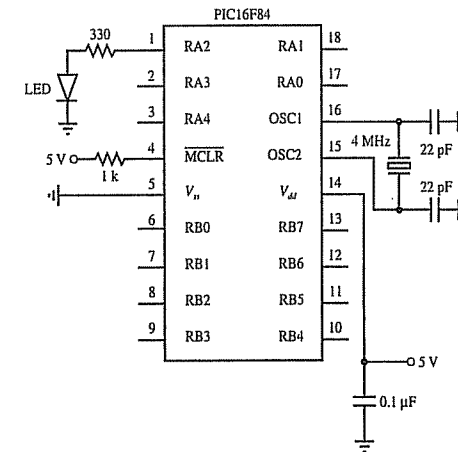


Figura 7.7 Esquema de circuito para el ejemplo flash.bas.

```
' flash.bas
' Programa de ejemplo para encender un LED una vez cada dos segundos

loop:  High PORTA.2      ' enciende el LED conectado al pin RA2
        Pause 1000      ' retraso de un segundo (1 000 ms)

        Low PORTA.2     ' apaga el LED conectado al pin RA2
        Pause 1000      ' retraso de un segundo (1 000 ms)

        Goto loop       ' regresa a la etiqueta "loop" y repite
                           ' indefinidamente

End
```

El Ejercicio de laboratorio 9 explora cómo implementar programas simples como el *flash.bas* anterior. El ejercicio incluye los pasos para alambrear los circuitos a un PIC, ingresar y compilar los programas en PicBasic Pro, y descargar código ejecutable desde una PC a la memoria flash en el PIC.

Como se ilustra en el ejemplo simple *flash.bas*, los programas en PicBasic Pro consisten en una secuencia de enunciados de programa que se ejecutan uno después de otro. El programador debe estar familiarizado con la sintaxis de PicBasic Pro, pero será más sencillo de aprender y depurar que los programas en lenguaje ensamblador. Los **comentarios**, cualquier texto precedido por un apóstrofe, se pueden colocar en cualquier parte del programa para ayudar a explicar el propósito de líneas específicas del código. Cualquier etiqueta definida por el usuario, nombres de variable, o nombres de constante se llaman **identificadores** (como *loop* en el ejemplo anterior). Puede usar cualquier combinación de caracteres para dichos identificadores, siempre que no comiencen con un número. Además, los identificadores deben ser diferentes de todas las palabras reservadas por PicBasic Pro (por ejemplo, palabras clave como *High* y *Low*). Los identificadores pueden tener cualquier longitud, pero PicBasic Pro ignora todos los caracteres después de los primeros 32. PicBasic Pro no es sensible a minúsculas y



Ejercicio de laboratorio

Laboratorio 9
Programación de un microcontrolador PIC-parte I

mayúsculas, de modo que no importa si las letras están o no en mayúsculas. Por tanto, para los identificadores se puede usar cualquier combinación de letras mayúsculas o minúsculas, incluidas etiquetas, variables, enunciados y referencias a registro o bits. Por ejemplo, para PicBasic Pro, *High* es equivalente a *HIGH* o *high*. Sin embargo, cuando escriba código, es mejor usar un patrón consistente que ayude a hacer más legible el programa. En los ejemplos que se presentan en este capítulo, todas las variables y etiquetas se escriben en minúsculas, todas las palabras clave en enunciados se escriben con mayúscula inicial, y todos los registros y constantes se escriben en mayúsculas.

En algunas aplicaciones necesitará almacenar un valor para su uso posterior en el programa (por ejemplo, un contador que vaya incrementándose cada vez que se oprime un botón interruptor). PicBasic Pro le permite crear variables para este propósito. La sintaxis para crear una **variable** es

nombre Var tipo (7.1)

donde *nombre* es el identificador a usar para referirse a la variable y *tipo* describe el tipo y el correspondiente tamaño de almacenamiento de datos de la variable. El tipo puede ser **BIT** para almacenar un solo bit de información (0 o 1), **BYTE** para almacenar un entero positivo de 8 bits que puede variar de 0 a 255 ($2^8 - 1$) o **WORD** para almacenar un entero positivo de 2 bytes (16 bits) que puede variar de 0 a 65 535 ($2^{16} - 1$). Las siguientes líneas son ejemplos de declaraciones de variable y enunciados de asignación que almacenan valores en variables:

```
my_bit Var BIT
my_byte Var BYTE

my_bit = 0
my_byte = 187
```

La palabra clave *Var* también se puede usar para dar nombres de identificador a pines I/O o a bits dentro de una variable byte con el uso de la siguiente sintaxis:

nombre Var byte.bit (7.2)

Por ejemplo,

```
led Var PORTB.0
lsb Var my_byte.0
```

designaría *led* como el estado de pin RB0 y *lsb* como el bit 0 de la variable byte *my_byte*.

Otro tipo de variable es el **arreglo**, que se puede usar para almacenar un conjunto o vector de números. La sintaxis para declarar un arreglo es

nombre Var tipo[tamaño] (7.3)

donde *tipo* define el tipo de almacenamiento (BIT, BYTE o WORD) y *tamaño* indica el número de elementos en el arreglo. Se puede acceder o referirse a un **elemento** particular en un arreglo con la siguiente sintaxis:

nombre [i] (7.4)

Tabla 7.3 Operadores matemáticos y funciones PicBasic Pro seleccionados

Operador matemático o función	Descripción
A + B	Suma A y B
A - B	Resta B de A
A * B	Multiplca A y B
A / B	Divide A entre B
A << n	Corre A n bits a la izquierda
A >> n	Corre A n bits a la derecha
COS A	Regresa el coseno de A
A MAX B	Regresa el máximo de A y B
A MIN B	Regresa el mínimo de A y B
SIN A	Regresa el seno de A
SQR A	Regresa la raíz cuadrada de A
A & B	Regresa la AND lógica de A y B
A B	Regresa la OR lógica de A y B
A ^ B	Regresa la OR exclusiva lógica de A y B
~A	Regresa el NOT lógico de A

donde *i* es el índice del elemento a referir. Los elementos se enumeran de 0 a tamaño - 1. Por ejemplo, *valores Var byte[5]* definirían un arreglo de 5 bytes, y los elementos del arreglo serían *valores[0]*, *valores[1]*, *valores[2]*, *valores[3]* y *valores[4]*.

A las **constantes** se les pueden dar nombres en un programa utilizando la misma sintaxis que la usada para las variables (ecuación 7.1) al sustituir la palabra clave *Var* con *Con* y al sustituir la palabra clave *tipo* por un valor constante. Cuando se especifican valores en un programa, el prefijo \$ denota un valor hexadecimal y el prefijo % denota un valor binario. Si no hay prefijo, se supone que el número es un valor decimal. Por ejemplo, en las siguientes definiciones de variable y constante, todos los enunciados de asignación son equivalentes:

```
number Var BYTE
CONSTANT Con 23

number = 23
number = CONSTANT
number = %10111
number = $17
```

Por lo general, las constantes y los resultados de los cálculos se suponen no signados (es decir: cero o positivo), pero ciertas funciones, como *Sin* o *Cos*, usan un formato byte diferente, donde se usa el MSB para representar el signo del número. En este caso, el byte puede tomar valores entre -127 y 127. En la tabla 7.3 se mencionan algunas de las expresiones fundamentales que usan **operadores matemáticos** y funciones disponibles en PicBasic Pro. Vea otros operadores y funciones, más detalles y ejemplos en el manual de compilación de PicBasic Pro.

Cuando se hace aritmética de números enteros con variables de longitud de bit fija (por ejemplo, BYTE y WORD), debe comprobar los errores de truncamiento y desbordamiento. Como se apuntó más arriba, cada tipo de variable sólo puede almacenar números dentro de cierto rango (por ejemplo, 0 a 255 para una variable BYTE). Si intenta asignar una expresión a una variable, y el valor de la variable supera el valor máximo per-



Ejercicio de laboratorio

Laboratorio 11

Control de velocidad de motor con modulación de ancho de pulso mediante PIC

mitido para la variable, resultará un error. A esto se llama **desbordamiento** (overflow). El **truncamiento** (truncation) ocurre con división entera. Si el cálculo de una división entera resulta en una fracción, el resto de la división (la porción decimal) se descarta. A veces los efectos del truncamiento se pueden minimizar o evitar al reordenar términos en una expresión, de modo que las divisiones se realicen en momentos apropiados. Estos principios se presentan al detalle y con ejemplos en el Ejercicio de laboratorio 11.

Existe una colección de enunciados PicBasic Pro que le permiten leer, escribir y procesar entradas desde y salidas hacia los pines de puerto I/O. Para referirse a un pin I/O, use la siguiente sintaxis:

```
port_name.bit (7.5)
```

donde *port_name* es el nombre del puerto (PORTA o PORTB) y *bit* es la ubicación de bit especificada como un número entre 0 y 7. Por ejemplo, para referirse al pin RB1, usaría la expresión PORTB.1. Cuando un bit se configura como salida, el valor de salida (0 o 1) en el pin se puede establecer con un simple enunciado de asignación (por ejemplo, *PORTB.1 = 1*). Cuando un bit se configura como entrada, el valor en el pin (0 o 1) se puede leer al hacer referencia directamente al bit (por ejemplo, *valor = PORTA.2*). Todos los bits dentro de un puerto se pueden establecer a la vez con el uso de un enunciado de asignación de la forma siguiente:

```
port_name = constante (7.6)
```

donde *constante* es un número entre 0 y 255 expresado en binario, hexadecimal o decimal. Por ejemplo, *PORTA = %00010001* establece los bits PORTA.0 y PORTA.4 a 1, y todos los otros bits a 0. Dado que no se usan los tres bits más significativos en PORTA, *PORTA = %10001* es equivalente.

El estatus I/O de los bits PORTA y PORTB se configuran en dos registros especiales llamados **TRISA** y **TRISB**. El prefijo *TRIS* se usa para indicar que las compuertas triestado controlan o no el hecho de que un pin particular proporcione una entrada o una salida. Los circuitos de entrada y salida para PORTA y PORTB en el PIC16F84 se presentan en la sección 7.8, donde se trata con interfaces. Cuando se usa un bit de registro *TRIS* se establece alto (1), se considera como entrada el correspondiente bit PORT, y cuando el bit *TRIS* es bajo (0), el correspondiente bit PORT se considera como salida. Por ejemplo, *TRISB = %01110000* designaría los pines RB4, RB5 y RB6 como entradas y los otros pines PORTB como salidas. Al arrancar, todos los bits de registro *TRIS* se establecen a 1 (es decir, *TRISA* y *TRISB* se establecen a \$FF o %11111111), de modo que todos los pines en PORTA y PORTB se tratan como entradas por defecto. En caso de ser necesario debe redefinirlos para su aplicación en los enunciados de inicialización de su programa.

La sintaxis de acceso al bit de puerto descrita por la ecuación 7.5 también se puede usar para acceder a bits individuales en variables byte. Por ejemplo, dadas las siguientes declaraciones,

```
my_byte Var byte
my_array Var byte[10]
```

my_byte.3 = 1 establecería el bit 3 en *my_byte* a 1 y *my_array[9].7 = 0* establecería el MSB del último elemento de *my_array* a 0. Todos los bits dentro de una variable se pueden establecer mediante la asignación de un valor o expresión a la variable con un **enunciado de asignación**:

```
variable = expresión (7.7)
```

Por ejemplo,

```
my_byte = 231
my_array[2] = my_byte - 12
```

Dos importantes características en cualquier lenguaje de programación son los enunciados para realizar comparaciones lógicas y enunciados para ramificación, lazos e iteración. En PicBasic Pro, la lógica se ejecuta dentro de una secuencia de enunciado *If... Then... Else...* (si... entonces... de otro modo...), donde se hace una comparación lógica y, si el resultado de la comparación es verdadero, entonces se ejecutan los enunciados después de *Then*; de otro modo, se ejecutan los enunciados después de *Else*. PicBasic Pro soporta los **operadores de comparación lógica** mencionados en la tabla 7.4. También se pueden usar las palabras clave **And**, **Or**, **Xor** (Or exclusiva) y **Not**, en conjunción con paréntesis para crear expresiones booleanas generales utilizadas en comparaciones lógicas. El siguiente ejemplo y otros a continuación ilustran el uso de expresiones lógicas.

Una expresión booleana en PicBasic Pro

EJEMPLO 7.4

El siguiente enunciado PicBasic Pro enciende un motor controlado por un transistor conectado al pin RA0 cuando el estado de un interruptor conectado al pin RB0 es alto o cuando el estado de un interruptor conectado al pin RB1 es bajo, y cuando una variable byte *count* tiene un valor menor que o igual a 10:

```
If (((PORTB.0 == 1) OR (PORTB.1 == 0)) And (count <= 10)) Then
  High PORTA.0
```

La forma más simple de hacer un lazo es usar una etiqueta de enunciado con un enunciado *goto*, como se ilustró en el ejemplo *flash.bas*. PicBasic Pro también proporciona estructuras de enunciado *For... Next* y *While... Wend* para realizar lazos e iteración. Estas estructuras se demuestran en ejemplos a lo largo del resto del capítulo.

La tabla 7.5 enlista todos los enunciados PicBasic Pro con sus descripciones correspondientes. Las descripciones completas y ejemplos de los enunciados y sus parámetros y variables asociados se pueden encontrar en el manual PicBasic Pro Compiler disponible en línea en el sitio web de microEngineering, Inc. (vea el Vínculo de internet 7.6). En la tabla 7.5, las palabras clave están en mayúsculas, y los parámetros o variables que siguen a las palabras clave se muestran en minúsculas. Además, cualquier parámetro de



Vínculo de internet

7.6 Manual de PicBasic Pro (en línea, archivo PDF)

Tabla 7.4 Operadores de comparación lógica PicBasic Pro

Operador	Descripción
= o ==	igual
<> o !=	no igual
<	menor que
>	mayor que
<=	menor o igual a
>=	mayor o igual a

Tabla 7.5 Resumen de enunciados PicBasic Pro

Enunciado	Descripción
@enunciado ensamblador ADCIN canal, var ASM...ENDASM	Inserta una línea de código en lenguaje ensamblador Lee el convertidor analógico a digital en el chip (si hay uno) Inserta una sección de código en lenguaje ensamblador que consiste en uno o más enunciados
BRANCH índice, [etiqueta1 {, etiqueta2, ...}] BRANCHL índice, [etiqueta1 {, etiqueta2, ...}]	Calcula goto que salta a una etiqueta con base en el índice Ramifica a una etiqueta que puede estar afuera de la página actual de memoria de código (para PIC con más de 2 k de ROM de programa)
BUTTON pin, estado_bajo, retraso_auto_repetir, auto_repetir_tasa, variable_conteo, estado_acción, etiqueta CALL etiqueta_ensamblador CLEAR CLEARWDT COUNT pin, periodo, var	Lee el estado de un pin y realiza debounce (con el uso de un retraso) y autorrepite (si se usa dentro de un lazo) Llama a una subrutina en lenguaje ensamblador Cero todas las variables Limpia el temporizador de vigilancia Cuenta el número de pulsos que ocurren en un pin durante un periodo
DATA {@ubicación,} constante1 {, constante2, ...}	Define contenidos iniciales del EEPROM en chip (igual que el enunciado EEPROM)
DEBUG objeto1 {, objeto2, ...} DEBUGIN {plazo, etiqueta,} [objeto1 {, objeto2, ...}]	Salida serial asíncrona a un pin a una tasa fija de baudios Entrada serial asíncrona desde un pin a una tasa fija de baudios
DISABLE	Deshabilita los procesamientos ON INTERRUPT y ON DEBUG
DISABLE DEBUG DISABLE INTERRUPT DTMFOUT pin, {on_ms, off_ms,} [tono1 {, tono2, ...}] {EEPROM {@ubicación,} constante1 {, constante2, ...}}	Deshabilita el procesamiento ON DEBUG Deshabilita el procesamiento ON INTERRUPT Produce multifrecuencias en un pin Define contenidos iniciales de EEPROM en chip (igual que el enunciado DATA)
ENABLE ENABLE DEBUG ENABLE INTERRUPT END FOR cuenta = inicio TO fin {STEP (-) inc} {enunciados de cuerpo} NEXT {cuenta} FREQUOT pin, on_ms, freq1 {, freq2, ...} GOSUB etiqueta GOTO etiqueta HIGH pin HSERIN {etiqueta_paridad,} {intervalo_tiempo, etiqueta,} [objeto1 {, objeto2, ...}] HSEROUT [objeto1 {, objeto2, ...}]	Habilita los procesamientos ON INTERRUPT y ON DEBUG Habilita el procesamiento ON DEBUG Habilita el procesamiento ON INTERRUPT Detiene la ejecución e ingresa a modo de potencia baja Ejecuta enunciados repetidamente conforme la cuenta va de inicio a fin en incremento fijo
12CREAD data_pin, clock_pin, control, {dirección,} [var1 {, var2, ...}] {etiqueta} 12CWRITE data_pin, clock_pin, control, {dirección,} [var1 {, var2, ...}] {etiqueta} IF comp_lógica THEN etiqueta IF comp_lógica THEN enunciados_verdadero ELSE enunciados_falso ENDIF INPUT pin LCDIN {dirección,} [var1 {, var2, ...}] LCDOUT objeto1 {, objeto2, ...} {LET} var = valor	Produce hasta dos frecuencias en un pin Llama a una subrutina PicBasic en la etiqueta especificada Continúa la ejecución en la etiqueta especificada Activa un pin de salida en alto Entrada serial asíncrona de hardware (si hay un puerto serial de hardware) Salida serial asíncrona de hardware (si hay un puerto serial de hardware) Lee bytes desde un dispositivo EEPROM serial I ² C externo
	Escribe bytes a un dispositivo EEPROM serial I ² C externo
	Salta condicionalmente a una etiqueta
	Ejecución condicional de enunciados
	Configura un pin como salida Lee RAM en una pantalla de cristal líquido (LCD) Despliega caracteres en una LCD Enunciado de asignación (asigna un valor a una variable)

Enunciado	Descripción
LOOKDOWN valor, [const1 {, const2, ...}], var LOOKDOWN2 valor, {prueba} [valor1 {, valor2, ...}], var LOOKUP índice, [const1 {, const2, ...}], var LOOKUP2 índice, [valor1 {, valor2, ...}], var LOW pin NAP periodo ON DEBUG GOTO etiqueta ON INTERRUPT GOTO etiqueta OUTPUT pin PAUSE periodo PAUSEUS periodo {PEEK dirección, var} {POKE dirección, var} POT pin, escala, var	Busca tabla constante para un valor Busca tabla constante/variable para un valor Lee (fetch) valor constante de una tabla Lee (fetch) valor constante/variable de una tabla Apaga un pin de salida Apaga el procesador durante un tiempo seleccionado Ejecuta subrutina de depuración PicBasic en etiqueta después de cada enunciado si debug está habilitado Ejecuta subrutina PicBasic en etiqueta cuando se detecta una interrupción Configura un pin como salida Retrasa un número dado de milisegundos Retrasa un número dado de microsegundos Lee byte de un registro Escribe byte a un registro Lee la resistencia de un potenciómetro u otro dispositivo de resistencia variable, conectado a un pin con un capacitor en serie a tierra Mide el ancho de un pulso en un pin Genera un pulsó en un pin Salida modulación de ancho de pulsos en un pin (PWM) Genera un número pseudoaleatorio Mide el ancho de pulso en un pin Lee un byte de un EEPROM en chip Lee una palabra de memoria de código Continúa ejecución después de manipular interrupción Continúa ejecución en el enunciado que sigue al último GOSUB ejecutado Convierte un pin de salida en entrada o un pin de entrada en salida Entrada serial asíncrona (estilo Basic Stamp 1)
PULSIN pin, estado, var POLSOUT pin, periodo PWM pin, trabajo, ciclos RANDOM var RCTIME pin, estado, var READ dirección, var READCODE dirección, var RESUME {etiqueta} RETURN	Entrada serial asíncrona (estilo Basic Stamp 2) Salida serial asíncrona (estilo Basic Stamp 1) Salida serial asíncrona (estilo Basic Stamp 2) Entrada serial síncrona Salida serial síncrona
REVERSE pin SERIN pin, modo, {plazo, etiqueta,} {[qual1, qual2, ...],} [objeto1 {, objeto2, ...}] SERIN2 pin_datos {pin_flujo}, modo, {etiqueta_paridad,} {plazo, etiqueta,} [objeto1 {, objeto2, ...}] SEROUT pin, modo, [objeto1 {, objeto2, ...}] SEROUT2 pin_datos {pin_flujo}, modo, {ritmo,} {plazo, etiqueta,} [objeto1 {, objeto2, ...}] SHIFTIN data_pin, clock_pin, modo, [var1 {bits1} {, var2 {bits2}, ...}] SHIFTOUT data_pin, clock_pin, modo, [var1 {bits1} {, var2 {bits2}, ...}] SLEEP periodo SOUND pin, [nota1, duración1 {, nota2, duración2, ...}] STOP SWAP var1, var2 TOGGLE pin WHILE comp_lógica enunciados WEND WRITE dirección, valor WRITECODE dirección, valor XIN data_pin, zero_pin, {timeout, label,} [var1 {, var2, ...}] XOUT data_pin, zero_pin, [house_code1 {key_code1 {repeat}}, house_code2 {key_code2 {repeat2}, ...}]	Entrada serial síncrona Salida serial síncrona Apaga el procesador durante un número dado de segundos Genera un tono o ruido blanco en un pin específico Detiene la ejecución del programa Intercambia los valores de dos variables Cambia el estado de un pin de salida Ejecuta código mientras la condición es verdadera Escribe un byte al EEPROM en chip Escribe una palabra a memoria de código Recibe datos de un dispositivo tipo X-10 externo Envía datos a un dispositivo tipo X-10 externo

los enunciados encerrados dentro de corchetes ({...}) son opcionales. Todas las características y operadores recién presentados y todos los enunciados que se mencionan en la tabla se construyen a partir del limitado conjunto de instrucciones en lenguaje ensamblador proporcionado en la tabla 7.2. PicBasic Pro elimina los detalles crípticos del lenguaje ensamblador y proporciona un lenguaje de alto nivel, más amistoso con el usuario.

7.5.2 Ejemplos de programación en PicBasic Pro

Esta sección presenta una serie de problemas que se pueden resolver con un PIC16F84. Los ejemplos ilustran la aplicación de PicBasic Pro. En las secciones 7.7 y 7.8 se presentan más detalles acerca de cómo poner en interfaz el PIC con una variedad de dispositivos de entrada y salida. En la sección 7.9 se presenta un procedimiento metódico de diseño que le ayudará a crear el software y hardware asociado cuando se le proponga diseñar un nuevo sistema mecatrónico con base en microcontrolador.

Alternativa PicBasic Pro al programa en lenguaje ensamblador del ejemplo 7.2

EJEMPLO 7.4

Al igual que en el ejemplo 7.2, el objetivo es encender un LED cuando el usuario oprima un interruptor, y apagarlo cuando el interruptor se libere. Después de que el interruptor se oprime y libera un número específico de veces, un segundo LED se enciende y permanece encendido. En el ejemplo 7.2 se presentó una solución a este problema en lenguaje ensamblador. A continuación se presenta la correspondiente solución en PicBasic Pro. Los comentarios incluidos a lo largo del código ayudan a explicar la función de las diversas partes del programa.

La estructura *While... Wend* permite al programa esperar a que el primer interruptor se oprima o libere. El lazo *While* recicla continuamente y no hace nada mientras el interruptor permanece en un estado particular. En la mayoría de las aplicaciones, habría enunciados entre las líneas *While* y *Wend* que se ejecutarían cada vez a lo largo del lazo, pero aquí no se requiere ninguno.

El prefijo *my_* se incluye como parte de los identificadores *my_count* y *my_button* porque las palabras *count* y *button* son palabras reservadas. Las palabras reservadas son aquellas que PicBasic Pro usa como palabras clave en los enunciados, constantes predefinidas y funciones matemáticas y lógicas. Dichas palabras no se pueden usar como identificadores.

La única diferencia fundamental entre las soluciones en lenguaje ensamblador y PicBasic Pro es la forma en que se manipula la cuenta (count). Aquí, uno tiene posibilidad de contar hacia arriba y detectar cuándo count alcanza el valor blanco. En lenguaje ensamblador esto no se hace fácilmente y en vez de ello se elige contar hacia abajo. Otra diferencia es que PicBasic Pro simplifica la manera en que se manipula la memoria. En PicBasic Pro no se necesita identificar direcciones para variables, especificar bancos de memoria o mover valores a través del acumulador. PicBasic Pro hace implícitamente todo esto por usted.

```
' bcount.bas
' Programa para encender un LED cada vez que se oprime un botón interruptor, y
' enciende un segundo LED una vez que se ha oprimido un número específico de veces

' Defina variables y constantes
my_count    Var  BYTE      ' número de veces que se ha oprimido el interruptor
TARGET      Con  5         ' número de presiones requeridas del interruptor

' Defina nombres de variable para los pines I/O
```

```
my_button    Var  PORTB.0
led_count    Var  PORTA.0
led_target    Var  PORTA.1

' Inicializa el contador y garantiza que los LED estén apagados
my_count = 0
Low led_count
Low led_target

begin:
' Espera a que se oprima el interruptor
While (my_button == 0)    ' Espera en tanto el interruptor no se oprima (0)
Wend

' Enciende el LED count ahora que se oprimió el interruptor
High led_count

' Espera a que se libere el interruptor
While (my_button == 1)    ' Espera en tanto el interruptor está oprimido (1)
Wend

' Apaga el LED count e incrementa el contador ahora que se liberó
' el interruptor
Low led_count
my_count = my_count + 1

' Comprueba si se alcanzó cero; si es así, enciende el LED blanco
If (my_count >= TARGET) Then
    High led_target
Endif

Goto begin

End
```

Si compara las dos soluciones, verá que el código PicBasic Pro es más fácil de escribir y comprender. Esto sería incluso todavía más evidente si el problema fuese más complejo. Las cosas que son fáciles de hacer con el uso de PicBasic Pro pero muy difíciles con el lenguaje ensamblador, incluyen gestión de variables y arreglos, enunciados de asignación con cálculos complejos, expresiones de comparación lógica, iteración, interrupciones, pausas y funciones de propósito especial.

Sin embargo, una desventaja en el uso de PicBasic Pro es que consume más espacio EEPROM de programa. Para este ejemplo, la versión en lenguaje ensamblador requiere 17 palabras de memoria de programa y la versión PicBasic Pro requiere 39 palabras, aun cuando la función sea idéntica. Esto es consecuencia del uso de un lenguaje de alto nivel como PicBasic Pro. Afortunadamente, el PIC16F84 es económico y permite hasta 1 024 palabras, lo que es adecuado para programas más bien complejos. Además, varios chips PIC tienen capacidades de memoria mayores para programas más largos. Más aún, el costo de los microcontroladores continúa cayendo y las capacidades de memoria siguen a la alza.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 7.3

Comparación de PicBasic Pro y lenguaje ensamblador

Compare el código en lenguaje ensamblador del ejemplo 7.2 con el código PicBasic Pro del ejemplo 7.4. Comente acerca de cualquier diferencia en la forma en que funciona cada programa.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 7.4

Equivalencia de enunciados PicBasic Pro y lenguaje ensamblador

Para cada enunciado en lenguaje ensamblador presentado en el ejemplo 7.1, escriba el correspondiente código PicBasic Pro.

EJEMPLO 7.5

Programa PicBasic Pro para el ejemplo del sistema de seguridad

A continuación se presenta un programa PicBasic Pro que se utiliza para controlar el sistema de seguridad descrito en la sección 6.6. Consulte de nuevo la sección 6.6 para revisar el enunciado del problema. Los siguientes comentarios del programa le ayudarán a entender cómo funciona el código. Note cómo los tabuladores, espacios, líneas en blanco, paréntesis, comentarios y definiciones de variable ayudan a hacer el programa más legible. Si todas estas características de formato y definiciones se dejaran fuera, el programa todavía correría, pero no sería tan fácil de entender. El hardware que se requiere para la implementación PIC se muestra en la figura de la página siguiente.

Se supone que los sensores de puerta y ventana son interruptores normalmente abiertos que se cierran cuando la puerta y la ventana se cierran. Están alambrados en serie y conectados a 5 V a través de un resistor elevador; por tanto, si cualquier interruptor está abierto, la señal A será alta. Tanto la puerta como la ventana deben estar cerradas para que la señal A sea baja. A esto se le llama configuración de **alambrado AND**, pues es una solución de hardware que proporciona la funcionalidad de una compuerta AND.

El detector de movimiento produce un alto en la línea B cuando detecta movimiento. Se usan interruptores de un polo dos tiros para configurar el código C D de 2 bits. En la figura, los interruptores están ambos en posición normalmente cerrada; por tanto, el código C D es 0 0. El timbre de alarma suena cuando la señal Y va a alto, y polariza directamente al transistor. Cuando Y es alta, el resistor base de 1 k limita la corriente de salida a aproximadamente 5 mA (5 V/1 k Ω), que está dentro de la especificación de corriente de salida para un pin PORTA (20 mA, como se menciona en la sección 7.8.2).

```
' security.bas
```

```
' Programa PicBasic Pro para realizar las funciones de control del sistema
' de seguridad que se presentó en la sección 6.6
```

```
' Defina variables para los pines de puerto I/O
```

```
door_or_window    Var      PORTB.0    ' señal A
motion            Var      PORTB.1    ' señal B
c                 Var      PORTB.2    ' señal C
d                 Var      PORTB.3    ' señal D
alarm             Var      PORTA.0    ' señal Y
```

```
' Defina constantes para usar en comparaciones IF
```

```
OPEN              Con      1          ' para indicar que una puerta o ventana
                                   ' está abierta
```

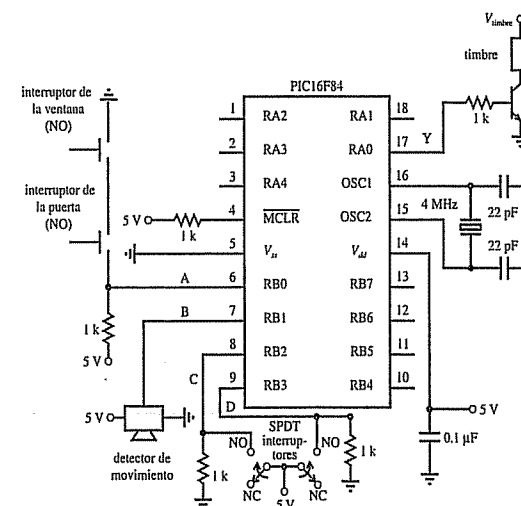
```
DETECTED          Con      1          ' para indicar que se detecta movimiento

' Asegúrese que la alarma está apagada para comenzar
Low alarm

' Lazo principal
always:
  If ((c == 0) And (d == 1)) Then      ' estado operativo 1 (ocupantes
                                      ' dormidos)
    If (door_or_window == OPEN) Then
      High alarm
    Else
      Low alarm
    Endif
  Else
    If ((c == 1) And (d == 0)) Then      ' estado operativo 2 (sin ocupantes en casa)
      If ((door_or_window == OPEN) Or (motion == DETECTED)) Then
        High alarm
      Else
        Low alarm
      Endif
    Else
      ' estado operativo 3 o NA (alarma
      ' deshabilitada)
      Low alarm
    Endif
  Endif

Goto always      ' continúa sondeando las entradas

End
```



Si todas las definiciones de variables y constantes, formato y comentarios quedaran fuera, el programa todavía correría de manera adecuada, pero el código resultante sería mucho más difícil de comprender. Así es como se vería el código resultante:

```
Low PORTA.0
always: If PORTB.2==0 And PORTB.3==1 Then
If PORTB.0==1 Then
High PORTA.0
Else
Low PORTA.0
Endif
Else
If PORTB.2==1 And PORTB.3==0 Then
If PORTB.0==1 Or PORTB.1==1 Then
High PORTA.0
Else
Low PORTA.0
Endif
Else
Low PORTA.0
Endif
Endif
Goto always
End
```

No hay ventajas en dejar el formato fuera, pues lo ignora el compilador. Además, las declaraciones de variables y constantes no hacen diferencia en el tamaño del código compilado.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 7.5

Sistema de seguridad para múltiples puertas y ventanas

Si usted tuviese más de una puerta y una ventana, ¿cómo modificaría el diseño hardware? ¿Tendría que modificar el software?

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 7.6

PIC vs. compuertas lógicas

En el ejemplo 7.5 se presentó una solución PIC al problema de sistema de seguridad, como una alternativa a la solución de compuertas lógicas que se presentó en la sección 6.6. ¿Cuáles son los pros y los contras de cada solución? ¿Cuál implementación cree que es la mejor elección en general, y en este problema específicamente?

Visualización gráfica del valor de un potenciómetro

EJEMPLO 7.6

Este ejemplo presenta código diseñado para probar la resistencia de un potenciómetro y visualizar un valor escalado en forma binaria con el uso de un conjunto de LED. El código usa el enunciado PicBasic Pro *Pot*, que puede probar indirectamente la resistencia de un potenciómetro u otra resistencia variable. El código para el programa (*pot.bas*) y el hardware necesario se incluyen más adelante.

El cursor del potenciómetro se conecta al pin RA3, y un extremo del potenciómetro está en serie con un capacitor a tierra. Note que la tercera conexión del potenciómetro no se conecta.

Cada uno de los pines del RB0 al RB7 en PORTB se conecta a un LED en serie con una resistencia limitante de corriente a tierra. Cuando cualquiera de estos pines va a alto, el LED correspondiente se enciende. Los ocho LED despliegan un número binario que corresponde a la posición de corriente del potenciómetro. El valor que se despliega puede variar de 0 a 255. Este programa usa el enunciado de asignación *PORTB = value* para actualizar la visualización, donde *value* es una variable byte (8 bits) que contiene la muestra de corriente del potenciómetro. El enunciado de asignación activa las salidas de PORTB de manera que RB0 representa el bit menos significativo y RB7 representa el bit más significativo de la muestra de resistencia escalada.

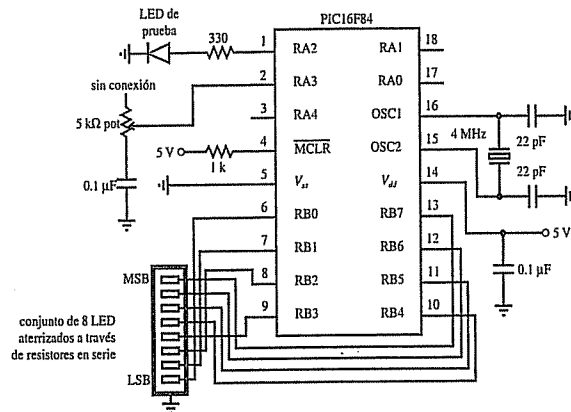
El LED de prueba unido al pin RA2 se usa para indicar que el programa está corriendo. Cuando el programa corre, el LED de prueba parpadea. Es buena práctica incluir alguna especie de indicador de ejecución de programa, en especial en las etapas de depuración de un proyecto. El LED que parpadea señala que el PIC tiene energía y los componentes de apoyo necesarios, y que el programa está cargado, corriendo y realizando lazos de manera adecuada. Éste es un ejemplo simple y no puede haber muchas cosas que salgan mal con la lógica y secuenciación del programa. Sin embargo, programas complicados que contienen lógica compleja, subrutinas, lazos e interrupciones pueden colgarse de manera inesperada o terminar prematuramente, en especial antes de que se depuren por completo. Un LED que no parpadee indicaría un problema con el programa.

La sintaxis para el enunciado *Pot* es

```
pot pin, scale, var
```

donde *pin* es el identificador de pin de entrada, *scale* es un número entre 1 y 255 para ajustar la constante de tiempo máxima (RC) del potenciómetro y el capacitor en serie, y *var* es el nombre de una variable byte que se usa para almacenar el valor que regresa el enunciado *Pot*. Consulte el manual de PicBasic Pro para detalles acerca de cómo elegir un valor adecuado para *scale*. Cuando el potenciómetro esté en resistencia mínima, el valor de *var* es mínimo (0 para 0 Ω), y cuando la resistencia es máxima el valor es máximo (255 si *scale* se selecciona adecuadamente). Para un potenciómetro de 5 Ω y un capacitor en serie de 0.1 μF , 200 sería un valor adecuado para *scale*.

En este ejemplo, el enunciado de asignación *TRISB = %00000000* designa todos los pines PORTB como salidas y es necesario porque el valor de potenciómetro escalado se escribe directamente a PORTB con el enunciado de asignación *PORTB = value*. En los ejemplos anteriores, cuando se usaron enunciados como *High* y *Low*, no era necesario establecer explícitamente los registros TRIS porque los enunciados mismos designan automáticamente los pines como salidas. *PORTB = value* establece todas las salidas PORTB a los correspondientes valores de bit en la variable byte *value*.



```

' pot.bas

' Visualización gráfica de la resistencia escalada de un potenciómetro con un
' conjunto de LED que corresponden a un número binario que varía de 0 a 255.

' Defina variables, asignaciones de pines y constantes
value Var BYTE ' defina una variable de 8 bits (byte) capaz de
                  almacenar números entre 0 y 255
test_led Var PORTA.2 ' pin al que se conecta un LED de prueba (RA2)
pot_pin Var PORTA.3 ' pin al que se conecta el potenciómetro
                  y capacitores en serie (RA3)
SCALE Con 200 ' valor para el factor de escala del enunciado Pot

' Defina la configuración entrada/salida de los pines I/O
TRISB = %00000000 ' designa todos los pines PORTB como salidas

loop:
    High test_led ' enciende el LED de prueba

    Pot pot_pin, SCALE, value ' lee el valor del potenciómetro
    PORTB = value ' despliega gráficamente el valor binario
                  con los 8 LED de PORTB (RB0 a RB7)

    Pause 100 ' espera una décima de segundo
    Low test_led ' apaga el LED de prueba como indicación
                  de que programa y lazo están corriendo

    Pause 100 ' espera una décima de segundo

Goto loop ' continúa muestreo, despliega el valor del potenciómetro y parpadea
           el LED de prueba

End

```



**Demostración
en video**

7.1 Entrada de
potenciómetro y
despliegue binario

Este ejemplo ilustra cómo probar el valor de una resistencia con el enunciado especial *Pot* de PicBasic Pro. PicBasic Pro proporciona otros enunciados de alto nivel (por ejemplo, *Button*, *Freqout*, *Lcdout*, *Lookdown*, *Lookup*, *Pwm*, *Serin*, *Serout* y *Sound*) que le ayudan a crear funcionalidades más sofisticadas sólo con unas cuantas líneas de código. La Demostración en video 7.1 muestra un ejemplo en vivo del hardware y software de este ejemplo. Ocho LED proporcionan un despliegue visual de la posición angular de una perilla (un potenciómetro) conforme se gira.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 7.7 ¿Cómo funciona Pot?

El enunciado *Pot* de PicBasic Pro aplicado en el ejemplo 7.6 usa un pin I/O digital para medir la resistencia de un potenciómetro. *Pot* efectivamente convierte el valor de resistencia analógico en un número digital, que parece funcionar como un convertidor A/D. ¿Cómo cree que PicBasic Pro logra esto? *Sugerencia:* considere la respuesta en escalón de un circuito RC y el uso de un solo pin como salida y luego una entrada.

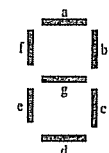
TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 7.8 Rebotes (debounce) de software

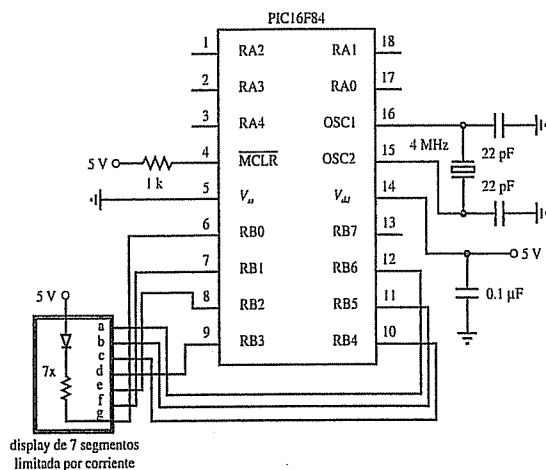
La sección 6.10.1 presentó la manera de eliminar rebotes de un interruptor de un polo dos tiros con el uso de una compuerta NAND o circuito flip-flop. A esto se le llamó *solución hardware*, pues requiere que los componentes adicionales estén alambreados juntos. Si se usa un interruptor para ingresar datos a un diseño PIC, el debounce se puede realizar en software. Si supone que un interruptor se conecta a un PIC mediante una sola línea, escriba código PicBasic Pro para realizar el debounce. Note que, para este propósito, se puede usar el enunciado PicBasic Pro *Button*, pero aquí se desea que piense acerca de cómo lo haría con el uso de enunciados más fundamentales.

Opción para activar un display de siete segmentos con un PIC

Habrán aplicaciones PIC donde necesitará desplegar un dígito decimal con el uso de un display de siete segmentos. El display podría representar algún valor calculado o contado (por ejemplo, el número de veces que se oprime un interruptor). Una manera es activar los siete segmentos directamente de siete pines de salida de un PIC. Esto significaría decodificar en software para determinar cuáles segmentos necesitan estar encendidos o apagados para desplegar el dígito de manera adecuada. Si los segmentos se etiquetan como se muestra en la figura al margen, y si los pines PORTB se alambrian a los segmentos del display, donde los segmentos se conectan a 5 V mediante un conjunto de resistores limitantes de corriente, en lo alto de su programa debe aparecer el siguiente código de inicialización:

**EJEMPLO DE
DISEÑO 7.1**





```

' Declare variables
number var BYTE          ' dígito a visualizar (el valor supuesto es de 0
                           ' a 9)
pins    var BYTE[10]     ' se usa un arreglo de 10 bytes para almacenar
                           ' los códigos de visualización de 7 segmentos para
                           ' cada dígito

' Inicializa pines I/O
TRISB = %00000000        ' designa todos los pines PORTB como salidas
                           ' (aunque el pin 7 no se usa)

' Códigos de segmento para cada dígito, donde un 0 implica que el segmento está encendido
' y un 1 implica que está apagado, puesto que el PIC drena corriente del display
' %g fedcba
pins[0] = %10000000      ' 0
pins[1] = %1111001      ' 1
pins[2] = %0100100      ' 2
pins[3] = %0110000      ' 3
pins[4] = %0011001      ' 4
pins[5] = %0010010      ' 5
pins[6] = %0000011      ' 6
pins[7] = %1111000      ' 7
pins[8] = %0000000      ' 8
pins[9] = %0011000      ' 9

```

El resto del código puede consistir en un lazo que requiera actualizar periódicamente el display. Para lograr esto se puede usar una subrutina. Las subrutinas son bloques de código para realizar funciones especializadas que pueden requerir ejecutarse en varios lugares dentro de su programa. Al usar la variable byte *number* declarada en el código, podría usar la siguiente subrutina para visualizar el valor almacenado en la variable:

' Subrutina para visualizar un dígito en un display de siete segmentos. El valor del dígito se debe almacenar en una variable byte llamada "number". Se supone que el valor es menor que 10; de otro modo, todos los segmentos están apagados para indicar un error display_digit:

```

If (number < 10) Then
    PORTB = pins[number]      ' despliega el dígito
Else
    PORTB = %1111111         ' apaga los 7 segmentos
Endif

```

Return

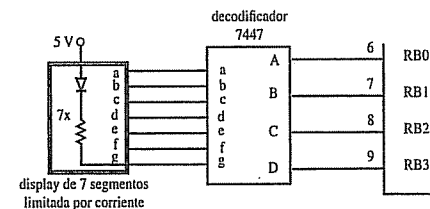
Un número se puede visualizar en cualquier punto de su programa al asignar el valor a la variable *number* y llamar a la subrutina. Por ejemplo, los siguientes enunciados visualizarían el dígito 8:

```

number = 8
Gosub display_digit

```

La solución presentada arriba requiere siete pines de salida. Dado que el PIC16F84 sólo tiene un total de 13 pines I/O, podría limitar la adición de otras funciones I/O en su diseño. Un diseño alternativo que requiera menos pines de salida usa un CI decodificador de siete segmentos (por ejemplo, 7447). Aquí, sólo se requieren cuatro pines I/O, como se muestra a continuación:



Para este caso, no se requiere el arreglo *pins*, y sólo los pines del RB0 al RB3 requieren inicialización como salidas. La subrutina cambiaría a

```

display_digit:
If (number < 10) Then
    PORTB = (PORTB & $F0) | number      ' visualización del dígito
Else
    PORTB = (PORTB & $F0) | $F          ' apaga todos los segmentos
Endif
Return

```

El enunciado de asignación para PORTB usa una máscara lógica para retener los cuatro MSB de PORTB, que pueden establecerse independientemente por otros enunciados del programa, y asignar el equivalente binario de *number* a los cuatro LSB, que son salida al controlador del display de siete segmentos. Una máscara lógica es una cadena de bits que se usa para proteger el cambio de bits seleccionados en un número binario mientras se permite que otros cambien. Los operadores lógicos AND (&) y OR (!) se usan para ayudar a lograr la operación de máscara. El término *PORTB & \$F0* retiene los cuatro MSB mientras limpia (clear) los cuatro LSB con ceros. Por ejemplo, si el valor actual de PORTB es %11011001, entonces *PORTB & \$F0* produce el siguiente resultado:

```

%11011001    (PORTB)
&
%11110000    ($F0)
=
%11010000    (PORTB & $F0)

```

Al operar OR con *number* este resultado, los cuatro LSB se sustituyen por el correspondiente valor binario de *number*. Por ejemplo, si el valor actual de *number* es 7 (%0111), entonces (*PORTB* & *\$F0*)|*number* produciría el siguiente resultado:

```

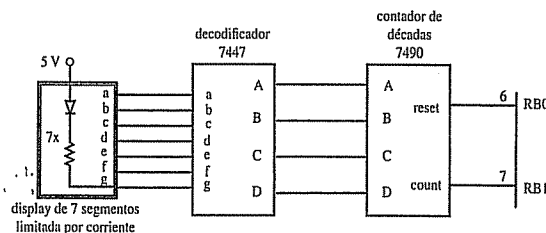
%11010000    (PORTB & $F0)
|
%00000111    (number)
=
%11010111    ((PORTB & $F0) | number)

```

Como puede ver, los cuatro MSB de PORTB permanecen invariables, y los cuatro LSB cambian al valor binario de *number*.

El *\$F* (15) en la estructura *Else* es el valor de entrada que requiere el CI decodificador para limpiar los siete segmentos.

Si en su diseño carece del lujo de tener incluso cuatro pines I/O, pero todavía quiere desplegar un dígito, otra alternativa es usar un CI contador de décadas 7490 con entradas reset y count. La entrada reset se supone tiene lógica positiva, así que, cuando una línea va a alto, el contador se restablece a 0. La entrada count se activa por flanco y, en este ejemplo, no importa si se activa por flanco positivo o negativo. Sólo se requieren dos pines I/O de PIC para activar esta alternativa, como se muestra a continuación:



En este caso, sólo los pines RB0 y RB1 necesitan inicializarse como salidas, y tiene que declararse una nueva variable de contador (*i*) para usar en la subrutina. Además, se pueden hacer dos asignaciones de pines del modo siguiente:

```

i      Var  BYTE      ' variable contador usada en el lazo FOR
reset  Var  PORTB.0    ' señal para restablecer el contador a 0
count  Var  PORTB.1    ' señal para incrementar el contador por 1

```

La subrutina cambiaría a

```

display_digit:
  Pulsout reset, 1      ' envía un pulso completo para restablecer
                        ' el contador a cero

  If (number < 10) Then '

```

```

' Incrementa el contador "number" veces para desplegar el dígito
' apropiado
For i = 1 To number
  Pulsout count, 1 ' envía un pulso completo para
                  ' incrementar el contador
Next i

Else
' Incrementa el contador 15 veces para limpiar la pantalla (todos
' los segmentos apagados)
For i = 1 To 15
  Pulsout count, 1 ' envía un pulso completo para
                  ' incrementar el contador
Next i

Endif

Return

```

Aquí, el enunciado PicBasic *Pulsout* se usa para enviar un pulso a cada uno de los pines de control. La sintaxis de este comando es

Pulsout pin, period

donde *pin* es el identificador de pin (por ejemplo, PORTB.0) y *period* es la longitud del pulso en decenas de microsegundos. Los pulsos generados por el código anterior tienen 10 microsegundos de ancho.

En este ejemplo, las dos últimas alternativas requieren componentes adicionales (los CI decodificador y contador). Si no se restringe el tamaño físico del diseño y un objetivo es minimizar el costo al no tener que usar un PIC16F84 adicional o un PIC alternativo con más pines I/O, entonces una de estas alternativas debe ser atractiva.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 7.9

Conteo rápido

En la tercera opción presentada en el ejemplo de diseño 7.1, el contador se incrementó el número adecuado de veces para visualizar el valor decimal deseado en el display. ¿Cree que este conteo será detectable en la pantalla? ¿Por qué sí o por qué no?

El Ejercicio de laboratorio 10 muestra cómo alambrear componentes y escribir el software para crear alguna funcionalidad de la presentada en el ejemplo de diseño 7.1. El ejercicio se expande hasta la funcionalidad del ejemplo de diseño al proporcionar un despliegue de todos los dígitos hexadecimales de 0 a F. Las Demostraciones en video 7.2 y 7.3 muestran dos diseños diferentes explorados en el Ejercicio de laboratorio 10. La primera solución usa un circuito temporizador 555 con latches de datos para eliminar rebotes de las señales de entrada del interruptor de botón, y la segunda solución tiene que ver con rebote de interruptor en software con el uso de retrasos.

7.6 USO DE INTERRUPTORES

El programa para resolver el problema del sistema de seguridad que se presentó en el ejemplo 7.9 usa un método llamado *sondeo* (polling), donde el programa incluye una



Ejercicio de laboratorio

Laboratorio 10

Programación de un microcontrolador PIC-parte II



Demostración en video

7.2 Contador hexadecimal con un temporizador 555 y flip-flops de datos para eliminación de rebotes de interruptor

7.3 Contador hexadecimal con software eliminador de rebote

comprobación de las entradas de sensor dentro de un lazo para actualizar la salida en concordancia. El flujo del programa es fácil de entender pues todos los procesamiento tienen lugar dentro del lazo de programa principal. El lazo se repite en tanto el microcontrolador se activa. Para aplicaciones más complejas, el sondeo puede no ser adecuado, pues el lazo puede tardar mucho tiempo en ejecutarse. En un lazo largo, las entradas pueden no comprobarse con la suficiente frecuencia. Una solución alternativa es usar una interrupción. En un programa activado por interrupción, algunas entradas se conectan a líneas de entrada especial, designadas como interrupciones. Cuando una o más de estas líneas cambian de nivel, el microcontrolador suspende temporalmente la ejecución normal del programa mientras el cambio lo ejecuta un subprograma o función llamada **rutina de interrupciones**. Al final de la rutina de servicio, el control regresa al programa principal en el punto donde ocurrió la interrupción. Puesto que el sondeo es más fácil de implementar, se prefiere sobre las interrupciones, en tanto que el lazo de sondeo pueda correr lo suficientemente rápido.

Para detectar interrupciones se deben inicializar correctamente dos registros específicos en el PIC. Estos son el registro de opción (**OPTION_REG**) y el registro de control de interrupciones (**INTCON**). A continuación se presenta la definición para cada bit en el primer registro (**OPTION_REG**). Recuerde que el bit menos significativo (LSB) está a la derecha y se designa como bit 0 (b_0), mientras que el bit más significativo (MSB) está a la izquierda y se designa como bit 7 (b_7):

OPTION_REG = $\%b_7b_6b_5b_4b_3b_2b_1b_0$

- bit 7:** **RBPÜ:** Bit habilitador de pull-up de PORTB
1 = Deshabilita pull-up de PORTB
0 = Habilita pull-up de PORTB
- bit 6:** Bit de selección de flanco de interrupción
1 = Interrupción por flanco de subida en pin RB0
0 = Interrupción en flanco de bajada en pin RB0
- bit 5:** **TOCS:** Bit de selección de fuente de reloj TMR0
1 = Señal externa en pin RA4
0 = Reloj de ciclo de instrucción interno (CLKOUT)
- bit 4:** **TOSE:** Bit de selección del flanco de la fuente TMR0
1 = Incrementa en la transición alto a bajo de la señal en pin RA4
0 = Incrementa en la transición bajo a alto de la señal en pin RA4
- bit 3:** **PSA:** bit de asignación del preescalador
1 = Preescalador asignado al temporizador de vigilancia (WDT)
0 = Preescalador asignado a TMR0
- bits 2, 1 y 0:**
valor de 3 bits usados para definir la tasa del preescalador para las características de temporización

Valor	TMR0 Tasa	Tasa WDT (matchdog timer)
000	1 : 2	1 : 1
001	1 : 4	1 : 2
010	1 : 8	1 : 4
011	1 : 16	1 : 8
100	1 : 32	1 : 16
101	1 : 64	1 : 32
110	1 : 128	1 : 64
111	1 : 256	1 : 128

En el ejemplo *onint.bas* que se presenta en seguida, **OPTION_REG** se establece a \$7F, que es $\%01111111$. Establecer el bit 7 bajo habilita el pull up del PORTB y establecer el bit 6 alto hace que las interrupciones ocurran en el flanco positivo de una señal en el pin RB0. Cuando se habilita el pull up, las entradas PORTB se mantienen altas hasta que se envían hacia abajo por el circuito de entrada externo (por ejemplo, un interruptor a tierra alambrado al pin RB0). Los bits del 0 al 5 son importantes sólo cuando se usan temporizadores de propósito especial.

A continuación se presenta la definición para cada bit en el segundo registro (**INTCON**):

- bit 7:** **GIE:** bit de habilitación de interrupción global
1 = Habilita todas las interrupciones desmascaradas
0 = Deshabilita todas las interrupciones
- bit 6:** **EEIE:** Bit de habilitación de interrupción completa de escritura EE
1 = Habilita la interrupción completa de escritura EE
0 = Deshabilita la interrupción completa de escritura EE
- bit 5:** **TOIE:** Bit de habilitación de interrupción de desbordamiento del TMR0
1 = Habilita la interrupción del TMR0
0 = Deshabilita la interrupción del TMR0
- bit 4:** **INTE:** Bit de habilitación de la interrupción de RB0
1 = Habilita la interrupción RB0/INT
0 = Deshabilita la interrupción RB0/INT
- bit 3:** **RBIE:** Bit de habilitación de interrupción por cambio de estado en el puerto RB (para pines del RB4 al RB7)
1 = Habilita la interrupción del puerto RB
0 = Deshabilita la interrupción del puerto RB
- bit 2:** **TOIF:** Bit de bandera de interrupción por desbordamiento del TMR0
1 = desbordamiento del TMR0 (se debe limpiar en software)
0 = no desbordamiento del TMR0
- bit 1:** **INTF:** Bit bandera de interrupción de RB0
1 = Ocurrió interrupción de RB0
0 = No ocurrió interrupción de RB0
- bit 0:** **RBIF:** Bit bandera de interrupción por cambio de estado del puerto RB
1 = Al menos una de las señales en los pines del RB4 al RB7 cambió de estado (se debe limpiar en software)
0 = Ninguna de las señales en los pines del RB4 al RB7 cambió de estado

En el ejemplo de *onint.bas* que sigue, **INTCON** se establece a \$90, que es $\%10010000$. Para que se habiliten las interrupciones, el bit 7 debe establecerse a 1. El bit 4 se establece a 1 para comprobar las interrupciones en los pines RB0. Los bits 0 y 1 se usan para indicar estatus de interrupción durante la ejecución del programa. Si se requiere más de una señal de interrupción, el bit 3 se establecería a 1, lo que habilitaría interrupciones en los pines del RB4 al RB7. En dicho caso, **INTCON** se establecería a \$88 ($\%10001000$). Para comprobar las interrupciones en RB0 y RB4-7, **INTCON** se establecería a \$98 ($\%10011000$). **PORTA** no tiene capacidad de interrupción, y **PORTB** tiene capacidad de interrupción sólo en el pin RB0 y los pines del RB4 al RB7. Los bits 6, 5 y 2 son para características avanzadas que no se usan en este ejemplo.

A continuación se presenta un ejemplo simple, llamado *onint.bas*, que ilustra el uso de las interrupciones. En la figura 7.8 se muestra el esquema correspondiente. La función del programa se describe al detalle en los párrafos siguientes.

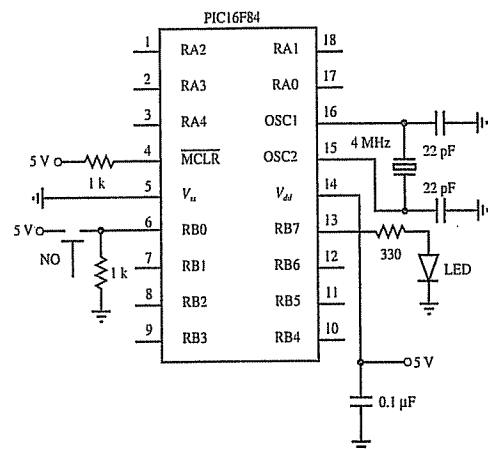


Figura 7.8 Esquema de ejemplo de interrupción.

```

' onint.bas

' Este programa enciende un LED y espera una interrupción en PORTB.0. Cuando RB0
' cambia de estado, el programa apaga el LED durante 0.5 s y luego continúa la
' ejecución normal.

led    var    PORTB.7          ' designa al pin RB7 como "led"

OPTION_REG = $7F              ' habilita pull-ups del PORTB y detecta
                              ' flancos positivos en la interrupción

On Interrupt Goto myint       ' define la ubicación de rutina
                              ' de interrupción

INTCON = $90                  ' habilita interrupciones en el pin RB0

' Enciende el LED y espera hasta que hay una interrupción
loop:  High led
      Goto loop

' Rutina de interrupción
Disable          ' deshabilita interrupciones hasta que
                ' aparece el enunciado Enable

myint: Low led   ' apaga el LED
      Pause 500  ' espera 0.5 segundos
      INTCON.1 = 0
      Resume    ' borra bandera de interrupción
                ' regresa al programa principal
      Enable    ' permite nuevamente interrupciones

End              ' fin del programa

```

El programa *onint.bas* enciende un LED conectado al pin RB7 hasta que ocurre una interrupción externa. Un interruptor de botón normalmente abierto conectado al pin RB0 proporciona la fuente de la señal de interrupción. Cuando la señal pasa de un nivel bajo a alto, se ejecuta la rutina de interrupción, lo que hace que el LED se apague

durante medio segundo. Entonces el control regresa al lazo principal, lo que hace que el LED se encienda de nuevo.

La primera línea activa crea el nombre de variable *led* para denotar el identificador de pin PORTB.7. En la línea siguiente, *OPTION_REG* se establece a *\$7F* (o *%01111111*) para habilitar pull-ups del PORTB y configurar que la interrupción se dispare cuando el flanco positivo de una señal ocurre en el pin RB0. El enunciado *PicBasic Pro On Interrupt Goto* designa la etiqueta *myint* como la ubicación a la que salta el control de programa cuando ocurre una interrupción. El valor del registro *INTCON* se establece a *\$90* (o *%10010000*) para habilitar adecuadamente las interrupciones de RB0.

Las dos líneas que empiezan con la etiqueta *loop* hacen que el programa entre en lazo continuamente, lo que mantiene la ejecución del programa mientras espera una interrupción. El LED conectado al pin RB7 permanece encendido durante este lazo. El lazo se llama **lazo infinito** pues se repite en tanto no ocurran interrupciones. Note que, entre la etiqueta y el *Goto* del lazo, debe existir un enunciado activo (como *High led*) para que la interrupción funcione, porque *PicBasic Pro* comprueba las interrupciones sólo después de completar un enunciado.

La sección final del programa contiene la rutina de interrupciones. *Disable* (deshabilitar) debe preceder la etiqueta, y *Enable* (habilitar) debe seguir a *Resume* para evitar otras interrupciones hasta que el control regresa al programa principal. La rutina de interrupción se ejecuta cuando el control del programa se dirige al comienzo de esta rutina, etiquetada por *myint*, cuando ocurre una interrupción en el pin RB0. En la etiqueta identificador *myint*, el enunciado *Low led* limpia el pin RB7, lo que apaga el LED. El enunciado *Pause* causa un retraso de 500 milisegundos, tiempo durante el cual el LED permanece apagado. La siguiente línea establece el bit *INTCON.1* a 0 para limpiar la bandera de interrupción. La bandera de interrupción se estableció internamente a 1 cuando en el pin RB0 se recibió la señal de interrupción, y este bit se debe restablecer a 0 antes de salir de la rutina de interrupción, de modo que se puedan atender las interrupciones posteriores. Al final de la rutina *myint*, el control regresa al lazo de programa principal donde ocurrió la interrupción. El Ejercicio de laboratorio 9 explora los conceptos y ejemplos que se presentaron en esta sección.



Ejercicio de laboratorio

Laboratorio 9
Programación de un microcontrolador PIC-parte I

7.7 INTERFAZ PIC CON PERIFÉRICOS COMUNES

Esta sección introduce la interfaz de un PIC con dos dispositivos periféricos comunes. El primero es un teclado numérico de 12 botones que se puede usar como entrada de datos numéricos. El segundo es una pantalla de cristal líquido que se puede usar como salida para mensajes e información numérica al usuario. Puede encontrar más información acerca de éstos y otros dispositivos periféricos útiles en línea (vea el Vínculo de internet 7.7).

7.7.1 Teclado numérico

La figura 7.9 ilustra un **teclado numérico** común de 12 botones, tres filas, cuatro columnas. La figura 7.10 muestra fotografías de dos teclados numéricos comunes. Uno tiene 12 teclas con cables como interfaz, y el otro tiene 16 teclas con hoyos para soldadura a los que se pueden unir alambres individuales. Cada tecla en un teclado numérico



Vínculo de internet

7.7 Dispositivos de interfaz PIC, I/O y accesorios útiles

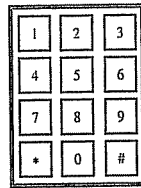


Figura 7.9 Teclado numérico.

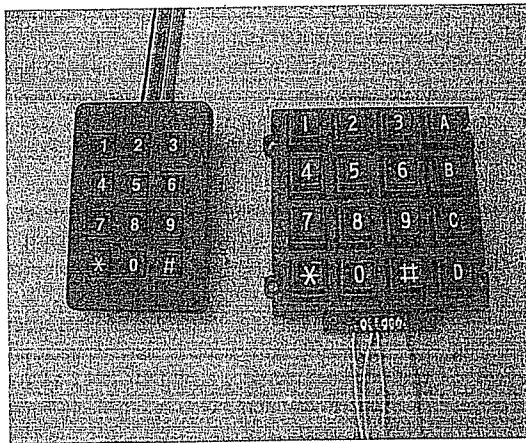


Figura 7.10 Fotografía de teclados numéricos de 12 y 16 teclas.

se une a un interruptor de botón normalmente abierto. Cuando se oprime una tecla, el interruptor se cierra. La figura 7.11 ilustra el esquema eléctrico del teclado con una interfaz recomendada al PIC16F84. Un teclado estándar tiene un cabezal de siete pines para conectar a un zócalo con cables. Hay un pin para cada fila y uno para cada columna, como se numera en la figura 7.11.

Las cuatro filas (row 1, row 2, row 3, row 4) se conectan a los pines del RB7 al RB4, que se configuran como entradas. La resistencia pull-up interna está disponible como una opción software en dichos pines, de modo que no se requieren resistores pull-up externos (vea detalles en la sección 7.8.1). Las tres columnas (col 1, col 2, col 3) se conectan a los pines del RB0 al RB2, que se configuran como salidas. El siguiente código PicBasic Pro contiene inicializaciones y un marco para un lazo de sondeo que se puede usar para procesar entradas desde el teclado. Las salidas de cada columna se ponen en cero una a la vez, y cada entrada de fila se lee para determinar si el interruptor de tecla en dicha columna está cerrado. Por ejemplo, si col 1 es bajo mientras col 2 y col 3 son altos, y sólo la tecla 1 se mantiene abajo, entonces row 1 será baja mientras las restantes líneas row serán altas, lo que indica que sólo la tecla 1 está abajo. Se podrían agregar enunciados a los bloques de enunciado *If*, en lugar de los comentarios, para procesar la entrada.

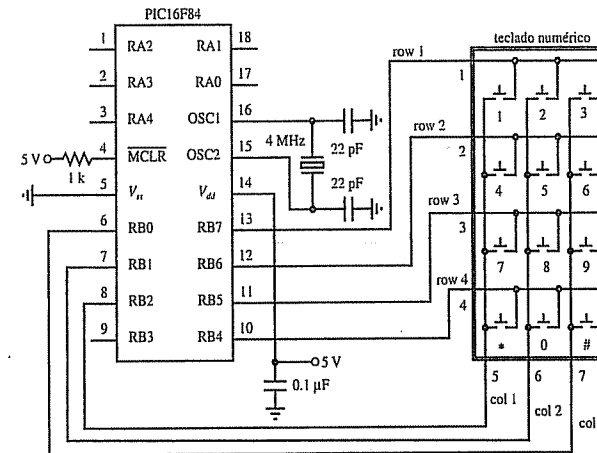


Figura 7.11 Esquema de teclado numérico e interfaz PIC.

' Asignaciones de pines

```
row1 Var PORTB.7
row2 Var PORTB.6
row3 Var PORTB.5
row4 Var PORTB.4
col1 Var PORTB.2
col2 Var PORTB.1
col3 Var PORTB.0
```

' Habilita pull-up del PORTB
OPTION_REG = \$7f

' Inicializa los pines I/O (RB7:RB4 y RB3 como entradas
' y RB2:RB0 como salidas)
TRISB = %11111000

' Lazo de sondeo del teclado
loop:

```
' comprueba la columna 1
Low col1 : High col2 : High col3
If (row1 == 0) Then
    ' tecla 1 es cero
Endif
If (row2 == 0) Then
    ' tecla 4 es cero
Endif
If (row3 == 0) Then
    ' tecla 7 es cero
Endif
```



```

If (row4 == 0) Then
    ' tecla * es cero
Endif

' Comprueba la columna 2
High col1 : Low col2 : High col3
If (row1 == 0) Then
    ' tecla 2 es cero
Endif
If (row2 == 0) Then
    ' tecla 5 es cero
Endif
If (row3 == 0) Then
    ' tecla 8 es cero
Endif
If (row4 == 0) Then
    ' tecla 0 es cero
Endif

' Comprueba la columna 3
High col1 : High col2 : Low col3
If (row1 == 0) Then
    ' tecla 3 es cero
Endif
If (row2 == 0) Then
    ' tecla 6 es cero
Endif
If (row3 == 0) Then
    ' tecla 9 es cero
Endif
If (row4 == 0) Then
    ' tecla # es cero
Endif
' Continúa sondeo
Goto loop
End

```



Ejercicio de laboratorio

Laboratorio 11

Control de velocidad de motor con modulación de ancho de pulso mediante un PIC



Demostración en video

7.5 Control de velocidad de un motor de CD mediante modulación de ancho de pulso, con entrada de teclado numérico

El Ejercicio de laboratorio 11 explora la manera de alambrear y leer una entrada desde un teclado numérico. En este caso, se usan tres teclas de un teclado para controlar el movimiento de un motor de CD. La Demostración en video 7.5 muestra el ejemplo en acción.

7.7.2 Pantalla LCD

El otro dispositivo periférico común que se quiere resaltar es una **pantalla de cristal líquido (LCD)** Hitachi 44780. Las pantallas LCD vienen en diferentes formas y tamaños que pueden soportar diferente número de filas de texto y diferente número de caracteres por fila. Las elecciones estándar para el número de caracteres y filas son 8×2 , 16×1 , 16×2 , 16×4 , 20×2 , 24×2 , 40×2 y 40×4 . En la figura 7.12 se muestra un ejemplo de una LCD común 20×2 . Se ilustra esquemáticamente en la parte superior

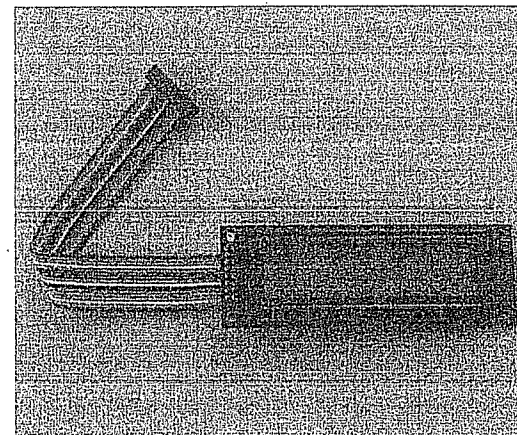


Figura 7.12 Fotografía de un LCD.

de la figura 7.13. Las aplicaciones de los LCD incluyen la visualización de mensajes o información al usuario (por ejemplo, la pantalla de un termostato casero, la pantalla de un horno de microondas o un reloj digital) y desplegar un menú jerárquico de entrada para cambiar configuraciones y realizar selecciones (por ejemplo, la pantalla de una máquina de fax).

Para una pantalla LCD con 80 caracteres o menos (todas excepto la 40×4 antes mencionadas), la pantalla se controla mediante 14 pines. Los nombres y descripciones de estos pines se mencionan en la tabla 7.6. PicBasic Pro ofrece un enunciado simple llamado *Lcdout* para controlar una pantalla LCD. Las pantallas LCD con más de 80 caracteres (40×4) usan un cabezal de 16 pines con diferentes asignaciones de pin no compatibles con *Lcdout*. Una LCD de 14 pines se puede controlar a través de cuatro u ocho líneas de datos. PicBasic Pro soporta ambas, pero se recomienda el uso de cuatro líneas para minimizar el número de pines I/O requerido. La figura 7.13 muestra la interfaz recomendada al PIC con el uso del bus de datos de cuatro líneas. Los comandos y datos se envían a la pantalla a través de las líneas DB4 a DB7, y las líneas DB0 a DB3 (pines 7 al 10) no se usan. El pin RA4 se conecta a 5 V a través de un resistor pull-up pues es una salida de colector abierto (vea detalles en la sección 7.8). El potenciómetro conectado a V_{ee} se usa para ajustar el contraste de la pantalla. Las líneas RS, R/W y E se controlan automáticamente mediante PicBasic Pro cuando se comunican con la pantalla. Puede encontrar en línea información detallada acerca de pantallas LCD y cómo escribir su propia interfaz (vea el Vínculo de internet 7.7).

Con la interfaz de hardware que se muestra en la figura 7.13, la pantalla se puede controlar con el enunciado PicBasic Pro *Lcdout*. La forma más simple de este enunciado es *Lcdout text* (por ejemplo, *Lcdout "Hello world"*) donde *text* es una constante cadena. El enunciado también soporta varios comandos para controlar la pantalla y el cursor y para extraer números y datos en diferentes formatos. Consulte la descripción del enunciado *Lcdout* en el manual de compilador PicBasic Pro para más información



Vínculo de internet

7.7 Dispositivos de interfaz PIC, I/O y accesorios útiles

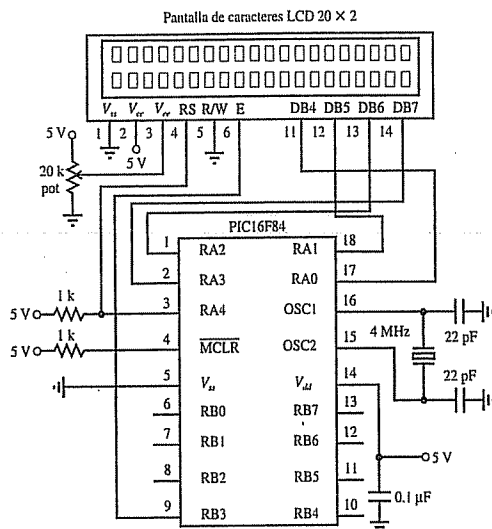


Figura 7.13 Interfaz PIC LCD.

Tabla 7.6 Descripción de pines de la pantalla de cristal líquido

Pin	Símbolo	Descripción
1	V_{ss}	Referencia a tierra
2	V_{cc}	Fuente de poder (5 V)
3	V_{cc}	Voltaje de ajuste de contraste
4	RS	Selección del registro (0: instrucción de entrada; 1: entrada de datos)
5	R/W	Estados lectura/escritura (0: escribir a LCD; 1: leer de RAM de LCD)
6	E	Señal de habilitación (enable)
7-14	DB0-DB7	Líneas del bus de datos

acerca de estas opciones. He aquí un ejemplo simple para ilustrar el uso de los comandos y controles de formato. Si x se define como una variable byte y actualmente contiene el valor 123, el siguiente enunciado,

Lcdout \$FE, 1, "Valor actual para x:", \$FE, \$CO, " ", DEC x
limpiaría (clear) la pantalla y desplegaría el siguiente mensaje en dos líneas:

Valor actual para x:
123

La palabra código \$FE indica a la pantalla que el siguiente objeto es un comando. En el ejemplo anterior, el comando I limpia la pantalla y el comando \$CO mueve el cursor al inicio de la siguiente línea. El prefijo DEC se usa para instruir a la pantalla a sacar el siguiente número en su forma de dígito decimal en lugar de su correspondiente carácter ASCII. La Demostración en video 7.4 muestra una presentación del ejemplo de enunciado Lcdout anterior, donde el número desplegado incrementa mediante un lazo For.



7.4 Pantalla LCD

EJEMPLO DE DISEÑO ENCADENADO

Controlador de posición y velocidad de un motor de CD. C.2
Interfaz con teclado numérico y LCD

La figura que se muestra abajo presenta el diagrama funcional para el ejemplo de diseño C (vea la Demostración en video 1.8), con la porción descrita aquí resaltada.

El esquema de la página siguiente muestra los componentes y conexiones para esta parte del diseño. Aquí se usa un circuito integrado especial, disponible en E-Lab (vea el Vínculo de internet 7.8), llamado decodificador de teclado numérico EDE1144, para monitorizar las teclas en el teclado y transmitirlos al PIC a través de una interfaz serial. Puede encontrar información más detallada acerca de este dispositivo en la hoja de datos (vea el Vínculo de internet 7.9). El EDE1144, además de monitorizar y transmitir información de las teclas presionadas, proporciona retroalimentación de audio al usuario cuando se conecta un timbre como se muestra. La señal beep conmuta el transistor on y off, lo que hace que el zumbador oscile. El LED en paralelo con el zumbador proporciona una señal visual de que se está oprimiendo una tecla. El LCD se alimenta en la forma estándar que se muestra en la figura 7.13 de la página 282, lo que permite el uso conveniente del enunciado Lcdout de PicBasic Pro.

Más abajo se presenta una porción del código PicBasic Pro diseñado para aceptar la entrada del teclado y desplegar una interfaz de usuario activada por un menú en el LCD. El resto del código se presentará en el ejemplo de diseño C.3. El comando Serin en la primera línea del lazo "principal" espera a que los datos de la tecla presionada se transmitan desde el EDE1144. Entonces el conjunto de enunciados If activa la subrutina apropiada con base en la selección del usuario. De nuevo, se mostrarán más detalles en el ejemplo de diseño C.3.



Demostración en video

1.8 Control de posición y velocidad de un motor de CD



Vínculo de internet

7.8 E-Lab, Inc.

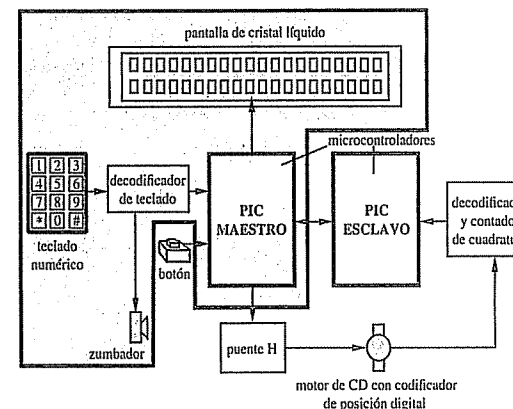
7.9 Decodificador de teclado EDE1144

' Defina nombre de pin I/O

key_serial Var PORTB.0 ' interfaz serial de entrada del teclado

' Declaración de variables

key_value Var BYTE ' byte del código del teclado



PORTB también es bidireccional pero tiene 8 bits de ancho. Su registro de dirección de datos se denota por TRISB. La figura 7.16 muestra el esquema para los pines del RB4 al RB7, y la figura 7.17 muestra los pines del RB0 al RB3. Un alto en cualquier bit del

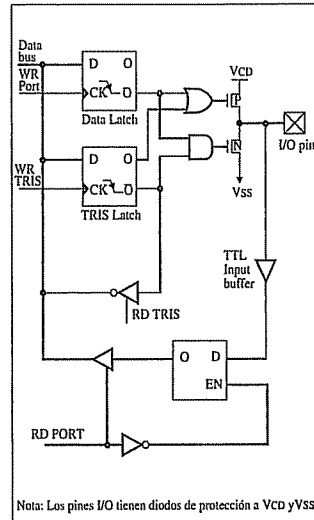


Figura 7.14 Diagrama de bloques para pines del RA0 al RA3. (Cortesía de Microchip Technology, Inc., Chandler, AZ)

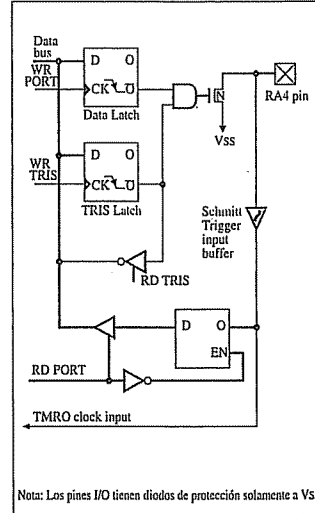


Figura 7.15 Diagrama de bloques para el pin RA4. (Cortesía de Microchip Technology, Inc., Chandler, AZ)

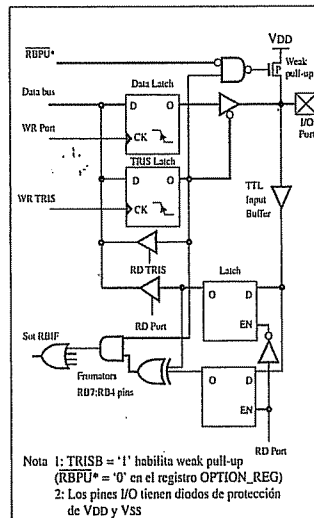


Figura 7.16 Diagrama de bloques para pines del RB4 al RB7. (Cortesía de Microchip Technology, Inc., Chandler, AZ)

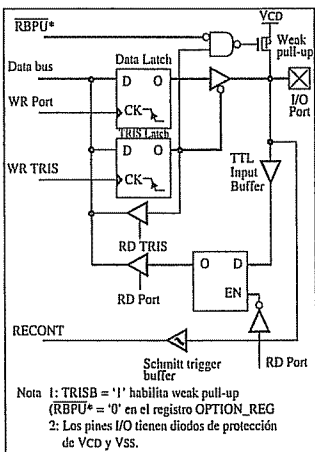


Figura 7.17 Diagrama de bloques para pines del RB0 al RB3. (Cortesía de Microchip Technology, Inc., Chandler, AZ)

registro TRISB establece la compuerta triestado al modo de alta impedancia, lo cual deshabilita el controlador de salida. Un nivel bajo en cualquier bit del registro TRISB coloca el contenido del latch de datos en el pin de salida seleccionado. Más aún, todos los pines de PORTB tienen FET **weak pull-up**. Estos FET se controlan mediante un solo bit de control llamado RBPÚ (pull-up registro B activado con nivel bajo). Cuando este bit se limpia, el FET actúa como un resistor pull-up. Esta elevación se deshabilita automáticamente cuando el pin de puerto se configura como salida. RBPÚ se puede establecer en software a través del registro de propósito especial OPTION_REG (vea la sección 7.6).

7.8.1 Entrada digital al PIC

La figura 7.18 ilustra cómo hacer interfaces adecuadas con diferentes tipos de componentes y familias digitales de dispositivos como entradas al PIC. Todos los pines I/O del PIC que se configuran como entradas hacen interfaz a través de un buffer de entrada TTL (pines del RA0 al RA3 y pines del RB0 al RB7) o buffer de entrada disparado Schmitt (RA4). El disparador Schmitt mejora la inmunidad al ruido para una señal de entrada que cambia lentamente. Puesto que un pin de entrada es un buffer TTL en el PIC, la interfaz de una compuerta TTL con el PIC se puede realizar directamente, a menos que tenga una salida de colector abierto. En este caso, se requiere un resistor pull-up. Puesto que la salida de un dispositivo CMOS activado por 5 V se balancea aproximadamente de 0 a 5 V, el dispositivo activará directamente una entrada PIC. La opción pull-up en los pines del RB0 al RB7 es útil cuando se usan interruptores mecánicos o teclados numéricos para la entrada (vea la sección 7.7). El FET pull-up mantiene una entrada de 5 V hasta que el interruptor se cierra, lo que lleva a bajo la entrada. Aunque una entrada TTL usualmente es alta si está abierta, la opción pull-up del FET es útil pues simplifica la interfaz a dispositivos externos (por ejemplo, entrada de teclado). Finalmente, uno debe estar pendiente de las especificaciones de corriente de los pines de entrada y salida del PIC. Para el PIC16F84 existe un escape máximo de 25 mA por pin con un máximo de 80 mA para todo el PORTA y un máximo de 150 mA para PORTB.

7.8.2 Salida digital desde el PIC

La figura 7.19 ilustra cómo poner en interfaz adecuada diferentes tipos de componentes y familias digitales de dispositivos a salidas del PIC. Los pines del RA0 al RA3 tienen

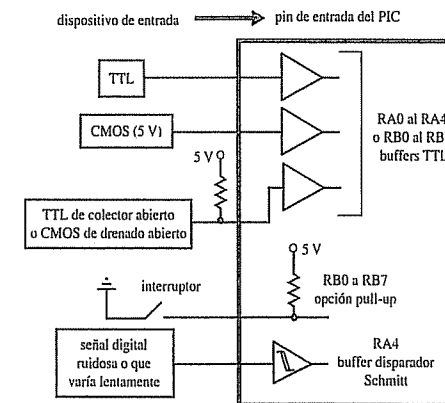


Figura 7.18 Circuitos de interfaz para dispositivos de entrada.

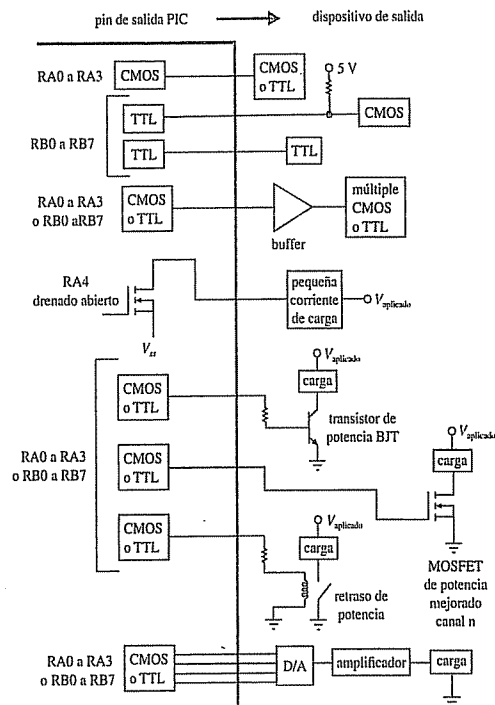


Figura 7.19 Circuitos de interfaz para dispositivos de salida.

controladores de salida CMOS completos y RA4 tiene una salida de drenado abierto. De RB0 a RB7 son controladores de salida TTL con buffer. Se alimenta una corriente máxima de 20 mA por pin con una corriente máxima de 50 mA alimentada para todo el PORTA y una máxima de 100 mA para PORTB. Las salidas CMOS pueden activar directamente dispositivos individuales CMOS o TTL. Las salidas TTL pueden activar directamente dispositivos TTL individuales pero se requiere un resistor pull-up para proporcionar un adecuado voltaje de nivel alto a un dispositivo CMOS. Para activar múltiples dispositivos TTL o CMOS, se puede usar un buffer para proporcionar corriente adecuada para el abanico de salida. Puesto que el pin RA4 es una salida de drenado abierto, se requiere potencia externa. Note que, cuando RA4 es alto, el pin de salida se aterriza a V_{SS} , lo que cambia la pequeña carga de corriente a on, y cuando RA4 es bajo, la salida es un circuito abierto, y cambia la carga a off. Cuando se ponen en interfaz transistores, transistores de potencia, tiristores, triacs y rectificadores controlados por silicio (SCR), se deben considerar los requisitos de corriente para una interfaz adecuada. Si el PIC contiene un convertidor D/A, se puede usar con un amplificador para activar directamente una carga analógica. De otro modo, como se muestra en la figura, se puede usar un CI D/A externo con los puertos I/O digitales.

Como ejemplo del uso de una salida digital PIC para controlar una carga de alta corriente, se usa un MOSFET de potencia para conmutar la potencia a un motor de CD en el Ejercicio de laboratorio 11. En realidad el voltaje conmuta entre on y off muy rá-

pidamente. Para variar la velocidad del motor, se cambia el porcentaje de veces on y off (es decir, el ciclo de trabajo). A esto se le llama **modulación de ancho de pulso** (vea la sección 10.5.3 para más información).

7.9 MÉTODO PARA DISEÑAR UN SISTEMA CON BASE EN MICROCONTROLADOR

En todos los ejemplos presentados en este capítulo, los problemas fueron sencillos y produjeron soluciones cortas para ilustrar estructuras fundamentales de codificación. Además, se incluyeron muchas decisiones de diseño como parte de los enunciados del problema. Al momento de concebir un diseño totalmente nuevo, es aconsejable seguir un proceso de diseño metódico que lo lleve del enunciado inicial del problema a un microcontrolador programado que se pueda incrustar en el hardware de la aplicación. A continuación se presenta un procedimiento de diseño recomendado por los autores. Para ilustrar la aplicación del procedimiento, se le aplicará al problema que se presentó en el ejemplo de diseño 7.2. El Ejercicio de laboratorio 11 también muestra el procedimiento aplicado a un ejemplo.

1. **Defina el problema.** Establezca el problema en palabras para explicar la funcionalidad deseada del dispositivo (es decir: ¿qué se supone que hará el dispositivo?).
2. **Dibuje un diagrama funcional.** Dibuje un diagrama de bloques que ilustre todos los componentes principales del diseño y muestre cómo se interconectan. Cada componente se puede mostrar como un cuadrado con una etiqueta descriptiva en su interior o como representación pictórica (por ejemplo, una imagen). Use líneas sencillas para conectar los componentes (sin importar el número de alambres involucrados) e incluya flechas para indicar la dirección del flujo de señal.
3. **Identifique los requisitos I/O.** Elabore una lista con los tipos de entradas y salidas que requiera y qué funciones necesita realizar el microcontrolador. Es necesario que identifique el número de cada tipo de línea I/O que requiere, incluidas entradas digitales, salidas digitales, convertidores A/D, convertidores D/A y puertos seriales.
4. **Seleccione modelos adecuados de microcontrolador.** Con base en los tipos y número de entradas y salidas identificados en el paso anterior, elija uno o más microcontroladores que tengan suficientes recursos en el chip. Otro factor que influye esta elección es la cantidad de memoria requerida, tanto para el programa como para datos. Si el programa es muy complejo y la aplicación requiere un significativo almacenamiento de datos, elija un microcontrolador con amplia capacidad de memoria. Si se requieren múltiples PIC (debido a restricciones de I/O y/o memoria), los PIC se pueden comunicar mutuamente a través de líneas I/O que usen handshaking (protocolo de intercambio) simple (por ejemplo, esperar una señal de otro PIC antes de hacer algo y luego enviar otra señal de vuelta cuando se haga) o enunciados *Serout* y *Serin* de PicBasic Pro para comunicación serial (por ejemplo, para compartir datos entre los PIC). Consulte la literatura del fabricante para la lista disponible de modelos y capacidades. La información para toda la línea de productos microcontroladores PIC de Microchip se puede encontrar en línea (vea el Vínculo de internet 7.10, que direcciona a la línea de microcontroladores de memoria flash reprogramable disponible en www.microchip.com).
5. **Identifique los circuitos de interfaz necesarios.** Consulte las especificaciones de los circuitos de entrada y salida del microcontrolador y use la información de la



Ejercicio de laboratorio

Laboratorio 11

Control de velocidad de motor con modulación de ancho de pulso mediante un PIC



Vínculo de internet

7.10 Línea de productos PIC flash de Microchip

sección 7.8 para diseñar circuitos de interfaz adecuados con el uso de resistores pull-up, buffers, transistores, relevadores y amplificadores donde se requiera. Además, en los casos que requieran muchas líneas I/O digitales, donde el PIC seleccionado no proporcione suficientes pines I/O, existen formas para poner en interfaz un gran número de líneas con un conjunto más pequeño de pines. Una manera es usar registros de corrimiento (por ejemplo, 74164, 74594 o 74595 para salida, y 74165 o 74597 para entrada), donde se puede usar un pequeño conjunto de pines I/O de PIC (dos para el tipo no latch y tres para el tipo latch) para transmitir bits de manera serial hacia o desde un registro de 8 bits, lo que proporciona ocho líneas de I/O. Otra alternativa cuando expanda su capacidad I/O es usar un dispositivo que proporcione puertos I/O programables multiplexados (por ejemplo, la interfaz periférica programable (PPI) 82C55A de Intel). Este tipo de dispositivo permite que un puerto I/O conmute el acceso entre varios puertos I/O. Con el 82C55A de Intel, 5 líneas de control y 8 líneas de datos proporcionan acceso a 24 líneas I/O de propósito general configurables por el usuario.

6. **Decida un lenguaje de programación.** Puede escribir el código en lenguaje ensamblador o en un lenguaje de alto nivel como C o PicBasic Pro. Para la mayoría de las aplicaciones se recomienda PicBasic Pro. El lenguaje ensamblador es una mejor opción sólo cuando se requiere una velocidad de ejecución extremadamente rápida o si la capacidad de memoria es un factor limitante.
7. **Dibuje el esquema.** Dibuje un esquema detallado que muestre los componentes requeridos, los circuitos de interfaz de entrada y salida y las conexiones de alambres. La figura 7.4 sirve como un buen punto de partida si usa el PIC16F84.
8. **Dibuje un diagrama de flujo del programa.** Un **diagrama de flujo** es una representación gráfica de la funcionalidad requerida de su software. La figura 7.20 ilustra un conjunto de bloques constructores que se pueden usar para elaborar un diagrama de flujo. El bloque de control de flujo se usa como etiqueta de destino para una ramificación *goto* o un lazo (por ejemplo, *For... Next* o *While... Wend*). El bloque funcional representa una o más instrucciones que realizan alguna tarea. El bloque de decisión se usa para representar decisiones lógicas. El ejemplo de diseño 7.2 ilustra cómo se construye un diagrama de flujo típico.
9. **Escriba el código.** Implemente el diagrama de flujo en software al escribir el código para crear la funcionalidad deseada.
10. **Construya y ponga a prueba el sistema.** Compile su código en código de máquina y descargue el archivo hexadecimal resultante al microcontrolador. Esto se puede hacer con el uso de un dispositivo de programación disponible del fabricante (por ejemplo, el programador serial PicStart Plus disponible en Microchip). El Vínculo de internet 7.11 direcciona a la lista detallada de pasos que se requieren para crear, compilar y descargar código con el uso de PicBasic Pro, el software MPLAB y el



Vínculo de internet

7.11 Cómo programar un PIC

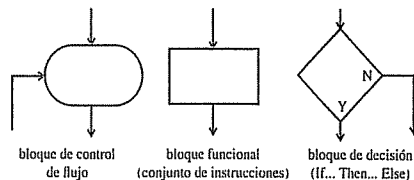


Figura 7.20 Bloques constructores del diagrama de flujo de software.

programador PicStart Plus. El procedimiento también se presenta y usa en el Ejercicio de laboratorio 9. Después de descargar el código, ensamble el hardware del sistema, incluido el microcontrolador y los circuitos de interfaz. Luego pruebe por completo el sistema para la funcionalidad deseada. Se recomienda que haga los pasos 9 y 10 de manera incremental conforme acumula funcionalidad, y pruebe con cuidado cada adición antes de continuar. Por ejemplo, asegúrese primero de que puede leer y procesar una entrada. Luego agregue y pruebe entradas adicionales y añada y pruebe incrementalmente la funcionalidad de salida. En otras palabras: ¡no intente escribir el programa completo en el primer intento!



Ejercicio de laboratorio

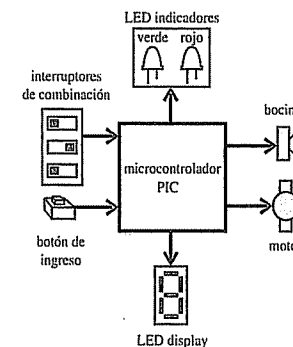
Laboratorio 9
Programación de un microcontrolador PIC—parte I

Solución PIC para un dispositivo de seguridad con actuador

Hace algunos años, se asignó un interesante proyecto de clase en el curso de Introducción a la mecatrónica y los sistemas de medición en la Universidad Estatal de Colorado. El Vínculo de internet 7.12 lleva hacia la descripción de un proyecto genérico que los autores usan actualmente en el curso. El Vínculo de internet 7.13 conduce hacia los lineamientos específicos para un proyecto de dispositivo de seguridad de combinación que se describe aquí. El Ejercicio de laboratorio 15 también introduce el proyecto del curso y proporciona información útil de referencia para impulsar un proyecto PIC con el uso de baterías, relevadores contra transistores, soldadura y otras consideraciones prácticas.

Ahora se ilustra el procedimiento apenas presentado para generar un diseño básico. Luego se describen algunas de las soluciones de los estudiantes, porque una parte interesante del proyecto fue la creatividad que los grupos mostraron para resolver este problema.

1. **Defina el problema.** La meta del proyecto es usar el microcontrolador PIC16F84 en el diseño de un dispositivo de seguridad. Los requisitos del programa incluyen interruptores para ingresar una combinación, un botón interruptor para procesar la combinación, LED y un timbre para indicar el éxito de un intento de combinación, una pantalla digital para indicar el número de intentos de combinación fallidos y un actuador para realizar una función de salida útil. En el diseño simple que aquí se presenta, se usan tres interruptores toggle para ingresar la combinación, lo que permita ocho posibles combinaciones.
2. **Dibuje un diagrama funcional.** La siguiente figura ilustra los principales componentes del ejemplo de diseño básico.



Vínculo de internet

7.12 Descripción del proyecto de diseño de clase con base en PIC

7.13 Descripción del proyecto de dispositivo de seguridad de combinación



Ejercicio de laboratorio

Laboratorio 15
Proyecto de diseño con base en un microcontrolador

3. *Identifique los requisitos I/O.* Para este problema, todas las entradas y salidas son digitales.

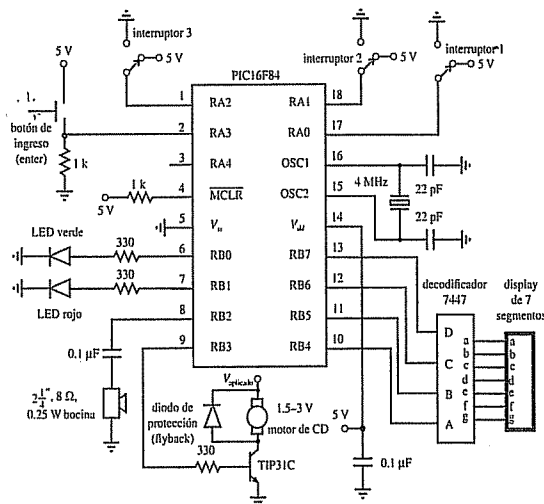
Entradas:

- ☑ tres interruptores para la combinación
- ☑ un interruptor de botón para funcionar como tecla de ingreso

Salidas:

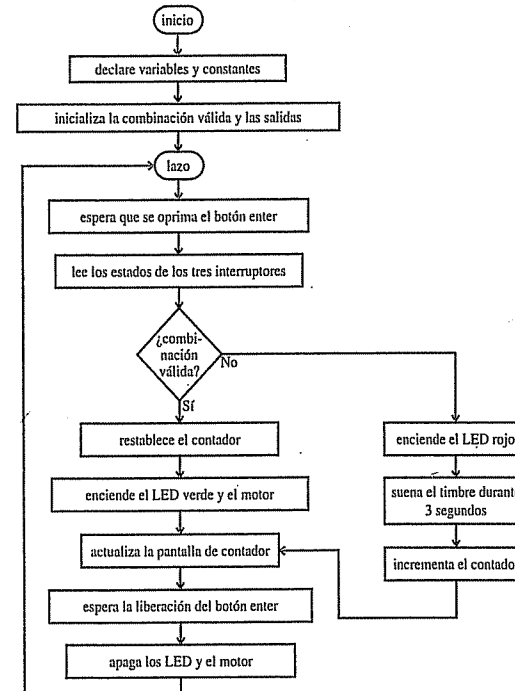
- ☑ dos LED para indicar el estatus de combinación
- ☑ un display de siete segmentos
- ☑ una pequeña bocina
- ☑ un pequeño motor de CD

4. *Seleccione modelos adecuados de microcontrolador.* Si se activa la pantalla de siete segmentos con cuatro salidas digitales (vea el Ejemplo de diseño 7.1), el número requerido de líneas I/O es 12. Ésta es la única I/O que se requiere (es decir, no se necesitan A/D, D/A o puertos seriales). El PIC16F84 es adecuado para este problema porque proporciona 13 pines I/O digitales.
5. *Identifique los circuitos de interfaz necesarios.* Se requiere una interfaz 7447 para decodificar las cuatro salidas digitales para controlar el display de siete segmentos (vea el ejemplo de diseño 7.1). Una pequeña bocina se puede activar directamente a través de un capacitor en serie, como se recomienda en la descripción del enunciado *Sound* en el manual compilador PicBasic Pro. El PIC no puede administrar suficiente corriente para activar directamente el motor, de modo que se usa una salida digital para polarizar un transistor de potencia conectado al motor. El único pin I/O que no se usará es RA4, la entrada disparador Schmitt de propósito especial y el pin de salida de drenado abierto.
6. *Decida un lenguaje de programación.* Se usa PicBasic Pro. Éste o algún otro lenguaje de alto nivel siempre debe ser su primera opción, a menos que tenga restricciones de memoria o velocidad.
7. *Dibuje el esquema.* La siguiente figura muestra los componentes necesarios. No importa cuáles pines I/O se usen para las diferentes funciones, pero se les mantiene organizados de acuerdo con la función.



8. *Dibuje un diagrama de flujo del programa.* La siguiente figura ilustra la lógica y flujo necesarios para realizar las funciones deseadas. El programa comprueba el estado de los

interruptores cuando el botón del interruptor se oprime y compara los estados del interruptor con una combinación prealmacenada. Si la combinación es válida, se encienden un LED verde y un motor de CD y permanecen encendidos mientras el botón del interruptor se mantiene oprimido. Si la combinación es inválida, se enciende un LED rojo, suena un timbre durante 3 s y la pantalla digital de fallas se incrementa en 1. Cuando se ingresa una combinación válida, la pantalla de contador se restablece a 0.



9. *Escriba el código.* El siguiente código PicBasic Pro implementa la lógica y el flujo del diagrama. Note que en una línea se pueden incluir múltiples enunciados PicBasic Pro, siempre que se separen mediante dos puntos (por ejemplo, los múltiples enunciados *Low*). Además, un enunciado largo se puede continuar en una segunda línea al codificar la primera línea con un guión bajo (por ejemplo, el largo enunciado *If*). Como la variable byte *number_invalid* se restringe a que varíe entre 0 y 9, sus cuatro bits menos significativos representan el número en la forma decimal codificado binario que requiere el decodificador de pantalla.

```
' project.bas
```

```
' Este programa comprueba el estado de tres interruptores cuando se oprime un
' botón interruptor y compara los estados del interruptor con una combinación
' prealmacenada. Si la combinación es válida, se enciende un LED verde y un
' motor de CD y permanecen así mientras el botón del interruptor se mantiene
' abajo. Si la combinación es inválida, se enciende un LED rojo, suena un
' timbre durante 3 segundos y el dígito mostrado (que representa el número de
' intentos fallidos) incrementa en uno. Cuando se ingresa una combinación
' válida, la pantalla del contador se restablece a cero
```

```

' Declare todas las variables
switch_1 Var PORTA.0 ' primer interruptor de combinación
switch_2 Var PORTA.1 ' segundo interruptor de combinación
switch_3 Var PORTA.2 ' tercer interruptor de combinación
enter_button Var PORTA.3 ' tecla enter de combinación
green_led Var PORTB.0 ' LED verde que indica una combinación válida
red_led Var PORTB.1 ' LED rojo que indica una combinación inválida
speaker Var PORTB.2 ' señal de bocina para sonar una alarma
motor Var PORTB.3 ' señal para polarizar el transistor de potencia del motor
a Var PORTB.4 ' bit 0 entrada para el 7447 BCD
b Var PORTB.5 ' bit 1 entrada para el 7447 BCD
c Var PORTB.6 ' bit 2 entrada para el 7447 BCD
d Var PORTB.7 ' bit 3 entrada para el 7447 BCD
combination Var BYTE ' almacena la combinación válida en los 3 LSB
number_invalid Var BYTE ' contador usado para seguir la pista del número de
                          ' combinaciones erróneas

' Inicializa la combinación válida y apaga todas las funciones de salida
combination = %101 ' combinación válida (switch 3:on, switch
                   ' 2:off, switch 1:on)
Low green_led : Low red_led ' asegura que los LED estén apagados
Low motor ' asegura que el motor esté apagado
Low a : Low b : Low c : Low d ' despliega cero en el display
number_invalid = 0 ' restablece el número de combinaciones
                   ' inválidas a cero

' Comienza el lazo de sondeo principal
loop:
  ' Espera a que se oprima el botón del interruptor
  If (enter_button == 0) Then loop

  ' Lee los interruptores y compara sus estados con la combinación válida
  If ((switch_1 == combination.0) AND (switch_2 == combination.1) _
      AND (switch_3 == combination.2)) Then
    ' Enciende el LED verde
    High green_led

    ' Enciende el motor
    High motor

    ' Restablece el contador de intentos de combinación
    number_invalid = 0

  Else
    ' Enciende el LED rojo
    High red_led

    ' Suena la alarma
    Sound speaker, [80,100]

    ' Incrementa el contador de intento de combinación y comprueba
    ' el desbordamiento
    number_invalid = number_invalid + 1

```

```

If (number_invalid > 9) Then
  number_invalid = 0
Endif

Endif

' Actualiza el display contador de intentos de combinación inválidos
a = number_invalid.0 : b = number_invalid.1 : c = number_invalid.2
d = number_invalid.3

' Espera la liberación del botón del interruptor
loop2: If (enter_button == 1) Then loop2

' Apaga los LED y el motor
Low green_led : Low red_led
Low motor

' Regresa al lazo de sondeo para continuar el proceso
Goto loop

End ' fin del programa

```

10. *Construya y pruebe el sistema.* Ahora que tiene un esquema detallado y un programa completo, todo lo que falta es construir y poner a prueba el sistema. Cuando pruebe el sistema por primera vez, comente partes secundarias del código con la finalidad de probar las partes restantes. En el ejemplo, se podrían probar la entrada de combinación y el LED verde, pero comentar el controlador del motor, la alarma y el conteo, así como la pantalla digital. De esta forma, se podría asegurar que el I/O básico y la lógica del programa funcionan de manera adecuada cuando el PIC programado se inserta en el circuito. De esta manera es posible agregar funcionalidad adicional una parte a la vez para lograr la solución completa. Se recomienda crear un primer prototipo en una protoboard sin soldadura hasta que se hayan resuelto todos los errores. Después se puede crear una versión más definitiva en una tarjeta de circuito impreso.

Cuando se asignó este problema de diseño como proyecto de clase, se tenían 30 grupos de tres o cuatro estudiantes en el desarrollo de diseños únicos. Algunos de los diseños más interesantes incluían un muro de seguridad, donde los estudiantes fabricaron una sección con una placa que contenía tres interruptores luminosos. Externamente parecía ser un conjunto de interruptores para controlar las luces en una habitación, pero cuando los interruptores se ponían en la combinación correcta y se oprimía un pequeño botón interruptor al lado, un solenoide liberaba una puerta y exponía una pared de seguridad oculta. Otro diseño fue un lanzacohetes. Cuando se ingresaba la combinación de interruptores correcta, se creaban interesantes efectos sonoros (mediante varios lazos *For... Next* y el enunciado *Sound* de PicBasic Pro) y luego el display realizaba un conteo descendente. Cuando la cuenta llegaba a 0, el dispositivo empleaba un relevador para disparar un cohete a escala, que se elevaba varios metros y aterrizaba suavemente con la ayuda de un paracaídas. Esto se demostró a toda la clase y a varios curiosos en los terrenos del campus afuera del edificio. El diseño más popular se llamó afectuosamente *Beer-Bot* y se muestra en la siguiente imagen. Este dispositivo ofrecía un vaso de líquido al usuario que conocía la combinación correcta. Cuando se ingresaba la combinación correcta, la plataforma (abajo a la derecha) salía del dispositivo con la ayuda de un motor de CD que impulsaba un mecanismo de piñón y cremallera. El final del viaje era detectado por un interruptor límite. La plataforma se cargaba en un resorte, de modo que un simple interruptor podía detectar



Demostración en video

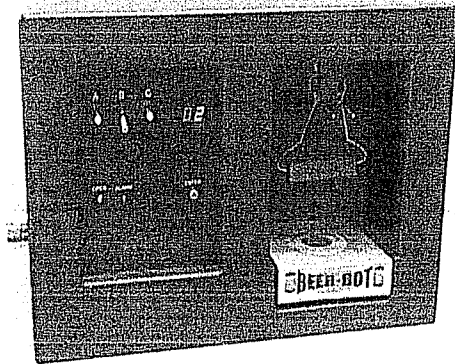
7.6 Beer-Bot, sistema de expedición segura de líquido



Vínculo de internet

7.14 Proyectos de diseño de los estudiantes con un microcontrolador PIC

cuándo se colocaba sobre ella un vaso con el peso adecuado. Luego la plataforma se retraía y se encendía una bomba para extraer fluido de un contenedor sellado. Cuando el líquido alcanzaba cierto nivel, se completaba un circuito entre dos terminales metálicas (arriba a la derecha) que pivoteaban en el vaso cuando la plataforma se retraía. En este punto, la bomba se apagaba y la plataforma se extendía para presentar el vaso lleno al usuario, acompañado por deliciosos efectos sonoros. La Demostración en video 7.6 muestra el Beer-Bot en acción, y el Vínculo de internet 7.14 apunta a numerosas demostraciones en video de otras soluciones del proyecto de diseño de los estudiantes. Estos clips representan algunos de los mejores proyectos en la Universidad Estatal de Colorado durante los últimos cinco años.



A continuación se presentan las soluciones completas de hardware y software para los tres ejemplos de diseño (A, B y C). A lo largo del libro se presentan los detalles para varias partes de la solución. Consulte la lista de componentes de Ejemplo de diseño encadenado en la página xx para las referencias a los números de página de las diversas partes presentadas.

EJEMPLO DE DISEÑO ENCADENADO

A.4 Controlador de velocidad de un motor de CD con amp op de potencia. Solución completa

La siguiente figura muestra el diagrama funcional del ejemplo de diseño A (vea la Demostración en video 1.6). En ella se incluye la solución completa de este problema. Algunos de los detalles se pueden encontrar en los Ejemplos de diseño encadenado A.2 (la interfaz del potenciómetro), A.3 (el controlador de motor amplificador de potencia) y A.5 (el convertidor D/A).



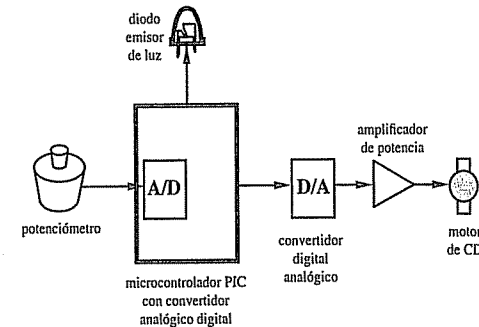
Demostración en video

1.6 Controlador de velocidad de motor de CD con amp op de potencia

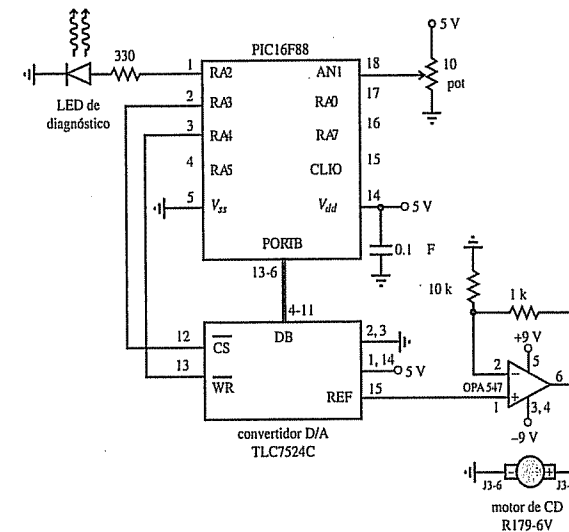


Vínculo de internet

7.15 Convertidor D/A TLC7524C



Abajo se muestra el esquema completo del circuito y se cita el software para un PIC16F88. El código está comentado, así que podrá seguir la lógica conforme se relaciona con el diagrama funcional y el esquema del circuito. En el Vínculo de internet 7.15 puede encontrar información específica para el convertidor D/A TLC7524C.



```
' poweramp.bas (microcontrolador PIC16F88)
'
' Ejemplo de diseño
' Control de un motor con amp de potencia controlado por un potenciómetro
'
' Un potenciómetro se une a una entrada A/D en el PIC. El PIC da salida al
' voltaje correspondiente como una palabra digital a un convertidor D/A
' externo TI TLC7524, que se une a un circuito amp op de potencia TI OPA547.
```

' El circuito amplificador puede proporcionar hasta 500 mA de corriente
' a un motor de CD (por ejemplo, R179-6V-ENC-MOTOR)

' Configura el oscilador interno de 8MHz
DEFINE OSC 8
OSCCON.4 = 1 : OSCCON.5 = 1 : OSCCON.6 = 1

' Enciende y configura AN1 (convertidor A/D en pin 18)
ANSEL.1 = 1 : TRISA.1 = 1
ADCON1.7 = 1 ' los 10 bits son justificados a la derecha
DEFINE ADC_BITS 10 ' AN1 es un A/D de 10 bits

' Define nombres de pines I/O
led Var PORTA.2 ' LED de diagnóstico
da_cs Var PORTA.3 ' selecciona chip convertidor D/A externo (bajo: activado)
da_wr Var PORTA.4 ' escribe en convertidor D/A externo (bajo: escribe)

' Declara variables
key_value Var BYTE ' byte del código desde el teclado numérico
ad_word Var WORD ' palabra desde el convertidor A/D (10 bits con 6 ceros)
ad_byte Var BYTE ' byte que representa la posición pot

' Define constantes
blink_pause Con 200 ' pausa de 1/5 segundo (200 ms) entre parpadeos de LED

' Inicializa I/O
TRISB = 0 ' inicializa pines PORTB como salidas
High da_wr ' inicializa la línea de escritura del convertidor A/D
Low da_cs ' activa el convertidor D/A externo

' Programa principal (lazo)
main:
' Lee el voltaje de potenciómetro con el convertidor A/D
ADCIN 1, ad_word
' Escala un byte hacia abajo el valor de la palabra A/D
ad_byte = ad_word/4

' Envía el byte del potenciómetro al D/A externo
PORTB = ad_byte
Low da_wr
Pauseus 1 ' espera 1 microsegundo para esperar la conversión del D/A
High da_wr

' Parpadea el LED para indicar salida de voltaje
Gosub blink

Goto main ' continúa sondeo de botones de teclado

End ' fin del programa principal

' Subrutina para parpadear el LED indicador de control de velocidad
blink:

Low led

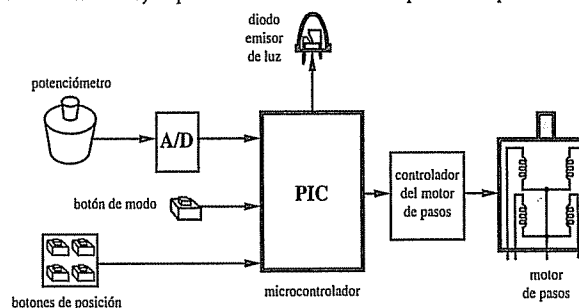
Pause blink_pause
High led
Pause blink_pause

Return

EJEMPLO DE DISEÑO ENCADENADO

Controlador de posición y velocidad de un motor de pasos. Solución completa B.2

La siguiente figura muestra el diagrama funcional del Ejemplo de diseño encadenado B (vea la Demostración en video 1.7). Aquí se muestra la solución completa a este problema.



Demostración en video

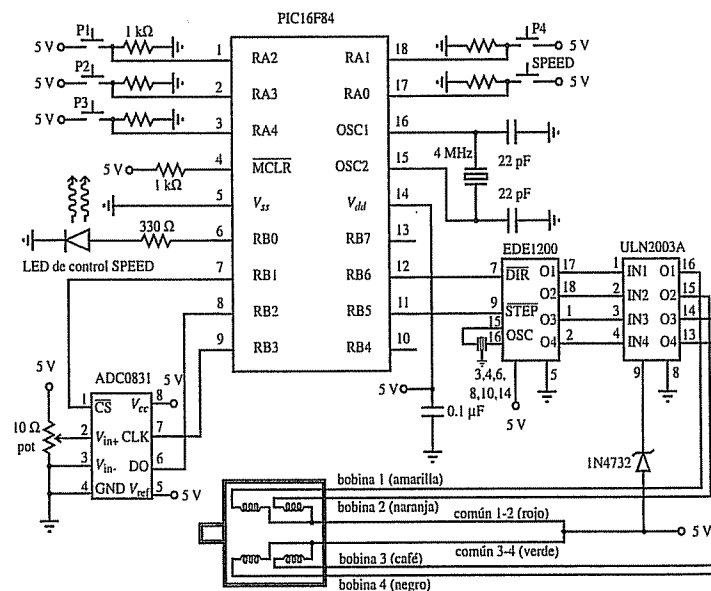
1.7 Control de posición y velocidad de un motor de pasos



Vínculo de internet

7.16 Controlador del motor de pasos unipolar EDE1200

A continuación se muestra el esquema del circuito y el listado del software. El código está comentado, así que debe ser capaz de seguir la lógica de la manera en que se relaciona con el diagrama funcional y el esquema del circuito. Para generar las secuencias de las bobinas adecuadas para el motor de pasos se usa un circuito integrado especial disponible en E-Lab (vea el Vínculo de internet 7.16), llamado EDE1200 (vea el Ejemplo de diseño encadenado B.3).



```
' stepper.bas (microcontrolador PIC16F84)
' Ejemplo de diseño
' Control de posición y velocidad de un motor de pasos

' Se usan cuatro interruptores para indexar a cuatro diferentes
' posiciones (0, 45, 90 y 180 grados). Se usa otro botón
' para alternar adentro y afuera el modo de control de velocidad (indicado por
' un LED). Cuando está en modo de control de velocidad, se usa un potenciómetro
' para controlar la velocidad. Cuando está a la derecha de la posición central
' el motor está en CW a una velocidad proporcional a la posición del pot.
' El motor está en CCW para posiciones pot a la izquierda del centro. La
' posición del pot se lee desde un convertidor A/D externo (National
' Semiconductor ADC0831). El PIC recupera los bits del convertidor
' A/D a través de una señal de reloj generada por el PIC. El motor
' de pasos se controla mediante un CI controlador unipolar EDE1200 de E-lab y
' un controlador Darlington ULN2003A

' Define nombres de pines I/O
led Var PORTB.0      ' LED indicador de control de velocidad
AD_start Var PORTB.1 ' bit de inicio de conversión del convertidor A/D
                    ' (se debe mantener bajo durante la conversión A/D)
AD_data Var PORTB.2  ' línea de datos de convertidor A/D
                    ' (para transmisión serial de bits de datos)
AD_clock Var PORTB.3 ' señal de reloj de convertidor A/D (400 kHz máximo)
P1 Var PORTA.2       ' posición 1 botón NO (0 grados)
P2 Var PORTA.3       ' posición 2 botón NO (45 grados)
P3 Var PORTA.4       ' posición 3 botón NO (90 grados)
P4 Var PORTA.1       ' posición 4 botón NO (180 grados)
SPD Var PORTA.0      ' botón NO de control de velocidad para alternar
                    ' a modo de control de velocidad
motor_dir Var PORTB.6 ' bit de dirección del motor de pasos (0: CW 1: CCW)
motor_step Var PORTB.5 ' controlador del paso (step) del motor (1 pulso = 1 paso)

' Declare variables
motor_pos Var BYTE   ' posición angular actual del motor (0, 45, 90 o 180)
new_motor_pos Var Byte ' posición angular deseada del motor
delta Var BYTE       ' magnitud requerida del movimiento angular requerido
num_steps Var BYTE   ' número de pasos requeridos para el movimiento angular dado
step_period Var BYTE ' ancho en milisegundos del pulso de paso (1/2 periodo)
i Var Byte           ' contador usado por lazos For
AD_value Var BYTE    ' byte usado para almacenar el valor de 8 bits del convertidor A/D
AD_pause Var BYTE    ' ancho de pulso de reloj para el convertidor A/D
blink_pause Var BYTE  ' pausa en milisegundos entre parpadeos del LED
bit_value Var BYTE    ' valor potencia de 2 para cada bit usado en la conversión A/D

' Define constantes
CW Con 0              ' dirección del motor en sentido de las manecillas del reloj
CCW Con 1             ' dirección del motor en contra de las manecillas del reloj

' Inicializa I/O y variables
```

```
TRISA = $FF          ' configura todos los pines PORTA como entradas
TRISB = %00000100    ' configura todos los pines PORTB como salidas, excepto RB2
High AD_start        ' deshabilita el convertidor A/D
Low motor_step       ' comienza señal step de motor en estado bajo
motor_pos = 0         ' supone la posición actual en 0 grados
step_period = 10      ' velocidad de paso inicial (1/100 segundo entre pasos)
AD_pause = 10         ' ancho de pulso de 10 microsegundos para el reloj A/D
blink_pause = 200     ' pausa de 1/5 de segundo entre parpadeos de LED

' Parpadea el LED de control de velocidad para indicar arranque
Gosub blink : Gosub blink

' Espera a que un botón se oprima (es decir, lazo de sondeo)
main:
  If (P1 == 1) Then
    ' Mueve el motor a la posición 0 grados
    new_motor_pos = 0
    Gosub move
  Else
    If (P2 == 1) Then
      ' Mueve el motor a la posición 45 grados
      new_motor_pos = 45
      Gosub move
    Else
      If (P3 == 1) Then
        ' Mueve el motor a la posición 90 grados
        new_motor_pos = 90
        Gosub move
      Else
        If (P4 == 1) Then
          ' Mueve el motor a la posición 180 grados
          new_motor_pos = 180
          Gosub move
        Else
          If (SPD == 1) Then
            ' Entra al modo de control de velocidad
            Gosub speed
          EndIf : EndIf : EndIf : EndIf : EndIf
          Goto main ' continúa sondeo de botones
        End ' fin del programa principal

' Subrutina para parpadear el LED indicador de control de velocidad
blink:
  High led
  Pause blink_pause
  Low led
  Pause blink_pause
  Return
```

```

' Subrutina para mover el motor de pasos a la posición indicada por motor_pos
' (el tamaño de paso del motor es 7.5 grados)
move:
' Establece la dirección correcta del motor y determina el desplazamiento requerido
If (new_motor_pos > motor_pos) Then
    motor_dir = CW
    delta = new_motor_pos - motor_pos
Else
    motor_dir = CCW
    delta = motor_pos - new_motor_pos
EndIf

' Determina el número de pasos requeridos (dado 7.5 grados por paso)
num_steps = 10*delta / 75

' El motor avanza el número apropiado de pasos
Gosub move_steps

' Actualiza la posición actual del motor
motor_pos = new_motor_pos
Return

' Subrutina para mover el motor un número dado de pasos (indicado por num_steps)
move_steps:
For i = 1 to num_steps
    Gosub step_motor
Next
Return

' Subrutina para avanzar el motor un solo paso (7.5 grados) en la
' dirección motor_dir
step_motor:
Pulsout motor_step, 100*step_period ' (100 * 10 microseg = 1 miliseg)
Pause step_period
' Código equivalente:
' High motor_step
' Pause step_period
' Low motor_step
' Pause step_period
Return

' Subrutina para sondear el POT para control de velocidad de la velocidad
del control de pasos:
' Enciende el LED indicador de control de velocidad
High LED

' Espera la liberación del botón SPEED
Gosub button_release

' Lazo de sondeo para control de velocidad POT
pot_speed:
' Comprueba si el botón SPEED está abajo

```

```

If (SPD == 1) Then
' Espera la liberación del botón SPEED
Gosub button_release

' Apaga el LED indicador de control de velocidad
Low led

' Supone que la nueva posición es la nueva posición 0
motor_pos = 0

' Sale de subrutina
Return
EndIf

' Muestra el voltaje POT a través del convertidor A/D
Gosub get_AD_value

' Ajusta la velocidad y dirección del motor con base en el valor POT y
' avanza el motor un solo paso
' Forza una banda muerta en el centro del rango
' El periodo de paso varía de 100 (lento) a 1 (rápido)
If (AD_value > 150) Then
    motor_dir = CW
    step_period = 100 - (AD_value - 150)*99/(255 - 150)
    Gosub step_motor
Else
    If (AD_value < 100) Then
        motor_dir = CCW
        step_period = 100 - (100 - AD_value)*99/100
        Gosub step_motor
    EndIf
EndIf

' Continúa sondeo
goto pot_speed

Return ' fin de subrutina, pero no alcanzado (vea el enunciado SPD If anterior)

' Subrutina para esperar la liberación del botón de control de velocidad
button_release:
Pause 50 ' espera el asentamiento del rebote de interruptor
While (SPD == 1) : WEND
Pause 50 ' espera el asentamiento del rebote de interruptor
Return

' Subrutina para probar el voltaje POT del convertidor A/D
' El valor (0 a 255) se regresa en la variable AD_value y corresponde
' al rango de voltaje analógico original de 0 a 5 V.
get_AD_value:
' Inicializa el convertidor A/D
Low AD_clock ' inicializa el estado del reloj
Low AD_start ' habilita el convertidor A/D
Gosub pulse_clock ' envía pulso de inicialización al reloj A/D

```

```

' Obtiene cada bit convertido del convertidor A/D (a 50 kHz)
bit_value = 128 ' Valor del MSB
AD_value = 0
FOR I = 7 To 0 Step -1 ' para cada bit del MSB al LSB
    ' Salida de pulso de reloj
    Gsub pulse_clock
    AD_value = AD_value + AD_data*bit_value
    bit_value = bit_value / 2
Next i

' Deshabilita el convertidor A/D
High AD_start
Return

' Subrutina para enviar un pulso a la línea de reloj A/D
pulse_clock:
    Pulsout AD_clock, 1 : PauseUS 10 ' pulso de 20 microsegundos
Return

```

EJEMPLO DE DISEÑO ENCADENADO

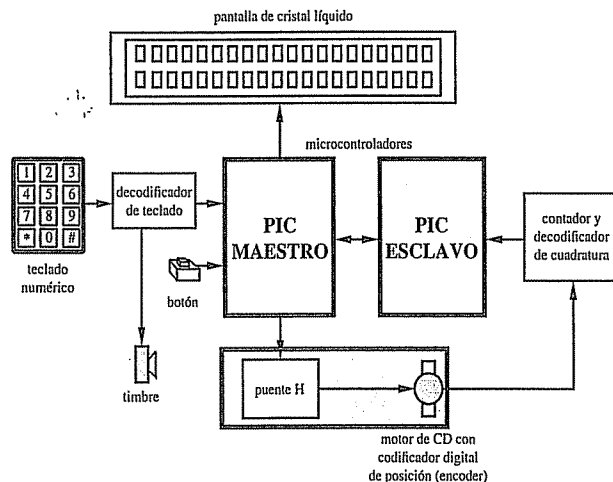
C.3 Controlador de posición y velocidad de un motor de CD. Solución completa con interfaz serial



Demostración en video

1.8 Controlador de posición y velocidad de motor de CD

La siguiente figura muestra el diagrama funcional para el Ejemplo de diseño encadenado C (vea la Demostración en video 1.8). Aquí se presenta la solución completa a este problema. Esta solución utiliza dos microcontroladores PIC. Al PIC principal se le conoce como PIC "maestro", porque controla la mayoría de las funciones del sistema; el PIC secundario se refiere como PIC "esclavo", porque simplemente proporciona información al PIC maestro bajo comando.



A continuación se muestran el esquema del circuito y el listado de software. El código está comentado, de modo que debe ser capaz de seguir la lógica conforme se relaciona con el diagrama funcional y el esquema de circuito. Existen dos listas de software. Una es para el PIC maestro

(PIC16F88) que monitorea el teclado (vea el Ejemplo de diseño encadenado C.2), proporciona una interfaz de usuario activada por menú en la LCD (vea el Ejemplo de diseño encadenado C.2) y activa el motor (vea los Ejemplos de diseño encadenado C.4 y C.5). La otra lista es para el PIC esclavo (PIC16F84) que monitoriza el encoder en el eje del motor y transmite la información de posición al PIC maestro.

Como con los otros ejemplos de diseño encadenado, los detalles que cubren los diferentes componentes del diseño se pueden encontrar a lo largo del libro. Esta solución es un buen ejemplo de cómo comunicarse entre múltiples PIC con el uso de una interfaz serial. El código específico diseñado para implementar la comunicación se puede encontrar en la subrutina *get_encoder* en el código del PIC maestro, y el lazo principal en el código del PIC esclavo. Una línea I/O simplemente se establece alta o baja mediante el PIC maestro para ordenar al PIC esclavo el momento de enviar datos. Entonces una segunda línea I/O recibe los datos a través de un protocolo de comunicación serial estándar.

código del PIC maestro:

```

' dc_motor.bas (microcontrolador PIC16F88)

```

' Ejemplo de diseño

' Control de posición y velocidad de un servomotor de CD

' La interfaz de usuario incluye un teclado numérico para entrada de datos y una LCD para mensajes de texto. El menú principal ofrece tres opciones: 1 - control de posición, 2 - control de velocidad y 3 - ganancia de control de posición y control PWM de motor. Cuando está en modo de control de posición, oprimir un botón mueve a posiciones indexadas (1-0 grados, 2-45 grados, 3-90 grados y 4-180 grados). Cuando está en modo de control de velocidad, oprimir 1 disminuye la rapidez, oprimir 2 invierte la dirección del motor, oprimir 3 aumenta la velocidad y oprimir 0 arranca el motor en la velocidad y dirección indicadas. El motor se detiene con un botón interruptor separado. Cuando está en modo de ganancia y control PWM, oprimir 1/4 incrementa/disminuye el factor de ganancia proporcional (kP) y oprimir 3/6 incrementa/disminuye el número de ciclos PWM enviados al motor durante cada actualización de lazo de control.

' Oprimir la tecla "#" desde los menús posición, velocidad o ganancia regresa el control al menú principal. Se usa el codificador de teclado EDE1144 de E-Lab para detectar cuándo se oprime una tecla en el teclado y transmite datos (un solo byte por presión de tecla) al PIC16F88. El servomotor R179-6V-ENC-MOTOR de Acroname se usa con sus puentes H S17-3A-LV para control PWM. Un segundo PIC (16F84), que corre *dc_enc.bas*, se usa para comunicar a un decodificador/contador de cuadratura HCTL-2016, de Agilent, para rastrear la posición del encoder del motor. El 16F88 comunica al 16F84 vía handshake (arranque) y líneas de comunicación serial.

' Configura el oscilador interno de 8 MHz

```

DEFINE OSC 8

```

```

OSCCON.4 = 1 : OSCCON.5 = 1 : OSCCON.6 = 1

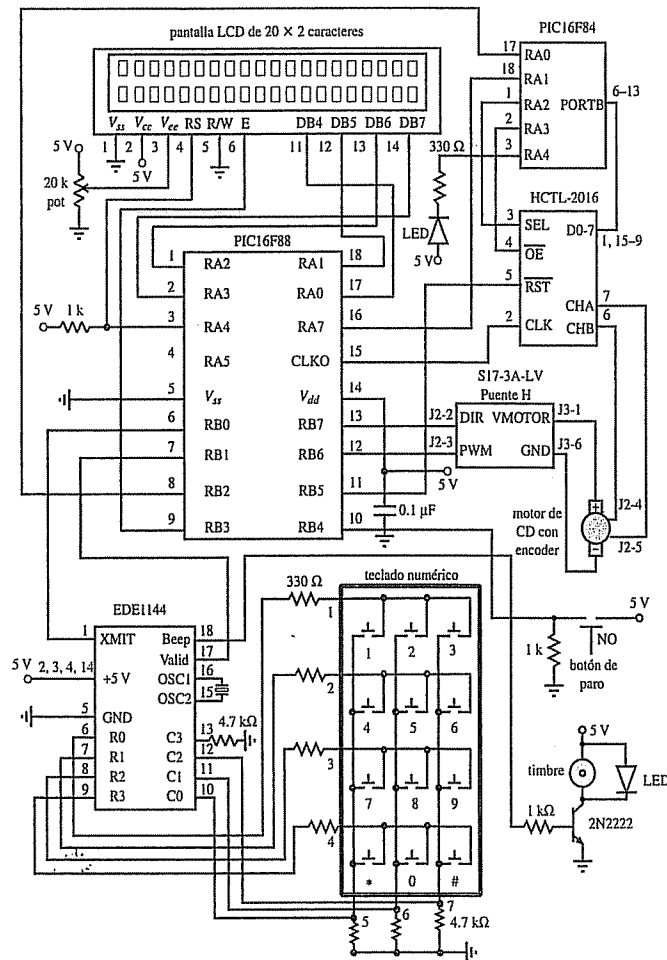
```

' Deshabilita comparadores (por tanto permite el uso de pines para I/O)

```

CMCON.0 = 1 : CMCON.1 = 1 : CMCON.2 = 1

```



```
'CVRCON.6 = 0 : CVRCON.7 = 0
```

```
' Apaga los convertidores A/D (por tanto permite el uso de pines para I/O)
ANSEL = 0
```

```
' Define nombres para los pines I/O
```

```
key_serial Var PORTB.0 ' entrada de interfaz serial de teclado
motor_dir Var PORTB.7 ' línea de dirección del puente H del motor
motor_pwm Var PORTB.6 ' línea de modulación de ancho de pulso (PWM)
                        ' del puente H del motor
stop_button Var PORTB.4 ' botón de paro del motor
```

```
enc_start Var PORTB.2 ' señal para iniciar transmisión de datos de codificador
enc_serial Var PORTA.7 ' línea serial para obtener datos de codificador del 16F84
enc_rst Var PORTB.5 ' señal de restablecimiento del contador del codificador
                     (activa baja)
```

```
' Declara variables
key_value Var BYTE
motor_pos Var Word
new_motor_pos Var Word
error Var Word
motor_speed Var BYTE
motion_dir Var BIT
on_time Var Word
off_time Var Word
enc_pos Var Word
i Var Byte
kp Var BYTE
pwm_cycles Var BYTE
```

```
' Define constantes
```

```
key_mode Con 0
key_1 Con $30
key_2 Con $31
key_3 Con $32
key_4 Con $34
key_5 Con $35
key_6 Con $36
key_7 Con $38
key_8 Con $39
key_9 Con $41
key_star Con $43
key_0 Con $44
key_pound Con $45
CW Con 1
```

```
CCW Con 0
```

```
pwm_period Con 50
```

```
enc_mode Con 2
```

```
' Inicializa I/O y variables
```

```
TRISB.6 = 0
TRISB.7 = 0
motion_dir = CW
motor_pos = 0
motor_speed = 50
kp = 50
pwm_cycles = 20
```

```
Low motor_pwm
Low enc_start
```

```
' byte del código del teclado
' posición actual del motor en grados
' posición deseada del motor (set point) en grados
' magnitud de error entre posición actual y deseada
' velocidad de motor como porcentaje del máximo (0 a 100)
' dirección del motor (1: CW/adelante 0:CCW/reversa)
' ancho de pulso PWM ON
' ancho de pulso PWM OFF
' posición de codificador de motor (byte alto y byte bajo)
' variable contador para lazos FOR
' factor de ganancia proporcional para control de posición
' # de pulsos PWM enviados durante el lazo de control de posición
```

```
' 2400 baudios para conexión serial a teclado
' código hexadecimal para la tecla 1 en el teclado
' código hexadecimal para la tecla 2 en el teclado
' código hexadecimal para la tecla 3 en el teclado
' código hexadecimal para la tecla 4 en el teclado
' código hexadecimal para la tecla 5 en el teclado
' código hexadecimal para la tecla 6 en el teclado
' código hexadecimal para la tecla 7 en el teclado
' código hexadecimal para la tecla 8 en el teclado
' código hexadecimal para la tecla 9 en el teclado
' código hexadecimal para la tecla * en el teclado
' código hexadecimal para la tecla 0 en el teclado
' código hexadecimal para la tecla # en el teclado
' dirección del motor en sentido de las manecillas del
' reloj (adelante)
' dirección del motor contra las manecillas del reloj
' (reversa)
' periodo de cada ciclo de señal PWM del motor (en
' microsegundos) (50 microsegundos corresponden a 20kHz)
' 9600 baudios para conexión serial al CI codificador
```

```
' configura el pin DIR del puente H como salida
' configura el pin PWM del puente H como salida
' inicia dirección de motor: CW (adelante)
' define la posición inicial del motor como 0 grados
' velocidad inicial del motor = 50% del ciclo de trabajo
' ganancia proporcional inicial para el control de posición
' # inicial de pulsos PWM enviados durante el
' lazo de control de posición
' asegura que el motor está off para empezar
' deshabilita lectura de codificador para comenzar
```

```

Gosub reset_encoder      ' restablece el contador del codificador

' Espera 1/2 segundo para que todo (por ejemplo, la LCD) se encienda
Pause 500

' Recibe byte dummy del PIC16F84 para asegurar comunicación adecuada
SERIN enc_serial, enc_mode, key_value

' Espera a que se oprima un botón del teclado (es decir, lazo de sondeo)
Gosub main_menu      ' despliega el menú principal en el LCD
main:
    Serin key_serial, key_mode, key_value
    If (key_value = key_1) Then
        Gosub reset_encoder
        Gosub position
    Else
        If (key_value = key_2) Then
            motor_speed = 50      ' inicializa a 50% ciclo de trabajo
            Gosub speed
        Else
            If (key_value = key_3) Then
                Gosub adjust_gains
            Endif : Endif : Endif
        Goto main      ' continúa sondeo de botones del teclado

End ' fin de programa principal

' Subrutina para desplegar el menú principal en el LCD
main_menu:
    Lcdout $FE, 1, "Main Menu:"
    Lcdout $FE, $C0, "1:pos. 2:speed 3:gain"
Return

' Subrutina para restablecer el contador del codificador de motor a 0
reset_encoder:
    Low enc_rst      ' restablece el contador del codificador
    High enc_rst      ' activa el contador del codificador
Return

' Subrutina para control de posición del motor
position:
    ' Despliega el menú de control de posición en la LCD
    Lcdout $FE, 1, "Position Menu:"
    Lcdout $FE, $C0, "1:0 2:45 3:90 4:180 #:<"

    ' Espera a que se oprima un botón del teclado
    Serin key_serial, key_mode, key_value

    ' Realiza la acción adecuada con base en la tecla oprimida
    If (key_value == key_1) Then

```

```

        new_motor_pos = 0
    Else
    If (key_value == key_2) Then
        new_motor_pos = 45
    Else
    If (key_value == key_3) Then
        new_motor_pos = 90
    Else
    If (key_value == key_4) Then
        new_motor_pos = 180
    Else
    If (key_value == key_pound) Then
        Gosub main_menu
        Return
    Else
        Goto position
    Endif : Endif : Endif : Endif : Endif

' Lazo del control de posición
While (stop_button == 0)      ' hasta que se oprime botón de paro
    ' Obtiene la posición del encoder (enc_pos)
    Gosub get_encoder

    ' Calcula magnitud y signo de la señal de error y establece la dirección del motor
    ' Convierte los pulsos del codificador a grados. El codificador saca
    ' 1230 pulsos por 360 grados de rotación
    motor_pos = enc_pos * 36 / 123
    If (new_motor_pos >= motor_pos) Then
        error = new_motor_pos - motor_pos
        motor_dir = CW
    Else
        error = motor_pos - new_motor_pos
        motor_dir = CCW
    Endif

    ' Establece el ciclo de trabajo PWM con base en el error actual
    If (error > 20) Then      ' use máxima velocidad para grandes errores
        motor_speed = kp
    Else
        ' Realiza control de posición proporcional para errores más pequeños
        motor_speed = kp * error / 20
    Endif

    ' Sacar una serie de pulsos PWM con el ciclo de trabajo determinado por velocidad
    Gosub pwm_periods      ' calcula los anchos de pulso on y off
    For I = 1 to pwm_cycles
        Gosub pwm_pulse      ' saca un pulso PWM completo
    Next I

    ' Despliega la posición actual y el error en la LCD

```

```

    Lcdout $FE, 1, "pos:", DEC motor_pos, " error:", DEC error
    Lcdout $FE, $C0, "exit: stop button"

Wend

Goto position ' continúa el lazo de sondeo
Return ' fin de subrutina, no alcanzada (vea la tecla # If arriba)

' Subrutina para obtener la posición del codificador (enc_pos) del contador
get_encoder:

    ' Ordena al PIC16F84 transmitir el byte bajo
    High enc_start

    ' Recibe el byte alto
    SERIN enc_serial, enc_mode, enc_pos.HighBYTE

    ' Ordena al PIC16F84 transmitir el byte alto
    Low enc_start

    ' Recibe el byte bajo
    SERIN enc_serial, enc_mode, enc_pos.LowBYTE
Return

' Subrutina para calcular los anchos de pulso on y off PWM con base en la
' velocidad deseada del motor (motor_speed)
pwm_periods:
    ' Tenga cuidado de evitar problemas de aritmética entera y
    ' desbordamiento WORD [máx=65535]
    If (pwm_period >= 655) Then
        on_time = pwm_period/100 * motor_speed
        off_time = pwm_period/100 * (100-motor_speed)
    Else
        on_time = pwm_period*motor_speed / 100
        off_time = pwm_period*(100-motor_speed) / 100
    Endif
Return

' Subrutina para sacar un pulso PWM completo con base en los datos de pwm_periods
pwm_pulse:
    ' Envía el pulso ON
    High motor_pwm
    Pauseus on_time

    ' Envía el pulso OFF
    Low motor_pwm
    Pauseus off_time
Return

' Subrutina para controlar la velocidad del motor
speed:
```

```

' Despliega el menú de control de velocidad en la LCD
Gosub speed_menu

' Espera a que se oprima un botón del teclado
Serin key_serial, key_mode, key_value

' Toma la acción adecuada con base en la tecla oprimida
If (key_value == key_1) Then
    ' Baja la velocidad en 10%
    If (motor_speed > 0) Then ' no deja que la velocidad vaya a negativo
        motor_speed = motor_speed - 10
    Endif
Else
    If (key_value == key_2) Then
        ' Invierte la dirección del motor
        motion_dir = ~motion_dir
    Else
        If (key_value == key_3) Then
            ' Aumenta la velocidad en 10%
            If (motor_speed < 100) Then ' no deja que la rapidez supere 100
                motor_speed = motor_speed + 10
            Endif
        Else
            If (key_value == key_pound) Then
                Gosub main_menu
                Return
            Else
                If (key_value == key_0) Then
                    ' Corre el motor hasta que se oprime el botón alto
                    Gosub run_motor
                Else
                    ' Tecla oprimida equivocada
                    Goto speed
                Endif : Endif : Endif : Endif : Endif
            Endif
        Endif
    Endif

Goto speed ' continúa el lazo de sondeo
Return ' fin de subrutina, no alcanzada (vea la tecla # If arriba)

' Subrutina para desplegar el menú de control de velocidad en la LCD
speed_menu:
    Lcdout $FE, 1, "speed:", DEC motor_speed, " dir:", DEC motion_dir
    Lcdout $FE, $C0, "1:- 2:dir 3:+ 0:start #:<"
Return

' Subrutina para correr el motor a la velocidad y dirección deseadas hasta
' que se oprima el botón alto. El ciclo de trabajo de la señal PWM es el
' porcentaje motor_speed
run_motor:
    ' Despliega la velocidad y dirección actual
    Lcdout $FE, 1, "speed:", DEC motor_speed, " dir:", DEC motion_dir
```



```

Lcdout $FE, $C0, "exit: stop button"

' Establece la dirección del motor
motor_dir = motion_dir

' Saca la señal PWM
Gosub pwm_periods ' calcula los anchos de pulso on y off
While (stop_button == 0) ' hasta que se oprima el botón alto
    Gosub pwm_pulse ' envía un pulso PWM completo
Wend

' Regresa al menú de velocidad
Gosub speed_menu
Return

' Subrutina para esperar a que se oprima y libere el botón alto
' (se usa durante la depuración del programa)
button_press:
    While (stop_button == 0) : Wend ' espera a que se oprima el botón
    Pause 50 ' espera a que se asiente el rebote del interruptor
    While (stop_button == 1) : Wend ' espera la liberación del botón
    Pause 50 ' espera a que se asiente el rebote del interruptor
Return

' Subrutina para permitir al usuario ajustar la ganancia proporcional y
' derivativa usadas en el modo de control de posición
adjust_gains:
    ' Despliega los valores de ganancia y menú en la LCD
    Gosub gains_menu

    ' Espera a que se oprima un botón del teclado
    Serin key_serial, key_mode, key_value

    ' Toma la acción adecuada con base en la tecla oprimida
    If (key_value == key_1) Then
        ' Aumenta la ganancia proporcional en 10%
        If (kp < 100) Then
            kp = kp + 10
        Endif
    Else
        If (key_value == key_4) Then
            ' Disminuye la ganancia proporcional en 10%
            If (kp > 0) Then ' no permite ganancia negativa
                kp = kp - 10
            Endif
        Else
            If (key_value == key_3) Then
                ' Aumenta el número de ciclos PWM enviados a cada lazo de control de posición
                pwm_cycles = pwm_cycles + 5
            Else
                If (key_value == key_6) Then
                    ' Disminuye el número de ciclos PWM enviados a cada lazo de control de posición

```

```

    If (kp > 5) Then ' mantiene un número positivo de pulsos
        pwm_cycles = pwm_cycles - 5
    Endif
Else
    If (key_value == key_pound) Then
        Gosub main_menu
        Return
    Else
        Goto adjust_gains
    Endif : Endif : Endif : Endif : Endif

Goto adjust_gains ' continúa lazo de sondeo
Return ' fin de subrutina, no alcanzada (vea la tecla # If arriba)

' Subrutina para desplegar la ganancia del control de posición, el número de
' ciclos/bucle PWM y el menú de ajuste en la LCD
gains_menu:
    Lcdout $FE, 1, "kp:", DEC kp, " PWM:", DEC pwm_cycles
    Lcdout $FE, $C0, "1:+P 4:-P 3:+C 6:-C #:<"
Return

código del PIC esclavo:

' dc_enc (PIC16F84 microcontroller)

' Ejemplo de diseño
' Control de posición y velocidad de un servomotor de CD

' Programa esclavo para enviar datos de codificador, bajo pedido, a un
' microcontrolador PIC16F88 que corre dc_motor.bas

' Define nombres de pines I/O y constantes
enc_start Var PORTA.0 ' línea de señal usada para iniciar transmisión de datos
                    ' del codificador
enc_serial Var PORTA.1 ' línea serial usada para obtener datos de codificador del 16F84
enc_sel Var PORTA.2 ' selección de byte de datos de codificador (0:alto 1:bajo)
enc_oe Var PORTA.3 ' salida de codificador habilita señal latch (activo bajo)
led Var PORTA.4 ' LED de diagnóstico (salida drenado abierto: 1:OC, 0:tierra)
enc_mode Con 2 ' 9600 baudios para conexión serial a CI de codificador
blink_pause Con 200 ' pausa de 1/5 segundos (200 ms) entre parpadeos de LED

' Apaga el LED de diagnóstico
High led

' Espera para asegurarse que el PIC16F88 se inicialice
PAUSE 500

' Inicializa señales I/O
High enc_oe ' deshabilita la salida del codificador
Low enc_sel ' selecciona inicialmente el byte alto del contador de
            ' codificador (para evitar latch transparente en byte bajo)

' Parpadea el LED para indicar operación adecuada
Gosub blink : Gosub blink : Gosub blink

```

```

' Envía byte dummy (66) para asegurar una adecuada comunicación
SEROUT enc_serial, enc_mode, [66]
' Lazo principal
start:
' Espera que la señal de inicio del PIC16F88 vaya a alto
While (enc_start == 0) : Wend

' Habilita salida del codificador (latch los valores de contador)
Low enc_oe

' Envía el byte alto del contador
SEROUT enc_serial, enc_mode, [PORTB]

' Espera que la señal de inicio del PIC16F88 vaya a bajo
While (enc_start == 1) : Wend

' Envía el byte bajo del contador
High enc_sel
SEROUT enc_serial, enc_mode, [PORTB]

' Deshabilita la salida de codificador
High enc_oe
Low enc_sel
goto start ' Espera la siguiente petición

End ' fin del programa principal (no alcanzado)

' Subrutina para parpadear el LED indicador de control de velocidad
blink:
Low led
Pause blink_pause
High led
Pause blink_pause
Return

```

PREGUNTAS Y EJERCICIOS

Sección 7.5 PicBasic Pro

- 7.1. Escriba un programa en lenguaje ensamblador para encender y apagar un LED a 0.5 Hz. Dibuje el esquema requerido para su solución.
- 7.2. Escriba un programa en PicBasic Pro para encender y apagar un LED a 1 Hz mientras se mantiene abajo un botón interruptor. Dibuje el esquema requerido para su solución.
- 7.3. Escriba un programa en PicBasic Pro para realizar la funcionalidad del enunciado *Pot* (vea el Tema para discusión en clase 7.7).
- 7.4. Escriba una subrutina en PicBasic Pro para proporcionar una eliminación de rebote por software en el pin RB0 (vea el Tema para discusión en clase 7.8). El código debe esperar a que el botón interruptor se oprima y libere mientras ignora el rebote del interruptor.

- 7.5. Por lo general los microcontroladores no incluyen convertidores D/A, pero usted puede crear fácilmente una versión aproximada de uno con un solo pin I/O digital. Esto se puede hacer al sacar un tren de pulsos de ancho variable a un circuito RC. Para más información vea la documentación para el enunciado PWM en el manual del compilador PicBasic Pro. Escriba una subrutina PicBasic Pro que use el pin RA0 para sacar un voltaje constante (entre 0 y 5 V) que sea proporcional al valor de una variable byte llamada *digital_value*, cuyo valor pueda variar de 0 a 255. La subrutina debe mantener este voltaje durante aproximadamente 1 s.
- 7.6. Para el sistema de seguridad del ejemplo 7.5, explique: ¿qué pasaría si un ladrón cierra una puerta o ventana abierta después de apagar la alarma? Considere todos los estados operativos pertinentes. ¿Cómo podría mejorarse el diseño para superar cualquier limitación percibida?

Sección 7.6 Uso de interruptores

- 7.7. Escriba un programa en PicBasic Pro para implementar una solución activada por interrupción al sistema de seguridad que se presentó en el ejemplo 7.9.

Sección 7.7 Interfaz con periféricos PIC comunes

- 7.8. Escriba un programa en PicBasic Pro para desplegar el valor de un potenciómetro como porcentaje en una pantalla LCD. El mensaje debe tener la forma *pot value = X%*, donde *X* es el valor porcentual que varía de 0 a 100. Dibuje el esquema requerido para su solución.
- 7.9. Escriba un programa PicBasic Pro que permita al usuario ingresar un conjunto de números multidígito (hasta cinco dígitos) en un teclado numérico. La tecla # servirá como tecla enter; cuando se ingrese un número, debe aparecer en una pantalla LCD de dos líneas. El primer número debe aparecer en la primera línea, el segundo número debe aparecer en la segunda línea y los números posteriores deben aparecer en la segunda línea con el primer número movido a la primera línea. Dibuje el esquema requerido para su solución.
- 7.10. En la figura 7.13 de la página 282, explique por qué hay una resistencia de 1 k unida de 5 V a RA4. ¿Cómo difiere esta interfaz de conectar RA4 directamente al pin V_{ee} de la LCD (sin resistencia o conexión de 5 V)?

Sección 7.9 Método para diseñar un sistema con base en microcontrolador

- 7.11. Aplique el procedimiento presentado en la sección 7.9 para resolver el problema planteado en la pregunta 6.39. Realice cada paso en detalle. Haga tanto como sea posible en software (por ejemplo, evite usar flip-flops).
- 7.12. Con un PIC16F84 y dos decodificadores 7447 (vea el Ejemplo de diseño 7.1), escriba un programa en PicBasic Pro para implementar un contador con una pantalla de dos dígitos controlada por tres interruptores de botón: uno para restablecer el contador a 0, uno para incrementar la cuenta en 1 y el tercero para reducir la cuenta en 1. Si la cuenta es menor que 10, el primer dígito debe ser blanco. El incremento arriba de 99 debe restablecer la cuenta a 0, y no se debe permitir el decremento por debajo de 0. Asegúrese de que elimine rebotes de la entrada de interruptor donde sea necesario y evita repeticiones mientras los botones de los interruptores se mantienen abajo. Use el procedimiento de diseño presentado en la sección 7.9 y muestre los resultados para cada paso.

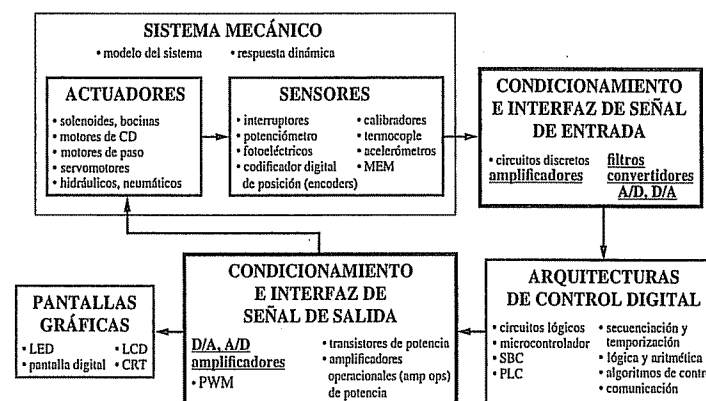
- 7.13. Visite el sitio web de Microchip y seleccione un microcontrolador PIC de memoria flash disponible como paquete DIP que tenga al menos 16 líneas digitales de I/O y 2 convertidores A/D. Seleccione el modelo de menor costo que satisfaga estos requisitos y haga una lista con el costo aproximado, el número de pines I/O, el número de convertidores A/D (junto con sus resoluciones) y el número total de pines en el paquete.
- 7.14. Dibuje un diagrama de flujo detallado que ilustre toda la funcionalidad del Ejemplo de diseño encadenado A.
- 7.15. Dibuje un diagrama de flujo que ilustre la funcionalidad del programa principal (no incluidos los detalles de las subrutinas) para el Ejemplo de diseño encadenado B.
- 7.16. Dibuje un diagrama de flujo detallado que ilustre toda la funcionalidad de la subrutina *move* en el Ejemplo de diseño encadenado B. Incluya detalles para las subrutinas *move_steps* y *step_motor*.
- 7.17. Dibuje un diagrama de flujo detallado que ilustre toda la funcionalidad de la subrutina *speed* en el Ejemplo de diseño encadenado B. Incluya detalles para la subrutina *get_AD_value*.
- 7.18. Dibuje un diagrama de flujo detallado que ilustre toda la funcionalidad de la subrutina *position* en el Ejemplo de diseño encadenado C. Incluya detalles para la subrutina *get_encoder*.
- 7.19. Dibuje un diagrama de flujo detallado que ilustre toda la funcionalidad del código PIC *slave* en el Ejemplo de diseño encadenado C.

BIBLIOGRAFÍA

- Gibson, G. y Liu, Y., *Microcomputers for Engineers and Scientists*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1980.
- Herschede, R., "Microcontroller Foundations for Mechatronics Students", tesis de maestría, Colorado State University, verano 1999.
- Horowitz, P. y Hill, W., *The Art of Electronics*, 2a. ed., Cambridge University Press, Nueva York, 1989.
- Microchip Technology, Inc., www.microchip.com, 2001.
- Microchip Technology, Inc., *PIC16F8X Data Sheet*, Chandler, AZ, 1998.
- Microchip Technology, Inc., *MPASM User's Guide*, Chandler, AZ, 1999.
- Microchip Technology, Inc., *MPLAB User's Guide*, Chandler, AZ, 2000.
- microEngineering Labs, Inc., www.melabs.com, 2001.
- microEngineering Labs, Inc., *PicBasic Pro Compiler*, Colorado Springs, CO, 2000.
- Motorola Technical Summary, "MC68HC11EA9/MC68HC711EA9 8-bit Microcontrollers", documento número MC68HC11EA9TS/D, Motorola Advanced Microcontroller Division, Austin, TX, 1994.
- Peatman, J., *Design with Microcontrollers*, McGraw-Hill, Nueva York, 1988.
- Stiffler, A., *Design with Microprocessors for Mechanical Engineers*, McGraw-Hill, Nueva York, 1992.
- Texas Instruments, *TTL Linear Data Book*, Dallas, TX, 1992.
- Texas Instruments, *TTL Logic Data Book*, Dallas, TX, 1988.

Adquisición de datos

Este capítulo presenta los conceptos involucrados en la conversión de señales analógicas y digitales. Esto es importante cuando se hace interfaz entre circuitos digitales y componentes analógicos en sistemas mecatrónicos. También se introduce el concepto de instrumentación virtual junto con ejemplos de software con LabVIEW de National Instruments.



OBJETIVOS DEL CAPÍTULO

Después de leer, discutir, estudiar y aplicar las ideas de este capítulo:

1. Comprenderá cómo muestrear adecuadamente una señal para su procesamiento digital
2. Comprenderá cómo se codifican los datos digitalizados
3. Conocerá los componentes de un convertidor A/D

Los autores expresan su agradecimiento a Jim Cahow de National Instruments (Austin, TX) por proporcionar recursos y apoyo para la edición de este capítulo.

4. Comprenderá cómo funcionan los convertidores A/D y D/A y reconocerá sus limitaciones
5. Estará al tanto del hardware y las herramientas de software disponibles en el mercado para la adquisición y control de datos

8.1 INTRODUCCIÓN

Los microprocesadores, microcontroladores, computadoras de una sola tarjeta y computadores personales son de amplio uso en los sistemas mecatrónicos y de medición. Cada vez es más importante que los ingenieros comprendan cómo acceder directamente a información y datos analógicos con dichos dispositivos a partir del ambiente circundante. A manera de ejemplo, considere una señal desde un sensor, como ilustra la señal analógica de la figura 8.1. En este caso se podría registrar la señal con un dispositivo analógico como un registrador cronológico, que físicamente traza la señal sobre el papel, o la despliega con un osciloscopio. Otra opción es almacenar los datos con el uso de un microprocesador o computadora. Este proceso se llama **adquisición de datos** de computadora, y proporciona un almacenamiento más compacto de los datos (medios magnéticos contra largos rollos de papel), puede resultar en mayor precisión de datos, permite el uso de los datos en un sistema de control de tiempo real y habilita el procesamiento de datos mucho antes de que los eventos hayan ocurrido.

Para tener posibilidad de ingresar datos analógicos a un circuito digital o microprocesador, los datos analógicos se deben transformar en valores digitales codificados. El primer paso es evaluar numéricamente la señal en instantes discretos en el tiempo. Este proceso se llama **muestreo** y el resultado es una **señal digitalizada** compuesta de valores discretos correspondientes a cada muestra, como se ilustra en la figura 8.1. Por tanto, una señal digitalizada es una secuencia de números que es una aproximación de la señal analógica. Note que la relación en el tiempo entre los números es una propiedad inherente del proceso de muestreo y no necesita registrarse por separado. La colección de puntos de datos muestreados forma un arreglo de datos y, aunque esta representación ya no es continua, puede describir con precisión la señal analógica original.

Una pregunta importante es qué tan rápido o con qué frecuencia se debe muestrear la señal para obtener una representación precisa. La respuesta inocente puede ser "tan rápido como sea posible". Los problemas con esta conclusión son que se requiere hardware especializado de alta velocidad y una gran cantidad de memoria para almacenar los datos. Una mejor respuesta es seleccionar la tasa de muestreo mínimo que se requiere para una aplicación dada que retenga toda la información de señal importante.

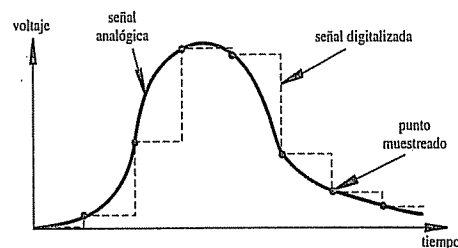


Figura 8.1 Señal analógica y muestreo equivalente.

El **teorema de muestreo**, también llamado **teorema de muestreo de Shannon**, afirma que es necesario muestrear una señal a una tasa de más de dos veces la componente de frecuencia máxima en la señal para retener todos los componentes de frecuencia. En otras palabras, para representar fielmente la señal analógica, las muestras digitales se deben tomar a una frecuencia f_s tal que

$$f_s > 2f_{\text{máx}} \quad (8.1)$$

donde $f_{\text{máx}}$ es el componente de máxima frecuencia en la señal analógica de entrada. El término f_s se conoce como **tasa de muestreo** y el límite en la tasa mínima requerida ($2f_{\text{máx}}$) se llama **frecuencia Nyquist**. Si una señal se aproxima por medio de una serie de Fourier truncada, el componente de frecuencia máxima es la frecuencia armónica más alta. El intervalo de tiempo entre las muestras digitales es

$$\Delta t = 1/f_s \quad (8.2)$$

Por ejemplo, si la tasa de muestreo es 5 000 Hz, el intervalo de tiempo entre muestras sería 0.2 ms.

Si una señal se muestrea a menos de dos veces su componente de frecuencia máxima, puede resultar **"aliasing"** ("se genera una señal de la misma forma, pero de otra frecuencia"). La figura 8.2 ilustra un ejemplo de esto con una onda seno analógica muestreada regularmente en los puntos que se indican. Se toman doce muestras igualmente espaciadas durante 10 ciclos de la señal original. Por tanto, la frecuencia de muestreo es $1.2f_0$, donde f_0 es la frecuencia de la onda seno original. Dado que la frecuencia de muestreo no es mayor que $2f_0$, no se captura la frecuencia en la señal original. Más aún, la frecuencia aparente en la señal muestreada es $0.2f_0$ (2 ciclos de señal con "aliasing" por diez ciclos de señal original). Puede considerar esto como una frecuencia "fantasma", que es un alias de la verdadera frecuencia. En consecuencia, el submuestreo no sólo resulta en errores, ¡sino que también crea información que realmente no existe!

El método de descomposición de Fourier que se presentó en el capítulo 4, proporciona un medio para determinar los componentes de frecuencia de una señal analógica arbitraria. Representar una señal en términos de sus componentes de frecuencia permite identificar el ancho de banda y aplicar correctamente el teorema de muestreo.

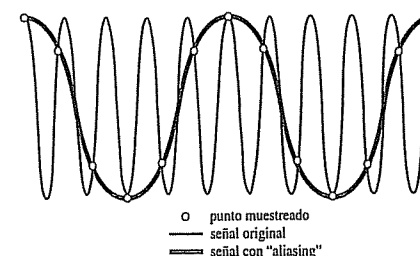


Figura 8.2 "Aliasing" generado por un submuestreo.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 8.1

Ruedas de vagón y el teorema de muestreo

Relacione el teorema de muestreo y sus implicaciones sobre la representación correcta e incorrecta de datos, con el uso de una cámara cinematográfica para filmar una rueda de vagón girando en una película del oeste. El obturador de la cámara se puede considerar como un dispositivo de muestreo, donde la velocidad de obturación es la tasa de muestreo. Por lo general, la tasa de muestreo es de 30 Hz para proporcionar una imagen libre de parpadeos para el ojo humano. ¿Qué efectos esperaría ver en la película si la rueda del vagón gira rápidamente?

EJEMPLO 8.1

Teorema de muestreo y "aliasing"

Considere la función

$$F(t) = \sin(at) + \sin(bt)$$

Al usar una identidad trigonométrica para la suma de dos funciones senoidales, $F(t)$ se puede reescribir como el siguiente producto:

$$F(t) = \left[2 \cos\left(\frac{a-b}{2}t\right) \right] \cdot \sin\left(\frac{a+b}{2}t\right)$$

Si las frecuencias a y b son cercanas en valor, el término entre corchetes tiene una frecuencia muy baja en comparación con el término sinusoidal a la derecha. Por tanto, el término entre corchetes modula la amplitud del término sinusoidal de frecuencia superior. La forma de onda resultante muestra lo que se llama **frecuencia de batimiento** que es común en óptica, mecánica y acústica cuando se suman dos ondas cercanas en frecuencia.

Para ilustrar el "aliasing" asociado con un muestreo inadecuado, se traza la forma de onda en las siguientes figuras con el uso de dos diferentes frecuencias de muestreo. Si a y b se eligen como

$$a = 1 \text{ Hz} = 2\pi \frac{\text{rad}}{\text{seg}} \quad b = 0.9a$$

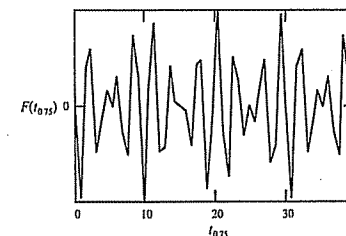
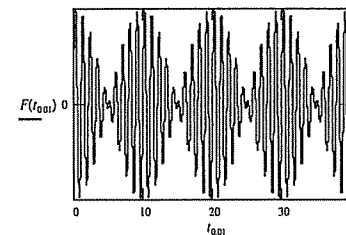
entonces, para muestrear adecuadamente $F(t)$ la tasa de muestreo debe ser más de dos veces la frecuencia más alta en la señal:

$$f_s > 2a = 2 \text{ Hz}$$

Por tanto, el intervalo de tiempo entre muestras (puntos graficados) debe ser

$$\Delta t = \frac{1}{f_s} < 0.5 \text{ seg}$$

El primer conjunto de datos se grafica con un intervalo de tiempo de 0.01 seg (tasa de muestreo de 100 Hz), lo que proporciona una representación adecuada de la forma de onda. El segundo conjunto de datos se grafica con un intervalo de tiempo de 0.75 seg (tasa de muestreo de 1.33 Hz), que es menos del doble de la frecuencia máxima de la forma de onda (2 Hz). En consecuencia, la señal está submuestreada y resulta en "aliasing". La forma de onda muestreada es una representación incorrecta y su frecuencia máxima observada parece ser de aproximadamente 0.4 Hz, pues existen aproximadamente cuatro ciclos sobre 10 seg.



Usted puede argumentar que ninguna gráfica es perfecta. Sin embargo, a diferencia de la segunda gráfica, la primera conserva toda la información de frecuencia en la señal analógica. El Ejemplo de MathCAD 8.1 contiene el análisis que se usó para generar las gráficas anteriores. Puede editar fácilmente el archivo para ver los efectos de diferentes tasas de muestreo.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 8.2

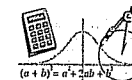
Muestreo de una señal de batimiento

¿Cuál es la tasa de muestreo mínima que se requiere para representar adecuadamente la señal del ejemplo 8.1?

El Ejercicio de laboratorio 12 explora los efectos de usar diferentes tasas de muestreo cuando digitaliza una señal de onda seno. La Demostración en video 8.2 demuestra los resultados. La Demostración en video 8.1, que es únicamente audio, ilustra los efectos de la tasa de muestreo sobre varias grabaciones de tonos y música.

8.2 TEORÍA DE CUANTIZACIÓN

Ahora observe el proceso que se requiere para cambiar un voltaje analógico muestreado a la forma digital. El proceso, llamado conversión analógico digital, involucra conceptualmente dos pasos: cuantización y codificación. La **cuantización** se define como la



Ejemplo de MathCAD

8.1 Teorema de muestreo, "aliasing", frecuencia de batimiento



Ejercicio de laboratorio

Laboratorio 12

Adquisición de datos



Demostración en video

8.1 Tasa de muestreo y su efecto sobre el sonido y la música (sólo audio)

8.2 Experimento de adquisición de datos

transformación de una entrada analógica continua en un conjunto de estados de salida discretos. **Codificación** es la asignación de una palabra o número código digital a cada estado de salida. La figura 8.3 ilustra cómo un rango de voltaje continuo se divide en estados de salida discretos, a cada uno de los cuales se le asigna un código único. Cada estado de salida cubre un subrango del rango de voltaje global. La señal escalón representa los estados de una señal digital generada al muestrear una rampa lineal de una señal analógica que ocurre sobre el rango de voltaje que se muestra.

Un **convertidor analógico digital** es un dispositivo electrónico que convierte un voltaje analógico en un código digital. La salida del convertidor A/D se puede poner en interfaz directamente con dispositivos digitales como microcontroladores y computadoras. La **resolución** de un convertidor A/D es el número de bits usados para aproximar digitalmente el valor analógico de la entrada. El número de posibles estados N es igual al número de combinaciones de bits que se pueden sacar del convertidor:

$$N = 2^n \quad (8.3)$$

donde n es el número de bits. Para el ejemplo que se ilustra en la figura 8.3, el dispositivo de 3 bits tiene 2^3 u 8 estados de salida, como se menciona en la primera columna. Los estados de salida usualmente se numeran consecutivamente de 0 a $(N - 1)$. La palabra código correspondiente para cada estado de salida se menciona en la segunda columna. La mayoría de los convertidores A/D comerciales son dispositivos de 8, 10 o 12 bits que proporcionan 256, 1 024 y 4 096 estados de salida, respectivamente.

El número de **puntos de decisión** analógicos que ocurren en el proceso de cuantización es $(N - 1)$. En la figura 8.3, los puntos de decisión ocurren a 1.25 V, 2.50 V..., y 8.75 V.

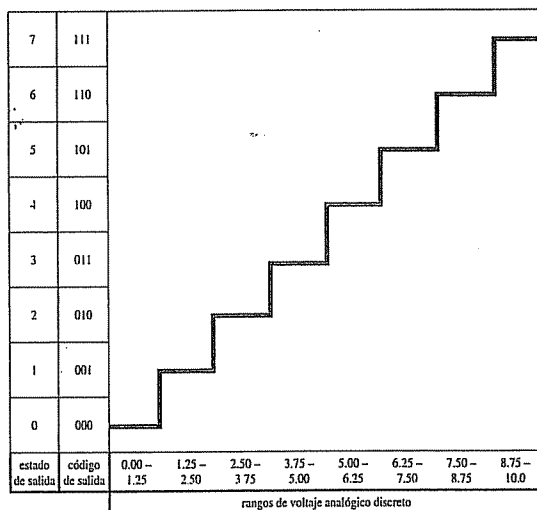


Figura 8.3 Conversión analógica a digital.

El **tamaño de cuantización analógica** Q , a veces llamado **ancho de código**, se define como el rango de escala completa del convertidor A/D dividido entre el número de estados de salida:

$$Q = (V_{\max} - V_{\min})/N \quad (8.4)$$

Es una medida del cambio analógico que se puede presentar por el convertidor. Aunque el término **resolución** se define como el número de bits de salida de un convertidor A/D, en ocasiones se usa para referirse al tamaño de cuantización analógica. Para nuestro ejemplo, el tamaño de cuantización analógica es $10/8 \text{ V} = 1.25 \text{ V}$. Esto significa que la amplitud de la señal digitalizada tiene un error de cuando mucho 1.25 V. Por tanto, el convertidor A/D sólo puede proporcionar un voltaje hasta dentro de 1.25 V del voltaje analógico exacto.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 8.3

Conversión A/D en el laboratorio

¿Por qué un convertidor A/D de 12 bits es satisfactorio para la mayoría de las mediciones de laboratorio?

8.3 CONVERSIÓN ANALÓGICO DIGITAL

8.3.1. Introducción

Los siguientes componentes deben seleccionarse apropiadamente y aplicarse en esta secuencia para adquirir adecuadamente una señal de voltaje analógico para procesamiento digital:

1. amplificador buffer
2. filtro pasobajas
3. amplificador de muestra y retención
4. convertidor analógico digital
5. computadora

En la figura 8.4 se muestran los componentes requeridos para la conversión A/D junto con una ilustración de sus respectivas salidas. El amplificador buffer aísla la salida de la entrada (es decir, extrae corriente y potencia despreciables de la entrada) y proporciona una señal en un rango cercano pero que no supera el nivel de voltaje de

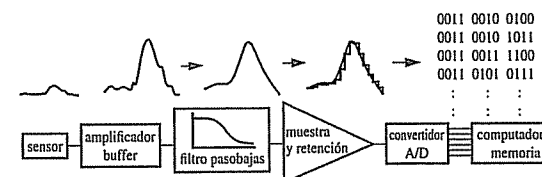


Figura 8.4 Componentes usados en la conversión A/D.



Vínculo de internet

8.1 Recursos de adquisición de datos y proveedores en línea

8.2 Software LabVIEW de National Instruments



Ejercicio de laboratorio

Laboratorio 12
Adquisición de datos

entrada completo del convertidor A/D. El filtro pasobajas es necesario para remover cualquier componente de alta frecuencia indeseable en la señal, lo que podría producir un "aliasing". La frecuencia de corte del filtro pasobajas no debe ser mayor que 1/2 de la tasa de muestreo. El amplificador de muestra y retención (vea la sección 5.12) mantiene un valor de entrada fijo (de una muestra instantánea) durante el corto tiempo de conversión del convertidor A/D. El convertidor debe tener una resolución y tamaño de cuantización analógica apropiado al sistema y señal. La computadora debe tener una interfaz adecuada con el sistema del convertidor A/D para almacenar y procesar los datos. La computadora también debe tener memoria suficiente y medios de almacenamiento permanentes para retener todos los datos.

Los componentes del sistema A/D descritos anteriormente se pueden encontrar empaquetados en varios productos comerciales llamados tarjetas o módulos de adquisición de datos (DAC o DAQ). Como se muestra en la figura 8.5, los productos DAC están disponibles en una gran variedad de factores de forma, que incluyen PC y tarjetas plug-in del panel de instrumentos, tarjetas PCMCIA para computadoras portátiles y unidades externas autónomas con interfaces estándar (por ejemplo, las USB). El Vínculo de internet 8.1 proporciona ligas a proveedores y fuentes de información para varios productos disponibles en el mercado.

Las tarjetas y módulos de adquisición de datos usualmente soportan varias interfaces en lenguaje de alto nivel (por ejemplo, C++, Visual Basic, FORTRAN) que dan fácil acceso a las características del producto. También están disponibles aplicaciones software de fácil uso para proporcionar interfaces gráficas para programar un módulo DAC y adquirir, procesar y extraer señales. El software LabVIEW de National Instruments es un ejemplo (para más información vea el Vínculo de internet 8.2 y la sección 8.5). Con un sistema DAC comercial, las interfaces de señales entre un sistema mecatrónico o experimento de laboratorio y una computadora de escritorio es simple cuestión de llamar una función de un programa escrito a la medida o hacer clic y arrastrar íconos en una interfaz gráfica. El Ejercicio de laboratorio 12 explora los fundamentos de cómo usar el software LabVIEW para muestrear y almacenar una señal de voltaje externa.

Además de los convertidores A/D, los sistemas DAC comerciales usualmente proporcionan otra funcionalidad de entrada y salida que incluye I/O binaria (compatible con TTL), convertidores D/A, contadores y temporizadores, y circuitos de acondicionamiento de señal. Las características importantes cuando se selecciona un sistema DAC incluyen las resoluciones A/D y D/A (el número de bits usados) y la máxima tasa de muestreo soportada. Estas características son claves para la precisión y la confiabilidad

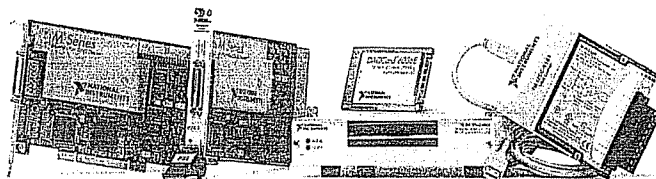


Figura 8.5 Tipos de productos de adquisición de datos.
(Cortesía de National Instruments, Austin, TX)

de las aplicaciones de control computacional. En la figura 8.6 se muestra un ejemplo de tarjeta para adquisición y control de datos que se puede insertar en una ranura de la tarjeta madre de una PC. La arquitectura interna se ilustra en la figura 8.7. Las funciones de la tarjeta incluyen dos convertidores D/A de 12 bits, un convertidor A/D de 12 bits, 24 líneas de I/O digital y tres contadores-temporizadores de 16 bits. Además, se proporciona software que se puede usar para crear fácilmente diagramas de bloques gráficos a la medida que acceden a las funcionalidades de la placa.

El proceso de conversión analógica a digital requiere un pequeño pero finito intervalo de tiempo que se debe tomar en consideración cuando se valore la precisión de los resultados. El **tiempo de conversión**, también llamado **tiempo de asentamiento**, depende del diseño del convertidor, el método usado para la conversión y la velocidad de los componentes empleados en el diseño electrónico. Dado que las señales analógicas cambian continuamente, la incertidumbre acerca del momento en que ocurre en la ventana de tiempo de muestra causa la incertidumbre correspondiente en el valor digital. Esto es de particular preocupación si no hay amplificador de muestra y retención en la entrada A/D. El término **tiempo de apertura** se refiere a la duración de la ventana de tiempo y se asocia con cualquier error en la salida digital debida a cambios en la entrada durante este período. En la figura 8.8 se muestra la relación entre el tiempo de apertura y la incertidumbre en la amplitud de entrada. Durante el tiempo de apertura ΔT_a , la señal de entrada cambia por ΔV , donde

$$\Delta V \approx \frac{dV(t)}{dt} \Delta T_a \quad (8.5)$$

El muestreo en o arriba de la frecuencia Nyquist producirá los componentes de frecuencia correcta en una señal. Sin embargo, para también obtener resolución de amplitud precisa, debe tener un convertidor A/D con un tiempo de apertura suficientemente pequeño. Con frecuencia está en el rango de nanosegundos para resoluciones de 10 y 12 bits.

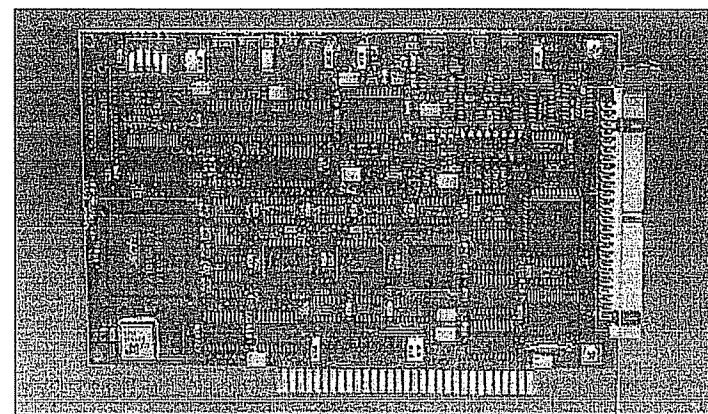


Figura 8.6 Ejemplo de adquisición de datos y tarjeta de control.
(Cortesía de National Instruments, Austin, TX)

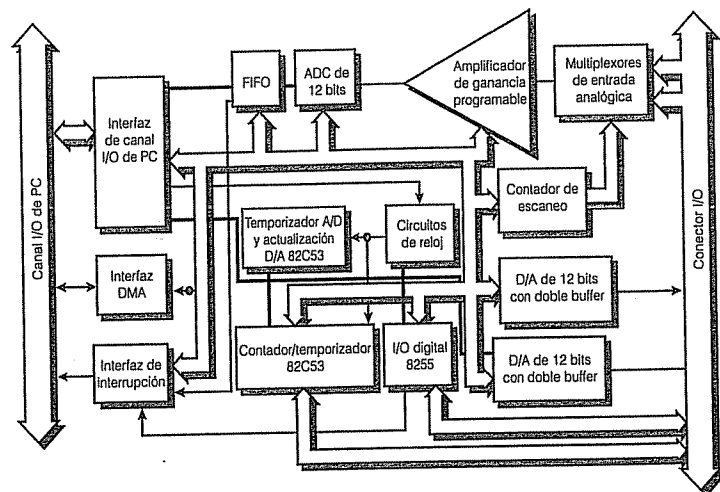


Figura 8.7 Ejemplo de la arquitectura de la tarjeta de control y adquisición de datos. (Cortesía de National Instruments, Austin, TX)

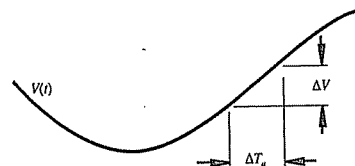


Figura 8.8 Tiempo de apertura de conversión A/D.

EJEMPLO 8.2

Tiempo de apertura

Considere una señal senoidal $A \sin(\omega t)$ como una entrada a un convertidor A/D. La tasa de tiempo de cambio de la señal $A\omega \cos(\omega t)$ tiene un valor máximo de $A\omega$. Al usar la ecuación 8.5, el cambio máximo en el voltaje de entrada durante un tiempo de apertura ΔT_a es

$$\Delta V = A\omega \Delta T_a$$

Para eliminar incertidumbre en el valor de la salida digital, se necesita asegurar que ΔV sea menor que el tamaño de cuantización analógica:

$$\Delta V < \frac{2A}{N}$$

donde $2A$ es el rango de voltaje total y N es el número de estados de salida. En el límite de esta restricción,

$$\Delta V = \frac{2A}{N}$$

Por tanto, si no se usa un amplificador de muestra y retención, el tiempo de apertura requerido es

$$\Delta T_a = \frac{\Delta V}{A\omega} = \frac{2}{N\omega}$$

Considere, por ejemplo, la conversión de una señal con el uso de una resolución de 10 bits, que proporciona 2^{10} (1 024) estados de salida. Si la señal fuese desde un micrófono con un ancho de banda de 10 kHz, ΔT_a tendría que ser menor que

$$\Delta T_a = \frac{2}{N\omega} = \frac{2}{1\,024(2\pi \cdot 10\,000)} = 3.2 \times 10^{-8} = 32 \text{ nseg}$$

Éste es un tiempo de apertura requerido muy corto en comparación con el periodo de muestreo mínimo requerido dado por $1/[2(10 \text{ kHz})] = 5 \mu\text{seg}$. Incluso para este convertidor de baja resolución, el tiempo de apertura requerido (32 nseg) es mucho más pequeño que el periodo de muestreo requerido (50 000 nseg).

8.3.2 Convertidores analógico digital

Los convertidores A/D se diseñan con base en diferentes principios: aproximación sucesiva, codificación flash o paralela, integración de pendiente sencilla y de doble pendiente, capacitor conmutado y delta sigma. Aquí se consideran los dos primeros porque se presentan con más frecuencia en los diseños comerciales. El convertidor A/D de **aproximación sucesiva** se usa ampliamente debido a que es relativamente rápido y barato. Como se muestra en la figura 8.9, usa un convertidor D/A en un lazo de retroalimentación. Los convertidores D/A se describen en la siguiente sección. Cuando se aplica la señal inicio (start), el amplificador de muestra y retención (S&H) cierra (latch) la entrada analógica. Entonces la unidad de control comienza un proceso iterativo, donde el valor digital se aproxima, se convierte a un valor analógico con el convertidor D/A y mediante el comparador se coteja con la entrada analógica. Cuando la salida D/A es igual a la entrada analógica, la señal end (fin) se establece mediante la unidad de control, y en la salida queda disponible la salida digital correcta.

Si n es la resolución del convertidor A/D, tarda n pasos en completar la conversión. Más específicamente, la entrada se compara con combinaciones de fracciones binarias ($1/2, 1/4, 1/8, \dots, 1/2^n$) del valor de la escala completa (Full Scale FS) del convertidor A/D. La unidad de control primero enciende el bit más significativo (MSB) del registro y deja todos los bits menores en 0, y el comparador prueba la salida DAC contra la entrada analógica. Si la entrada analógica supera la salida DAC, el bit más significativo MSB se deja encendido (alto); de otro modo, se restablece a 0. Entonces este procedi-

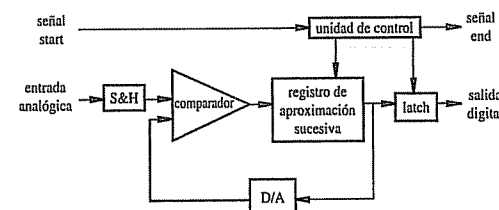


Figura 8.9 Convertidor A/D de aproximación sucesiva.

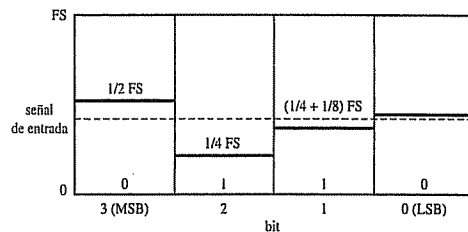


Figura 8.10 Conversión A/D por aproximación sucesiva de 4 bits.

miento se aplica al siguiente bit menos significativo LSB y se realiza de nuevo la comparación. Después de n comparaciones, el convertidor se baja al bit menos significativo (LSB). Entonces la salida del DAC representa la mejor aproximación digital a la entrada analógica. Cuando el proceso termina, la unidad de control establece la señal end, lo que significa el fin de la conversión.

En la figura 8.10, por ejemplo, se ilustra gráficamente un procedimiento de aproximación sucesiva de 4 bits. El MSB es $1/2$ FS, que en este caso es mayor que la señal; por tanto, el bit se apaga. El segundo bit es $1/4$ FS y es menor que la señal, de modo que se deja encendido. El tercer bit es $1/4 + 1/8$ de FS, que todavía es menor que la señal analógica, de modo que el tercer bit se deja encendido. El cuarto proporciona $1/4 + 1/8 + 1/16$ de FS y es mayor que la señal, de modo que el cuarto bit se apaga y la conversión está completa. El resultado digital es 0110. A mayor resolución se obtiene un valor más preciso.

Un convertidor A/D por aproximación sucesiva de n bits tiene un tiempo de conversión de $n\Delta T$, donde ΔT es el tiempo del ciclo para el convertidor D/A y la unidad de control. Los tiempos de conversión típicos para convertidores A/D por aproximación sucesiva de 8, 10 y 12 bits varían de 1 a 100 μseg .

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 8.4

Selección de un convertidor A/D

¿Cuáles son algunas razones por las que un diseñador podría seleccionar un convertidor A/D de 10 bits en lugar de uno de 12 bits o de mayor resolución?

El tipo más rápido de convertidor A/D se conoce como **convertidor flash**. Como ilustra la figura 8.11, consiste en un banco de comparadores de entrada que actúan en paralelo para identificar el nivel de la señal. La salida de los latches está en forma codificada que se convierte fácilmente a la salida binaria requerida con lógica combinacional. El convertidor flash que se ilustra en la figura 8.11 es un convertidor de 2 bits que tiene una resolución de cuatro estados de salida. La tabla 8.1 menciona los códigos de salida del comparador y las correspondientes salidas binarias para cada uno de los estados, si supone un rango de voltaje de entrada de 0 a 4 V. El rango de voltaje lo establecen

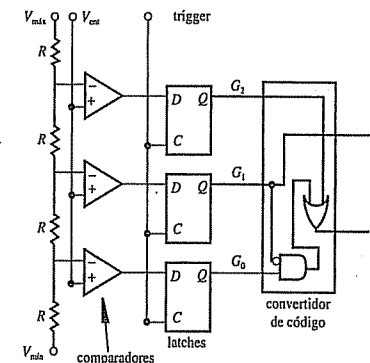


Figura 8.11 Convertidor A/D flash.

Tabla 8.1 Salida de convertidor flash de 2 bits

Estado	Código ($G_2 G_1 G_0$)	Binario ($B_1 B_0$)	Rango de voltaje
0	000	00	0-1
1	001	01	1-2
2	011	10	2-3
3	111	11	3-4

las fuentes de voltaje V_{\min} y V_{\max} que se muestran en la figura 8.11 (0 V y 4 V en este ejemplo). El convertidor de código es un simple circuito lógico combinatorio. Para el convertidor de 2 bits, las relaciones entre los bits de código G_i y los bits binarios B_i (vea la pregunta 8.10) son

$$B_0 = G_0 \cdot \overline{G_1} + G_2 \quad (8.6)$$

$$B_1 = G_1 \quad (8.7)$$

Un solo convertidor A/D puede digitalizar varias señales analógicas si dichas señales se multiplexan en la entrada al convertidor A/D. Un **multiplexor** analógico simplemente conmuta entre varias entradas analógicas con el uso de transistores o relevadores y señales de control. Esto puede reducir significativamente el costo de diseño de un sistema. Además del costo, otros parámetros importantes en la selección de un convertidor A/D son el rango de voltaje de entrada, la resolución de salida y el tiempo de conversión.

8.4 CONVERSIÓN DIGITAL ANALÓGICO

Con frecuencia es necesario invertir el proceso de conversión A/D al cambiar un valor digital a un voltaje analógico. A esto se le llama **conversión digital analógico (D/A)**.

Un convertidor D/A permite que una computadora u otro dispositivo digital esté en interfaz con circuitos y dispositivos analógicos externos.

El tipo más simple de convertidor D/A es una red de resistores en escalera conectados a un circuito amplificador operacional en configuración de sumador inversor, como se muestra en la figura 8.12. Este convertidor particular es una red de resistores en escalera R - $2R$ de 4 bits. Difiere de otras posibles redes de resistores en escalera en que sólo requiere dos valores de resistencia de precisión (R y $2R$). La entrada digital al DAC es un número binario de 4 bits representado por los bits b_0 , b_1 , b_2 y b_3 , donde b_0 es el bit menos significativo y b_3 es el bit más significativo. Cada bit en el circuito controla un interruptor entre tierra y la entrada inversora del amplificador operacional. Para comprender cómo se relaciona el voltaje de salida analógico V_{sal} con el número binario de entrada, se pueden analizar las cuatro diferentes combinaciones de entrada 0001, 0010, 0100 y 1000 y aplicar el principio de superposición para un número binario arbitrario de 4 bits.

Si el número binario es 0001, el interruptor b_0 se conecta al amplificador operacional y los otros interruptores del bit se aterrizan. El circuito resultante es como el que se muestra en la figura 8.13. Debido a que se aterriza la entrada no inversora del amplificador operacional, la entrada inversora está a una tierra virtual. La resistencia entre el nodo V_0 y tierra es R , que es la combinación en paralelo de dos valores $2R$. Por tanto, V_0 es el resultado de la división de voltaje de V_1 a través de dos resistencias en serie de igual valor R :

$$V_0 = \frac{1}{2}V_1 \quad (8.8)$$

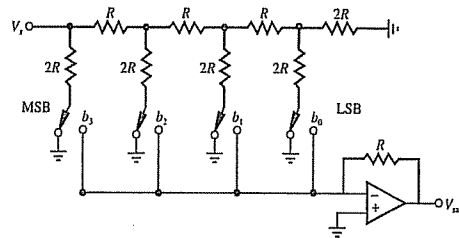


Figura 8.12 Convertidor D/A de resistencia en escalera de 4 bits.

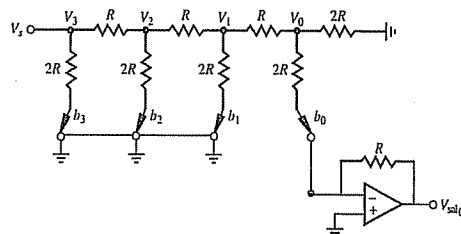


Figura 8.13 Convertidor D/A de resistencia en escalera de 4 bits con entrada digital 0001.

De igual modo, se puede mostrar que

$$V_1 = \frac{1}{2}V_2 \quad \text{y} \quad V_2 = \frac{1}{2}V_3 \quad (8.9)$$

Por tanto,

$$V_0 = \frac{1}{8}V_3 = \frac{1}{8}V_s \quad (8.10)$$

V_0 es la entrada al circuito amplificador inversor, que tiene una ganancia de

$$-\frac{R}{2R} = -\frac{1}{2} \quad (8.11)$$

En consecuencia, el voltaje de salida analógico correspondiente a la entrada binaria 0001 es

$$V_{sal0} = -\frac{1}{16}V_s \quad (8.12)$$

De igual modo, se puede mostrar que (vea las preguntas de la 8.15 a la 8.17), para la entrada 0010,

$$V_{sal1} = -\frac{1}{8}V_s \quad (8.13)$$

y para la entrada 0100,

$$V_{sal2} = -\frac{1}{4}V_s \quad (8.14)$$

y para la entrada 1000,

$$V_{sal3} = -\frac{1}{2}V_s \quad (8.15)$$

La salida para cualquier combinación de bits que comprende el número binario de entrada, ahora puede encontrarse con el uso del principio de superposición:

$$V_{sal} = b_3V_{sal3} + b_2V_{sal2} + b_1V_{sal1} + b_0V_{sal0} \quad (8.16)$$

Si V_s es 10 V, la salida varía de 0 V a $(-15/16)10$ V para la entrada binaria de 4 bits, que tiene 16 valores que varían de 0000 (0) a 1111 (15). Se puede usar un voltaje de referencia negativo V_s para producir un rango de voltaje de salida positivo. Cualquier caso produce una salida **unipolar**, que es o positiva o negativa pero no ambas. Una salida **bipolar**, que varía sobre valores negativos y positivos, se puede producir al sustituir todas las referencias a tierra en el circuito con un voltaje de referencia cuyo signo es opuesto a V_s .

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 8.5

Convertidor D/A bipolar de 4 bits

Si $V_s = 10\text{ V}$ y la referencia a tierra se sustituye por la referencia a -10 V , ¿qué voltaje de salida correspondería a cada entrada binaria posible aplicada a una red D/A en escalera $R-2R$ de 4 bits?

EJEMPLO DE DISEÑO ENCADENADO

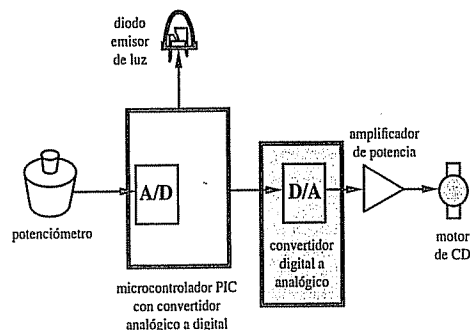
A.5 Controlador de velocidad para un motor de CD con amplificador operacional de potencia. Interfaz de convertidor D/A

La siguiente figura muestra el diagrama funcional para el Ejemplo de diseño encadenado A (vea la Demostración en video 1.6), en la que se resalta la sección descrita.



Demostración en video

1.6 Control de velocidad de un motor de CD con amplificador operacional de potencia



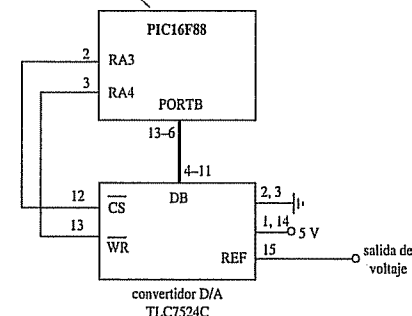
Vínculo de internet

7.15 Convertidor D/A TLC7524

El D/A usado en este diseño es un convertidor externo TLC7524 de 8 bits. Para información detallada del dispositivo puede consultar su hoja de datos en el Vínculo de internet 7.15. Como se muestra en la figura de la página siguiente, el PIC hace interfaz al convertidor D/A a través de dos líneas de control y 8 líneas de datos (todo el registro PORTB). Una línea de control es el pin de selección del chip que se usa para activar el convertidor D/A. La otra es una línea de escritura que señala al D/A el momento para realizar la conversión y actualizar el voltaje de salida. Ambas líneas son "activas bajas".

A continuación se presenta el código requerido para inicializar las salidas PIC y activar el convertidor D/A:

```
da_cs Var PORTA.3 ' selección de chip convertidor D/A
                  ' externo (bajo: activo)
da_wr Var PORTA.4 ' escritura a convertidor D/A externo
                  ' (bajo: escribir)
TRISB = 0         ' inicializar los pines del PORTB como salidas
High da_wr        ' inicializar la línea de escritura del convertidor A/D
Low da_cs         ' activar el convertidor D/A externo
```



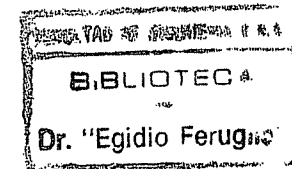
A continuación se presenta el código requerido para actualizar la salida de voltaje del convertidor D/A. El voltaje se almacena como valor escalado en el PIC en una variable byte (*ad_byte*). El valor varía de 0 (que corresponde a 0 V) a 255 (que corresponde a 5 V). El byte completo (los 8 bits) se transmite en paralelo al convertidor D/A a través de PORTB. Note la pequeña pausa después de escribir el comando para asegurarse de que la conversión se completó antes de deshabilitar la escritura.

```
' Envía el byte potenciómetro al D/A externo
PORTB = ad_byte
Low da_wr
Pauseus 1 ' espera 1 microsegundo para que D/A se asiente
High da_wr
```

La figura 8.14 ilustra el papel que juegan los convertidores A/D y D/A en un sistema de control mecatrónico. Una señal de voltaje analógico desde un sensor (por ejemplo, un termocople) se convierte a un valor digital, la computadora usa este valor en un algoritmo de control y emite una señal analógica a un actuador (por ejemplo, un motor eléctrico) para generar algún cambio en el sistema a controlar. Este tema se explora con más amplitud en la siguiente sección y en el capítulo 11. Los sensores y actuadores son los temas de los siguientes dos capítulos.



Figura 8.14 Hardware de control de computadora.





Vínculo de internet

8.3 Información de formato de CD de audio

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 8.6 Tecnología del CD de audio

Un disco compacto (CD) almacena música (una señal analógica) en un formato digital. ¿Cómo se hace esto? ¿Cómo se vuelven a convertir los datos digitales en la música que usted escucha? Dado que las frecuencias audibles varían de 20 Hz a 20 kHz, ¿cuál es la frecuencia de muestreo apropiada? Para esta tasa de muestreo, ¿cuántos bits se deben almacenar en un CD para producir 45 minutos de placer al oyente, si supone que la música se almacena sin comprimir (por ejemplo, como archivo WAV y no como archivo MP3)? Suponga que se almacenan datos brutos, sin corrección sofisticada de error ni los esquemas de compensación descritos en la liga del Vínculo de internet 8.3.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 8.7 Guitarra digital

Una guitarra digital es una guitarra eléctrica estándar equipada con componentes adicionales que envía señales MIDI a un sintetizador digital. MIDI es el acrónimo en inglés de interfaz digital de instrumento musical. Una señal MIDI consiste de bytes digitales que contienen códigos de amplitud y frecuencia para notas musicales. ¿Qué componentes de sistema se requieren para hacer esto?



Vínculo de internet

8.2 Software LabVIEW de National Instruments

8.5 INSTRUMENTACIÓN VIRTUAL, ADQUISICIÓN DE DATOS Y CONTROL

Un **instrumento virtual** consiste en una computadora personal equipada con hardware de adquisición de datos y software para realizar las funciones de los instrumentos tradicionales. Los instrumentos tradicionales autónomos (como osciloscopios y generadores de onda) son muy poderosos, pero pueden ser muy costosos y en ocasiones limitantes. El usuario por lo general no puede extender o personalizar la funcionalidad del instrumento. Las perillas y botones en el instrumento, los circuitos internos y las funciones disponibles al usuario son todas específicas al instrumento. Ante este panorama, la instrumentación virtual proporciona una alternativa.

El software es el componente más importante de un instrumento virtual. Se puede usar para crear aplicaciones personalizadas al diseñar e integrar las rutinas que requiere un proceso en particular. El software también le permite crear una interfaz de usuario adecuada que se ajuste mejor al propósito de la aplicación y a los usuarios que interactuarán con ella. El software LabVIEW de National Instruments (vea el Vínculo de internet 8.2) es un ejemplo de un entorno de desarrollo de aplicación, fácil de usar, diseñado específicamente para crear instrumentos virtuales. LabVIEW ofrece poderosas características que facilitan la conexión a una amplia variedad de hardware y otro software.

Una de las características más poderosas de LabVIEW es su entorno gráfico de programación. Se pueden diseñar interfaces gráficas de usuario personalizadas para permitir al usuario operar el programa de instrumentación, hardware seleccionado por control, analizar datos adquiridos y desplegar resultados gráficamente, todo en la pan-

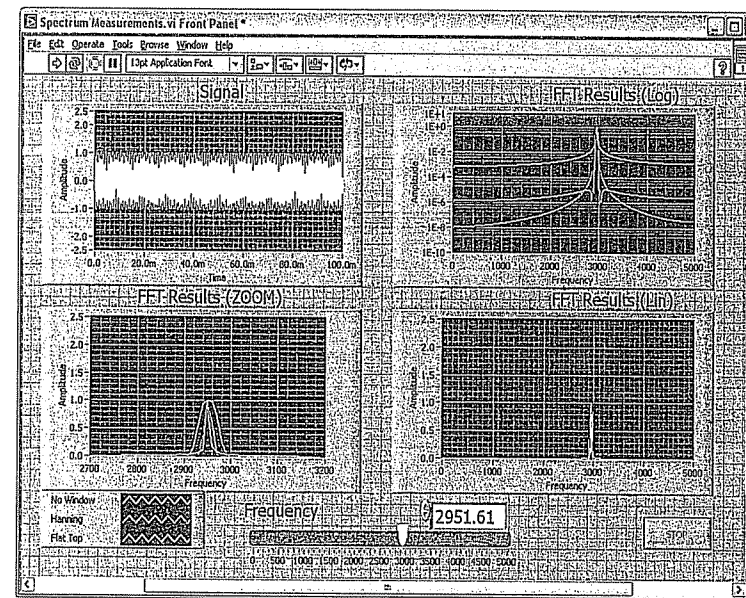


Figura 8.15 Ejemplo común de una interfaz gráfica de usuario creada con LabVIEW.

talla de la PC. Se pueden personalizar paneles frontales personalizados con perillas, botones, diales y gráficas para emular paneles de control de instrumentos tradicionales, crear paneles de prueba personalizados o representar visualmente el control y operación de los procesos. La figura 8.15 muestra un ejemplo de interfaz gráfica de usuario que puede crear fácilmente. La figura 8.16 muestra el diagrama de bloques usado para crear la interfaz de usuario y realizar la adquisición, análisis y despliegue de funciones. LabVIEW se conoce como un entorno de programación visual, porque para crear una aplicación e interfaz personalizada de usuario simplemente arrastra, suelta y conecta íconos en la pantalla. No se requieren habilidades de programación de computadora.

Además de sus capacidades de instrumentación virtual y adquisición de datos, LabVIEW proporciona muchas herramientas para el diseño de sistemas de control con base en modelos. Las herramientas están disponibles para caracterizar (modelar) un sistema a través de la adquisición de datos de prueba (un proceso llamado **identificación de sistema**), diseñar un controlador para un sistema, simular cómo responderá el sistema a varias entradas de control e incrustar el controlador en hardware para realizar control en tiempo real. La Demostración en video 8.3 muestra un ejemplo de cómo se pueden usar estas herramientas para desarrollar un control de velocidad para un motor de CD. LabVIEW se usa para enviar una señal de comando al motor de CD y monitorizar el movimiento resultante mediante la adquisición de señal de retroalimentación de un tacómetro. La Demostración en video 8.4 proporciona mucho más fundamentos y demostraciones detalladas de los pasos individuales del proceso. Adicionalmente, los fundamentos de la teoría de control se presentan en la sección 11.3.



Demostración en video

8.3 Demostración de National Instruments (Motor de CD)

8.4 Diseño de un control de un motor de CD con LabVIEW de National Instruments

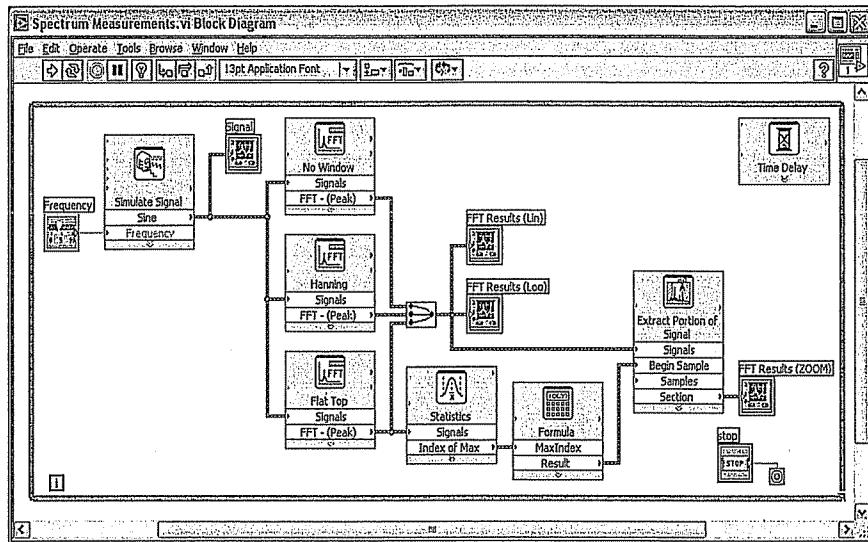


Figura 8.16 Ejemplo del diagrama de bloques LabVIEW.

PREGUNTAS Y EJERCICIOS

Sección 8.1 Introducción

- 8.1. ¿Por qué no es posible conectar sensores, como termocoples, calibradores y acelerómetros directamente a una computadora digital o microprocesador?
- 8.2. Si supone que el ancho de banda de una pista de música es de 15 kHz, ¿cuál es la mínima tasa de muestreo necesaria para digitalizar la pista con alta fidelidad para almacenarla en un CD de audio?
- 8.3. Suponga que quiere digitalizar las señales en bruto provenientes de las siguientes fuentes:
 - a) termocople que percibe la temperatura ambiente
 - b) salida de un amplificador estéreo
 ¿Cuál es la mínima frecuencia de muestreo que elegiría en cada uno de estos casos? Asegúrese de establecer y justificar las suposiciones que haga.
- 8.4. Grafique dos periodos de la función $V(t) = \sin(t) + \sin(2t)$ a intervalos de tiempo correspondientes a 1/3, 2/3, 2 y 10 veces la frecuencia Nyquist. Comente los resultados.
- 8.5. Genere gráficas para la función del ejemplo 8.1 con intervalos de muestreo de 0.5 seg, 1 seg y 10 seg. Explique los resultados a la luz del teorema de muestreo.

Sección 8.2 Teoría de cuantización

- 8.6. Dado un convertidor A/D de 12 bits que opera sobre un voltaje que varía de -5 V a 5 V, en general ¿cuánto tiene que cambiar el voltaje de entrada con la finalidad de que sea detectable?

- 8.7. Los valores de una señal tienen un rango de ± 5 V y usted quiere realizar mediciones con un tamaño de cuantización analógica de no más de 5 mV. ¿Qué resolución mínima de convertidor A/D se requiere para realizar esta tarea?
- 8.8. Si un convertidor A/D de 8 bits con rango de voltaje de 0 a 10 V se usa para muestrear el voltaje de un sensor analógico, ¿qué código de salida digital correspondería a cada uno de los siguientes valores de sensor?
 - a) 0.0 V
 - b) 1.0 V
 - c) 5.0 V
 - d) 7.5 V

Sección 8.3 Conversión analógica a digital

- 8.9. ¿Cuánta memoria de computadora (en bytes) se requeriría para almacenar 10 segundos de una señal de sensor muestreada por un convertidor A/D de 12 bits que opera a una tasa de muestreo de 5 kHz?
- 8.10. Derive las ecuaciones 8.6 y 8.7 a partir de la tabla de verdad de la tabla 8.1.
- 8.11. Genere una gráfica similar a la figura 8.10 para un convertidor de 5 bits si la señal de entrada es de 2.25 V y la entrada varía de -5 V a 5 V. ¿Cuál es la salida digital correcta?
- 8.12. Conforme un diseñador mecatrónico se mueve progresivamente de un convertidor A/D de 8 bits a 10 bits y 12 bits, ¿en qué problemas se puede incurrir en el diseño del sistema de adquisición de datos?
- 8.13. Visite el sitio web de Microchip (www.microchip.com) y encuentre especificaciones para la serie MCP32X de convertidores A/D. ¿Cuál es su resolución? ¿Qué tipo de arquitectura se usa para obtener la representación binaria del valor analógico?
- 8.14. Busque en internet las especificaciones para el convertidor A/D de 8 bits ADC0800 de National Semiconductor (www.national.com). Determine la máxima tasa de muestreo y el método para realizar la conversión. También defina cada una de las entradas y salidas.

Sección 8.4 Conversión digital a analógica

- 8.15. Pruebe la ecuación 8.13.
- 8.16. Pruebe la ecuación 8.14.
- 8.17. Pruebe la ecuación 8.15.

BIBLIOGRAFÍA

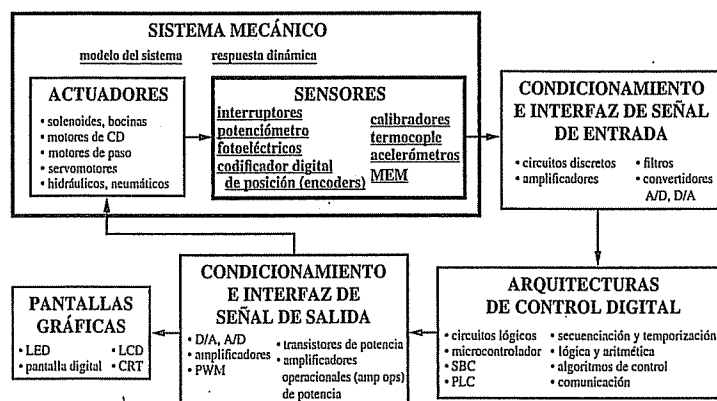
- Datel Intersil, *Data Acquisition and Conversion Handbook*, Mansfield, MA, 1980.
- Gibson, G. y Liu, Y., *Microcomputers for Engineers and Scientists*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1980.
- Horowitz, P. y Hill, W., *The Art of Electronics*, 2a. ed., Cambridge University Press, Nueva York, 1989.
- O'Connor, P., *Digital and Microprocessor Technology*, 2a. ed., Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1989.

9

CAPÍTULO

Sensores

Este capítulo describe varios sensores importantes en el diseño de sistemas mecatrónicos. ■



OBJETIVOS DEL CAPÍTULO

Después de leer, discutir, estudiar y aplicar las ideas de este capítulo:

1. Comprenderá los fundamentos de los sensores electromecánicos simples, incluidos los sensores e interruptores de proximidad, transformadores lineales diferenciales variables, codificadores ópticos, medidores de deformación, celdas de carga, termocoples y acelerómetros
2. Describirá cómo se usan los códigos binario y natural para codificar la posición lineal y rotacional en los codificadores digitales
3. Aplicará los principios de ingeniería mecánica para interpretar datos de un solo calibrador o roseta calibradora
4. Realizará mediciones precisas de temperatura con el uso de termocoples

5. Sabrá la manera de medir la aceleración y entenderá la frecuencia de respuesta de los acelerómetros
6. Comprenderá lo que es un sistema microelectromecánico (MEM)

9.1 INTRODUCCIÓN

Un **sensor** es un elemento en un sistema mecatrónico o de medición que detecta la magnitud de un parámetro físico y lo cambia por una señal que puede procesar el sistema. Al elemento activo de un sensor se le conoce comúnmente como **transductor**. Los sistemas de monitorización y control requieren sensores para medir cantidades físicas tales como posición, distancia, fuerza, deformación, temperatura, vibración y aceleración. Las siguientes secciones presentan dispositivos y técnicas para medir éstas y otras cantidades físicas.

El diseño de sensores y transductores siempre involucra la aplicación de alguna ley o principio físico o químico que relaciona la cantidad de interés con algún evento medible. El apéndice B resume muchas de las leyes y principios físicos que tienen potencial aplicación en el diseño de sensores y transductores. También se proporcionan algunos ejemplos de aplicaciones. Esta lista es útil para un diseñador de transductores que busca un método para medir una cantidad física. Prácticamente todo transductor aplica uno o más de estos principios en su operación.

El Vínculo de internet 9.1 proporciona direccionamientos a varios proveedores y recursos en línea para un amplio rango de sensores y transductores disponibles en el mercado. Internet es un buen recurso para encontrar los últimos productos en el campo mecatrónico. Esto es especialmente cierto para los sensores, donde las nuevas tecnologías y mejoras evolucionan continuamente.



Vínculo de internet

9.1 Recursos y proveedores de sensores en línea

9.2 MEDICIÓN DE POSICIÓN Y VELOCIDAD

En los sistemas mecatrónicos la cantidad que con más frecuencia se mide, aparte de las mediciones eléctricas (por ejemplo, voltaje, corriente, resistencia), es la posición. Con frecuencia se necesita saber dónde están varias partes de un sistema con la finalidad de controlar el sistema. La sección 9.2.1 presenta los sensores de proximidad y los interruptores de fin de carrera que son un subconjunto de los sensores de posición que detectan si algo está o no cerca, o si alcanzó un límite de viaje. La sección 9.2.2 presenta el potenciómetro, que es un dispositivo analógico económico para medir la posición rotacional o lineal. La sección 9.2.3 presenta el transformador lineal diferencial variable, que es un dispositivo analógico capaz de medir el desplazamiento lineal. Finalmente, la sección 9.2.4 presenta el codificador digital (encoder), que es útil para medir una posición con una salida en forma digital adecuada para interfaz directa a una computadora u otro sistema digital.

Dado que la mayoría de las aplicaciones involucran la medición y control de la rotación de un eje (por ejemplo, en articulaciones robóticas, tornos y ejes de máquinas de control numérico, motores y generadores), los sensores de posición rotacional son más comunes que los sensores lineales. Además, el movimiento lineal con frecuencia se puede convertir fácilmente en movimiento rotacional (por ejemplo, con un mecanismo de banda, engrane o rueda), lo que permite el uso de sensores de posición rotacional en aplicaciones de movimiento lineal.

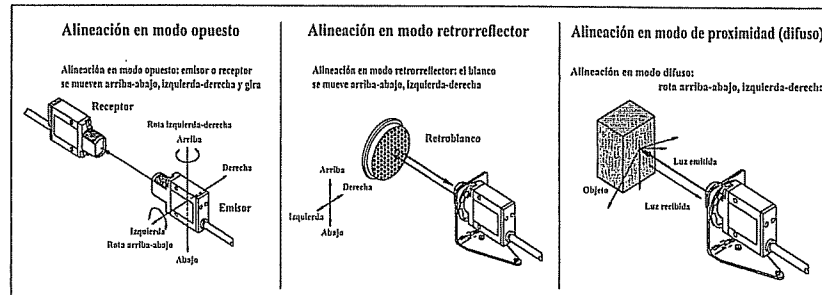


Figura 9.1 Varias configuraciones para pares fotoemisor-detector.
(Cortesía de Banner Engineering, Minneapolis, MN)



Figura 9.2 Ejemplo de un par fotoemisor-detector en un solo alojamiento.
(Cortesía de Banner Engineering, Minneapolis, MN)



Demostración en video

9.1 Tacómetro magnético de aceleración utilizado en un controlador de velocidad PID en un soporte de prueba

9.2 Máquina de ejercicio automatizada para rata de laboratorio con sensor infrarrojo y motor gradual

Las mediciones de velocidad se pueden obtener al tomar mediciones consecutivas de posición a intervalos de tiempo conocidos y calcular la tasa de cambio en el tiempo de los valores de posición. Un tacómetro es un ejemplo de sensor de velocidad que hace esto para un eje en rotación.

9.2.1 Sensores e interruptores de proximidad

Un sensor de proximidad consiste de un elemento que cambia su estado o una señal analógica cuando se acerca a un objeto, pero que con frecuencia no lo toca en realidad. Los métodos magnético, de capacitancia eléctrica, inductancia y de corriente parásita (eddy) son particularmente adecuados para el diseño de un sensor de proximidad. La Demostración en video 9.1 presenta un ejemplo de aplicación para un sensor de proximidad magnético. Un **par fotoemisor-detector** representa otra opción, donde se usa la interrupción o reflexión de un haz de luz para detectar un objeto de manera que no implique contacto. El emisor y el detector usualmente son un fototransistor y un fotodiodo. En la figura 9.1 se muestran varias configuraciones para pares fotoemisor-detector. En las configuraciones opuesta y retrorreflejo, el objeto interrumpe el haz; en la configuración de proximidad, el objeto refleja el haz. La figura 9.2 muestra un sensor comercial que se puede usar en las configuraciones retrorreflejo o de proximidad. La Demostración en video 9.2

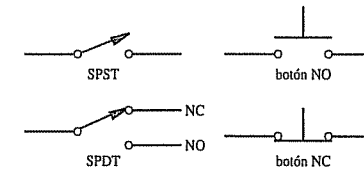


Figura 9.3 Interruptores.

muestra un interesante ejemplo de la configuración de proximidad. Las aplicaciones comunes de los sensores de proximidad y los interruptores de fin de carrera están en el conteo de objetos en movimiento y en la limitación del recorrido de un mecanismo.

Existen muchos diseños para los **interruptores** de fin de carrera, incluidos los de botón y los microinterruptores pulsadores. Todos los interruptores se usan para abrir o cerrar conexiones dentro de un circuito. Como se ilustra en la figura 9.3, los interruptores se caracterizan por el número de polos (P) y tiros (T), así como por si las conexiones son **normalmente abiertas (NO)** o **normalmente cerradas (NC)**. Un **polo** es un elemento móvil en el interruptor que establece o rompe conexiones, y un **tiro** es un punto de contacto para un polo. El interruptor SPST es un dispositivo de un solo polo (SP) un solo tiro (ST) que abre o cierra una sola conexión. El interruptor SPDT cambia el polo entre dos diferentes posiciones de tiro. Existen muchas variaciones en las configuraciones de polo y tiro de los interruptores, pero su función se entiende fácilmente a partir de la terminología básica. La figura 9.4 y la Demostración en video 9.3 muestran varios tipos de interruptores con las designaciones apropiadas.

Cuando los interruptores mecánicos se abren o cierran, muestran un rebote, donde ocurren muchas transiciones abrir-conectar antes de que se establezca el nuevo estado. Si un interruptor se conecta a un circuito digital que requiere una sola transición, se debe eliminar el rebote en la salida del interruptor con un circuito tal como se describe en la sección 6.10.1.



Demostración en video

9.3 Interruptores

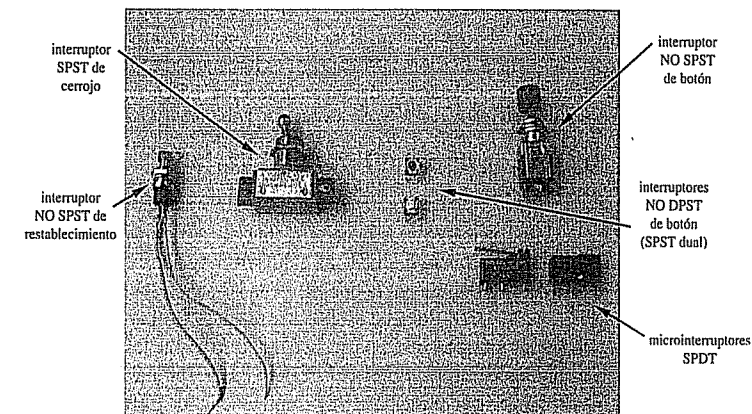


Figura 9.4 Fotografía de varios tipos de interruptores.

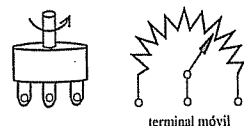


Figura 9.5 Potenciómetro.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 9.1

Interruptor casero de tres vías

Un interruptor casero de tres vías se usa para permitir que las luces se controlen desde dos ubicaciones (por ejemplo, en lo alto y bajo de una escalera). Note que el término tres vías se refiere al número de terminales (3) en cada interruptor y no al número de interruptores (2). Un interruptor de tres vías es la variedad SPDT. Dibuje un esquema de cómo se pueden alambrear una etapa de potencia de CA y los dos interruptores a una instalación fija de luz para lograr la funcionalidad deseada, donde cualquier interruptor se puede usar para encender o apagar la luz.

9.2.2 Potenciómetro

El **potenciómetro giratorio** (también conocido como **pot**) es un dispositivo de resistencia variable que se puede usar para medir posición angular. Consiste en una terminal móvil que hace contacto con un elemento resistivo y, conforme este punto de contacto se mueve, la resistencia entre la terminal móvil y las fijas del dispositivo cambia en proporción al desplazamiento angular. La figura 9.5 ilustra la forma y esquema interno de un potenciómetro giratorio típico. La figura 9.6 muestra dos tipos comunes de potenciómetros. El de la izquierda se llama **potenciómetro de ajuste**. Tiene un pequeño tornillo en el lado izquierdo que se puede girar con un destornillador para hacer pequeños cambios de precisión en la resistencia (es decir, “recorta” o ajusta la resistencia). A la derecha hay un pot giratorio estándar con una perilla que permite al usuario hacer ajustes a mano con facilidad. El cambio de resistencia de un pot se puede usar para crear un voltaje de salida a través de la división de voltaje que es directamente proporcional al desplazamiento de entrada. Esta relación se derivó en la sección 4.8.

9.2.3 Transformador lineal diferencial variable

El **transformador lineal diferencial variable (LVDT)** es un transductor para medir el desplazamiento lineal. Como se ilustra en la figura 9.7, consiste de devanados primario y secundario y un núcleo de hierro móvil. Funciona en forma muy parecida a un transformador, donde los voltajes se inducen en la bobina secundaria en respuesta a excitación en la bobina primaria. Al LVDT lo debe excitar una señal de CA para inducir una respuesta de CA en la bobina secundaria. La posición del núcleo se puede determinar al medir la respuesta secundaria.

Con dos bobinas secundarias conectadas en la configuración de serie opuesta, tal como se muestra, la señal de salida describe tanto la magnitud como la dirección del movimiento del núcleo. En la figura 9.7 se muestran la excitación de CA primaria V_{ent} y la

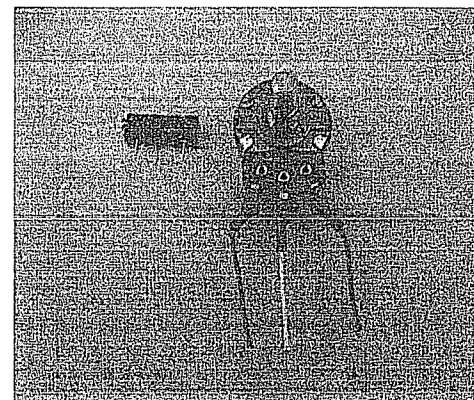


Figura 9.6 Fotografía de un pot de ajuste y un pot giratorio.

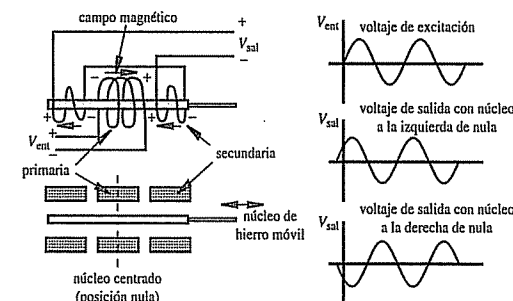


Figura 9.7 Transformador lineal diferencial variable.

señal de salida V_{sal} para dos posiciones de núcleo. Existe un punto medio en la posición del núcleo donde el voltaje inducido en cada bobina es de la misma amplitud y 180° fuera de fase, lo que produce una salida “nula”. Conforme el núcleo se mueve desde la posición nula, la amplitud de salida aumenta una cantidad proporcional sobre un rango lineal en torno a la nula, como se muestra en la figura 9.8. Por tanto, al medir la amplitud del voltaje de salida, se puede determinar fácil y precisamente la magnitud del desplazamiento del núcleo. El [Vínculo de internet 9.2](#) lleva a una animación muy interesante que ilustra cómo cambia el voltaje de salida del LVDT con el desplazamiento del núcleo.

Para determinar la dirección del desplazamiento del núcleo, las bobinas secundarias se pueden conectar a un circuito de desmodulación, como se muestra en la figura 9.9. El puente de diodos en este circuito producen una onda seno rectificadas positiva o negativa, dependiendo del lado de la posición nula en el que se ubique el núcleo (vea el Tema para discusión en clase 9.2).



Vínculo de internet

9.2 Animación de la función del LVDT

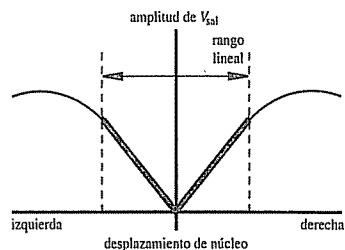


Figura 9.8 Rango lineal de LVDT.

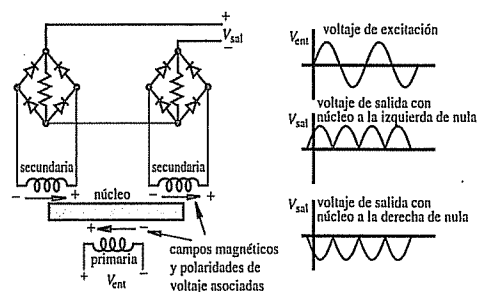


Figura 9.9 Desmodulación de LVDT.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 9.2 Desmodulación de LVDT

Trace las corrientes a través de los diodos en el circuito de desmodulación que se muestra en la figura 9.9 para diferentes posiciones del núcleo (nula, izquierda de nula y derecha de nula) y explique por qué el voltaje de salida se comporta como se muestra. Suponga diodos ideales. Además, explique por qué la salida es 0 cuando el núcleo está en la posición nula o centro.

Como se ilustra en la figura 9.10, también se puede usar un filtro pasabajos para convertir la salida rectificadora en una señal suavizada que rastrea la posición del núcleo. La frecuencia de corte de este filtro pasabajos se debe elegir cuidadosamente para filtrar las frecuencias altas en la onda rectificadora pero no los componentes de frecuencia asociados con el movimiento del núcleo. La frecuencia de excitación usualmente se elige como al menos 10 veces la frecuencia máxima esperada del movimiento del núcleo, con el fin de producir una buena representación del desplazamiento variable en el tiempo.

Los LVDT comerciales, como el que se muestra en la figura 9.11, están disponibles en formas cilíndricas con diferentes diámetros, longitudes y carreras. Con frecuencia incluyen circuitos internos que proporcionan un voltaje de CD proporcional al desplazamiento.

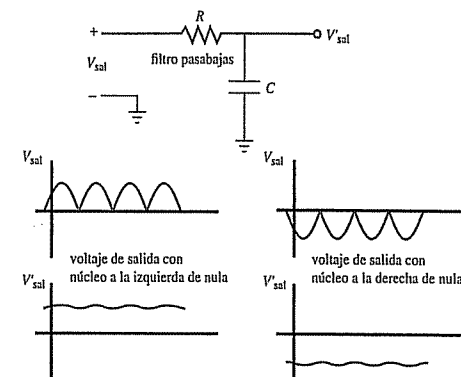


Figura 9.10 Filtro de salida LVDT.

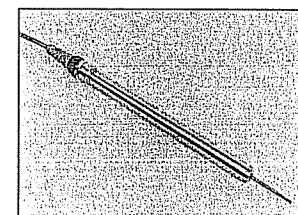


Figura 9.11 LVDT comercial. (Cortesía de Sensotec, Columbus, OH)

Las ventajas del LVDT son la precisión sobre el rango lineal y una salida analógica que puede no requerir de amplificación. Además, es menos sensible a rangos amplios en temperatura que otros transductores de posición (por ejemplo, potenciómetros, codificadores y dispositivos semiconductores). Las desventajas del LVDT incluyen rango limitado de movimiento y respuesta de frecuencia limitada. La respuesta de frecuencia global es limitada por efectos internos asociados con la masa del núcleo y la elección de la frecuencia de excitación primaria y la frecuencia de corte del filtro.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 9.3 Filtrado de señal del LVDT

Dado el espectro de un desplazamiento de núcleo variable en el tiempo, ¿qué efecto tiene la elección de la frecuencia de excitación primaria y cómo se debe diseñar el filtro pasabajos para producir una salida más representativa del desplazamiento?

Un **resolver** es un sensor de posición giratorio analógico que opera en forma muy parecida al LVDT. Consiste en un eje giratorio (rotor) con un devanado primario y un alojamiento estacionario (estator) con dos devanados secundarios desplazados por 90°. Cuando

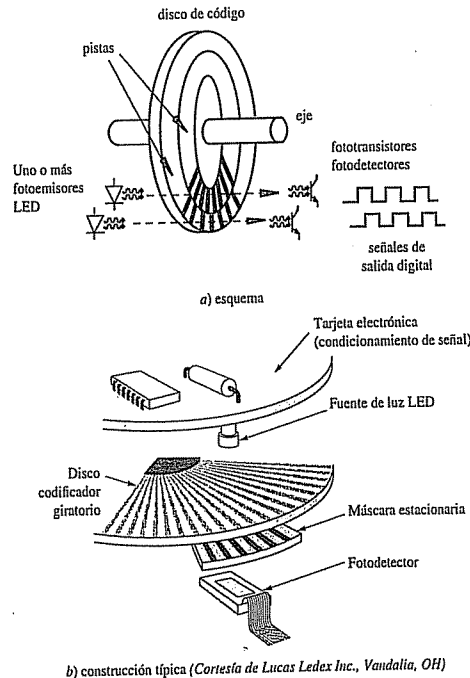
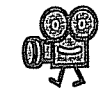


Figura 9.12 Componentes de un codificador óptico.



Demostración en video

9.4 Bocina

9.5 Sensor de posición magnetostrictiva

la primaria se excita con una señal de CA, en las bobinas secundarias se inducen voltajes de CA, que son proporcionales al seno y coseno del ángulo del eje. Gracias a esto, el resolver es útil en aplicaciones donde se requieren funciones de posición trigonométricas.

Otros dos tipos de sensores de posición lineal que miden directamente el desplazamiento lineal con base en principios magnéticos, son los transductores de posición **magnetostrictivo** y **algunas bocinas**. Las Demostraciones en video 9.4 y 9.5 muestran dos ejemplos de dispositivos y describen su funcionamiento.

9.2.4 Codificador óptico digital

Un **codificador óptico digital** es un dispositivo que convierte movimiento en una secuencia de pulsos digitales. Al contar un solo bit o decodificar un conjunto de bits, los pulsos se pueden convertir en mediciones de posición relativa o absoluta. Los codificadores tienen configuraciones tanto lineales como giratorias, pero el tipo más común es el giratorio. Los codificadores giratorios se fabrican en dos formas básicas: el codificador absoluto, donde una única palabra digital corresponde a cada posición rotacional del eje; y el codificador incremental, que produce pulsos digitales conforme el eje gira, lo que permite la medición del desplazamiento relativo del eje. Como se ilustra en la figura 9.12, la mayoría de los codificadores giratorios se componen de un disco de código de vidrio o plástico con un modelo radial depositado fotográficamente y organizado en pistas. Conforme las líneas radiales interrumpen el haz entre un par fotoemisor-detector en cada pista, se producen los pulsos digitales.

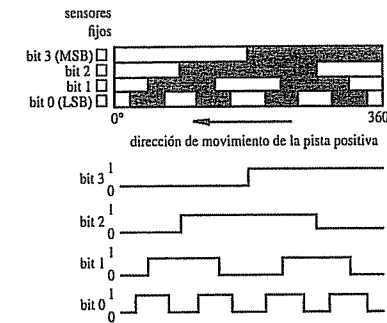


Figura 9.13 Patrones de pista del disco codificador absoluto de código gray de 4 bits.

La Demostración en video 9.6 muestra y describe todos los componentes internos de un pequeño codificador digital. En este caso, el disco de código está hecho de hoja de metal estampada. Las Demostraciones en video 9.7 y 9.8 describen dos interesantes aplicaciones de los codificadores: un ratón de computadora y un robot industrial. Vea las Demostraciones en video 1.1 y 1.2 para observar una demostración de cómo camina el robot y cómo se incorporan los codificadores en el diseño interno. La Demostración en video 1.5 muestra otra aplicación de los codificadores donde es necesario un diseño personalizado y el costo es la preocupación principal.

El disco óptico del **codificador absoluto** se diseña para producir una palabra digital que distingue N distintas posiciones del eje. Por ejemplo, si existen ocho pistas, el codificador es capaz de medir $256 (2^8)$ distintas posiciones que corresponden a una resolución angular de $1.406^\circ (360^\circ/256)$. Los tipos más comunes de codificación numérica usada en el codificador absoluto son los códigos gray y el binario natural. Con el fin de ilustrar la acción de un codificador absoluto, en las figuras 9.13 y 9.14 se ilustran los patrones de pista de disco de código binario natural y código gray para un codificador simple de cuatro pistas (4 bits). Conforme las pistas circulares del disco de código giran con el eje, los fotodetectores sienten los patrones lineales y los diagramas de tiempo asociados. Los códigos de bit de salida para ambos esquemas de codificación se mencionan en la tabla 9.1.

El **código gray** se diseña de modo tal que para cada transición de cuenta sólo una pista (un bit) cambia de estado, a diferencia del código binario, donde múltiples pistas (bits) pueden cambiar durante las transiciones de conteo. Este efecto se puede ver claramente en las figuras 9.13 y 9.14 y en las últimas dos columnas de la tabla 9.1. Para el código gray, la incertidumbre durante una transición sólo es una cuenta, a diferencia del código binario, donde la incertidumbre podrían ser múltiples cuentas.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 9.4 Problemas de codificador de código binario

¿Cuál es la máxima incertidumbre de cuenta para un codificador absoluto de código gray de 4 bits y un codificador absoluto binario natural de 4 bits? ¿En qué transiciones de código decimal ocurre la máxima incertidumbre de cuenta en un codificador absoluto binario natural de 4 bits?



Demostración en video

9.6 Componentes del codificador

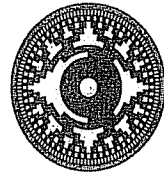
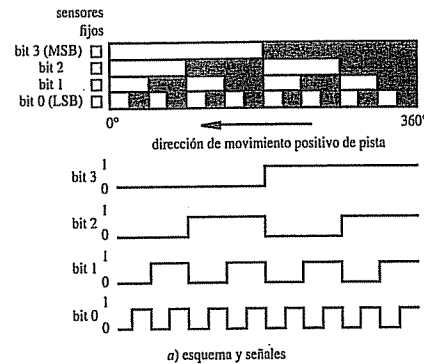
9.7 Codificadores relativos del ratón de una computadora

9.8 Componentes codificadores digitales de robot Adept

1.1 Demostración del robot Adept One (8.0 MB)

1.2 Diseño interno y construcción del robot Adept One (4.6 MB)

1.5 Componentes de impresora de inyección de tinta con motores de CD y cabeza piezoeléctrica de inyección de tinta



b) disco real (Cortesía de Parker Compumotor Division, Rohnert Park, CA)

Figura 9.14 Patrones de pista de disco del codificador absoluto binario natural de 4 bits.

Tabla 9.1 Códigos gray y binario natural de 4 bits

Código decimal	Rango de rotación (°)	Código binario natural ($B_3B_2B_1B_0$)	Código gray ($G_3G_2G_1G_0$)
0	0-22.5	0000	0000
1	22.5-45	0001	0001
2	45-67.5	0010	0011
3	67.5-90	0011	0010
4	90-112.5	0100	0110
5	112.5-135	0101	0111
6	135-157.5	0110	0101
7	157.5-180	0111	0100
8	180-202.5	1000	1100
9	202.5-225	1001	1101
10	225-247.5	1010	1111
11	247.5-270	1011	1110
12	270-292.5	1100	1010
13	292.5-315	1101	1011
14	315-337.5	1110	1001
15	337.5-360	1111	1000

Dado que el código gray proporciona datos con la menor incertidumbre, pero el código binario natural es la elección preferida para la interfaz directa a computadoras y otros dispositivos digitales, es deseable un circuito para convertir de código gray a

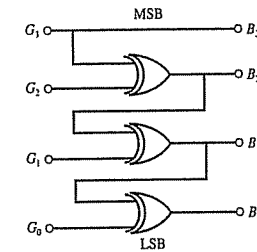


Figura 9.15 Conversión de código de grises a código binario.

binario. La figura 9.15 muestra un circuito simple que utiliza compuertas OR exclusivas (XOR) para realizar esta función. Las expresiones booleanas que relacionan los bits binarios (B_i) con los bits de código gray (G_i) son

$$\begin{aligned} B_3 &= G_3 \\ B_2 &= B_3 \oplus G_2 \\ B_1 &= B_2 \oplus G_1 \\ B_0 &= B_1 \oplus G_0 \end{aligned} \quad (9.1)$$

Para una conversión de código gray a código binario de cualquier número N de bits (por ejemplo, $N = 4$, como en el caso anterior), los bits más significativos de los códigos binario y gray siempre son idénticos ($B_{N-1} = G_{N-1}$) y, para cualquier otro bit, el bit binario es la combinación XOR: $B_i = B_{i+1} \oplus G_i$ para $i = 0$ a $N - 2$. Este patrón se puede ver fácilmente en el ejemplo anterior de 4 bits (ecuaciones 9.1).

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 9.5

Conversión de código gray a binario

Examine la validez de las ecuaciones 9.1 al aplicarlas a las últimas dos columnas de la tabla 9.1.

El **codificador incremental**, a veces llamado **codificador relativo**, es más simple en diseño que el codificador absoluto. Consiste en dos pistas y dos sensores cuyas salidas se designan A y B. Conforme gira el eje, en A y B ocurren trenes de pulsos a una frecuencia proporcional a la velocidad del eje, y la relación de adelanto-atraso de fase entre las señales produce la dirección de rotación que se describe a continuación con mayor detalle. En la figura 9.16 se ilustran el patrón de disco de código y las señales de salida A y B. Al contar el número de pulsos y saber la resolución del disco, se puede medir el movimiento angular. A y B están 1/4 de ciclo fuera de fase mutua y se conocen como **señales de cuadratura**. Con frecuencia, una tercera salida, llamada **ÍNDICE**, produce un pulso por revolución, que es útil para contar revoluciones completas. También es útil para definir una posición de referencia o cero.

La figura 9.16a) ilustra una configuración con el uso de dos pistas separadas para A y B, pero una configuración más común usa una sola pista (vea la figura 9.16b) con los

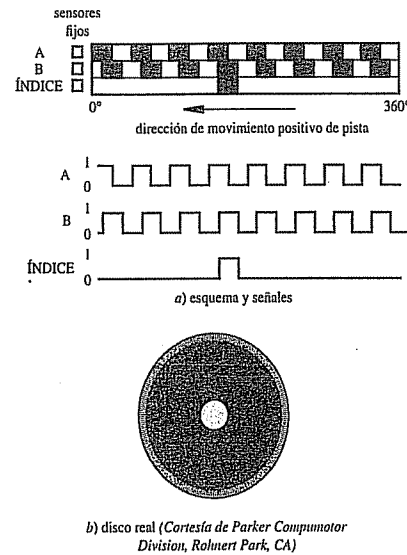


Figura 9.16 Patrones de pista de disco codificador incremental.

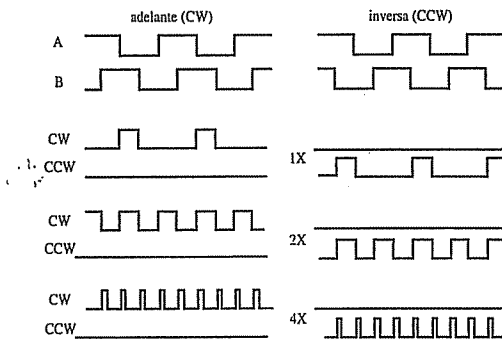


Figura 9.17 Dirección y resolución del sentido en cuadratura.

sensores A y B corridos un cuarto de ciclo en la pista para producir el mismo patrón de señal. Un disco de código de una sola pista es más simple y más barato de fabricar.

Las señales en cuadratura A y B se pueden decodificar para producir el desplazamiento angular y la dirección de rotación, como se muestra en la figura 9.17. Los pulsos aparecen en una de las dos líneas de salida (CW y CCW) que corresponden a rotación en sentido de las manecillas del reloj (CW) o a rotación en contra de las manecillas del reloj (CCW). Las transiciones de decodificación de A y B usan circuitos lógicos secuen-

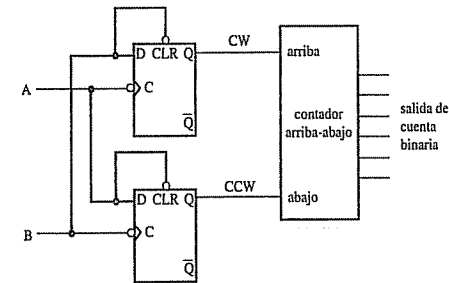


Figura 9.18 Circuito decodificador en cuadratura 1X.

ciales para proporcionar tres diferentes resoluciones: 1X, 2X y 4X. La resolución 1X proporciona una transición de salida en cada flanco negativo de la señal A o B, lo que resulta en un solo pulso por cada ciclo en cuadratura. La resolución 2X proporciona una transición de salida en todo el flanco negativo o positivo de señal A o B, lo que resulta en dos veces el número de pulsos de salida. La resolución 4X proporciona un pulso de salida en cada flanco positivo y negativo de la señal A o B, lo que resulta en cuatro veces el número de pulsos de salida. La dirección de rotación se determina mediante el nivel de una señal en cuadratura durante una transición de flanco de la segunda señal en cuadratura. Por ejemplo, en el modo 1X, $A = \downarrow$ con $B = 1$ implica rotación en el sentido de las manecillas del reloj, y $B = \downarrow$ con $A = 1$ implica rotación contra las manecillas del reloj. Si en lugar de A y B sólo se tiene una señal, sería imposible determinar la dirección de rotación. Más aún, las fluctuaciones del eje en torno a una transición de flanco en una sola señal resultaría en pulsos erróneos (vea el Tema para discusión en clase 9.6).

La figura 9.18 muestra un circuito que producirá la resolución 1X al crear y contar pulsos a flancos negativos específicos de señales en cuadratura. Los flip-flops D decodifican si el eje rota en sentido de o en contra de las manecillas del reloj, y esta información se usa para activar un contador arriba-abajo con el fin de mantener la cuenta de pulso actual para la rotación del codificador. Además de los flancos detectados para la resolución 1X, se pueden diseñar circuitos para detectar otros flancos en las señales en cuadratura, lo que resulta en dos veces (2X) y cuatro veces (4X) la resolución base (1X). Dichos circuitos decodificadores en cuadratura se pueden construir con componentes discretos, pero también están disponibles en CI (por ejemplo, el HCTL-2016 de Hewlett Packard).

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 9.6 Codificador de circuito 1X con fluctuaciones

Un codificador incremental conectado a un circuito decodificador en cuadratura 1X, experimenta una pequeña vibración rotacional con una amplitud aproximadamente equivalente a un ancho de pulso en cuadratura. Durante esta vibración, se observan muchos pulsos tanto en las líneas CW como CCW pero no hay cambio neto en la salida del contador arriba-abajo. Explique por qué ocurre esto.

Los codificadores incrementales proporcionan más resolución a menor costo que los codificadores absolutos, pero sólo miden movimiento relativo y no proporcionan posición absoluta de manera directa. Sin embargo, se puede usar un codificador incremental junto con un interruptor de fin de carrera para definir la posición absoluta en relación con una posición de referencia definida por el interruptor. Los codificadores absolutos se eligen en aplicaciones donde es poco práctico o indeseable establecer una posición de referencia.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 9.7 Brazo robótico con codificadores

Cuando se activa un brazo robótico con codificadores absolutos en sus uniones, el robot sabe exactamente dónde están sus uniones en relación con su base. Si los codificadores absolutos se sustituyen con codificadores incrementales, ¿esto sigue siendo así? Si no, ¿cómo establecería el robot una posición base o de referencia para el brazo?

EJEMPLO DE DISEÑO ENCADENADO

C.4 Controlador de posición y velocidad de un motor de CD. Interfaz de codificador digital

La siguiente figura muestra el diagrama funcional para el Ejemplo de diseño encadenado C (vea la Demostración en video 1.8), donde se resalta la porción aquí descrita.



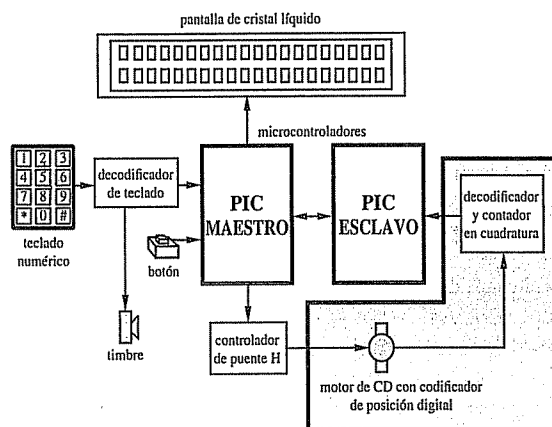
Demostración
en video

1.8 Control
de posición y
velocidad de un
motor de CD



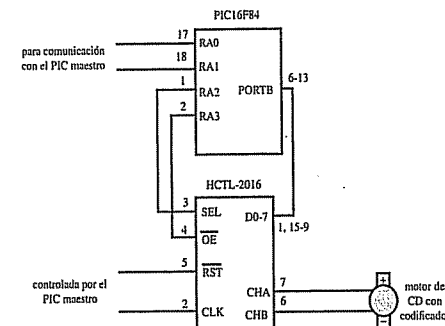
Vínculo de internet

9.3 Decodifica-
dor/contador en
cuadratura
HTCL-2016



La siguiente figura muestra todos los componentes e interconexiones que se requieren para leer la posición del codificador digital desde el PIC esclavo. El componente principal en este diseño es el HTCL-2016, un CI de interfaz de decodificador/contador en cuadratura disponible comercialmente. La información detallada acerca de este componente se puede encontrar en la hoja de datos del Vínculo de internet 9.3. El HTCL-2016 requiere una señal de reloj para operar. En este diseño, la proporciona una salida de reloj en el PIC maestro. El PIC maestro también restablece el contador del codificador a la hora apropiada (a través de la línea RST) para definir una

posición cero. Las señales en cuadratura del codificador digital (canales A y B) también se unen al HTCL-2016. Debido a que el HTCL-2016 contiene un contador de 16 bits, y la interfaz al PIC esclavo es a través del PORTB de 8 bits, los datos se deben recuperar un byte a la vez. El pin SEL se usa para indicar el byte que se lee. Finalmente, el pin OE se usa para cerrar (latch) los valores del codificador antes de que el PIC los lea.



Abajo se muestra el código del PIC esclavo, que monitoriza la posición del codificador digital y transmite los datos de vuelta al PIC maestro a solicitud. El código completo para ambos PIC se presenta en el Ejemplo de diseño encadenado C.3. Aquí también se describe la comunicación serial entre los PIC.

' Define nombres de pines I/O y constantes

```
enc_start Var PORTA.0 ' línea de señal usada para iniciar transmisión de datos del
                        ' codificador
enc_serial Var PORTA.1 ' línea serial usada para obtener datos de codificador del 16F84
enc_sel Var PORTA.2    ' selección de byte de datos de codificador (0:alta 1:baja)
enc_oe Var PORTA.3     ' señal latch de habilitación de salida de codificador
                        ' (activa baja)
enc_mode Con 2         ' modo de 9600 baudios para conexión serial al CI codificador
```

' Bucle principal

start:

```
' Espera a que la señal start del PIC16F88 vaya a alto
While (enc_start == 0) : Wend
```

```
' Habilita salida del codificador (latch los valores de contador)
Low enc_oe
```

```
' Envía el byte alto del contador
SEROUT enc_serial, enc_mode, [PORTB]
```

```
' Espera que señal start del PIC16F88 vaya a bajo
While (enc_start == 1) : Wend
```

```
' Envía el byte bajo del contador
```

```

High enc_sel
SEROUT enc_serial, enc_mode, [PORTB]

' Deshabilita la salida del codificador
High enc_oe
Low enc_sel

goto start ' espera la siguiente petición

```

9.3 MEDICIÓN DE ESFUERZO Y DEFORMACIÓN

La medición del esfuerzo en un componente mecánico es importante cuando se valora si el componente está sujeto o no a niveles de carga segura. El transductor más usado para medir el esfuerzo es el medidor de deformación (strain gage) de resistencia eléctrica. Como se verá, los valores de esfuerzo se pueden determinar a partir de mediciones de deformación con el uso de principios de mecánica sólida. Las mediciones de esfuerzo y deformación también se pueden usar para medir indirectamente otras cantidades físicas como fuerza (al medir deformación de un elemento de flexión), presión (al medir deformación en un diafragma flexible) y temperatura (al medir expansión térmica de un material).

En el apéndice C se presentan las relaciones básicas de esfuerzo y deformación, así como las técnicas de análisis de esfuerzo plano, para que las revise si es necesario.

9.3.1 Medidor de deformación de resistencia eléctrica

El transductor más común para medir experimentalmente la deformación en un componente mecánico es el **medidor de deformación (strain gage)** de hoja metálica plegada de la figura 9.19. Consiste en una delgada hoja metálica, usualmente constantan, depositada como un patrón de rejilla en un delgado respaldo plástico, usualmente poliamida. El patrón de la hoja termina en ambos extremos con grandes colchones metálicos que permiten la fácil unión con soldadura a las terminales alambradas. Usualmente el medidor es muy pequeño, por lo general de 5 a 15 mm de largo.

Para medir deformación en la superficie de un componente de máquina o miembro estructural, el medidor de deformación se une con adhesivo directamente al componente, por lo general con epóxico o cianoacrilato. El respaldo hace que la hoja calibradora se manipule con facilidad y proporciona una buena superficie de enlace que también aísla eléctricamente la hoja metálica del componente. Entonces se sueldan las terminales alambradas a las pestañas del calibrador. Cuando el componente se carga, la hoja metálica se deforma, y la resistencia cambia de manera predecible (vea a continuación). Si este cambio de resistencia se mide con precisión, se puede determinar la deformación en la superficie del componente. Las mediciones de deformación permiten determinar el estado de esfuerzo sobre la superficie del componente, lugar donde los esfuerzos por lo general tienen sus valores más altos. Conocer los esfuerzos en ubicaciones críticas sobre un componente bajo presión puede ayudar al diseñador a verificar resultados analíticos o numéricos (por ejemplo, a partir de un análisis de elementos finitos) y verificar que los niveles de estrés permanecen por abajo de los límites seguros para el material (por ejemplo, por abajo de la fuerza producida). Es importante notar que debido a que los calibradores son finitos en tamaño, una medición refleja en realidad un promedio de la deformación sobre una pequeña área.

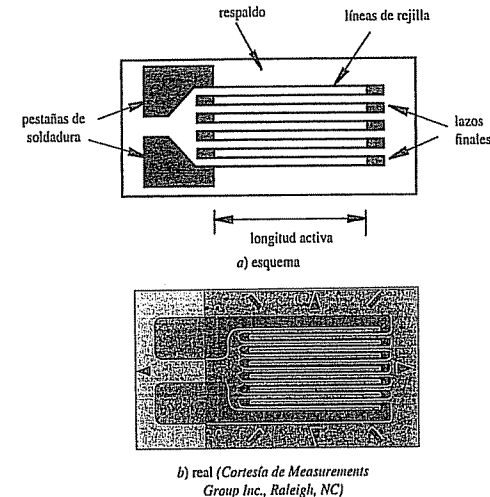


Figura 9.19 Construcción de medidores de deformación (strain gauges) de hoja metálica.

En consecuencia, realizar mediciones donde los gradientes de esfuerzo son grandes (por ejemplo, donde existe concentración de esfuerzo) puede producir pobres resultados.

Los análisis de esfuerzo experimental (por ejemplo, con strain gages) y los análisis de esfuerzo analíticos o numéricos (por ejemplo, con análisis de elementos finitos) son importantes para diseñar partes mecánicas confiables. Los dos abordajes son complementarios entre sí y no sustitutos. El análisis de elementos finitos involucra muchas suposiciones acerca de propiedades de materiales, aplicación de carga y condiciones de frontera que no puede modelar con precisión el componente real cuando se fabrica y carga. Las mediciones de los medidores de deformación también pueden tener algunas imprecisiones debido a la imperfección en enlace y alineación en la superficie del componente, así como a efectos de temperatura no compensados. Además, sólo se pueden verificar posiciones específicas con medidores debido a que el espacio y el acceso al componente pueden ser factores limitantes.

Los efectos que se miden fácilmente con medidores de deformación, pero difícil de modelar con análisis de elementos finitos, incluyen esfuerzos que resultan del ensamble mecánico de componentes y complejas condiciones de carga y frontera. Éstos y otros efectos con frecuencia son difíciles de predecir y modelar con métodos analíticos y numéricos.

Las aplicaciones experimentales de esfuerzo por lo general involucran el montaje de un gran número de medidores de deformación en un componente mecánico antes de que se cargue, como se ilustra en la figura 9.20. Los valores de deformación experimental por lo general se adquieren a través de un sistema automatizado de adquisición de datos. Los datos de deformación se pueden convertir a esfuerzos en el objeto, bajo diferentes condiciones de carga, y los esfuerzos se pueden comparar con resultados de análisis de elementos finitos analíticos y numéricos.

Para comprender cómo se usa un medidor de deformación, primero se observa cómo cambia la resistencia de la hoja cuando se deforma. Las líneas de rejilla metálica

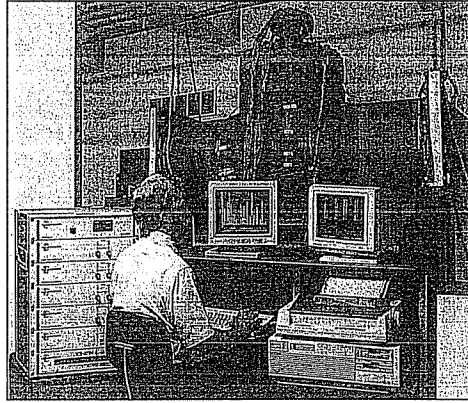


Figura 9.20 Aplicación del medidor de deformación.
(Cortesía de Measurements Group Inc., Raleigh, NC)

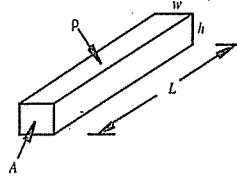


Figura 9.21 Conductor rectangular.

conectada en la porción activa del medidor (vea la figura 9.19a) se pueden aproximar mediante un conductor rectangular solo, como se ilustra en la figura 9.21, cuya resistencia total está dada por

$$R = \frac{\rho L}{A} \quad (9.2)$$

donde ρ es la resistividad de la hoja metálica, L es la longitud total de las líneas de la rejilla y A es el área transversal de la línea de rejilla. Los lazos finales del medidor y las pestañas de soldadura tienen efectos despreciables en la resistencia del medidor, pues usualmente tienen una sección transversal mucho más grande que las líneas de la hoja.

Para ver cómo cambia la resistencia con la deformación, se necesita tomar la diferencial de la ecuación 9.2. Si primero se toma el logaritmo natural de ambos lados,

$$\ln R = \ln \rho + \ln L - \ln A \quad (9.3)$$

tomar la diferencial produce la siguiente expresión para el cambio en resistencia dada la propiedad del material y los cambios de la geometría en el conductor:

$$dR/R = d\rho/\rho + dL/L - dA/A \quad (9.4)$$

Como se esperaba, los signos en esta ecuación implican que la resistencia del conductor aumenta ($dR > 0$) con resistividad y longitud crecientes y disminuye con área de sección transversal creciente. Dado que el área de sección transversal del conductor es

$$A = wh \quad (9.5)$$

el término diferencial de área es

$$\frac{dA}{A} = \frac{w \cdot dh + h \cdot dw}{w \cdot h} = \frac{dh}{h} + \frac{dw}{w} \quad (9.6)$$

A partir de la definición de razón de Poisson (vea el apéndice C),

$$\frac{dh}{h} = -\nu \frac{dL}{L} \quad (9.7)$$

y

$$\frac{dw}{w} = -\nu \frac{dL}{L} \quad (9.8)$$

de modo que

$$\frac{dA}{A} = -2\nu \frac{dL}{L} = -2\nu \epsilon_{\text{axial}} \quad (9.9)$$

donde ϵ_{axial} es la deformación axial en el conductor (vea el apéndice C). Cuando el conductor se alarga ($\epsilon_{\text{axial}} > 0$), disminuye el área de sección transversal ($dA/A < 0$), lo que hace que aumente la resistencia.

Al usar la ecuación 9.9, la ecuación 9.4 se puede expresar como

$$dR/R = \epsilon_{\text{axial}}(1 + 2\nu) + d\rho/\rho \quad (9.10)$$

Al dividir entre ϵ_{axial} se obtiene

$$\frac{dR/R}{\epsilon_{\text{axial}}} = 1 + 2\nu + \frac{d\rho/\rho}{\epsilon_{\text{axial}}} \quad (9.11)$$

Los primeros dos términos del lado derecho, $1 + 2\nu$, representan el cambio en resistencia debido a la longitud creciente y el área decreciente. El último término $(d\rho/\rho)/(\epsilon_{\text{axial}})$, representa el **efecto piezorresistente** en el material, que explica cómo cambia la resistividad del material con la deformación. Los tres términos son aproximadamente constantes sobre el rango operativo de hojas metálicas del medidor típico.

Las especificaciones de los medidores de deformación disponibles en el mercado por lo general reportan un **factor de calibración F** constante para representar el lado derecho de la ecuación 9.11. Este factor representa las características del material del medidor que relacionan el cambio de resistencia con la deformación:

$$F = \frac{dR/R}{\epsilon_{\text{axial}}} \quad (9.12)$$

Por tanto, cuando un medidor de resistencia conocida R y factor de calibración F se enlaza a la superficie de un componente y se carga el componente, se puede determinar la deformación ϵ_{axial} simplemente al medir el cambio en resistencia del calibrador ΔR :

$$\epsilon_{\text{axial}} = \frac{\Delta R/R}{F} \quad (9.13)$$

Esta deformación del medidor es la deformación en la superficie del componente cargado en la dirección de la dimensión larga del medidor.

Para el medidor de deformación de hoja metálica enlazado, el factor de calibración F usualmente se acerca a 2, y la resistencia de calibración R se acerca a 120 Ω . Los proveedores de medidores de deformación también reportan una **sensibilidad transversal** para el medidor, que es una medida de los cambios de resistencia en los lazos finales y las líneas de rejilla debido a deformación en la dirección transversal. La sensibilidad transversal para un medidor de hoja metálica enlazada por lo general es cercana a 1%. Este número predice la sensibilidad del medidor para deformaciones transversales: las perpendiculares al eje de medición del medidor. Un medidor que experimenta 50 $\mu\epsilon$ (50×10^{-6} , léase como "50 microdeformación") en la dirección axial y 100 $\mu\epsilon$ en la dirección transversal con una sensibilidad transversal de 1%, sentirá 51 $\mu\epsilon$ ($50 + 1\%$ de 100), no 50 $\mu\epsilon$.

EJEMPLO 9.1

Cambios en la resistencia del medidor de deformación

Si se usa un medidor de 120 Ω con factor de calibración de 2.0 para medir una deformación de 100 $\mu\epsilon$ (100×10^{-6}), ¿cuánto cambia la resistencia del medidor desde el estado descargado al estado cargado?

La ecuación 9.12 dice que

$$\Delta R = R \cdot F \cdot \epsilon$$

de modo que el cambio en resistencia sería

$$\Delta R = (120 \Omega)(2.0)(0.000100) = 0.024 \Omega$$

■ TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 9.8

Efecto piezorresistivo en medidores de deformación

Para un medidor de hoja metálica típico, con un factor de calibración de 2.0, ¿cuán grande es el efecto piezorresistivo en comparación con los efectos de cambio en área y longitud?

9.3.2 Medición de cambios de resistencia con un puente de Wheatstone

El uso de medidores de deformación para medir con precisión las deformaciones de manera experimental requiere la capacidad de medir con precisión pequeños cambios en la resistencia. El circuito más común usado para medir pequeños cambios en resistencia es el puente de Wheatstone, que consiste de una red de cuatro resistores excita-

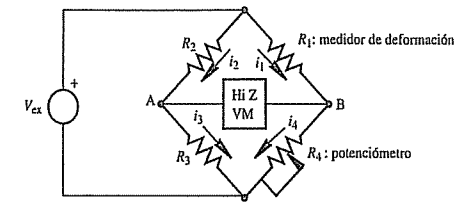


Figura 9.22 Circuito de puente balanceado estático.

dos por un voltaje de CD. Un puente de Wheatstone es mejor que un divisor simple de voltaje porque se puede balancear fácilmente para establecer una posición cero precisa, permite compensación de temperatura y puede proporcionar mejor sensibilidad y precisión. Existen dos diferentes modos de operación de un circuito puente de Wheatstone: modo balanceado estático y modo desbalanceado dinámico. Para el **modo balanceado estático**, que se ilustra en la figura 9.22, R_2 y R_3 son resistores de precisión, R_4 es un potenciómetro de precisión (resistencia variable) con una escala precisa para desplegar el valor de resistencia, y R_1 es la resistencia del medidor de deformación para el que se medirá el cambio. Para balancear el puente, la resistencia variable se ajusta hasta que el voltaje entre los nodos A y B es 0. En el estado balanceado, los voltajes en A y B deben ser iguales de modo que

$$i_1 R_1 = i_2 R_2 \quad (9.14)$$

Además, dado que el voltímetro de alta impedancia de entrada entre A y B se supone que no extrae corriente,

$$i_1 = i_4 = \frac{V_{\text{ex}}}{R_1 + R_4} \quad (9.15)$$

e

$$i_2 = i_3 = \frac{V_{\text{ex}}}{R_2 + R_3} \quad (9.16)$$

donde V_{ex} es el voltaje de CD aplicado al puente llamado **voltaje de excitación**. Al sustituir estas expresiones en la ecuación 9.14 y reordenarla se obtiene

$$\frac{R_1}{R_4} = \frac{R_2}{R_3} \quad (9.17)$$

Si se conocen R_2 y R_3 con precisión y se nota el valor para R_4 en la escala del potenciómetro de precisión, se puede calcular con precisión la resistencia desconocida R_1 como

$$R_1 = \frac{R_4 R_2}{R_3} \quad (9.18)$$

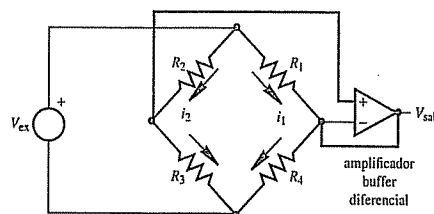


Figura 9.23 Circuito de puente desbalanceado dinámico.

Note que este resultado es independiente del voltaje de excitación, V_{ex} (vea el Tema para discusión en clase 9.9).

El modo de operación balanceado estático se puede usar para medir la resistencia de un medidor de deformación (strain gage) bajo carga fija, pero por lo general el balanceo se realiza sólo como un paso preliminar para medir cambios en la resistencia del medidor. En la **operación de desviación dinámica** (vea la figura 9.23), de nuevo con R_1 en representación de un medidor de deformación y R_4 como representación de un potenciómetro, el puente se balancea primero al ajustar R_4 hasta que no haya voltaje de salida. Entonces, los cambios en la resistencia del medidor de deformación R_1 , que ocurren bajo carga variable en tiempo, se pueden determinar a partir de cambios en el voltaje de salida.

El voltaje de salida se puede expresar en términos de la corriente del resistor como

$$V_{sal} = i_1 R_1 - i_2 R_2 = -i_1 R_4 + i_2 R_3 \quad (9.19)$$

y el voltaje de excitación se puede relacionar con las corrientes:

$$V_{ex} = i_1 (R_1 + R_4) = i_2 (R_2 + R_3) \quad (9.20)$$

Al resolver para i_1 e i_2 en términos de V_{ex} en la ecuación 9.20, y sustituir éstos en la primera expresión de la ecuación 9.19, se obtiene

$$V_{sal} = V_{ex} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_4} - \frac{R_2}{R_2 + R_3} \right) \quad (9.21)$$

Cuando el puente se balancea, V_{sal} es 0 y R_1 tiene un valor conocido. Cuando R_1 cambia de valor conforme se carga el medidor de deformación, la ecuación 9.21 se puede usar para relacionar este cambio de voltaje ΔV_{sal} con el cambio ΔR_1 en resistencia. Para encontrar esta relación, se puede sustituir R_1 por su nueva resistencia $R_1 + \Delta R_1$ y V_{sal} por el voltaje de desviación de salida ΔV_{sal} . Entonces la ecuación 9.21 produce

$$\frac{\Delta V_{sal}}{V_{ex}} = \frac{R_1 + \Delta R_1}{R_1 + \Delta R_1 + R_4} - \frac{R_2}{R_2 + R_3} \quad (9.22)$$

Al reordenar esta ecuación se obtiene la relación deseada entre el cambio en la resistencia y el voltaje de salida medido:

$$\frac{\Delta R_1}{R_1} = \frac{\frac{R_4 \left(\frac{\Delta V_{sal}}{V_{ex}} + \frac{R_2}{R_2 + R_3} \right)}{1 - \frac{\Delta V_{sal}}{V_{ex}} - \frac{R_2}{R_2 + R_3}} - 1}{1 - \frac{\Delta V_{sal}}{V_{ex}} - \frac{R_2}{R_2 + R_3}} \quad (9.23)$$

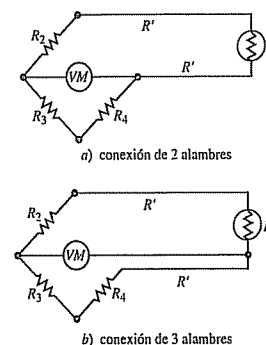


Figura 9.24 Efectos de alambrado en circuitos de puente 1/4.

Al medir el cambio en el voltaje de salida ΔV_{sal} , se puede determinar el cambio en la resistencia de calibración ΔR_1 a partir de la ecuación 9.23, y se puede calcular la deformación de calibración a partir de la ecuación 9.13. El amplificador buffer diferencial que se muestra en la figura 9.23 proporciona alta impedancia de entrada (es decir, no carga el puente) y ganancia para el pequeño cambio en el voltaje debido al pequeño cambio en la resistencia.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 9.9

Voltaje de excitación en el puente de Wheatstone

¿Qué efectos indeseables puede tener la magnitud del voltaje de excitación sobre la medición de cambio de resistencia hecho con un puente de Wheatstone?

La figura 9.24 ilustra los efectos de los alambres cuando se usa un medidor de deformación ubicado lejos del circuito puente. La figura 9.24a) ilustra una conexión de dos alambres desde un medidor de deformación hacia un circuito puente. Con esta configuración, cada una de las resistencias del alambrado R' se suma a la resistencia de la bifurcación del medidor de deformación del puente. El problema con esto es que, si la temperatura de los alambres cambia, causa cambios en la resistencia de la bifurcación puente. Este efecto puede ser sustancial si los alambres son largos y se extienden a través de entornos donde cambia la temperatura. La figura 9.24b) ilustra una conexión de tres alambres que resuelve este problema. Con esta configuración, se suman iguales resistencias de alambrado a las bifurcaciones adyacentes en el puente, de modo que los efectos de los cambios en las resistencias de los alambres se corren mutuamente. El tercer alambre se conecta al circuito medidor de voltaje de alta impedancia de entrada, y su resistencia tiene un efecto despreciable pues porta corriente despreciable. Los tres alambres usualmente están en la forma de un pequeño cable trenzado para asegurar que experimentan los mismos cambios de temperatura y para minimizar la interferencia electromagnética debido al acoplamiento inductivo.

Además de los efectos de temperatura en los alambres, los cambios de temperatura en el medidor de deformación pueden causar cambios significativos en la resistencia,

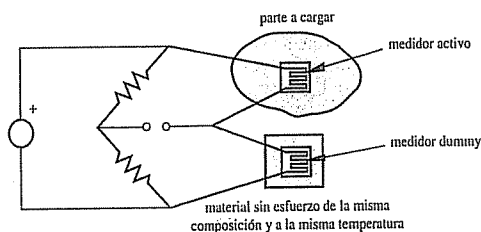


Figura 9.25 Compensación de temperatura con un medidor dummy en un circuito de medio puente.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 9.10 Resistencias de puente en puentes de tres alambres

¿Qué condición debe ser cierta acerca de la resistencia de puente R_4 para la configuración de tres alambres que se muestra en la figura 9.24b) para que resulte en un puente desbalanceado ($V_0 = 0$) en la condición sin deformación? (Sugerencia: Use la ecuación 9.21 y suponga $R_2 = R_3$.)

que conduciría a mediciones erróneas. Un método conveniente para eliminar este efecto es usar el circuito que se ilustra en la figura 9.25 (llamado medio puente), donde dos de las cuatro terminales del puente contienen medidores de deformación. El calibrador activo en la bifurcación superior es el que se usa para medir deformaciones superficiales sobre un componente a cargar. El segundo calibrador "dummy" se monta a una muestra sin carga del material idéntica en composición al componente. Si esta muestra se mantiene a la misma temperatura que el componente al mantenerlo en cercana proximidad, los cambios de resistencia por temperatura en los dos calibradores se cancelan pues están en bifurcaciones adyacentes del circuito puente. Por tanto, el puente genera un voltaje desbalanceado sólo en respuesta a deformación en el calibrador activo.

9.3.3 Medición de diferentes estados de esfuerzo con medidores de deformación

Los componentes mecánicos pueden tener formas complejas y con frecuencia están sujetos a complicadas condiciones de carga. En estos casos, es difícil predecir la orientación de los esfuerzos principales en puntos arbitrarios del componente. Sin embargo, con algunas geometrías y condiciones de carga se pueden conocer los ejes principales y facilitar la medida del estado de esfuerzo.

Si un componente se carga de modo no axial (es decir, se carga sólo en una dirección de tensión o compresión), el estado del esfuerzo en el componente se puede determinar con un solo calibrador montado en la dirección de la carga. La figura 9.26 ilustra una barra en tensión y el estado de esfuerzo asociado. Al medir la deformación ϵ_x , el esfuerzo se obtiene con la ley de Hooke (vea el apéndice C):

$$\sigma_x = E\epsilon_x \quad (9.24)$$

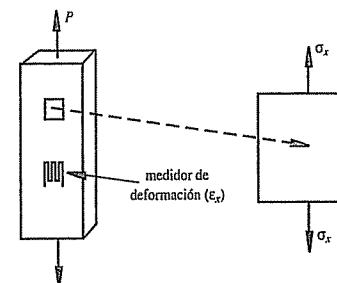


Figura 9.26 Barra bajo esfuerzo no axial.

donde el esfuerzo axial en la barra σ_x está dado por

$$\sigma_x = \frac{P}{A} \quad (9.25)$$

donde A es el área transversal de la barra. En consecuencia, la fuerza P aplicada a la barra se puede determinar a partir de la medición del medidor de deformación:

$$P = AE\epsilon_x \quad (9.26)$$

Si se sabe que un componente se carga biaxialmente (es decir, se carga en dos direcciones ortogonales en tensión o compresión), el estado de esfuerzo en el componente se puede determinar con dos medidores de deformación alineados con la direcciones de esfuerzo. La figura 9.27 ilustra un tanque presurizado y el estado asociado de esfuerzo. Al medir las deformaciones ϵ_x y ϵ_y , los esfuerzos en la pared del tanque se pueden determinar a partir de la ley de Hooke generalizada a dos dimensiones:

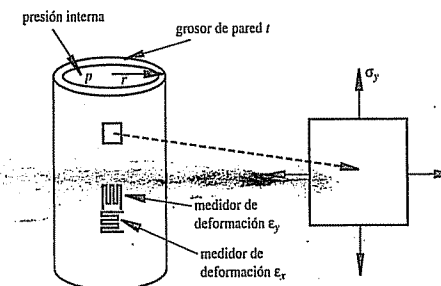


Figura 9.27 Esfuerzo biaxial en un contenedor de presión largo con pared delgada.

$$\varepsilon_x = \frac{\sigma_x}{E} - \nu \frac{\sigma_y}{E} \quad (9.27)$$

$$\varepsilon_y = \frac{\sigma_y}{E} - \nu \frac{\sigma_x}{E} \quad (9.28)$$

Al resolver para los componentes de esfuerzo se obtiene

$$\sigma_x = \frac{E}{1-\nu^2} (\varepsilon_x + \nu \varepsilon_y) \quad (9.29)$$

$$\sigma_y = \frac{E}{1-\nu^2} (\varepsilon_y + \nu \varepsilon_x) \quad (9.30)$$

Para un contenedor de presión de pared delgada (es decir, $t/r < 1/10$), los esfuerzos se aproximan mediante

$$\sigma_x = \frac{pr}{t} \quad \sigma_y = \frac{pr}{2t} \quad (9.31)$$

donde p es la presión interna, t es el grosor de la pared y r es el radio del contenedor. El esfuerzo σ_x es el esfuerzo transversal o de aro, y σ_y es el esfuerzo axial o longitudinal. Se puede usar la ecuación 9.29 o la 9.30 para calcular la presión en el contenedor con base en las mediciones del medidor de deformación, lo que produce

$$p = \frac{t\sigma_x}{r} = \frac{tE}{r(1-\nu^2)} (\varepsilon_x + \nu \varepsilon_y) \quad (9.32)$$

o

$$p = \frac{2t\sigma_y}{r} = \frac{2tE}{r(1-\nu^2)} (\varepsilon_y + \nu \varepsilon_x) \quad (9.33)$$

Cualquier expresión produciría el valor de presión correcto para un contenedor de pared delgada y mediciones libres de error. En este ejemplo, el medidor de deformación funciona como transductor de presión.

Gracias a que ya se conocen las direcciones de los esfuerzos principales en el componente para carga uniaxial y biaxial, sólo se necesitan uno o dos medidores, respectivamente, para determinar las magnitudes del esfuerzo. Sin embargo, cuando la carga o la geometría son más complejas, lo que es más común en el caso del diseño mecánico, se tienen que usar tres medidores de deformación montados en tres diferentes direcciones, como se ilustra en la figura 9.28. A este montaje de medidores de deformación se le conoce como **roseta de deformación**. Existe una amplia variedad de rosetas disponibles comercialmente, con dos o más patrones de rejilla orientados con precisión en un solo respaldo en proximidad cercana. En la figura 9.29 se muestra una variedad de rosetas y calibradores de un solo elemento, que ilustran la variedad de sus formas y tamaños.

En la figura 9.30 se ilustran los patrones de roseta más comunes para medir un estado general de esfuerzo planar, donde las rejillas se muestran como líneas sencillas

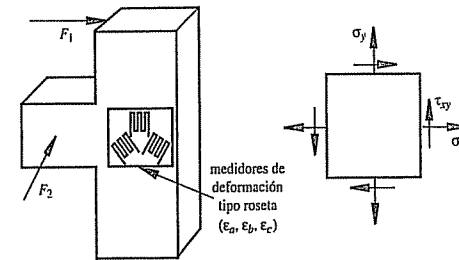


Figura 9.28 Estado general de esfuerzo planar sobre la superficie de un componente.

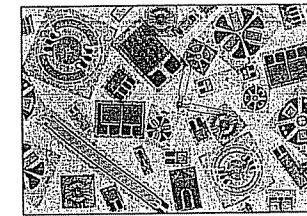


Figura 9.29 Variedad de configuraciones de medidores de deformación (strain gages) y rosetas. (Cortesía de Measurements Group Inc., Raleigh, NC)

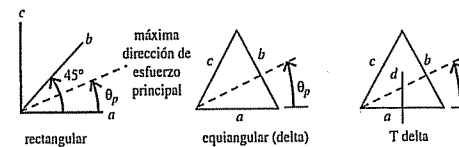


Figura 9.30 Configuraciones más comunes de medidores de deformación tipo rosetas.

etiquetadas con letras. De éstos, el medidor rectangular es la configuración más común, donde los calibradores se colocan separados 45° (vea la figura 9.31). La figura 9.32 muestra varias rosetas de tres medidores disponibles en el mercado.

Con el uso de los principios de la mecánica sólida, la magnitud y dirección de los esfuerzos principales se pueden determinar directamente de tres mediciones de deformación simultáneas con el uso de cualquier patrón de roseta que se muestra en la figura 9.30. La magnitud y dirección de los esfuerzos principales para la roseta rectangular son

$$\sigma_{\max, \min} = \frac{E}{2} \left[\frac{\varepsilon_a + \varepsilon_c}{1-\nu} \pm \frac{1}{1+\nu} \sqrt{2(\varepsilon_a - \varepsilon_b)^2 + 2(\varepsilon_b - \varepsilon_c)^2} \right] \quad (9.34)$$

$$\tau_{\max} = \frac{E}{2(1+\nu)} \sqrt{2(\varepsilon_a - \varepsilon_b)^2 + 2(\varepsilon_b - \varepsilon_c)^2} \quad (9.35)$$

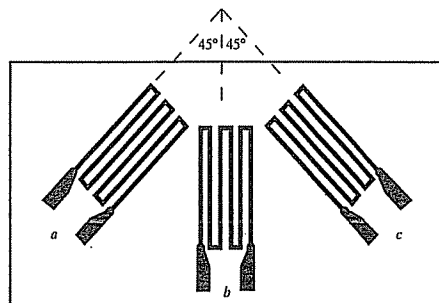


Figura 9.31 Roseta rectangular de medidores de deformación.

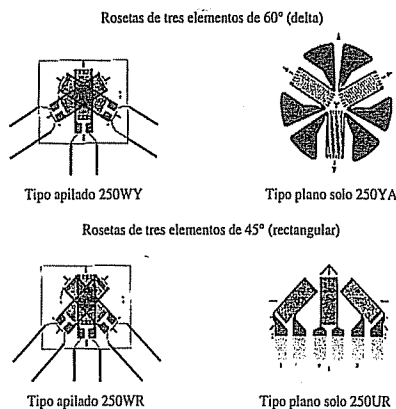


Figura 9.32 Varias rosetas comerciales de tres calibradores.
(Cortesía de Measurements Group Inc., Raleigh, NC)

$$\tan 2\theta_p = \frac{2\varepsilon_b - \varepsilon_a - \varepsilon_c}{\varepsilon_a - \varepsilon_c} \quad (9.36)$$

donde ε_a , ε_b y ε_c son las deformaciones en cada uno de los calibradores de la roseta, y θ_p es el ángulo desde el calibrador "a" hasta la dirección de máximo esfuerzo principal. Cuando se usa la ecuación 9.36 para calcular θ_p , debe usar una tangente inversa sensible a cuadrante. Si el numerador es positivo ($\varepsilon_b > (\varepsilon_a + \varepsilon_c)/2$), $2\theta_p$ se encuentra en el primero o segundo cuadrantes, de modo que $0 < \theta_p < 90^\circ$. De otro modo, $2\theta_p$ se encuentra en el tercero o cuarto cuadrantes lo que resulta en $-90^\circ < \theta_p < 0$.

Las relaciones para la roseta equiangular (delta) son

$$\sigma_{\max, \min} = \frac{E}{3} \left[\frac{\varepsilon_a + \varepsilon_b + \varepsilon_c}{1 - \nu} \pm \frac{1}{1 + \nu} \sqrt{2(\varepsilon_a - \varepsilon_b)^2 + 2(\varepsilon_b - \varepsilon_c)^2 + 2(\varepsilon_c - \varepsilon_a)^2} \right] \quad (9.37)$$

$$\tau_{\max} = \frac{E}{3(1 + \nu)} \sqrt{2(\varepsilon_a - \varepsilon_b)^2 + 2(\varepsilon_b - \varepsilon_c)^2 + 2(\varepsilon_c - \varepsilon_a)^2} \quad (9.38)$$

$$\tan 2\theta_p = \frac{\sqrt{3}(\varepsilon_c - \varepsilon_b)}{2\varepsilon_a - \varepsilon_b - \varepsilon_c} \quad (9.39)$$

Si el numerador de la ecuación 9.39 es positivo ($\varepsilon_c > \varepsilon_b$), $2\theta_p$ se encuentra en el primero o segundo cuadrantes, de modo que $0 < \theta_p < 90^\circ$. De otro modo, $2\theta_p$ se encuentra en el tercero o cuarto cuadrantes, lo que resulta en $-90^\circ < \theta_p < 0$.

Las relaciones para la roseta T delta, que tiene cuatro medidores, son

$$\sigma_{\max, \min} = \frac{E}{2} \left[\frac{\varepsilon_a + \varepsilon_d}{1 - \nu} \pm \frac{1}{1 + \nu} \sqrt{(\varepsilon_a - \varepsilon_d)^2 + \frac{4}{3}(\varepsilon_b - \varepsilon_c)^2} \right] \quad (9.40)$$

$$\tau_{\max} = \frac{E}{2(1 + \nu)} \sqrt{(\varepsilon_a - \varepsilon_d)^2 + \frac{4}{3}(\varepsilon_b - \varepsilon_c)^2} \quad (9.41)$$

$$\tan 2\theta_p = \frac{2(\varepsilon_c - \varepsilon_b)}{\sqrt{3}(\varepsilon_a - \varepsilon_d)} \quad (9.42)$$

Si el numerador en la ecuación 9.42 es positivo ($\varepsilon_c > \varepsilon_b$), $2\theta_p$ se encuentra en el primero o segundo cuadrantes, de modo que $0 < \theta_p < 90^\circ$. De otro modo, $2\theta_p$ se encuentra en el tercero o cuarto cuadrantes, lo que resulta en $-90^\circ < \theta_p < 0$.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 9.11 Efectos de enlace de los medidores de deformación

¿Un medidor de deformación enlazado a un componente tiene alguna influencia sobre los esfuerzos que se miden? Si es así, ¿cómo? ¿En qué casos los efectos son significativos?

El Ejercicio de laboratorio 13 explora la manera de usar medidores de deformación tipo roseta y la instrumentación de los medidores de deformación comerciales para hacer mediciones de deformación. Estas mediciones se usan para calcular esfuerzos correspondientes que se pueden comparar con resultados teóricos esperados. La Demostración en video 9.9 presenta un ejemplo del experimento, el Vínculo de internet 9.4 direcciona a un archivo PDF que contiene el análisis subyacente con los resultados teóricos, y la Demostración en video 9.10 discute los resultados del análisis.

9.3.4 Medición de fuerza con celdas de carga

La celda de carga es un sensor que se usa para medir una fuerza. Contiene un elemento flexible interno, usualmente con varios medidores de deformación montados en su superficie. La forma del elemento de flexión se diseña de modo que las salidas del medidor de deformación se pueden relacionar con la fuerza aplicada. La celda de carga usualmente se conecta a un circuito puente para producir un voltaje proporcional a la carga. En la figura 9.33 se muestran dos celdas de carga que se usan para medir fuerza uniaxial. Un ejemplo de la aplicación de las celdas de carga está en materiales de labo-



Demostración en video

9.9 Experimento con medidores de deformación tipo roseta

9.10 Discusión y análisis del experimento con medidores de deformación tipo roseta



Ejercicio de laboratorio

Laboratorio 13
Medidores de deformación

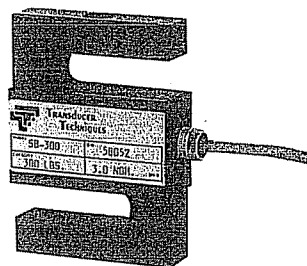


Vínculo de internet

9.4 Análisis del experimento de medidores de deformación tipo roseta



a) Cortesía de MTS Systems Corp., Minneapolis, MN



b) Cortesía de Transducer Techniques, Temecula, CA

Figura 9.33 Celdas de carga axiales típicas.

ratorio disponibles comercialmente que prueban máquinas para medir fuerzas aplicadas a un espécimen de prueba. Las celdas de carga también se usan en básculas y a veces se incluyen como partes integrales de estructuras mecánicas para monitorizar fuerzas en las estructuras.

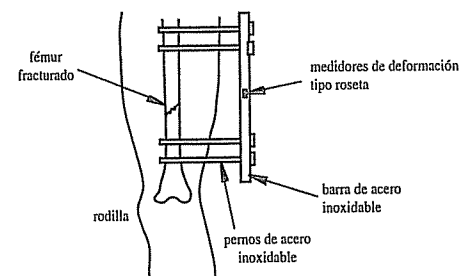
Medidor de deformación con celda de carga para un fijador esquelético exterior

La biomecánica ortopédica es un campo que trata del análisis de la carga del sistema esquelético, los abordajes de ingeniería para comprender las propiedades mecánicas de los tejidos biológicos y la elección de sistemas adecuados para sustituir los tejidos cuando fallan. Es una industria que crece en el campo del cuidado de la salud y ofrece muchas oportunidades para los ingenieros interesados en los problemas que tienen un toque biológico o médico. Muchos problemas interesantes de diseño de ingeniería se asocian con la elección de materiales de implante, la fuerza de los materiales a largo plazo en el ambiente hostil del cuerpo y la especificación de materiales sometidos a ingeniería que se deben unir con seguridad a los tejidos biológicos. Las articulaciones de reemplazo están entre los diseños actuales más exitosos y probablemente usted conozca a alguien a quien le hayan implantado una prótesis de acero inoxidable o titanio.

Los autores han estado involucrados en varios proyectos interesantes de investigación en bioingeniería. Uno de los más excitantes involucró el análisis de carga en las extremidades de pacientes que sufrieron huesos severamente rotos. Cuando uno sufre una fractura múltiple en un hueso de

la pierna, la aplicación de un simple molde de yeso o fibra de vidrio no es suficiente para permitir sanar al hueso. El hueso es tejido vivo que constantemente se remodela o sustituye. Es interesante observar que el esfuerzo es importante para iniciar el proceso de curación y mantener los huesos sanos. Como ejemplo del caso, los astronautas en el ambiente espacial sin gravedad durante largos periodos exhiben pérdida de masa ósea debido a la falta de esfuerzo gravitacional.

Con un hueso severamente roto, que se fracturó en muchas piezas, es frecuente el uso de una invención biomecánica interesante que ayuda al proceso de curación. Se conoce como fijador esquelético exterior. Como se ilustra en la siguiente figura, consiste de una barra estructural afuera del cuerpo, unida a pernos de acero inoxidable que perforan y sostienen en su lugar grandes fragmentos de hueso hasta que sana. Por tanto, la estructura de ingeniería soporta la mayor parte de la carga del cuerpo cuando el animal o persona camina.



Es importante entender cómo se carga el fijador mientras el paciente camina. Esta información es necesaria para dar tamaño al fijador de modo que no se deforme mucho y evite que el hueso sane. Una característica sutil del proceso de curación es que se necesita una cantidad de esfuerzo óseo muy pequeña para la curación. Si se remueve todo el esfuerzo del hueso y no ocurre movimiento relativo entre los fragmentos, el hueso no sanará. Pero demasiado movimiento relativo impediría la curación.

Para medir la magnitud de la carga para un estudio de verificación, es necesario diseñar una celda de carga como parte de un fijador esquelético para monitorizar los complejos perfiles de carga que ocurren durante el caminado. Se tiene interés en medir los perfiles de carga en la barra cilíndrica de acero inoxidable que soporta a la pierna rota. Las cargas óseas durante el caminado son muy complejas y consisten de esfuerzo axial, esfuerzo de doblar y esfuerzo de torsión.

El objetivo es diseñar una celda de carga que permita determinar fácil y confiablemente la carga axial, de doblado y de torsión mientras el sujeto camina. Esto se puede hacer al montar tres rosetas de deformación rectangulares sobre la barra, separadas 90°. El medidor central *b* de cada roseta se alinearán con el eje de la barra (vea la figura 9.31).

Si se calcula el esfuerzo principal en cada roseta, se pueden determinar la carga axial, de doblado y de torsión. Los esfuerzos principales en la dirección axial se pueden usar para determinar la carga axial y las cargas de doblado en dos direcciones. Se pueden promediar los máximos esfuerzos de corte en cada roseta para determinar la carga de torsión. Por tanto, los nueve medidores de deformación (de las tres rosetas) producen mediciones simultáneas de carga axial, carga de doblado y carga de torsión.

Para obtener mediciones precisas, los nueve medidores de deformación se conectan ahora a circuitos puente de medidores de deformación. Una consola puente como la Measurements Group 2100 proporciona hasta 10 puentes para medición simultánea de deformación. Las salidas analógicas de la consola puente se pueden digitalizar a una frecuencia de muestreo apropiada para producir los perfiles de esfuerzo en tiempo real.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 9.12

Tasa de muestreo del medidor de deformación fijador

¿Cuál es una tasa de muestreo adecuada para los medidores de deformación fijadores del ejemplo de diseño 9.1, si supone una marcha humana típica?

9.4 MEDICIÓN DE TEMPERATURA

Debido a que la temperatura es una importante variable en muchos sistemas de ingeniería, un ingeniero debe estar familiarizado con los métodos básicos para medirla. Los sensores de temperatura aparecen en edificios, plantas de procesos químicos, motores, vehículos de transporte, aparatos electrodomésticos, computadoras y muchos otros dispositivos que requieren monitorizar y controlar la temperatura.

Como muchos fenómenos físicos dependen de la temperatura, se puede usar esta dependencia para medir la temperatura de manera indirecta al calcular cantidades como presión, volumen, resistencia eléctrica y deformación, y luego convertir los valores con las relaciones físicas entre la cantidad y la temperatura.

Las escalas que se usan para expresar temperatura son:

- Celsius (°C): unidad SI común de temperatura relativa.
- Kelvin (K): unidad SI estándar de temperatura termodinámica absoluta. Note la ausencia del símbolo de grado.
- Fahrenheit (°F): unidad del sistema inglés para temperatura relativa.
- Rankine (°R): unidad del sistema inglés para temperatura termodinámica absoluta.

A continuación se resumen las relaciones entre estas escalas:

$$T_C = T_K - 273.15 \quad (9.43)$$

$$T_F = (9/5)T_C + 32 \quad (9.44)$$

$$T_R = T_F + 459.67 \quad (9.45)$$

donde T_C es temperatura en grados Celsius, T_K es temperatura en Kelvin, T_F es temperatura en grados Fahrenheit y T_R es temperatura en grados Rankine.

Las siguientes subsecciones introducen dispositivos comunes que se usan para medir la temperatura. Incluyen el termómetro de vidrio, bimetálico, dispositivo de temperatura de resistencia, termistor y termocople.

9.4.1 Termómetro de vidrio

Un dispositivo simple de medición no eléctrica de temperatura es el termómetro de vidrio. Por lo general usa alcohol o mercurio como fluido de trabajo, el cual se expande y contrae en relación con el contenedor de vidrio. El rango superior por lo general está en el orden de 600°F. Cuando se hacen mediciones en un líquido, la profundidad de inmersión es importante, pues puede resultar en diferentes mediciones. Debido a que las lecturas se hacen de manera visual, y puede haber meniscos en lo alto del fluido de trabajo, las mediciones se deben realizar cuidadosa y consistentemente.

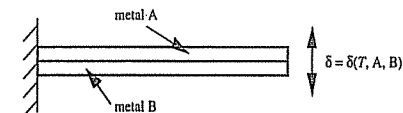


Figura 9.34 Bimetálico.

9.4.2 Bimetálico

Otro dispositivo de medición no eléctrica de temperatura que se usa en sistemas de control sencillos es el **bimetálico**. Como se ilustra en la figura 9.34, está compuesta de dos o más capas metálicas que tienen diferentes coeficientes de expansión térmica. Dado que dichas capas se mantienen permanentemente juntas, la estructura se deformará cuando cambie la temperatura. Esto se debe a la diferencia en la expansión térmica de las dos capas metálicas. La desviación δ se puede relacionar con la temperatura de la tira. Las tiras bimetálicas se usan en termostatos domésticos e industriales donde el movimiento mecánico de la tira forma o rompe un contacto eléctrico para encender o apagar un sistema de calefacción o enfriamiento.

9.4.3 Termómetro de resistencia eléctrica

Un **dispositivo de temperatura de resistencia (RTD)** se construye de alambre metálico devanado en torno a un núcleo de cerámica o vidrio y sellado herméticamente. La resistencia del alambre metálico aumenta con la temperatura. La relación resistencia-temperatura por lo general se aproxima mediante la siguiente expresión lineal:

$$R = R_0[1 + \alpha(T - T_0)] \quad (9.46)$$

donde T_0 es una temperatura de referencia, R_0 es la resistencia a la temperatura de referencia y α es una constante de calibración. La sensibilidad (dR/dT) es $R_0\alpha$. La temperatura de referencia usualmente es el punto de congelación del agua (0°C). El metal usado con más frecuencia en los RTD es el platino debido a su alto punto de fusión, resistencia a la oxidación, características de temperatura predecibles y valores de calibración estables. El rango de operación para un RTD de platino típico es -220°C a 750°C. También están disponibles tipos de menor costo de níquel y cobre, pero tienen rangos de operación más estrechos.

Un **termistor** es un dispositivo semiconductor cuya resistencia cambia exponencialmente con la temperatura. Su relación resistencia-temperatura por lo general se expresa en la forma

$$R = R_0 e^{\left[\beta\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)\right]} \quad (9.47)$$

donde T_0 es una temperatura de referencia, R_0 es la resistencia a la temperatura de referencia y β es una constante de calibración llamada **temperatura característica** del material. Un termistor bien calibrado puede ser preciso hasta dentro de 0.01°C, que es mejor que las precisiones RTD típicas. Sin embargo, los termistores tienen rangos de operación mucho más estrechos que los RTD.

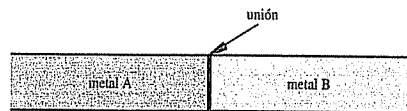


Figura 9.35 Unión termoelectrica.

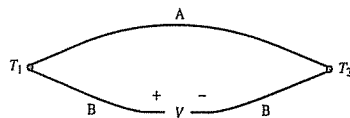


Figura 9.36 Circuito termocople.

9.4.4 Termocople

Dos metales distintos en contacto forman una unión termoelectrica que produce un voltaje proporcional a la temperatura de la unión (vea la figura 9.35). Esto se conoce como **efecto Seebeck**.

Puesto que un circuito eléctrico debe formar un lazo cerrado, las uniones termoelectricas ocurren en pares, lo que resulta en algo que se llama **termocople**. Se puede representar un circuito termoelectrico que contenga dos uniones como se ilustra en la figura 9.36. Aquí se tienen alambres de los metales A y B formando uniones a diferentes temperaturas T_1 y T_2 , lo que resulta en un potencial V que se puede medir. El voltaje del termocople V depende de las propiedades metálicas de A y B y la diferencia entre las temperaturas de unión T_1 y T_2 . El voltaje del termocople es directamente proporcional a la diferencia de temperatura de la unión:

$$V = \alpha(T_1 - T_2) \quad (9.48)$$

donde α se llama **coeficiente Seebeck**. Como se verá más adelante en esta sección, la relación entre voltaje y diferencia de temperatura no es exactamente lineal. Sin embargo, sobre un pequeño rango de temperatura, α es casi constante.

Los efectos termoelectricos secundarios, conocidos como efectos Peltier y Thompson, se asocian con el flujo de corriente en el circuito termocople, pero por lo general son despreciables en los sistemas de medición cuando se comparan con el efecto Seebeck. No obstante, cuando la corriente es grande en un circuito termocople, estos otros efectos se vuelven significativos. El efecto Peltier relaciona el flujo de corriente con el flujo de calor hacia una unión y fuera de la otra. Este efecto forma la base de un refrigerador termoelectrico.

Para diseñar adecuadamente sistemas que usen termocoples para la medición de temperatura, es necesario entender las leyes básicas que gobiernan su aplicación. A continuación se presentan las cinco leyes básicas del comportamiento de los termocoples.

1. *Ley de temperatura de los alambres.* El voltaje termoelectrico debido a dos uniones en un circuito, que consta de dos diferentes metales conductores, sólo

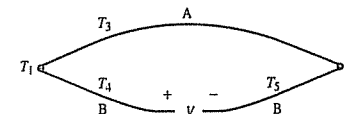


Figura 9.37 Ley de temperaturas de los alambres.

depende de las temperaturas de unión T_1 y T_2 . Como se ilustra en la figura 9.37, el entorno de temperatura de los alambres alejados de las uniones (T_3 , T_4 , T_5) no influye sobre el voltaje medido. Por tanto, no tiene que preocuparse por blindar los alambres de las condiciones ambientales.

2. *Ley de metales de alambre intermedio.* Como se ilustra en la figura 9.38, un tercer metal C introducido en el circuito que constituye el termocople no tiene influencia en el voltaje resultante en tanto las temperaturas de las dos nuevas uniones (A-C y C-A) sean las mismas ($T_3 = T_4$). Como consecuencia de esta ley, un dispositivo medidor de voltaje que cree dos nuevas uniones se puede insertar en el circuito termocople sin alterar el voltaje resultante.
3. *Ley de metales de unión intermedia.* Como se ilustra en la figura 9.39, si un tercer metal se introduce dentro de una unión y crea dos nuevas uniones (A-C y C-B), el voltaje medido no será afectado en tanto las dos nuevas uniones estén a la misma temperatura ($T_1 = T_3$). Por tanto, aunque las uniones soldadas o de soldeo fuerte introduzcan termouniones, no tienen efecto resultante sobre el voltaje medido. Si $T_1 \neq T_3$, la temperatura efectiva en C es el promedio de las dos temperaturas $((T_1 + T_3)/2)$.
4. *Ley de temperaturas intermedias.* Los pares de unión en T_1 y T_3 producen el mismo voltaje que dos conjuntos de pares de unión que abarcan el mismo rango de temperatura (T_1 a T_2 y T_2 a T_3); en consecuencia, como se ilustra en la figura 9.40,

$$V_{1/3} = V_{1/2} + V_{2/3} \quad (9.49)$$

Esta ecuación se puede leer así: el voltaje que resulta de medir la temperatura T_1 en relación con T_3 es el mismo que la suma de los voltajes resultantes de T_1 en relación con T_2 y T_2 en relación con T_3 .

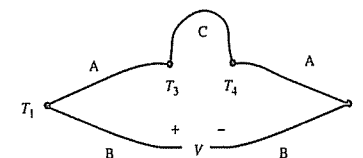


Figura 9.38 Ley de metales de alambre intermedio.

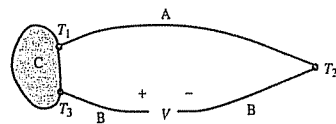


Figura 9.39 Ley de metales de unión intermedia.

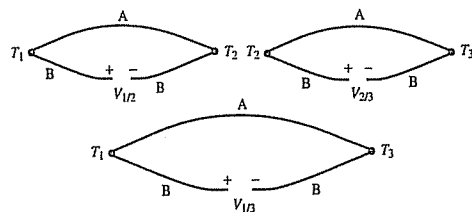


Figura 9.40 Ley de temperaturas intermedias.

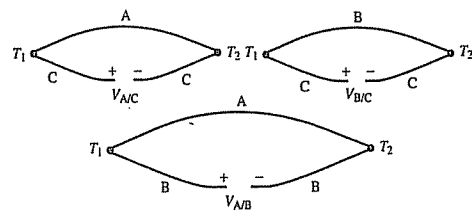


Figura 9.41 Ley de metales intermedios.

Este resultado apoya el uso de una unión de referencia para permitir la medición precisa de una temperatura desconocida con base en una temperatura de referencia fija (descrita más abajo).

5. **Ley de metales intermedios.** Como se ilustra en la figura 9.41, el voltaje producido por dos metales A y B es el mismo que la suma de los voltajes producidos por cada metal (A y B) en relación con un tercer metal C:

$$V_{A/B} = V_{A/C} + V_{B/C} \quad (9.50)$$

Este resultado apoya el uso de un metal de referencia estándar (por ejemplo, platino) para usar como base para calibrar todos los otros metales.

En la figura 9.42 se muestra una configuración estándar para mediciones de termocoples. Consiste en alambres de dos metales, A y B, unidos a un dispositivo de medición de voltaje con terminales hechas del metal C. La unión de referencia se usa para establecer una referencia de temperatura para una de las uniones con el fin de asegurar mediciones de temperatura precisas en la otra unión en relación con la referencia. Una temperatura de referencia conveniente es 0°C, pues esta temperatura se puede establecer y mantener con precisión con una piletta de hielo de agua destilada (es decir, una

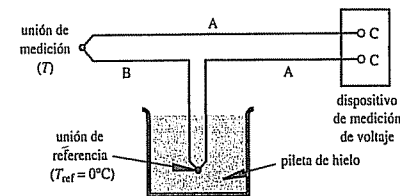


Figura 9.42 Configuración de termocople estándar.

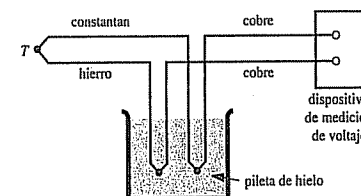


Figura 9.43 Unión de alambres de metales seleccionados.

mezcla de hielo-agua). Si las terminales del dispositivo medidor de voltaje están a la misma temperatura, la ley de metales de alambres intermedios asegura que el metal C de la terminal del dispositivo medidor no tenga efecto sobre la medición. Para un par dado de metales termocople y una temperatura de referencia, se puede compilar una tabla de referencia estándar para convertir mediciones de voltaje a temperaturas.

Una alternativa importante al uso de una piletta de hielo es un semiconductor de referencia, que eléctricamente establece la temperatura de referencia con base en principios de física de estado sólido. Estos dispositivos de referencia por lo general se incluyen en instrumentación termocople para eliminar la necesidad de una temperatura de referencia externa. La Demostración en video 9.11 describe un termómetro digital disponible en el mercado que se puede usar para mediciones precisas de temperatura de termocople.

La figura 9.43 ilustra una configuración de unión de dos referencias, que permite la elección independiente del metal del alambre. El cobre es una buena elección, pues los alambres de cobre son baratos y no se introducen uniones en las conexiones del voltímetro, que usualmente son de cobre.

La figura 9.44 ilustra la configuración de una **termopila**, que combina N pares de uniones, lo que resulta en un voltaje N veces el de un solo par. En el ejemplo que se muestra en la figura, el factor de multiplicación sería 3. Si las uniones de medición (en T) están a diferentes temperaturas, la salida representaría el promedio de estas temperaturas.

Configuración de termocople con referencia no estándar

Para medir la temperatura en un túnel de viento se usará una configuración estándar de termocople de dos uniones. La unión de referencia se mantiene a una temperatura constante de 10°C. Sólo se tiene una tabla de termocople referenciada a 0°C. A continuación se muestra una porción de la tabla. Se quiere determinar el voltaje de salida cuando la unión de medición se expone a una temperatura de aire de 100°C.



Demostración en video

9.11 Termocople con un termómetro digital

EJEMPLO 9.2

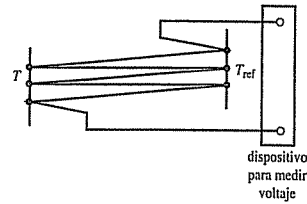


Figura 9.44 Termopila.

Temperatura de unión (°C)	Voltaje de salida (mV)
0	0
10	0.507
20	1.019
30	1.536
40	2.058
50	2.585
60	3.115
70	3.649
80	4.186
90	4.725
100	5.268

Al aplicar la ley de temperatura intermedia para este ejemplo, se puede escribir

$$V_{100/0} = V_{100/10} + V_{10/0}$$

Se quiere encontrar $V_{100/10}$, es decir, el voltaje medido por una temperatura de 100°C en relación con una unión de referencia a 10°C. Se pueden obtener los otros voltajes en la ecuación, $V_{100/0}$ y $V_{10/0}$, a partir de la tabla, pues ambas se refieren a 0°C. Por tanto,

$$V_{100/10} = V_{100/0} - V_{10/0} = (5.268 - 0.507) \text{ mV} = 4.761 \text{ mV}$$

Los seis pares de metales más usados para termocoples se denotan mediante las letras E, J, K, R, S y T. La calibración de la unión de referencia a 0°C para cada uno de los tipos es no lineal y se puede aproximar con un polinomio. En la tabla 9.2 se muestran los metales en el par de unión, la polaridad termoeléctrica, el código de color común, el rango de operación, la precisión y el orden y coeficientes del polinomio para cada tipo. La forma general para el polinomio que usa los coeficientes de la tabla es

$$T = \sum_{i=0}^9 c_i V^i = c_0 + c_1 V + c_2 V^2 + c_3 V^3 + c_4 V^4 + c_5 V^5 + c_6 V^6 + c_7 V^7 + c_8 V^8 + c_9 V^9 \quad (9.51)$$

donde V es el voltaje termoeléctrico medido en volts y T es la temperatura de la unión de medición en °C, si supone una unión de referencia a 0°C. La figura 9.45 muestra las

Tabla 9.2 Datos de termocoples

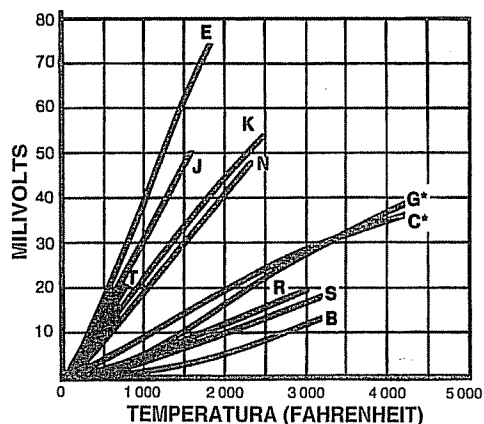
Par metal	Tipo E	Tipo J	Tipo K	Tipo R	Tipo S	Tipo T
	Cromo (+) y constantan (-)	Hierro (+) y constantan (-)	Cromo (+) y aluminio (-)	87% platino, 13% rodio (+) y platino (-)	90% platino, 10% rodio (+) y platino (-)	Cobre (+) y constantan (-)
Código de color	Púrpura	Negro	Amarillo	Verde	Verde	Azul
Rango de operación	-100°C a 1 000°C	0°C a 760°C	0°C a 1 370°C	0°C a 1 000°C	0°C a 1 750°C	-160°C a 400°C
Precisión	±0.5°C	±0.1°C	±0.7°C	±0.5°C	±0.1°C	±0.5°C
Sensibilidad	0.079	0.054	0.042	0.012	0.011	0.049
Orden de polinomio	9	5	8	8	9	7
c_0	0.104967	-0.0488683	0.226585	0.263633	0.927763	0.100861
c_1	17 189.5	19 873.1	24 152.1	179 075.	169 527.	25 727.9
c_2	-282 639.	-218 615.	67 233.4	-4.88403 × 10 ⁷	-3.15684 × 10 ⁷	-767 346.
c_3	1.26953 × 10 ⁷	1.15692 × 10 ⁷	2.21034 × 10 ⁶	1.90002 × 10 ¹⁰	8.99073 × 10 ⁹	7.80256 × 10 ⁷
c_4	-4.48703 × 10 ⁸	-2.64918 × 10 ⁸	-8.60964 × 10 ⁸	-4.82704 × 10 ¹²	-1.63565 × 10 ¹²	-9.24749 × 10 ⁹
c_5	1.10866 × 10 ¹⁰	2.01844 × 10 ⁹	4.83506 × 10 ¹⁰	7.62091 × 10 ¹⁴	1.88027 × 10 ¹⁴	6.97688 × 10 ¹¹
c_6	-1.76807 × 10 ¹¹	—	-1.18452 × 10 ¹²	-7.20026 × 10 ¹⁶	-1.37241 × 10 ¹⁶	-2.66192 × 10 ¹³
c_7	1.71842 × 10 ¹²	—	1.38690 × 10 ¹³	3.71496 × 10 ¹⁸	6.17501 × 10 ¹⁷	3.94078 × 10 ¹⁴
c_8	-9.19278 × 10 ¹²	—	-6.33708 × 10 ¹³	-8.03104 × 10 ¹⁹	-1.56105 × 10 ¹⁹	—
c_9	2.06132 × 10 ¹³	—	—	—	1.69535 × 10 ²⁰	—

Fuente: G. Burns, M. Scroger y G. Strouse, "Temperature-Electromotive Force Reference Functions and Tables for the Letter-Designated Thermocouple Types Based on the ITS-90", Monografía NIST 175, abril de 1993.

DESIGNACIÓN ANSI	ALEACIÓN (genérica o nombre comercial)
JP	Hierro
JN, EN, o TN	Constantan, Cuprón, Advance
KP o EP	Chromega, Tophel, T ₁ , Termokanthal KP
KN	Alomaga, Nial, T ₂ , Termokanthal KN
TP	Cobre
RN o SN	Platino puro
RP	Platino 13% Rodio
SP	Platino 10% Rodio

Nombres comerciales: Advance T—Driver Harris Co., Chromega and Alomaga—OMEGA Engineering, Inc., Cupron, Nial and Tophel—Wilbur B. Driver Co., Thermokanthal KP and Thermokanthal KN—The Kanthal Corporation.

DESIGNACIONES DE LETRA ANSI—El termocople y el alambre de extensión actualmente se ordenan y especifican mediante una designación de letra ANSI. Ejemplos de genérico y nombre comercial populares son Chromega/Alomaga-ANSI tipo K; hierro/constantan-ANSI tipo J; cobre/constantan-ANSI tipo T; Chromega/constantan-ANSI tipo E; platino/platino 10% rodio-ANSI tipo S; platino/platino 13% rodio-ANSI tipo R. Las terminales positiva y negativa se identifican por los sufijos P y N, respectivamente, como se cita en las tablas.



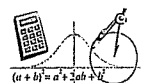
Símbolo ANSI

- T Cobre vs. Constantan
- E Chromega vs. Constantan
- J Hierro vs. Constantan
- K Chromega vs. Alomaga
- N* Omegalloy® (Nicrosil-Nisil)
- G* Tungsteno vs. Tungsteno 26% Renio
- C* Tungsteno 5% Renio vs. Tungsteno 26% Renio
- D* Tungsteno 3% Renio vs. Tungsteno 25% Renio
- R Platino 13% Rodio vs. Platino
- S Platino 10% Rodio vs. Platino
- B Platino 30% Rodio vs. Platino 6% Rodio

*Símbolo no ANSI

© COPYRIGHT 1995 OMEGA ENGINEERING, INC. TODOS LOS DERECHOS RESERVADOS. REPRODUCIDO CON EL PERMISO DE OMEGA ENGINEERING INC., STAMFORD, CT 06907

Figura 9.45 Tipos y características de los termocoplos.
(Cortesía de OMEGA Engineering Inc., Stamford, CT)



Ejemplo de MathCAD

9.1 Cálculos de termocople

curvas de sensibilidad para algunos pares de termocople disponibles en el mercado. Aun cuando se use un polinomio de noveno orden para representar la relación de voltaje de temperatura, que proporciona un ajuste extremadamente cercano, la relación está cerca de ser lineal, como predice el efecto Seebeck. El Ejemplo de MathCAD 9.1 muestra ejemplos de cómo se pueden usar los coeficientes polinomiales de la tabla 9.2 para hacer cálculos para mediciones de voltaje de termocople.

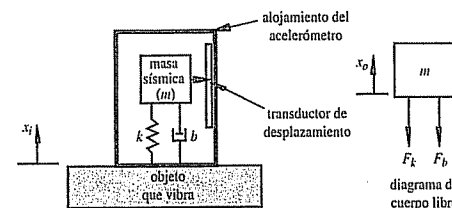


Figura 9.46 Referencias de desplazamiento de acelerómetro y diagrama de cuerpo libre.

9.5 MEDICIÓN DE VIBRACIÓN Y ACELERACIÓN

Un **acelerómetro** es un sensor diseñado para medir vibración mecánica continua como la vibración de cojinetes o el flameo aerodinámico, y la vibración transitoria como ondas de choque, explosiones o impactos. Por lo general, los acelerómetros se unen mecánicamente o se ligan a un objeto o estructura en la que se va a medir la aceleración. El acelerómetro detecta la aceleración a lo largo de un eje y no es sensible al movimiento en direcciones ortogonales. Los medidores de deformación o elementos piezoeléctricos (descritos en la sección 9.5.1) constituyen el elemento sensible de un acelerómetro, y convierten la vibración en una señal de voltaje. Como un ejemplo simple de percepción de aceleración la Demostración en video 9.12 muestra una pelota de juguete con luces parpadeantes que pueden sentir la aceleración (es decir, un rebote). Su elemento sensible es simplemente un resorte que rodea un poste metálico.

El diseño de un acelerómetro se basa en los efectos inerciales asociados con una masa conectada a un objeto en movimiento a través de un resorte, amortiguador y sensor de desplazamiento. La figura 9.46 ilustra los componentes de un acelerómetro junto con las referencias de desplazamiento, terminología y diagrama de cuerpo libre. Cuando el objeto acelera, existe movimiento relativo entre el alojamiento y la masa sísmica. Un transductor de desplazamiento siente el movimiento relativo. A través de un análisis de respuesta de frecuencia del sistema de segundo orden que modela el acelerómetro, se puede relacionar la salida del transductor de desplazamiento a la posición absoluta o a la aceleración del objeto.

Para determinar la respuesta de frecuencia del acelerómetro, primero se expresan las fuerzas que se muestran en el diagrama de cuerpo libre. Para hacerlo, se define el desplazamiento relativo x_r entre la masa sísmica y el objeto como

$$x_r = x_o - x_i \quad (9.52)$$

Se mide mediante un transductor de desplazamiento entre la masa sísmica y el alojamiento. Por tanto, la fuerza del resorte se puede expresar como

$$F_k = k(x_o - x_i) = kx_r \quad (9.53)$$

y la fuerza de amortiguamiento se puede expresar como

$$F_b = b(\dot{x}_o - \dot{x}_i) = b\dot{x}_r \quad (9.54)$$



Demostración en video

9.12 Pelota rebotadora con acelerómetro

donde los puntos superiores representan derivadas en el tiempo. Al aplicar la segunda ley de Newton, la ecuación de movimiento para la masa sísmica es

$$\sum F_{\text{ext}} = m\ddot{x}_o \quad (9.55)$$

o

$$-F_k - F_b = m\ddot{x}_o \quad (9.56)$$

Las fuerzas tienen signos negativos en esta ecuación pues están en la dirección opuesta a la dirección de referencia x_o en el diagrama de cuerpo libre. Al sustituir las ecuaciones 9.53 y 9.54, el resultado es

$$-kx_r - b\dot{x}_r = m\ddot{x}_o \quad (9.57)$$

Dado que el desplazamiento relativo x_r es

$$x_r = x_o - x_i \quad (9.58)$$

se puede sustituir \ddot{x}_o e con

$$\ddot{x}_o = \ddot{x}_r + \ddot{x}_i \quad (9.59)$$

Por tanto, la ecuación 9.57 se puede escribir como

$$-kx_r - b\dot{x}_r = m(\ddot{x}_r + \ddot{x}_i) \quad (9.60)$$

que se puede reordenar como

$$m\ddot{x}_r + b\dot{x}_r + kx_r = -m\ddot{x}_i \quad (9.61)$$

Esta ecuación diferencial de segundo orden relaciona el desplazamiento relativo medido con el desplazamiento de entrada x_i . Como en el análisis del sistema de segundo orden que se presentó en el capítulo 4, esta ecuación se puede reescribir como

$$\frac{1}{\omega_n^2} \ddot{x}_r + \frac{2\zeta}{\omega_n} \dot{x}_r + x_r = -\frac{1}{\omega_n^2} \ddot{x}_i \quad (9.62)$$

donde la frecuencia natural es

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (9.63)$$

y la razón de amortiguamiento es

$$\zeta = \frac{b}{2\sqrt{km}} \quad (9.64)$$

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 9.13

Efectos de la gravedad sobre un acelerómetro

El diagrama de cuerpo libre y la ecuación de movimiento resultante para el acelerómetro no muestran explícitamente una fuerza gravitacional. Explique por qué.

Para determinar la respuesta de frecuencia, suponemos que el desplazamiento de entrada está compuesto de términos senoidales de la forma:

$$x_i(t) = X_i \sin(\omega t) \quad (9.65)$$

Puesto que el sistema es lineal, el desplazamiento de salida relativo resultante también es senoidal, de la misma frecuencia pero diferente fase:

$$x_r(t) = X_r \sin(\omega t + \phi) \quad (9.66)$$

Al usar el procedimiento presentado en la sección 4.10.2, el análisis de la respuesta de frecuencia resulta en la razón de amplitud (vea la pregunta 9.19)

$$\frac{X_r}{X_i} = \frac{(\omega/\omega_n)^2}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + 4\zeta^2\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}^{1/2} \quad (9.67)$$

y el ángulo de fase

$$\phi = -\tan^{-1} \left(\frac{2\zeta(\omega/\omega_n)}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} \right) \quad (9.68)$$

Para relacionar la señal de desplazamiento de salida relativa x_r con la aceleración de entrada \ddot{x}_i , se diferencia la ecuación 9.65, lo que resulta en

$$\ddot{x}_i(t) = -X_i \omega^2 \sin(\omega t) \quad (9.69)$$

Note que la amplitud de la aceleración de entrada es

$$X_i \omega^2 \quad (9.70)$$

Al reordenar la ecuación 9.67, se tiene

$$H_a(\omega) = \frac{X_r \omega_n^2}{X_i \omega^2} = \frac{1}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + 4\zeta^2\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}^{1/2} \quad (9.71)$$

donde $H_a(\omega)$ se usa para representar la razón $(X_r \omega_n^2)/(X_i \omega^2)$ como función de la frecuencia ω . Las figuras 9.47 y 9.48 ilustran gráficamente este término y la relación del ángulo de fase para diferentes valores para la razón de amortiguamiento.

El denominador de $H_a(\omega)$ es la amplitud de aceleración de entrada $X_i \omega^2$, y el numerador es el producto de la amplitud de desplazamiento de salida X_r y el cuadrado de la frecuencia natural ω_n^2 . Por tanto, se puede relacionar la amplitud medida del desplazamiento de salida con la amplitud de la aceleración de entrada como

$$X_r = \left(\frac{1}{\omega_n^2} \right) H_a(\omega) (X_i \omega^2) \quad (9.72)$$

de modo que la amplitud de la aceleración de entrada se puede expresar como

$$(X_i \omega^2) = \frac{X_r \omega_n^2}{H_a(\omega)} \quad (9.73)$$

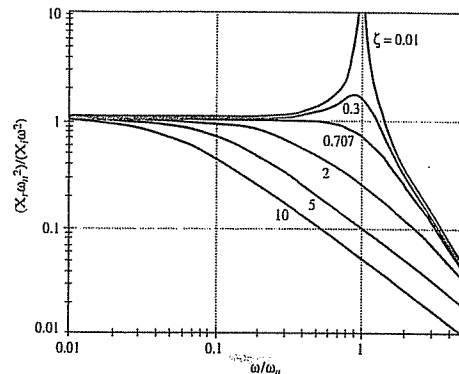


Figura 9.47 Respuesta de amplitud del acelerómetro ideal.

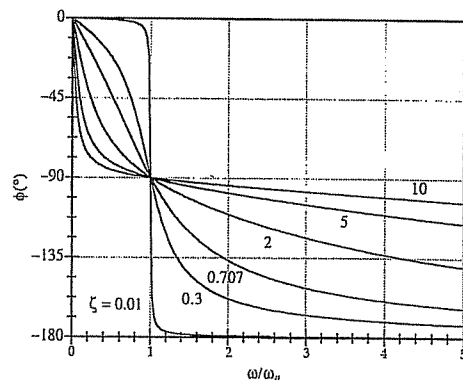


Figura 9.48 Respuesta de fase del acelerómetro ideal.

Si se diseña el acelerómetro de modo que $H_d(\omega)$ es casi 1 sobre un gran rango de frecuencia, entonces la amplitud de la aceleración de entrada está dada directamente en términos de la amplitud de desplazamiento relativo puesto a escala por un factor constante ω_n^2 :

$$(X_r \omega^2) = (\omega_n^2) X_r \quad (9.74)$$

Como se puede ver en la figura 9.47, el rango de frecuencia más grande que resulta en una razón de amplitud unitaria ocurre cuando la razón de amortiguamiento ζ es 0.707 y la frecuencia natural ω_n es tan grande como sea posible. Además, como es claro en la figura 9.48, un ζ de 0.707 resulta en la mejor linealidad de fase para el sistema. La frecuencia natural se puede hacer grande al elegir una pequeña masa sísmica y una gran constante de resorte. Esto es fácil de lograr en los acelerómetros comerciales.

La ecuación 9.74 se aplica a todo componente de frecuencia ω que se encuentra dentro del ancho de banda del sensor. Si se tiene una entrada arbitraria compuesta de un

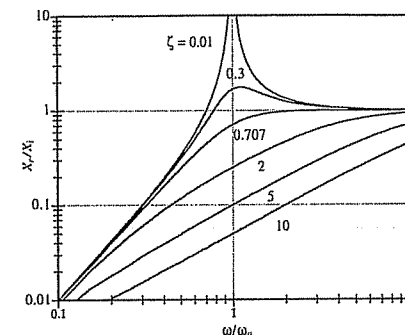


Figura 9.49 Respuesta de amplitud del medidor de vibraciones.

número de frecuencias que se encuentran dentro del ancho de banda, cada frecuencia contribuye a la señal de acuerdo con la ecuación 9.74, y la aceleración total es proporcional al desplazamiento relativo total medido:

$$\ddot{x}_i(t) = \omega_n^2 x_r(t) \quad (9.75)$$

La misma configuración resorte-masa-amortiguador usada para medir la aceleración se puede diseñar para medir el desplazamiento. Este tipo de dispositivo se llama medidor de **vibraciones**. La razón de amplitud dada en la ecuación 9.67 proporciona la relación necesaria entre los desplazamientos de entrada y salida. Como se hizo en el análisis del acelerómetro, ahora se puede definir una razón de desplazamiento como

$$H_d(\omega) = \frac{X_r}{X_i} \quad (9.76)$$

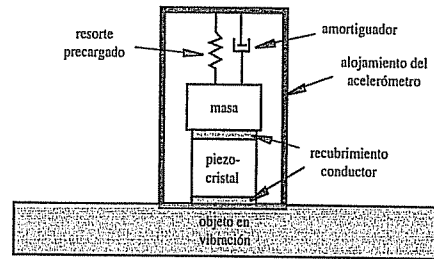
La figura 9.49 ilustra la razón de amplitud a la relación de frecuencia para diferentes valores de la razón de amortiguamiento. La relación de ángulo de fase es la misma que para el acelerómetro (vea la figura 9.48). La amplitud del desplazamiento de entrada X_i se relaciona con la medida de la amplitud de desplazamiento relativo X_r como

$$X_i = \frac{X_r}{H_d(\omega)} \quad (9.77)$$

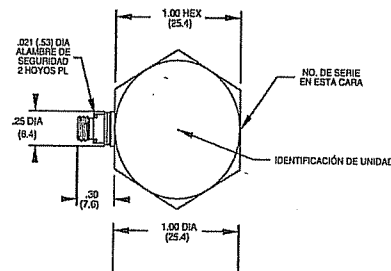
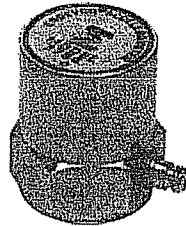
Si el medidor de vibraciones se diseña de modo que $H_d(\omega)$ es casi 1 sobre un gran rango de frecuencia, entonces la amplitud de desplazamiento de entrada está dada directamente por la amplitud de desplazamiento relativo:

$$X_i = X_r \quad (9.78)$$

Como se puede ver en la figura 9.49, el rango de frecuencia más grande que resulta en una razón de amplitud unitaria ocurre cuando la razón de amortiguamiento ζ es 0.707 y la frecuencia natural ω_n es tan pequeña como sea posible. La frecuencia natural se puede hacer pequeña al elegir una gran masa sísmica y una pequeña constante de resorte. Esto explica el gran tamaño de los sismógrafos usados para medir el movimiento causado por un terremoto.



a) ilustración esquemática



b) dispositivo real

(Cortesía de Endevco, San Juan Capistrano, CA)

Figura 9.50 Construcción de un acelerómetro piezoeléctrico.

9.5.1 Acelerómetro piezoeléctrico

Los acelerómetros de mayor calidad se construyen con el uso de un **cristal piezoeléctrico**, un material cuya deformación resulta en la polarización de la carga a través del cristal. De igual forma, la aplicación de un campo eléctrico a un material piezoeléctrico resulta en una deformación. Como se ilustra en la figura 9.50a), un acelerómetro piezoeléctrico consiste de un cristal en contacto con una masa, soportada en un alojamiento por un resorte. El propósito del resorte precargado es ayudar a mantener la masa en contacto con el cristal y a mantener al cristal en compresión, lo que puede ayudar a prolongar su vida. El cristal en sí también tiene rigidez que se suma a la rigidez del

resorte. La figura 9.50b) muestra un acelerómetro piezoeléctrico disponible en el mercado. Además de las propiedades de amortiguamiento natural inherentes en el cristal, en ocasiones se incorpora amortiguamiento adicional (por ejemplo, al llenar el alojamiento con aceite). Cuando el objeto de soporte experimenta aceleración, ocurre desplazamiento relativo entre el alojamiento y la masa debido a la inercia de la masa. La deformación resultante en el cristal piezoeléctrico causa una carga de desplazamiento entre los recubrimientos conductores del cristal como resultado del efecto piezoeléctrico. Note que el acelerómetro que utiliza un cristal piezoeléctrico no requiere suministro externo de potencia. Además, es importante reconocer que el acelerómetro mide la aceleración sólo en la dirección en la que se monta (es decir: a lo largo del eje del resorte, masa y cristal).

Un material piezoeléctrico produce una gran salida para su tamaño. Los materiales piezoeléctricos que se encuentran en la naturaleza son la sal Rochelle, la turmalina y el cuarzo. Algunos materiales cristalinos se pueden polarizar artificialmente para tomar características piezoeléctricas mediante calentamiento y luego se les enfría lentamente en un fuerte campo eléctrico. Tales materiales son el titanato de bario, el zirconato de plomo (PZT), el titanato de plomo y el metaniobato de plomo. Estas cerámicas ferroeléctricas se usan con más frecuencia en los acelerómetros porque la sensibilidad se puede controlar durante la fabricación.

En la figura 9.51 se muestra el circuito equivalente simple para un cristal piezoeléctrico, lo que implica que el cristal efectivamente es un capacitor y una fuente de carga que genera una carga q a través de las placas del capacitor proporcional a la deformación del cristal. Al representar el acelerómetro mediante un circuito equivalente Thevenin (vea la figura 9.52), el voltaje de circuito abierto V es igual a la carga, por lo general en el rango de picocoulombs, dividido por la capacitancia, por lo general en el rango de picofaradios.

$$V = \frac{q}{C_p} \quad (9.79)$$

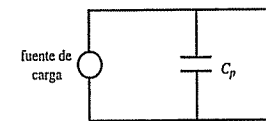


Figura 9.51 Circuito equivalente para cristal piezoeléctrico.

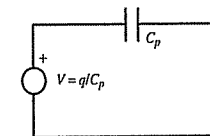


Figura 9.52 Equivalente Thevenin de cristal piezoeléctrico.

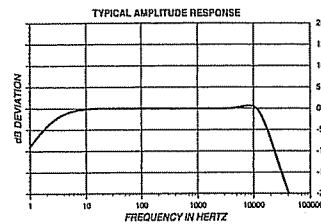


Figura 9.53 Respuesta de frecuencia del acelerómetro piezoeléctrico.
(Cortesía de Endevco, San Juan Capistrano, CA)

La sensibilidad del acelerómetro es la razón de la salida de carga a la aceleración del alojamiento expresada en pC/g, (rms pC)/g o (pico pC)/g, donde g es la aceleración debida a la gravedad. La salida del acelerómetro se une a un **amplificador de carga** que convierte la carga de desplazamiento en el cristal a un voltaje que se puede medir. La mayoría de los acelerómetros se calibran en milivolts por g para un amplificador de carga específico.

En general, los acelerómetros piezoeléctricos no pueden medir aceleraciones constantes o que cambien lentamente, pues los cristales pueden medir un cambio en fuerza sólo al sentir un cambio en deformación. Pero son excelentes para mediciones dinámicas como vibración e impacto. La respuesta a bajas frecuencias se limita aún más por la baja frecuencia de corte del amplificador de carga, que puede estar en el orden de unos cuantos hertz. La respuesta a altas frecuencias es función de las características mecánicas del acelerómetro. El rango dinámico de un acelerómetro varía de unos cuantos hertz a una fracción de la frecuencia resonante dada por

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (9.80)$$

usualmente en el rango de kHz. En la figura 9.53 se muestra una curva de respuesta de frecuencia típica para un acelerómetro piezoeléctrico.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 9.14 Sonido piezoeléctrico

¿Cómo funciona un micrófono piezoeléctrico? ¿Y un timbre piezoeléctrico?

El Ejercicio de laboratorio 14 explora cómo usar un acelerómetro para monitorizar vibraciones de un equipo en rotación. La salud de los cojinetes en un sistema se puede determinar mediante el monitoreo del espectro de la señal de vibración. A esto se le llama análisis del cojinete. La Demostración en video 9.13 muestra un ejemplo del experimento, y los Vínculos de internet 9.5 y 9.6 direccionan a algunos resultados del ejemplo. Los rayones y el uso en los cojinetes de rodamiento crean más contenido de alta frecuencia en el espectro de vibración.



Ejercicio de laboratorio

Laboratorio 14

Medición de la vibración con un acelerómetro



Demostración en video

9.13 Experimento de medición de vibraciones en cojinetes



Vínculo de internet

9.5 Resultado del análisis de un cojinete en buen estado

9.6 Resultado del análisis de un cojinete en mal estado

9.6 MEDICIÓN DE PRESIÓN Y FLUJO

La mayoría de las técnicas para medir la presión involucran la percepción de un desplazamiento o desviación y la relación con la presión a través de calibración o relaciones teóricas. El manómetro es un tipo de sensor de presión, que mide una presión estática o diferencia de presión al detectar desplazamientos de fluido en un campo gravitacional. Otro tipo es el diafragma, fuelle o tubo elástico, donde se mide la desviación de una membrana elástica y se le relaciona con la presión. Otro tipo es el transductor piezoeléctrico de presión, que puede medir presiones dinámicas cuando el cristal piezoeléctrico se deforma en respuesta a la presión aplicada. Las referencias que cubren éstas y otras técnicas se incluyen en la bibliografía al final del capítulo.

También existen muchas técnicas para medir las tasas de flujo de gases y líquidos. Un tubo de pitot mide la diferencia entre la presión total y estática de un fluido en movimiento. Los medidores Venturi y de orificio se basan en la medición de caídas de presión a través de la obstrucción de un fluido. Los medidores de flujo de turbina detectan la tasa de flujo al medir la tasa de rotación de una rueda de paletas en el flujo. Los medidores de flujo Coriolis miden la tasa de flujo de masa a través de un tubo U en vibración rotacional. Los anemómetros de alambre caliente "sienten" los cambios de resistencia en un alambre caliente portador de corriente. La temperatura y resistencia del alambre dependen de la cantidad de calor transferido al fluido en movimiento. El coeficiente de transferencia de calor es una función de la tasa de flujo. Los velocímetros doppler láser (LDV) perciben el corrimiento de frecuencia de luz láser dispersada desde partículas suspendidas en un fluido en movimiento. La mayoría de los libros de mecánica de fluidos presentan los fundamentos teóricos de una variedad de técnicas de medición de flujo. Las referencias que cubren éstas y otras técnicas se incluyen en la bibliografía al final del capítulo.

9.7 SENSORES SEMICONDUCTORES Y DISPOSITIVOS MICROELECTROMECHANICOS

La llegada del diseño y fabricación a gran escala de semiconductores electrónicos cambió algo más que la forma de procesar las señales electrónicas. Muchas de las técnicas desarrolladas para producir circuitos integrados se adaptó al diseño de una nueva clase de sensores y actuadores semiconductores llamados dispositivos **microelectromecánicos (MEM)**. En 1980 se desarrolló el primer sensor MEM con el uso de tecnología de circuitos integrados para grabar silicio y producir un dispositivo que respondía a la aceleración. Consistía en un pequeño voladizo de silicio con un semiconductor medidor de deformación integral. La aceleración desviaba el voladizo (debido a su inercia) y el medidor de deformación sentía la magnitud de la aceleración. El medidor de deformación y la barra se grababan a partir de una sola pieza de silicio con el uso de los métodos de procesamiento desarrollados anteriormente para modificar silicio para la electrónica de semiconductores. Los acelerómetros MEM se usan ahora en automóviles para controlar los sistemas de las bolsas de aire.

Los CI se elaboran mediante una serie de procesos que consisten en la formación de capas litográficas fotorresistentes, exposición a la luz, grabado químico controlado, deposición de vapor y dopado. El proceso de grabado químico es importante en la creación de pequeños dispositivos mecánicos mediante una técnica conocida como micromaquinado. Con el uso de máscaras cuidadosamente diseñadas e inmersión cronometrada

en baños químicos, se pueden formar versiones en microminiatura de acelerómetros, motores eléctricos estáticos y motores activados por líquidos o gas.

Los diseños de sensores semiconductores se basan en diferentes propiedades electromagnéticas del silicio dopado y arseniuro de galio y la variedad de formas en que funcionan los semiconductores en diferentes entornos físicos. La siguiente lista resume algunas de las propiedades semiconductoras que son la base de las diferentes clases de MEM semiconductores:

- La característica piezorresistente del silicio dopado, el acoplamiento entre cambio de resistencia y deformación, es la base de los medidores de deformación semiconductores y los sensores de presión.
- Las características magnéticas del silicio dopado, principalmente el efecto Hall, son la base de los transistores magnéticos semiconductores, donde la corriente del colector se puede modular mediante un campo magnético externo.
- Las ondas electromagnéticas y la radiación nuclear inducen efectos eléctricos en los semiconductores y forman la base de los sensores de color de luz y otros detectores de radiación.
- Las propiedades térmicas de los semiconductores son la base de los termistores, los sensores de conductividad térmica, los sensores de humedad y los CI sensores de temperatura.

Los dispositivos de **onda acústica de superficie** (SAW) son una importante clase de sensores MEM. Un dispositivo SAW consta de un sustrato piezoeléctrico plano con patrones metálicos depositados litográficamente en la superficie. Dichos patrones forman transductores interdigitales (IDT) y rejillas acopladoras de reflexión, como se muestra en la figura 9.54. Una señal de entrada aplicada a un transductor interdigital excita una deformación en el sustrato piezoeléctrico y genera una onda acústica que se propaga en la superficie. De manera inversa, una onda SAW puede inducir un voltaje en un IDT, lo que resulta en una señal de salida.

La figura 9.54 ilustra una aplicación común de un dispositivo SAW: un sistema de identificación inalámbrico. Un transmisor envía un pulso que recibe el dispositivo SAW pasivo mediante una antena. La onda SAW resultante se refleja como un patrón de pulsos

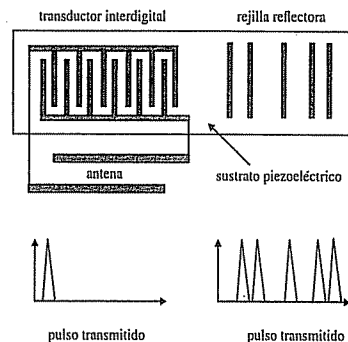


Figura 9.54 Dispositivo transpondeador de onda acústica de superficie.

único a los espaciamientos dentro de la rejilla reflectora. Los pulsos se retransmiten a través de la misma antena de vuelta a un receptor que permite la identificación del dispositivo SAW. Este dispositivo se usa comúnmente en áreas de peaje automatizadas de autopistas para identificar los vehículos conforme pasan bajo un tranceptor (transmisor-receptor).

Otras aplicaciones de los dispositivos SAW incluyen líneas de retraso, filtros de frecuencia y varios sensores. Su función depende del sustrato SAW de propagación y resonancia, así como de los patrones y espaciamientos de los IDT y las rejillas reflectoras.

Con el desarrollo de tantos sensores semiconductores distintos, los ingenieros ahora han comenzado a integrar sensores y circuitos de procesamiento de señal junto con un circuito híbrido que contiene transductores, convertidores A/D, memoria programable y un microprocesador. El paquete completo proporciona un **sistema de micromedición** (MMS) que es pequeño, preciso y menos costoso que un sistema de medición discreto. Los sistemas de micromedición distribuida se usarán más y más en el futuro diseño de sistemas mecatrónicos.

PREGUNTAS Y EJERCICIOS

Sección 9.2 Medición de posición y velocidad

- 9.1. Dibuje los esquemas para cada interruptor de la figura 9.4.
- 9.2. Muestre cómo se puede alambrar un interruptor SPDT, con una fuente de 5 V y resistor(es), para proporcionar una señal digital que sea baja cuando el interruptor esté abierto y alta cuando esté cerrado.
- 9.3. Muestre cómo se puede alambrar un interruptor de botón NO, con una fuente de 5 V y resistor(es), para proporcionar una señal reset lógica negativa (activa baja) a un microprocesador. La señal debe ser baja sólo mientras el botón se mantiene presionado.
- 9.4. Dibuje un esquema para un interruptor DPDT y muestre cómo se puede alambrar para encender y apagar dos circuitos separados.
- 9.5. Usted usa un encoder absoluto codificado en binario natural de 4 bits construido pobremente y observa que, conforme el codificador rota a través del paso sencillo del código 3 al código 4, el codificador emite varios valores diferentes y erróneos. Si el problema es el mal alineamiento entre los fotosensores y el disco de código, ¿qué posibles códigos podrían resultar durante la transición del código 3 al 4?
- 9.6. ¿Cuál es la resolución angular de un encoder incremental de dos canales con un circuito decodificador en cuadratura 2X si la pista del disco de código tiene 1 000 líneas radiales?

Sección 9.3 Medición de esfuerzo y deformación

- 9.7. Derive la ecuación 9.9 para un conductor circular en lugar de un conductor rectangular.
- 9.8. Un nuevo medidor de deformación experimental se monta en una barra de acero de 0.25 pulgadas de diámetro en dirección axial. El calibrador tiene una resistencia medida de 120 Ω , y cuando la barra se carga con 500 lb de tensión, la resistencia del calibrador aumenta por 0.01 Ω . ¿Cuál es el factor de calibración del calibrador?
- 9.9. Una barra de acero con módulos de elasticidad de 200 GPa y 10 mm de diámetro se carga en tensión con una carga axial de 50 kN. Si un calibrador con 2.115 de factor de calibración y 120 Ω de resistencia se monta en la barra en la dirección axial, ¿cuál es el

cambio en resistencia del calibrador del estado descargado al estado deformado? Si el calibrador se coloca en una bifurcación de un puente de Wheatstone (R_1) y las otras tres piernas tienen la misma resistencia base ($R_2 = R_3 = R_4 = 120 \Omega$), ¿cuál es el voltaje de salida (V_{sal}) del puente en el estado deformado? ¿Cuál es el esfuerzo en la barra?

- 9.10. Dibuje un diagrama esquemático que ilustre el alambreado de un circuito puente de Wheatstone que saque ventaja de las conexiones de terminal de tres alambres y de la compensación de temperatura del calibrador dummy.
- 9.11. Un puente medidor de deformación usado en un captador dinámico disipa energía. ¿Por qué? Compare la potencia disipada en un circuito puente con brazos de igual resistencia para calibradores de 350Ω y 120Ω cuando el voltaje de excitación es 10 V . ¿Qué estrategias puede emplear si el calentamiento se vuelve un problema? ¿Estas estrategias tienen algunas deficiencias?
- 9.12. Aun cuando se utilicen conexiones de tres alambres a un medidor de deformación para reducir el efecto de los cambios de resistencia de los alambres con la temperatura, se puede tener un fenómeno llamado desensibilización de alambres. Si la magnitud de la resistencia de los alambres supera 0.1% de la resistencia de calibración nominal, puede resultar en un error significativo. Si supone un alambre 22AWG ($0.050 \Omega/\text{m}$) y un calibrador estándar de 120Ω , ¿cuán largos pueden ser los alambres antes de que haya desensibilización?

Sección 9.4 Medición de temperatura

- 9.13. Encuentre la sensibilidad aproximada (en $\text{mV}/^\circ\text{C}$) de un termocople tipo J al evaluar o graficar su función polinomial.
- 9.14. Encuentre la sensibilidad aproximada (en $\text{mV}/^\circ\text{C}$) de un termocople tipo T al evaluar o graficar su función polinomial.
- 9.15. Si usa un termocople tipo J en una configuración de termocople de dos uniones (vea la figura 9.42) con una temperatura de referencia de 0°C , ¿qué voltaje resultaría para una temperatura de entrada de 200°C ?
- 9.16. Si se usa un termocople tipo J en una configuración de termocople de dos uniones (vea la figura 9.42) con una temperatura de referencia de 100°C , ¿qué medición de temperatura correspondería con un voltaje medido de 30 mV ?
- 9.17. Resuelva la pregunta 9.16 si la temperatura de referencia fuese 11°C en lugar de 100°C y con todo lo demás igual.
- 9.18. Con el uso de un termocople tipo J con una referencia fija de 0°C , ¿cuánto cambiaría la lectura del voltaje si la medición de temperatura cambia de 10°C a 120°C ?

Sección 9.5 Medición de vibración y aceleración

- 9.19. Derive la ecuación 9.67.
- 9.20. Se diseña un acelerómetro con una masa sísmica de 50 g , una constante de resorte de 5000 N/m y una constante de amortiguamiento de 30 Ns/m . Si el acelerómetro se monta a un objeto que experimenta desplazamiento $x_{em}(t) = 5 \sin(100t) \text{ mm}$, encuentre lo siguiente:
 - a) la amplitud de aceleración real del objeto
 - b) la amplitud del desplazamiento relativo del estado estacionario entre la masa sísmica y el alojamiento del acelerómetro

- c) la amplitud de aceleración como es medida por el acelerómetro
- d) una expresión para el desplazamiento relativo de estado estacionario de la masa sísmica en relación con el alojamiento como función del tiempo $[x_r(t)]$.

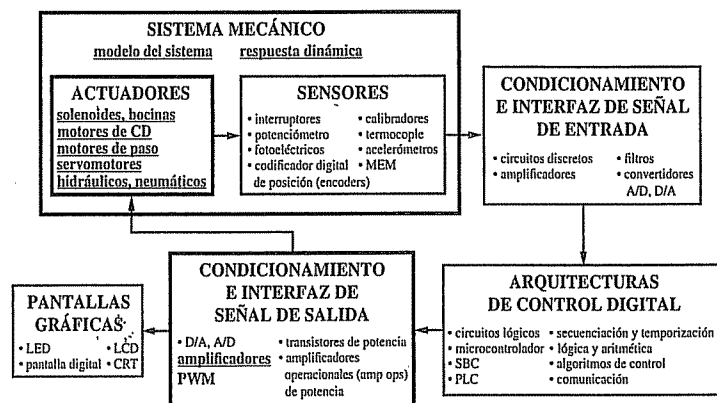
- 9.21. Se diseña un vibrómetro resorte-masa-amortiguador con una masa sísmica de 1 kg , una bobina de resorte con constante de resorte de 2 N/m y un amortiguador con constante de amortiguamiento de 2 Ns/m . Determine una expresión para el desplazamiento de estado estacionario de la masa sísmica $x_{sa}(t)$ dado un desplazamiento de entrada del objeto de $x_{em}(t) = 10 \sin(1.25t) \text{ mm}$.

BIBLIOGRAFÍA

- Beckwith, T., Marangoni, R. y Lienhard, J., *Mechanical Measurements*, 5a. ed., Addison-Wesley, Reading, MA, 1993.
- Burns, G., Scroger, M. y Strouse, G., "Temperature-Electromotive Force Reference Functions and Tables for the Letter-Designated Thermocouple Types Based on the ITS-90", Monografía NIST 175, abril de 1993.
- Complete Temperature Measurement Handbook and Encyclopedia*, vol. 28, Omega Engineering, Stamford, CT, 1992.
- Dally, J. y Riley, W., *Experimental Stress Analysis*, 3a. ed., McGraw-Hill, Nueva York, 1991.
- Doebelin, E., *Measurement Systems Application and Design*, 4a. ed., McGraw-Hill, Nueva York, 1990.
- Figliola, R. y Beasley, D., *Theory and Design for Mechanical Measurements*, 2a ed., John Wiley, Nueva York, 1995.
- Gardner, J., *Microsensors: Principles and Applications*, John Wiley, Nueva York, 1994.
- Hauptmann, P., *Sensors, Principles and Applications*, Carl Hanser Verlag, 1991.
- Holman, J., *Experimental Methods for Engineers*, 6a. ed., McGraw-Hill, Nueva York, 1994.
- Janna, W., *Introduction to Fluid Mechanics*, Brooks/Cole Engineering Division, Monterey, CA, 1983.
- Kovacs, G., *Micromachined Transducers Sourcebook*, WCB/McGraw-Hill, Nueva York, 1998.
- Measurements Group Education Division, "Strain Gage Based Transducers: Their Design and Construction", Measurements Group, Raleigh, NC, 1988.
- Measurements Group Education Division, "Student Manual for Strain Gage Technology", Measurements Group, Raleigh, NC, 1991.
- Miu, D., *Mechatronics: Electromechanics and Control Mechanics*, Springer-Verlag, Nueva York, 1993.
- Pallas-Areny, R. y Webster, J., *Sensors and Signal Conditioning*, John Wiley, Nueva York, 1991.
- Proceedings of the Sixth UK Mechatronics Forum International Conference*, C5—Novel Sensors and Actuators session, Skovde, Suecia, 1998.
- Sze, S., *Semiconductor Sensors*, John Wiley, Nueva York, 1994.
- Walton, J., *Engineering Design: From Art to Practice*, pp. 117-119, West Publishing, St. Paul, MN, 1991.
- White, F., *Fluid Mechanics*, 3a. ed., McGraw-Hill, Nueva York, 1994.

Actuadores

Este capítulo describe varios actuadores importantes en el diseño de sistemas mecatrónicos. ■



OBJETIVOS DEL CAPÍTULO

Después de leer, discutir, estudiar y aplicar las ideas de este capítulo:

1. Identificará diferentes clases de actuadores, incluidos los solenoides, motores de CD, motores de CA, hidráulicos y neumáticos
2. Comprenderá las diferencias entre motores de CD en serie, shunt, compuestos, de imán permanente y de pasos
3. Entenderá cómo diseñar electrónica para controlar un motor de pasos

4. Seleccionará un motor para una aplicación mecatrónica
5. Identificará y describirá los componentes utilizados en los sistemas hidráulicos y neumáticos

10.1 INTRODUCCIÓN

La mayoría de los sistemas mecatrónicos involucran movimiento o acción de algún tipo. Este movimiento o acción se puede aplicar a cualquier cosa, desde un simple átomo hasta una gran estructura articulada; y se crea mediante una fuerza o momento de torsión que resulta en aceleración y desplazamiento. Los **actuadores** son los dispositivos que se usan para producir este movimiento o acción.

Hasta este punto el enfoque del libro han sido los componentes electrónicos y sensores, así como las señales y procesamiento de señal asociados, lo cual se requiere para producir una acción o secuencia de acciones mecánicas específicas. La entrada de sensor mide cuán bien un sistema mecatrónico produce su acción, el lazo abierto o el control de retroalimentación ayudan a regular la acción específica, y mucha de la electrónica aprendida se requiere para manipular y comunicar esta información. Los actuadores producen cambios físicos como desplazamiento lineal y angular. También modulan la tasa y potencia asociadas con estos cambios. Un aspecto importante del diseño de sistemas mecatrónicos es la selección del tipo apropiado de actuador. Este capítulo cubre algunos de los actuadores más importantes: solenoides, motores eléctricos, cilindros hidráulicos y motores rotatorios, y cilindros neumáticos. Para ponerlo en forma poética, este capítulo es “donde el caucho encuentra el camino”. El Vínculo de internet 10.1 proporciona accesos a proveedores y recursos en línea para varios actuadores disponibles en el mercado, así como equipo de soporte.



Vínculo de internet

10.1 Recursos y proveedores de actuadores en línea

10.2 PRINCIPIOS ELECTROMAGNÉTICOS

Muchos actuadores se apoyan en fuerzas electromagnéticas para generar su acción. Cuando un conductor portador de corriente se mueve en un campo magnético, se produce una fuerza en una dirección perpendicular a las direcciones de la corriente y el campo magnético. La **ley de fuerza de Lorentz** relaciona la fuerza sobre un conductor con la corriente en el conductor y el campo magnético externo; su forma vectorial es

$$\vec{F} = \vec{I} \times \vec{B} \quad (10.1)$$

donde \vec{F} es el vector fuerza (por unidad de longitud del conductor), \vec{I} es el vector corriente y \vec{B} es el vector de campo magnético. La figura 10.1 ilustra la relación entre estos vectores e indica la analogía con la **regla de la mano derecha**, la cual afirma que si su dedo índice de la mano derecha apunta en la dirección de la corriente y su dedo medio se alinea con la dirección del campo, entonces su pulgar extendido (perpendicular a los dedos índice y medio) apuntará en la dirección de la fuerza. Otra forma de aplicar la regla de la mano derecha es alinear sus dedos extendidos en la dirección del vector \vec{I} y orientar la palma de modo que pueda rotar (flexionar) sus dedos hacia la dirección del vector \vec{B} . Entonces, su mano se colocará de tal modo que su pulgar extendido apuntará en la dirección de \vec{F} .

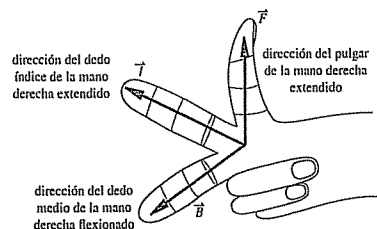


Figura 10.1 Regla de la mano derecha para fuerza magnética.

Otro importante efecto electromagnético para el diseño de actuadores es la intensificación del campo dentro de una bobina. Recuerde que, cuando se discutieron los inductores en el capítulo 2, se afirmó que el flujo magnético a través de una bobina es proporcional a la corriente a través de la bobina y el número de devanados. La constante de proporcionalidad es una función de la permeabilidad del material dentro de la bobina. La permeabilidad de un material caracteriza cuán fácilmente el flujo magnético penetra el material. El hierro tiene una permeabilidad de unos cuantos cientos de veces la del aire; por tanto, una bobina devanada alrededor de un núcleo de hierro puede producir un flujo magnético de unos cuantos cientos de veces la de la misma bobina sin núcleo. La mayoría de los dispositivos electromagnéticos que se presentarán utilizan núcleos de hierro de una forma u otra para aumentar el flujo magnético. Por lo general, los núcleos son laminados (se construyen con capas aisladas de hierro apiladas paralelas a la dirección del eje de la bobina) para reducir las corrientes parásitas inducidas cuando los núcleos experimentan campos magnéticos variables. Las corrientes parásitas, que son resultado de la ley de inducción de Faraday, resultan en ineficiencias y calentamiento indeseable del núcleo.

10.3 SOLENOIDES Y RELEVADORES

Un **solenoid** consiste en una bobina y un núcleo de hierro móvil llamado **armadura**, como se ilustra en la figura 10.2. Cuando la bobina se energiza con corriente, el núcleo se mueve para aumentar la vinculación de flujo al cerrar la brecha de aire entre los núcleos. El núcleo móvil usualmente se carga mediante resorte para permitir al núcleo su regreso cuando la corriente se apague. La fuerza generada es aproximadamente proporcional al cuadrado de la corriente e inversamente proporcional al cuadrado del ancho de la brecha de aire. Los solenoides son baratos y su uso se limita principalmente a aplicaciones de encendido-apagado como cerrado, bloqueo y disparo. Su uso es frecuente en electrodomésticos (por ejemplo, válvulas de lavadoras), automóviles (por ejemplo, cierre de puertas y solenoide de ignición), máquinas de pinball (por ejemplo, émbolos y amortiguadores) y automatización de fábricas.

Un **relevador** electromecánico es un solenoide que se usa para formar o romper contacto mecánico entre terminales eléctricas. Una pequeña entrada de voltaje al solenoide controla una corriente potencialmente grande a través de los contactos del relevador. Las aplicaciones incluyen interruptores de potencia y elementos de control electromecánico. Un relevador realiza una función similar a un circuito interruptor con transistor de potencia, pero tiene la capacidad de interrumpir corrientes mucho más grandes. Además, el circuito de entrada de un relevador está eléctricamente aislado del circuito exterior, a diferencia del circuito transistor de emisor común, donde hay una tierra común entre entrada y salida. Debido a que el relevador está eléctricamente aislado, el ruido, los voltajes indu-

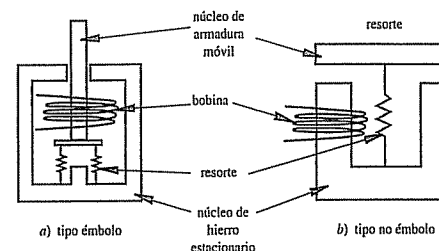


Figura 10.2 Solenoides.

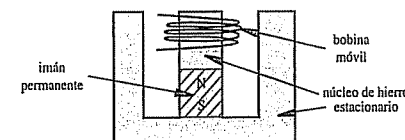


Figura 10.3 Bocina.

cidos y las fallas a tierra que ocurren en el circuito de salida tienen mínimo impacto en el circuito de entrada. Una desventaja de los relevadores es que tienen tiempos de interrupción más lentos que los transistores. La Demostración en video 10.1 demuestra cómo responden los relevadores y los transistores a diferentes velocidades de interrupción.

Como se ilustra en la figura 10.3, una **bocina** consiste en una bobina que se mueve en un campo magnético producido por un imán permanente y lo intensifica un núcleo de hierro. La figura 10.4 muestra la bobina y el núcleo de hierro de una bocina disponible en el mercado, que se puede usar como un sensor o como un actuador. Cuando se usa como actuador, la fuerza sobre la bobina es directamente proporcional a la corriente en ella. La bobina usualmente se une a una carga móvil, como el diafragma de una bocina, el distanciador de una válvula hidráulica proporcional o la cabeza de lectura-escritura de un disco de computadora. La respuesta lineal y la capacidad bidireccional hacen a las bocinas de las bocinas más atractivas que los solenoides para aplicaciones de control.

Las Demostraciones en video 10.2 y 10.3 muestran cómo funciona el controlador de disco de computadora, donde se utiliza una bobina de bocina para proporcionar el movimiento de pivote de la cabeza de lectura-escritura. La Demostración en video 10.4 muestra un fragmento en movimiento superlento, filmado con una cámara especial de alta velocidad, que demuestra dramáticamente la precisión y rapidez del movimiento de la bobina de voz. La cabeza de lectura-escritura llega a un alto completo en una pista antes de moverse hacia otra. En tiempo real (por ejemplo, en la Demostración en video 10.3), este movimiento es un manchón total.

■ TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 10.1

Ejemplos de solenoides, bobinas de bocinas y relevadores

Elabore una lista de dispositivos domésticos y automotrices comunes que contengan solenoides, bobinas de bocinas y relevadores. Describa por qué cree que se seleccionó el componente en particular para cada uno de los dispositivos que citó.



Demostración en video

10.1 Comparación de circuito de interrupción de relevador y transistor

10.2 Disco duro de computadora con bobina de bocina

10.3 Demostración de búsqueda de pista en el disco duro de una computadora

10.4 Video en movimiento superlento de la búsqueda de pista en disco duro de una computadora

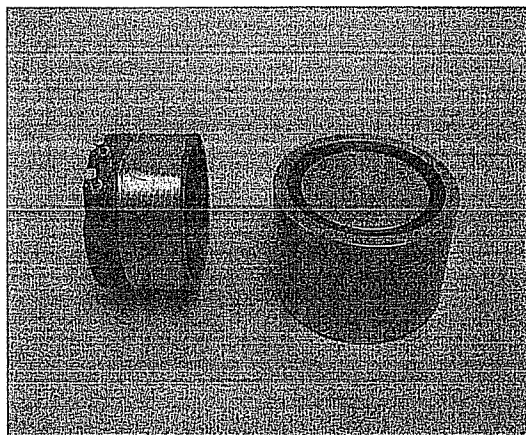


Figura 10.4 Fotografía de una bobina de bocina con núcleo de hierro.

10.4 MOTORES ELÉCTRICOS

Los motores eléctricos son, con mucho, más omnipresentes que los actuadores, y se presentan virtualmente en todos los sistemas electromecánicos. Los motores eléctricos se pueden clasificar por su función o por su configuración eléctrica. En la clasificación funcional, a los motores se les dan nombres que sugieren la manera en que se usa el motor. Ejemplos de clasificaciones funcionales incluyen momento de torsión, engrane, servo, servoinstrumento y de pasos. Sin embargo, por lo general es necesario conocer algo acerca del diseño eléctrico del motor para hacer juicios sobre su aplicación para entregar potencia y controlar la posición. La figura 10.5 proporciona una clasificación de la configuración de motores eléctricos que se encuentran en aplicaciones mecatrónicas. Las diferencias se deben al devanado del motor y al diseño del rotor, lo que resulta en una gran variedad de características operativas. La razón precio-rendimiento de los motores eléctricos continúa mejorando, lo que los hace importantes adiciones a todo tipo de sistema mecatrónico, desde aparatos electrodomésticos hasta automóviles. Los motores de inducción de CA son particularmente importantes en las aplicaciones industriales y grandes aparatos para el consumidor. De hecho, al motor de inducción de CA a veces se le llama el caballo de batalla de la industria. Las Demostraciones en video de la 10.5 a la 10.7 muestran algunos ejemplos y describen cómo funcionan los motores.

La figura 10.6 ilustra la construcción y los componentes de un motor eléctrico típico. El alojamiento exterior estacionario, llamado **estator**, soporta polos magnetizados radiales. Dichos polos consisten en imanes permanentes o bobinas alambradas, llamadas **bobinas fijas**, enrolladas en torno a núcleos de hierro laminados. El propósito de laminar el núcleo es reducir los efectos de las corrientes parásitas, que se inducen en un material conductor (vea el Tema para discusión en clase 10.2). El **rotor** es la parte del motor que gira. Consiste en un eje giratorio soportado por cojinetes, bobinas

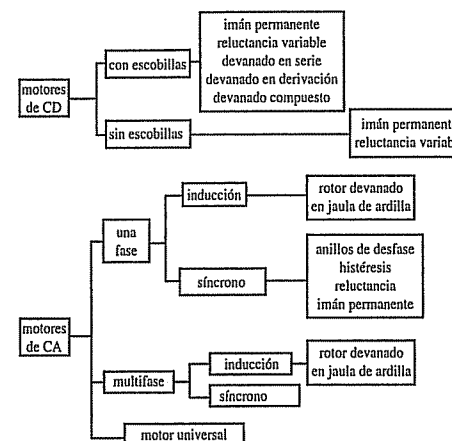


Figura 10.5 Clasificación de la configuración de motores eléctricos.

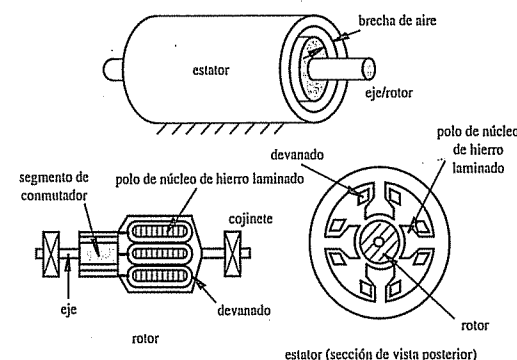


Figura 10.6 Construcción de motor y terminología.

nas conductoras a las que por lo general se les conoce como devanados de **armadura**, y un núcleo de hierro que intensifica los campos creados por los devanados. Existe una pequeña **brecha de aire** entre el rotor y el estator donde interactúa el campo magnético. En la mayoría de los **motores de CD**, el rotor también incluye un **conmutador** que entrega y controla la dirección de la corriente a través de los devanados de armadura. Para los motores con un conmutador, las **"escobillas"** proporcionan contacto eléctrico estacionario a los segmentos conductores del conmutador en movimiento. Las escobillas en los primeros motores consistían en cerdas de alambre de cobre dobladas contra el conmutador, de ahí el término escobilla; pero ahora por lo general se hacen de grafito, que proporciona una mayor área de contacto y es autolubrificante. Usualmente las es-



Demostración en video

10.5 Motor de inducción de CA (una fase)

10.6 Motor de inducción de CA con inicio suave para una bomba de agua

10.7 Motor de inducción de CA de frecuencia variable para una unidad de administración de aire en un edificio



Demostración en video

10.8 Componentes de motor de CD

10.9 Motor de CD sin escobillas de un ventilador de computadora

10.10 Motor de CD sin escobillas de una bomba de engrane

10.11 Ejemplos de motor de CD y de pasos

cobillas se cargan con resorte para asegurar el contacto continuo con el conmutador. La Demostración en video 10.8 muestra un pequeño motor de CD desmontado, de imán permanente con escobillas para que pueda ver los diversos componentes y su funcionamiento. Un motor de CD **sin escobillas** usa sensores y circuitos de proximidad, en lugar de contacto mecánico y eléctrico, para efecto de conmutar las direcciones de la corriente de bobina. Las Demostraciones en video 10.9 y 10.10 muestran dos ejemplos de motores CD sin escobillas.

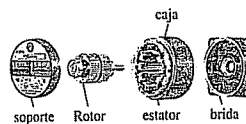
La figura 10.7 muestra ejemplos de motores ensamblados disponibles en el mercado. En la figura 10.7a), el motor a la izquierda es un motor de inducción de CA con la adición de una unidad de reducción de velocidad por cabeza de engranes. El motor a la derecha es un motor gradual de dos fases. Los motores vienen en tamaños estándar con soporte estándar, y por lo general incluyen placas que mencionan algunas de las especificaciones del motor. La figura 10.7b) muestra la construcción interna de un motor gradual con rotor de imán permanente. La Demostración en video 10.11 muestra otros ejemplos de motores de CD regulares y motores de pasos disponibles en el mercado.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 10.2 Corrientes parásitas

Describa las causas de las corrientes parásitas que se inducen en un material conductor que experimenta un campo magnético variable. El núcleo de hierro en un motor de rotor usualmente está laminado. Explique por qué. ¿Cuál es la mejor orientación de los laminados?



a) Motor de inducción de CA y de pasos



b) vista desmontada del motor de pasos con un rotor de imán permanente

Figura 10.7 Ejemplos de motores comerciales. (Cortesía de Oriental Motor, Torrance, CA)

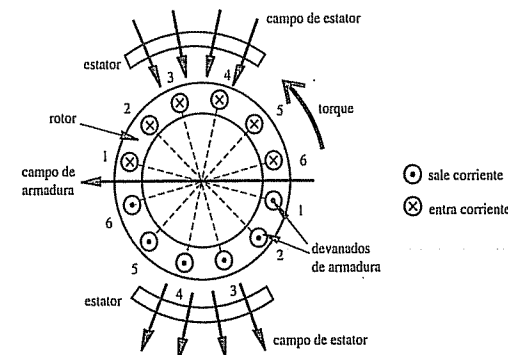


Figura 10.8 Interacción campo-corriente del motor eléctrico.

Un motor eléctrico produce un torque a través de la interacción de campos de estator y corriente de armadura, o de campos de estator y campos de armadura. Ambos principios se ilustran y se comienza con el primero. La figura 10.8 ilustra un motor de CD con seis devanados de armadura. La dirección del flujo de corriente en los devanados se ilustra en la figura. Como resultado de la ecuación 10.1, la interacción del campo de estator fijo y las corrientes en los devanados de armadura producen un torque en la dirección contraria a las manecillas del reloj. Usted puede verificar la dirección del torque al aplicar la regla de la mano derecha a las direcciones de la corriente de armadura y el campo del estator. Para mantener el torque conforme gira el rotor, el ordenamiento espacial de las corrientes de armadura debe permanecer fijo en relación con el campo del estator. Un conmutador logra esto al intercambiar las corrientes en los devanados de armadura en la secuencia correcta conforme gira el rotor.

La figura 10.9 ilustra un ejemplo de conmutador. Consiste en un anillo de materiales conductores y aisladores alternados y conectados a los devanados del rotor. La corriente se dirige a través de los devanados mediante las escobillas, que se deslizan sobre

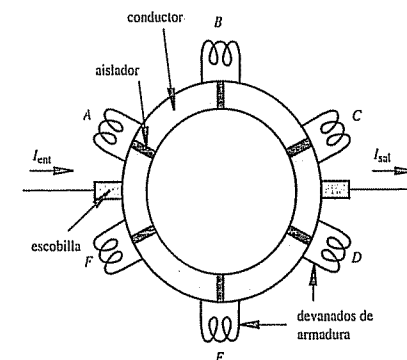


Figura 10.9 Conmutador de motor eléctrico de seis devanados.

la superficie del conmutador mientras gira. En la posición que se muestra, la corriente fluye a través de los devanados *A*, *B* y *C* en la dirección de las manecillas del reloj y a través de *F*, *E* y *D* en la dirección contraria a las manecillas del reloj.

Cuando el rotor gira un sexto de vuelta completa desde la posición que se muestra, las corrientes en los devanados *C* y *F* cambian de dirección. Este proceso continúa de manera secuenciada conforme las escobillas se deslizan sobre el conmutador en rotación. Con las configuraciones adecuadas de devanado, el conmutador mantiene un ordenamiento espacial y consistente de las corrientes en relación con los campos fijos del estator. Esto mantiene de forma continua el torque en la dirección deseada (por ejemplo, contra las manecillas del reloj en la figura 10.8).

Otro método por el cual los motores eléctricos pueden crear torques es a través de la interacción de los campos magnéticos del estator y el rotor. El torque se produce por el hecho de que polos de campo diferentes se atraen y polos iguales se repelen. La figura 10.10 ilustra este principio de operación con un simple motor de CD de dos polos. Los polos del estator generan campos magnéticos fijos con imanes permanentes o bobinas que portan corriente CD. El devanado en el rotor se cambia para provocar cambios en dirección de su campo magnético. La interacción del campo del rotor variable y los campos de estator fijos producen un torque sobre el eje, lo que genera rotación. Con el rotor en la posición *i*), la escobilla derecha hace contacto con el segmento *A* del conmutador y la escobilla izquierda con el segmento *B*, lo que crea una corriente en el devanado del rotor, que resulta en los polos magnéticos que se muestran. Los polos magnéticos del rotor se oponen a los polos magnéticos del estator, lo que crea un torque que genera el movimiento del rotor en sentido de las manecillas del reloj. En la posición *ii*), los polos del estator se oponen y atraen con los polos del rotor para aumentar la rotación en sentido de las manecillas del reloj. Entre las posiciones *iii*) y *v*) el conmutador tiene contacto con el interruptor, cambia la dirección de la corriente del rotor y por tanto la dirección del campo magnético. En la posición *iv*), ambas escobillas pierden contacto temporalmente con el conmutador, pero el rotor continúa moviéndose debido a su momento. En la posición *v*), el campo magnético invertido en el rotor se opone de nuevo al campo del estator, lo que continúa el torque y el movimiento en sentido de las manecillas del reloj.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 10.3

Interacción campo-campo en un motor

El campo de la armadura en la figura 10.8, ¿tiene algún efecto en el torque producido por el motor?

Un problema con el diseño simple de dos polos como el que se ilustra en la figura 10.10, es que no ocurriría arranque si el motor se encuentra en la posición *iv*) donde las escobillas se ubican sobre las brechas del conmutador. Este problema se puede evitar al diseñar el motor con más polos y más segmentos de conmutador con traslape de conmutación. Esto permite a las escobillas estar siempre en contacto con dos segmentos activos, incluso mientras se conmuta (vea el Tema para discusión en clase 10.4).

Otros problemas no discutidos con estos modelos simples son la fuerza contraelectromotriz back (en inglés *emf**) y la inducción. Conforme los devanados del rotor

*N. del E.: A la fuerza electromotriz también se le identifica por sus siglas en español, *fem*.

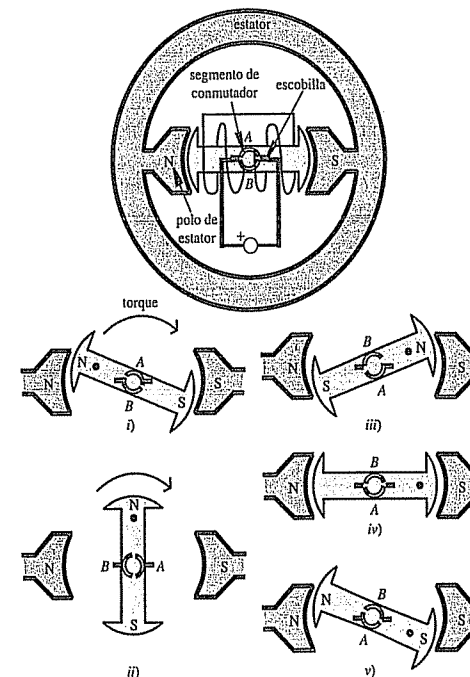


Figura 10.10 Interacción campo-campo de motor eléctrico.

cortan a través del campo magnético del estator, se induce una **contra-fem** que se opone al voltaje aplicado al rotor. Además, cuando el conmutador cambia la dirección de la corriente, se induce un voltaje que se opone al cambio de dirección de la corriente.

Los principios de operación de los **motores de CA** son similares en cuanto a la interacción de los campos magnéticos, pero no se requiere conmutación. Esto se debe a que el campo magnético gira alrededor del estator como resultado de los voltajes de CA y el ordenamiento de las bobinas alrededor del alojamiento del estator. Los devanados del rotor de los motores de CA **asíncronos** no tienen voltaje externo aplicado; en vez de ello, los voltajes se inducen en los devanados del rotor debido a los campos rotatorios alrededor del estator. El rotor gira a velocidades más lentas que los campos rotatorios del estator (a esto se le llama **deslizamiento**), lo que hace posible la inducción, de ahí el término **asíncrono**. Debido a esta acción, los motores asíncronos a veces se conocen como **máquinas de inducción**. En los motores de CA **síncronos** los devanados del rotor se energizan pero mediante **anillos colectores** en lugar de por medio de un conmutador. Las escobillas proporcionan contacto ininterrumpido y constante con los anillos colectores, lo que hace que los campos giren alrededor de los devanados del rotor a la misma tasa que los campos lo hacen en torno al estator. Debido a la interacción de estos campos, el rotor gira a la misma velocidad que los campos del estator, de ahí el término **síncrono**.

Como se vio, los motores de CD con frecuencia contienen un conmutador y escobillas. Cuando éste es el caso, se llaman **motores con escobillas**. Otra clase de motores de CD es

el motor de CD sin escobillas, que tiene imanes permanentes en el rotor y un campo rotatorio en el estator. Los imanes permanentes en el rotor eliminan la necesidad del conmutador. En su lugar, unos transistores conmutan la corriente directa (CD) en las bobinas en respuesta a los sensores de proximidad que se disparan conforme gira el eje. Las escobillas no se requieren en ausencia de un conmutador mecánico. Esto es atractivo desde el punto de vista del mantenimiento, ya que las escobillas se deben sustituir cuando se desgastan. Puesto que no hay devanados de rotor o núcleo de hierro, la inercia del rotor es mucho más pequeña, lo que a veces hace más sencillo el control. Además, no hay problemas de disipación de calor del rotor, pues no hay corriente de devanado, y por tanto no hay calentamiento I^2R .

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 10.4

Diseción de un motor Radio Shack

Compre un motor de CD barato de 1.5-3 V (por ejemplo, Catálogo No. 273-223 de Radio Shack) y desensámblelo. Identifique las escobillas, los segmentos del conmutador, los devanados de la armadura, los polos de rotor laminado y los imanes permanentes del estator. Bosqueje el campo magnético producido por los imanes permanentes del estator. Determine la dirección del flujo de corriente (y la dirección del campo resultante) en los devanados de la armadura para diferentes posiciones del conmutador. Determine la dirección del torque producido por las interacciones campo-campo y campo-corriente. ¿Qué efecto cree que es más intenso en este motor?

10.5 MOTORES DE CD

Los motores de corriente directa (CD) se usan en una gran cantidad de diseños mecatrónicos debido a las características torque-velocidad que se puede lograr con diferentes configuraciones eléctricas. Las velocidades del motor de CD se pueden controlar con suavidad y en la mayoría de los casos son reversibles. Los motores de CD pueden responder rápidamente gracias a que tienen una gran razón de torque a la inercia de rotor. Además, se puede implementar el **frenado dinámico**, donde la energía generada por el motor se alimenta a un resistor disipador, y el **frenado regenerativo**, donde la energía generada por el motor se alimenta de vuelta al suministro de potencia CD, en aplicaciones donde se deseen frenados rápidos y gran eficiencia.

Los motores de CD se clasifican en cuatro categorías de acuerdo con la manera en que se crean los campos magnéticos del estator: imán permanente, devanado shunt, devanado en serie y devanado compuesto. Los esquemas eléctricos, curvas torque-velocidad y curvas corriente-torque para cada configuración se ilustran en las figuras 10.12 a 10.15. La figura 10.11 ilustra una típica **curva torque-velocidad** que muestra los torques que un motor puede proporcionar a diferentes velocidades a los voltajes nominales. Para un torque dado proporcionado por el motor, se puede usar la **curva corriente-torque** para determinar la cantidad de corriente requerida cuando se aplica el voltaje nominal. Como regla empírica general, los motores entregan grandes torques a baja velocidad, y grandes torques implican grandes corrientes de motor. El **torque de arranque** o **torque crítico** T_s es el torque máximo que puede producir el motor, a velocidad cero, asociado con el arranque o sobrecarga del motor. La **velocidad de no carga** $\omega_{\text{máx}}$ es la máxima velocidad sostenida que puede lograr el motor. Esta velocidad sólo se puede alcanzar cuando no se aplica carga o torque al motor (es decir, sólo cuando está en carrera libre).

En las figuras 10.12 a 10.15, V es el suministro de voltaje de CD, I_A es la corriente en los devanados del rotor (armadura), I_F es la corriente en los devanados del estator (campo) e I_L es la corriente de carga total entregada por la fuente de CD.

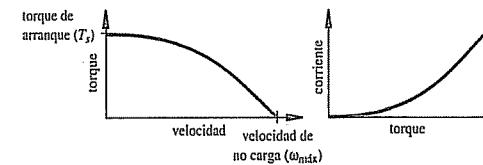


Figura 10.11 Curva torque-velocidad de motor.

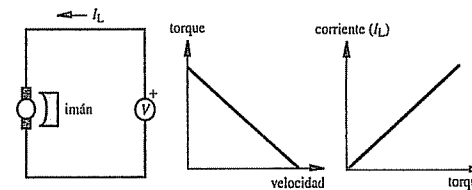


Figura 10.12 Esquema de motor de CD de imán permanente y curva torque-velocidad.

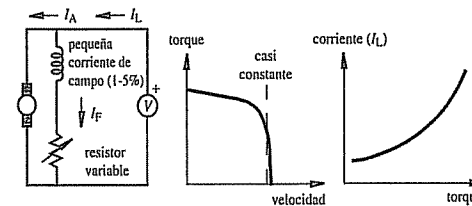


Figura 10.13 Esquema de motor de CD shunt y curva torque-velocidad.

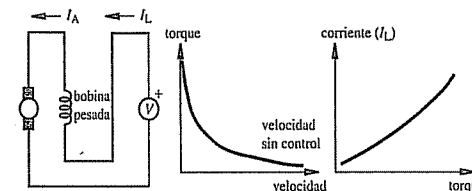


Figura 10.14 Esquema de motor de CD en serie y curva torque-velocidad.

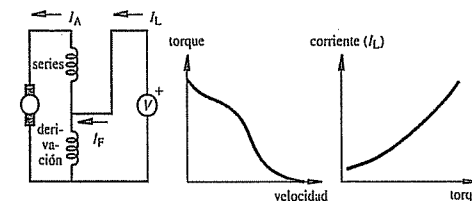


Figura 10.15 Esquema de motor de CD compuesto y curva torque-velocidad.

En los **motores de imán permanente (PM)** (vea la figura 10.12) los campos del estator son proporcionados mediante imanes permanentes, que no requieren fuente de poder externa y por tanto no producen calentamiento PR . Un motor PM es más ligero y más pequeño que otros motores CD equivalentes porque la intensidad del campo del imán permanente es alta. Los motores PM son fáciles de invertir al conmutar la dirección del voltaje aplicado, pues la corriente y el campo cambian de dirección sólo en el rotor. El motor PM es ideal en aplicaciones de control por computadora debido a la linealidad de su relación torque-velocidad. El diseño de un controlador siempre es más sencillo cuando el actuador es lineal pues el análisis del sistema se simplifica enormemente. Cuando se usa un motor en una aplicación de control de posición o velocidad con retroalimentación de sensor a un controlador, se le refiere como **servomotor**. Los motores PM se usan sólo en aplicaciones de baja potencia pues su potencia nominal usualmente se limita a 5 hp (3 278 W) o menos, donde son más comunes las clasificaciones de caballos de fuerza fraccionarias. Los motores CD PM pueden ser motores con escobillas, sin escobillas o de pasos.

Los **motores shunt** (vea la figura 10.13) tienen armadura y devanados de campo conectados en paralelo, que se activan mediante la misma fuente. La corriente de carga total es la suma de las corrientes de armadura y campo. Los motores shunt muestran velocidad casi constante sobre un gran rango de carga, tienen torque de arranque de aproximadamente 1.5 veces el torque operativo nominal, tienen el torque de arranque más bajo de cualquiera de los motores CD y se puede convertir económicamente para permitir velocidad ajustable al colocar un potenciómetro en serie con los devanados de campo.

Los **motores en serie** (vea la figura 10.14) tienen devanados de armadura y campo conectados en serie, de modo que las corrientes de armadura y campo son iguales. Los motores en serie muestran torques de arranque muy altos, velocidad enormemente variable dependiente de la carga, y velocidad muy alta cuando la carga es pequeña. De hecho, los grandes motores en serie pueden fallar catastróficamente cuando se descargan súbitamente (por ejemplo, en una aplicación de banda transportadora cuando falla la banda) debido a las fuerzas dinámicas a altas velocidades. A esto se le llama **sin control**, y no representa problema en tanto el motor permanece cargado. La curva torque-velocidad para un motor en serie tiene forma hiperbólica, lo que implica una relación inversa entre torque y velocidad y potencia casi constante sobre un amplio rango.

Los **motores compuestos** (vea la figura 10.15) incluyen devanados de campo tanto en derivación como en serie, lo que resulta en características combinadas de motores en derivación y en serie. Parte de la corriente de carga pasa a través de los devanados de armadura y serie, y la corriente de carga restante pasa sólo a través de los devanados en derivación. La velocidad máxima de un motor compuesto es limitada, a diferencia de un motor en serie, pero su regulación de velocidad no es tan buena como con un motor en derivación. El torque producido por los motores compuestos es un poco menor que el de los motores en serie de tamaño similar.

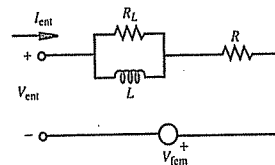


Figura 10.16 Circuito equivalente de armadura de motor.

Note que, a diferencia del motor de imán permanente, cuando cambia la polaridad del voltaje para un motor de CD en derivación, en serie o compuesto, la dirección de rotación no cambia (esto es, dichos motores no son reversibles). La razón de esto es que la polaridad del estator y el rotor cambia porque los devanados de campo y armadura se excitan por la misma fuente.

10.5.1 Ecuaciones eléctricas para motor de CD

La impedancia de la armadura de un motor de CD se puede modelar como una resistencia R en serie con la combinación en paralelo de una inductancia L y una segunda resistencia R_L . Sin embargo, conforme la armadura conductora comienza a rotar en el campo magnético producido por el estator, un voltaje llamado **contra-fem** V_{fem} se induce en los devanados de la armadura en oposición al voltaje aplicado. En la figura 10.16 se muestra el circuito eléctrico equivalente para la armadura. La contra-fem es proporcional a la velocidad del motor ω en rad/s:

$$V_{fem} = k_e \omega \quad (10.2)$$

donde la constante de proporcionalidad k_e se llama **constante eléctrica** del motor.

La pérdida resistiva en el circuito magnético, o R_L , es usualmente un orden de magnitud mayor que R , la resistencia de los devanados, y se puede despreciar. Si el voltaje aplicado a la armadura es V_{ent} , la corriente a través de la armadura es I_{ent} y si se supone $R_L \approx 0$, la ecuación eléctrica para el motor es

$$V_{ent} = L \frac{dI_{ent}}{dt} + RI_{ent} + k_e \omega \quad (10.3)$$

10.5.2 Ecuaciones dinámicas de un motor de CD de imán permanente

Dado que el motor de CD de imán permanente (PM) es el más fácil de entender y analizar, se observan con más detalle sus ecuaciones gobernantes. Debido a la interacción entre el campo del estator y la corriente de armadura, el torque generado por un motor de CD PM es directamente proporcional a la corriente de armadura:

$$T = k_t I_{ent} \quad (10.4)$$

donde k_t se define como la **constante de torque** del motor. La constante eléctrica k_e y la constante de momento de torsión k_t de un motor PM son parámetros muy importantes y con frecuencia se reportan en las especificaciones del fabricante. Cuando se consideran las dinámicas de un motor y su carga, el torque generado del motor T está dado por

$$T = (J_a + J_L) \frac{d\omega}{dt} + T_f + T_L \quad (10.5)$$

donde J_a y J_L son los momentos de inercia polares de la armadura y la carga unida, T_f es el torque fraccionario que se opone a la rotación de la armadura y T_L es el torque disipado por la carga.

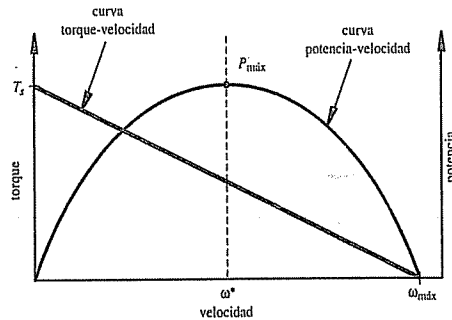


Figura 10.17 Características de un motor de CD de imán permanente.

Cuando se aplica voltaje a un motor de CD PM, el rotor acelera hasta que se logra una condición operativa de estado estacionario. En estado estacionario, la ecuación 10.3 se convierte en

$$V_{ent} = RI_{ent} + k_e \omega \quad (10.6)$$

Note que, en estado estacionario, de la ecuación 10.5, el torque del motor equilibra los torques de fricción y de carga.

Al resolver para I_{ent} en la ecuación 10.4 y sustituir en la ecuación 10.6, se obtiene

$$V_{ent} = \left(\frac{R}{k_t} \right) T + k_e \omega \quad (10.7)$$

y al resolver para el torque del motor en esta ecuación, se obtiene

$$T = \left(\frac{k_t}{R} \right) V_{ent} - \left(\frac{k_e k_t}{R} \right) \omega \quad (10.8)$$

Esta ecuación predice la relación lineal torque-velocidad para un motor de CD PM con un voltaje fijo aplicado.

La figura 10.17 muestra la curva lineal torque-velocidad y la curva potencia-velocidad para un motor de CD de imán permanente con un voltaje aplicado fijo V_{ent} . La relación lineal en la ecuación 10.8 también se puede expresar en términos del momento de torsión de arranque T_s y la velocidad de no carga $\omega_{máx}$ como

$$T(\omega) = T_s \left(1 - \frac{\omega}{\omega_{máx}} \right) \quad (10.9)$$

Al comparar las ecuaciones 10.8 y 10.9 puede ver que

$$T_s = \left(\frac{k_t}{R} \right) V_{ent} \quad (10.10)$$

y

$$\omega_{máx} = \frac{T_s R}{k_e k_t} \quad (10.11)$$

Al usar la ecuación 10.9, la potencia entregada por el motor a diferentes velocidades se puede expresar como

$$P(\omega) = T\omega = \omega T_s \left(1 - \frac{\omega}{\omega_{máx}} \right) \quad (10.12)$$

La máxima salida de potencia del motor ocurre en la velocidad donde

$$\frac{dP}{d\omega} = T_s \left(1 - \frac{2\omega}{\omega_{máx}} \right) = 0 \quad (10.13)$$

Al resolver para la velocidad se obtiene

$$\omega^* = \frac{1}{2} \omega_{máx} \quad (10.14)$$

Por tanto, la mejor velocidad para correr un motor de imán permanente para lograr máxima potencia de salida es la mitad de la velocidad de no carga.

Además de las constantes eléctricas y de torque, los fabricantes con frecuencia especifican la resistencia de armadura R . Al usar las ecuaciones 10.4 y 10.10, se puede encontrar la **corriente crítica** I_s , en términos de la resistencia de armadura y suministro de voltaje:

$$I_s = \frac{V_{ent}}{R} \quad (10.15)$$

Esta ecuación para corriente es válida sólo cuando el rotor del motor no gira; de otro modo, la corriente del rotor se afecta por la contra-fem inducida en los devanados del rotor. La corriente crítica es la máxima corriente a través del motor para una fuente de voltaje dada.

10.5.3 Control electrónico de un motor de CD de imán permanente

La forma más simple de control de motor es el control de lazo abierto, donde simplemente se establece el valor del voltaje de activación, y las características del motor y la carga determinan la velocidad y el torque. Pero los problemas más interesantes requieren algún tipo de control automático, donde el voltaje varíe automáticamente para producir el movimiento deseado. A esto se le llama **lazo cerrado** o **control por retroalimentación** y requiere un sensor de velocidad de salida y/o de torque para retroalimentar los valores de salida para comparar de manera continua la salida real con el valor deseado, llamado **referencia de entrada**. El controlador cambia activamente la salida del motor para acercarse más a la referencia de entrada. Los controladores electrónicos de velocidad son de dos tipos: amplificadores lineales y moduladores de ancho de pulso. Los controladores de modulación de ancho de pulso tienen la ventaja de que activan rápidamente los transistores de potencia bipolares entre corte y saturación, o encienden y apagan FET. En cualquier caso, la disipación de potencia es pequeña. Los servoamplificadores que usan amplificación de potencia lineal son satisfactorios, pero producen mucho calor porque funcionan en la región lineal del transistor. Encontrará servocontroladores comerciales que usan amplificadores lineales, pero debido a los bajos requerimientos de potencia, facilidad de

diseño, tamaño más pequeño y costo reducido, el enfoque será sobre los diseños del amplificador conmutado, al que por lo general se le llama amplificador de **modulación por ancho de pulso** (PWM, por sus siglas en inglés).

En la figura 10.18 se muestra el principio de un amplificador PWM. Un voltaje de suministro de potencia de CD se cambia rápidamente a una frecuencia fija f entre dos valores (por ejemplo, ON y OFF). Esta frecuencia es por lo general en exceso de 1 kHz. El valor alto se mantiene durante un ancho de pulso variable t dentro del periodo fijo T donde

$$T = \frac{1}{f} \quad (10.16)$$

La forma de onda asimétrica resultante tiene un **ciclo de trabajo** definido como la razón entre el tiempo ON y el periodo de la forma de onda, que por lo general se especifica como porcentaje:

$$\text{ciclo de trabajo} = \frac{t}{T} 100\% \quad (10.17)$$

Conforme cambia el ciclo de trabajo (por el controlador), cambia la corriente promedio a través del motor, lo que genera cambios en velocidad y torque en la salida. Es principalmente el ciclo de trabajo, y no el valor del voltaje de suministro de potencia, el que se usa para controlar la velocidad del motor. La Demostración en video 10.12 explica cómo se usan las señales PWM para controlar servomotores estándar por radiocontrol (RC). El Ejercicio de laboratorio 11 explora cómo se puede usar una PWM para cambiar la velocidad de un motor de CD. El resultado final del ejercicio se presenta en la Demostración en video 7.5.

En la figura 10.19 se muestra el diagrama de bloques de un sistema de control de retroalimentación de velocidad PWM para un motor de CD. Un tacómetro de voltaje produce una salida que se relaciona linealmente con la velocidad del motor. Eso se compara con la referencia de entrada de la velocidad deseada (otro voltaje que se puede establecer manualmente o controlar por computadora). El error y la corriente del motor los percibe un regulador de modulación por ancho de pulso que produce como salida una onda cuadrada de ancho modulado. Esta señal se amplifica a un nivel apropiado para activar el motor.

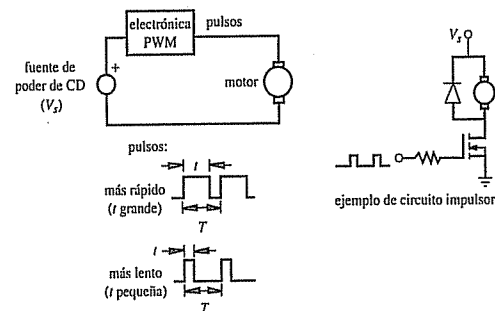


Figura 10.18 Modulación por ancho de pulso de un motor de CD.

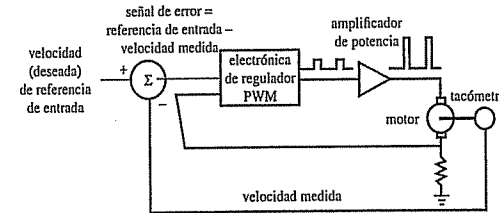


Figura 10.19 Control de retroalimentación de velocidad PWM.

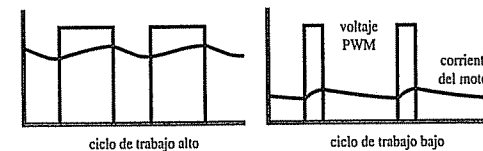


Figura 10.20 Voltaje PWM y corriente del motor.

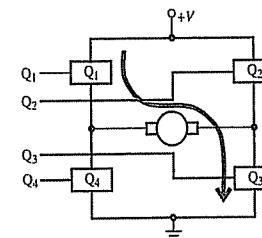
En un controlador de motor PWM, el voltaje de armadura cambia rápidamente, y la corriente a través del motor se ve afectada por la inductancia y resistencia del motor. Dado que la velocidad de conmutación es alta, la corriente resultante a través del motor tiene una pequeña fluctuación en torno a un valor promedio, como se ilustra en la figura 10.20. Conforme el ciclo de trabajo se vuelve mayor, la corriente promedio se hace mayor y aumenta la velocidad del motor.

Motor de CD impulsado por puente H

EJEMPLO DE DISEÑO 10.1

Aunque es posible diseñar y construir un circuito impulsor para un servomotor con componentes de control y potencia discretos, existen muchos diseños de circuito integrado que generan grandes ahorros en tiempo y dinero en el diseño mecatrónico. Considere el problema común de controlar un motor de CD. Su intento fundamental puede ser controlar la velocidad, dirección de rotación, ángulo y/o torque.

Para controlar la velocidad de un motor de CD, debe ser capaz de cambiar la corriente proporcionada al motor. Para controlar la dirección de rotación, la dirección de la corriente suministrada al motor debe ser reversible. Esto requiere un amplificador de corriente y algunos medios para cambiar la dirección de la corriente. El concepto de un **puente H** satisface estos requisitos. Utiliza cuatro transistores de potencia ordenados en una configuración H alrededor del motor de CD (vea la figura siguiente) y giran alternativamente un par a la vez para la dirección de movimiento deseada.



Demostración en video

10.12 Servomotor de radiocontrol con entrada de modulación por ancho de pulso

7.5 Control de velocidad con entrada de teclado numérico de un motor de CD con modulación por ancho de pulso



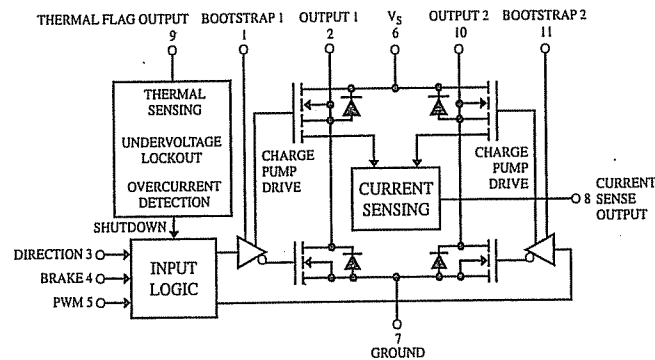
Ejercicio de laboratorio

Laboratorio 11

Control de velocidad de un motor con modulación por ancho de pulso mediante un PIC

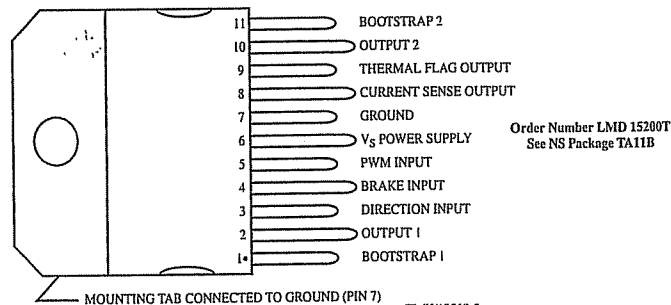
Si los transistores Q_1 y Q_3 están encendidos y Q_2 y Q_4 están apagados, la corriente fluye a través del motor en la dirección que se muestra y el motor rota en una dirección. Alternativamente, si los transistores Q_2 y Q_4 están encendidos y Q_1 y Q_3 están apagados, el motor rota en la otra dirección. Se puede construir un puente H discreto con TBJ de potencia o MOSFET, pero puede ser difícil elegir adecuadamente y polarizar los transistores. Por tanto, se utiliza una solución monolítica con la línea de CI de control de movimiento de National Semiconductor, que se puede adaptar convenientemente para activar motores CD. Considere el LMD15200, un puente H de 3 A, 55 V, diseñado específicamente para activar motores CD y de pasos. Permite controlar la dirección de corriente y también ofrece características para detección de sobrecorriente y sobretemperatura, modulación por ancho de pulso y frenado dinámico. A continuación se presenta el diagrama funcional.

Diagrama funcional



TL/H/10564-1

Diagrama funcional e información de pedido



TL/H/10568-2

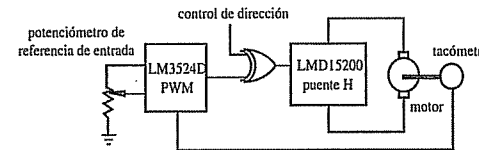
Vista superior

(Cortesía de National Semiconductor Inc., Santa Clara, CA)

Este diseño usa MOSFET de potencia con diodos flyback (de retorno) de protección que suprimen grandes transitorios inversos a través de los transistores. Los polos del motor se conectan entre Output 1 y Output 2. El suministro de voltaje puede ser de hasta 55 V. Las señales digitales

externas controlan dirección, frenado y modulación de ancho de pulso. Un sensor térmico desconecta las salidas cuando la temperatura del dispositivo supera los 170°C.

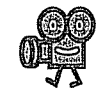
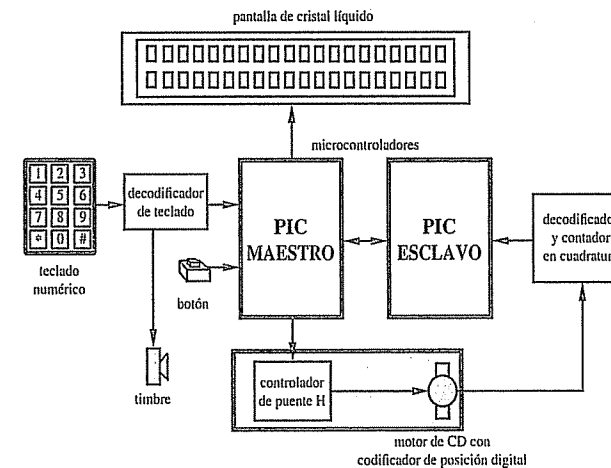
El diagrama de bloque completo para el diseño del controlador de velocidad se muestra en la siguiente figura. La referencia de entrada de velocidad se controla con un potenciómetro o valor de voltaje de entrada. Al motor se le agrega un tacómetro como sensor para proporcionar una medida de la velocidad del motor. El CI de modulación por ancho de pulso LM3524D de National Semiconductor se usa convenientemente para activar el puente H de la entrada del controlador del motor.



EJEMPLO DE DISEÑO ENCADENADO

Controlador de posición y velocidad de un motor de CD. Controlador puente H y control de velocidad PWM C.5

La siguiente figura muestra el diagrama funcional para el Ejemplo de diseño encadenado C (vea la Demostración en video 1.8), donde se resalta la porción aquí descrita.



Demostración en video

1.8 Control de posición y velocidad de un motor de CD

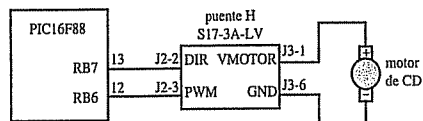


Vínculo de internet

10.2 Puente H S17-3A-LV

A continuación se muestra el circuito completo requerido para esta parte del diseño. Se seleccionó el puente H S17-3A-LV (disponible comercialmente) debido a su amplia capacidad de corriente y compatibilidad con el motor seleccionado. También muestra una relación casi lineal entre el ciclo de trabajo PWM y la velocidad del motor sobre un rango bastante grande. Los detalles acerca del puente H y el motor se pueden encontrar en el Vínculo de internet 10.2. Las dos entradas

al puente H son una línea de dirección para indicar si el motor gira en sentido de las manecillas del reloj o en contra, y una línea PWM para controlar la velocidad del motor mediante un ciclo de trabajo adecuado.



A continuación se presenta el código utilizado para rotar el motor a la velocidad deseada. La subrutina *pwm_periods* calcula los anchos de segmento de pulso para crear un ciclo de trabajo proporcional a la velocidad deseada del motor. La subrutina *run_motor* llama continuamente a *pwm_pulse* para mantener al motor girando a la velocidad seleccionada. Los comentarios en el código explican algunos de los detalles involucrados en la solución.

```
' Define nombres de pin I/O
motor_dir Var PORTB.7 ' línea de dirección del motor de puente H
motor_pwm Var PORTB.6 ' línea de modulación de ancho de pulso de motor de puente H

' Declare Variables
motor_speed Var BYTE ' velocidad del motor como porcentaje de máximo (0 a 100)
motion_dir Var BIT ' dirección del motor (1: CW/Adelante 0: CCW/Reversa)
on_time Var WORD ' ancho de pulso PWM ON
off_time Var WORD ' ancho de pulso PWM OFF
pwm_cycles Var BYTE ' # de pulsos PWM enviados durante el lazo de control de posición

' Define constantes
pwm_period Con 50 ' periodo de cada ciclo de señal PWM del motor (en ms)
                  ' (50 ms corresponden a 20 kHz)

' Inicializar I/O y variables
TRISB.6 = 0 ' configura el pin DIR de puente H como salida
TRISB.7 = 0 ' configura el pin PWM de puente H como salida
motion_dir = CW ' inicia dirección de motor: CW (adelante)
motor_speed = 50 ' inicia velocidad de motor = 50% ciclo de trabajo
Low motor_pwm ' asegura que el motor está apagado (off) para comenzar

' Subrutina para correr el motor a la velocidad y dirección deseadas hasta que
' se oprime el botón alto. El ciclo de trabajo de la señal PWM es el
' porcentaje de motor_speed
run_motor:
' Establece dirección del motor
motor_dir = motion_dir

' Saca la señal PWM
Gosub pwm_periods ' calcula los anchos de pulso on y off
While (stop_button == 0) ' hasta que se oprime el botón alto
    Gosub pwm_pulse ' envía fuera un pulso PWM completo
Wend
Return
```

```
' Subrutina para calcular los anchos de pulso on y off de PWM con base en la
' velocidad deseada del motor (motor_speed)
pwm_periods:
' Cuida evitar problemas de aritmética entera
' y desbordamiento de PALABRA [max=65535]
If (pwm_period >= 655) Then
    on_time = pwm_period/100 * motor_speed
    off_time = pwm_period/100 * (100-motor_speed)
Else
    on_time = pwm_period*motor_speed / 100
    off_time = pwm_period*(100-motor_speed) / 100
Endif
Return

' Subrutina para sacar un pulso PWM completo con base en los datos de pwm_periods
pwm_pulse:
' Envía el pulso ON
High motor_pwm
Pauseus on_time

' Envía el pulso OFF
Low motor_pwm
Pauseus off_time
Return
```

10.6 MOTORES DE PASOS

Un tipo especial de motor de CD, conocido como **motor de pasos**, es un motor de CD de imán permanente o reluctancia variable que tiene las siguientes características de desempeño: puede rotar en ambas direcciones, moverse en incrementos angulares precisos, sostener un torque de retención a velocidad cero y controlarse con circuitos digitales. Se mueve en incrementos angulares precisos, conocidos como **pasos**, en respuesta a la aplicación de pulsos digitales a un circuito eléctrico de control. El número y tasa de los pulsos controla la posición y velocidad del eje del motor. Por lo general, los motores de pasos se fabrican con pasos por revolución de 12, 24, 72, 144, 180 y 200, lo que resulta en incrementos de eje de 30°, 15°, 5°, 2.5°, 2° y 1.8° por paso. Se pueden diseñar circuitos especiales de **micropaso** para permitir más pasos por revolución, con frecuencia 10 000 pasos/rev o más.

Los motores de pasos pueden ser **bipolares**, que requieren dos fuentes de poder o una fuente de poder de polaridad conmutable, o **unipolares**, que requieren sólo una fuente de poder. Se impulsan mediante fuentes CD y requieren circuitos digitales para producir secuencias de energización de bobina para rotación del motor. La retroalimentación no siempre se requiere para su control, pero el uso de un codificador u otro sensor de posición puede asegurar la precisión cuando es crucial su control exacto. La ventaja de operar sin retroalimentación (es decir, en modo de lazo abierto) es que no se requiere un sistema de control de lazo cerrado. Por lo general, los motores de pasos producen menos de 1 hp (746 W) y por tanto sólo se usan en aplicaciones de control de posición de baja potencia. La Demostración en video 9.2 muestra un interesante ejemplo de una aplicación de un motor de pasos.



**Demostración
en video**

9.2 Máquina de ejercicio automatizada para rata de laboratorio con sensor IR y motor de pasos

Un motor de pasos comercial tiene muchos polos que definen un gran número de posiciones de equilibrio del rotor. En el caso de un motor de pasos de imán permanente, el estator consiste de polos devanados, y los polos del rotor son imanes permanentes. Al excitar diferentes combinaciones de devanado del estator se mueve y retiene el rotor en diferentes posiciones. El motor de pasos de **reluctancia variable** tiene un rotor ferromagnético en vez de un rotor de imán permanente. El movimiento y retención resultan de la atracción de los polos del estator y rotor a posiciones con mínima reluctancia magnética que permite el máximo flujo magnético. Un motor de reluctancia variable tiene la ventaja de una menor inercia de rotor y por tanto una más rápida respuesta dinámica. El motor de pasos de imán permanente tiene la ventaja de un pequeño torque de retención residual, llamado **momento de detención**, aun cuando el estator no esté energizado.

Para comprender cómo se mueve el rotor de manera incremental, considere un diseño simple que consiste de cuatro polos de estator y un rotor de imán permanente, como se ilustra en la figura 10.21. En el paso 0, el rotor está en equilibrio, porque los polos opuestos en el estator y el rotor son adyacentes y se atraen mutuamente. A menos que las polaridades magnéticas de los polos del estator cambien, el rotor permanece en esta posición y puede soportar un torque opuesto de hasta un valor llamado **torque de retención**. Cuando las polaridades del estator cambian de la forma en que se muestra (paso 0 a paso 1), al rotor se aplica un torque, lo que hace que se mueva 90° en dirección de las manecillas del reloj hasta una nueva posición de equilibrio mostrado como paso 1. Cuando las polaridades del estator cambian de nuevo de la forma en que se muestra (paso 1 a paso 2), el rotor experimenta un torque que lo lleva al paso 2. Al cambiar exitosamente las polaridades del estator, el rotor se puede mover a posiciones de equilibrio sucesivas en dirección de las manecillas del reloj. La secuenciación de las excitaciones de polo es el medio por el que ocurre la dirección de rotación. El movimiento contra las manecillas del reloj se puede lograr al aplicar la secuencia de polaridad en la dirección opuesta. El torque del motor se relaciona directamente con la intensidad del campo magnético de los polos y el rotor.

La respuesta dinámica del rotor y la carga unida debe considerarse cuidadosamente en aplicaciones que impliquen inicio o paro rápido, velocidades que cambian o se elevan rápidamente, o activar cargas grandes o variables. Debido a la inercia del rotor y la carga unida, la rotación puede superar el número deseado de pasos. Además, como se ilustra en la figura 10.22, un motor de pasos que impulsa un sistema mecánico típico a través de un paso mostrará una respuesta subamortiguada. Si en el sistema aumenta

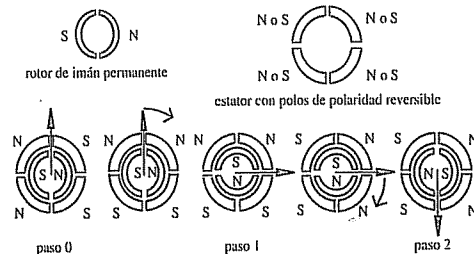


Figura 10.21 Secuencia de pasos del motor de pasos.

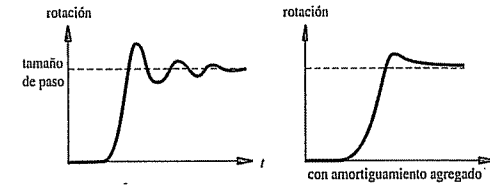


Figura 10.22 Respuesta dinámica de un solo paso.

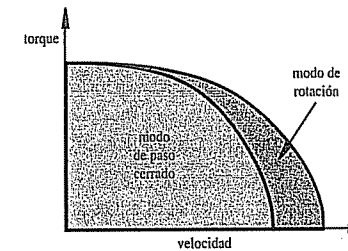


Figura 10.23 Curvas de torque-velocidad del motor de pasos.

el amortiguamiento (con amortiguamiento mecánico, de fricción o viscoso, por ejemplo) la respuesta se puede modificar para reducir la oscilación, tal como se muestra en la figura. Sin embargo, note que, incluso con una elección ideal para amortiguamiento, el motor requiere tiempo para asentarse totalmente en una posición dada, y este tiempo de asentamiento varía de acuerdo con el tamaño de paso y la cantidad de amortiguamiento. También es importante notar que el torque requerido por el motor aumenta con el amortiguamiento agregado. La Demostración en video 10.13 muestra un ejemplo de respuesta de un sistema subamortiguado de segundo orden típico de un motor de pasos, con un tamaño de paso bastante grande. También muestra cómo cambia la respuesta conforme aumenta la tasa de paso. La Demostración en video 10.14 muestra segmentos en cámara lenta del motor que gira a velocidad media para mostrar cómo los efectos de respuesta de paso son menos pronunciados a tasas de paso mayores.

Las características de torque-velocidad para un motor gradual por lo general se dividen en dos regiones, como se ilustra en la figura 10.23. En el **modo de paso cerrado**, el rotor desacelera e incluso puede llegar al reposo entre cada paso. Dentro de esta región, el motor se puede arrancar, detener o invertir instantáneamente sin pérdida de integridad de paso. En el **modo de salto** la velocidad es muy rápida para permitir el arranque, detención o inversión instantánea. El rotor debe acelerarse gradualmente para ingresar a este modo y desacelerar gradualmente para salir de él. Mientras está en modo de salto, el rotor permanece en sincronía con la rotación del campo del estator y no se asienta entre pasos. La curva entre las regiones en la figura indica los torques máximos que puede proporcionar el gradual a diferentes velocidades sin rotación. La curva que rodea el exterior de la región del modo de salto representa los torques máximos absolutos que el gradual puede proporcionar a diferentes velocidades.



Demostración en video

10.13 Respuesta de paso y aceleración mediante resonancia del motor de pasos

10.14 Video en alta velocidad de la respuesta de velocidad media

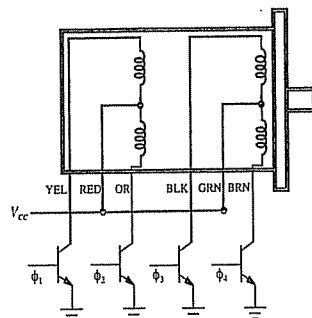


Figura 10.24 Esquema de la bobina de campo del motor de pasos unipolar estándar.

La figura 10.24 ilustra un esquema de la bobina de campo del motor de pasos unipolar con transistores de potencia externos que se deben encender y apagar para producir la secuencia controlada de las polaridades del estator para generar la rotación. El esquema de la figura 10.24 muestra seis alambres conectados al motor. Puesto que los alambres segundo y quinto por lo general se conectan externamente, en ocasiones los fabricantes los conectan dentro del motor, en cuyo caso el motor sólo tiene cinco alambres externos. Los alambres usualmente tienen un código de color determinado por el fabricante para ayudar al usuario a hacer una correspondencia con el esquema. La figura 10.24 incluye un esquema de color común utilizado por un motor gradual unipolar de seis alambres: amarillo (bobina 1), rojo (1/2 común), anaranjado (bobina 2), negro (bobina 3), verde (3/4 común), café (bobina 4). Otro esquema común de colores con seis alambres es: verde (bobina 1), blanco (1/2 común), azul (bobina 2), rojo (bobina 3), blanco (3/4 común), negro (bobina 4). Un esquema de color común para un gradual unipolar de cinco alambres es rojo (bobina 1), verde (bobina 2), negro (común), café (bobina 3), blanco (bobina 4). Si se topa con un motor para el que no tenga documentación y el esquema de color sea desconocido, existe un procedimiento de prueba que puede seguir para determinar las identidades de los alambres (vea el Vínculo de internet 10.3).

La figura 10.25 ilustra la construcción y la secuencia de pasos de un motor de pasos unipolar de cuatro fases. Consiste en un rotor de imán permanente de dos polos y un estator de cuatro polos, con cada polo devanado por dos devanados complementarios (por ejemplo, ϕ_1 y ϕ_2 devanados en direcciones opuestas en el polo izquierdo superior). La tabla 10.1 menciona la secuencia de fases que se requiere para avanzar el motor en pasos completos, donde dos de las cuatro fases están energizadas (ON) y cada polo del estator está polarizado. La tabla 10.2 menciona la secuencia de fases para medio paso, donde sólo se energiza una fase (ON) entre cada paso completo, y sólo se polarizan dos polos del estator. La resolución o número de pasos del motor es el doble en el modo de medio paso (8 pasos/rev a 45°) que en el modo de paso completo (4 pasos/rev a 90°), pero el torque de retención y conducción cambia entre dos valores o ciclos alternos en modo de medio paso. Otra técnica para aumentar el número de pasos se llama **micropaso**, donde las corrientes de fase se controlan mediante cantidades fraccionarias, en lugar de sólo ON y OFF, lo que resulta en más posiciones de equilibrio magnético entre los polos. En efecto, se aplican a las fases ondas seno discretas en lu-

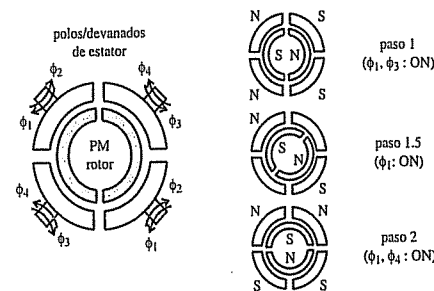


Figura 10.25 Ejemplo de un motor de pasos unipolar.

Tabla 10.1 Secuencia de fase unipolar de paso completo

Paso	ϕ_1	ϕ_2	ϕ_3	ϕ_4
1	ON	OFF	ON	OFF
2	ON	OFF	OFF	ON
3	OFF	ON	OFF	ON
4	OFF	ON	ON	OFF

CW
↓
CCW
↑

Tabla 10.2 Secuencia de fase unipolar de medio paso

Paso	ϕ_1	ϕ_2	ϕ_3	ϕ_4
1	ON	OFF	ON	OFF
1.5	ON	OFF	OFF	OFF
2	ON	OFF	OFF	ON
2.5	OFF	OFF	OFF	ON
3	OFF	ON	OFF	ON
3.5	OFF	ON	OFF	OFF
4	OFF	ON	ON	OFF
4.5	OFF	OFF	ON	OFF

CW
↓
CCW
↑

gar de ondas cuadradas. Los motores de pasos más comunes disponibles en el mercado tienen 200 pasos/rev en modo de paso completo, y en ocasiones se les conoce como graduales 1.8° ($360^\circ/200$). En modo de micropaso, se pueden lograr 10 000 o más pasos por revolución.

La figura 10.26 ilustra con más detalle la estructura, geometría de polo y conexiones de bobina de un motor de pasos real. Este motor gradual particular se puede alambrear como un motor unipolar de cuatro fases o un motor bipolar de dos fases. La figura 10.27 muestra un rotor dividido en 50 dientes con un lado con polaridad norte y el otro con polaridad sur.

Vea el Vínculo de internet 10.4 para ligas hacia muchos recursos y fabricantes para varios productos del motor de pasos.

Vínculo de internet

10.3 Cómo identificar los diferentes alambres de un motor de pasos

Vínculo de internet

10.4 Recursos en línea para el motor de pasos

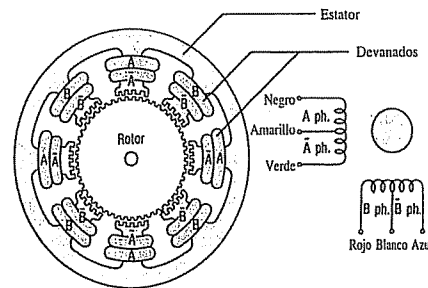


Figura 10.26 Configuración típica del rotor y estator de un motor de pasos. (Cortesía de Oriental Motor, Torrance, CA)

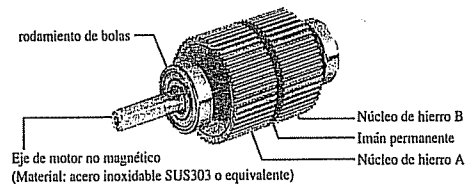


Figura 10.27 Rotor real del motor de pasos. (Cortesía de Oriental Motor, Torrance, CA)

10.6.1 Circuitos impulsores del motor de pasos

Es posible producir un circuito impulsor para poner en la fase adecuada las señales aplicadas a los polos del motor de pasos unipolar, para rotación en modo de paso completo, de forma fácil y económica con los componentes que se ilustran en la figura 10.28. Un circuito impulsor similar se puede comprar como un solo CI monolítico (por ejemplo, el EDE1200 de E-Lab, el SAA1027 de Signetics o el UCN 5804B de Allegro Microsystems). El circuito discreto incluye buffers 7414 disparador Schmitt, un contador arriba-abajo 74191 y compuertas OR exclusivas 7486. Los disparadores Schmitt (vea la sección 6.12.2) producen señales de control bien definidas con tiempos de subida y

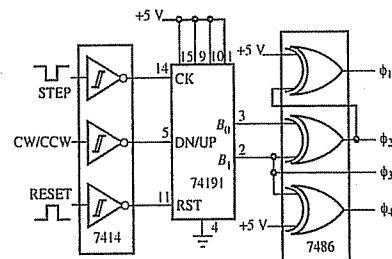


Figura 10.28 Circuito impulsor de paso completo del motor de pasos unipolar.

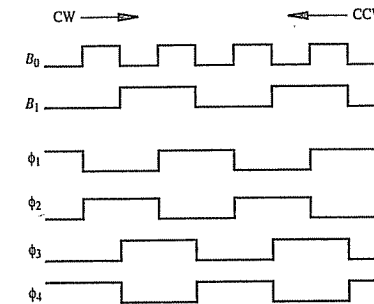


Figura 10.29 Diagrama de tiempos para el circuito impulsor de paso completo del motor de pasos unipolar.

caída bien marcados en la presencia de ruido o fluctuaciones. La histéresis de los disparadores Schmitt proporcionan señales de onda cuadrada definidas para las entradas de dirección (CW/CCW), inicialización (RESET) y paso solo (STEP). El contador arriba-abajo y las compuertas XOR crean a su vez cuatro señales de activación del motor en fase adecuada. Estas cuatro señales digitales ($\phi_1, \phi_2, \phi_3, \phi_4$) se acoplan a las bases de los transistores de potencia que energizan secuencialmente las respectivas bobinas de motor conectadas a la fuente del motor de CD, lo que resulta en la rotación del eje. Cada pulso de onda cuadrada recibido en la entrada STEP hace que el motor rote un paso completo en la dirección determinada por la entrada CW/CCW.

En la figura 10.29 se muestran el diagrama de tiempos para los dos bits de salida menos significativos B_0 y B_1 del contador y las señales de control de fase. Compare las señales con la secuencia de la tabla 10.1. Están en concordancia. Las expresiones booleanas que producen las cuatro salidas en fase a partir de los dos bits contador se pueden representar en las formas AND-OR-NOT y XOR:

$$\begin{aligned}\phi_1 &= \overline{\phi_2} = \phi_2 \oplus 1 \\ \phi_2 &= (B_0 \cdot \overline{B_1}) + (\overline{B_0} \cdot B_1) = B_0 \oplus B_1 \\ \phi_3 &= B_1 \\ \phi_4 &= \overline{B_1} = B_1 \oplus 1\end{aligned}\quad (10.18)$$

Estas expresiones se pueden verificar al comprobar los valores de señal en diferentes momentos del diagrama de tiempos que se muestra en la figura 10.29 (vea el Tema para discusión en clase 10.5). El propósito de representar las expresiones booleanas en forma XOR es permitir que la lógica se ejecute con el uso de un solo CI (el cuad XOR 7486); de otro modo, se requerirían tres CI para la representación AND, OR y NOT.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 10.5 Lógica del motor de pasos

Construya una tabla de verdad para el diagrama de tiempos de la figura 10.29 y verifique que las ecuaciones 10.18 son correctas. Además, muestre que la suma de productos y el producto de sumas que resulta para ϕ_2 son equivalentes.

EJEMPLO DE DISEÑO ENCADENADO

B.3 Controlador de posición y velocidad del motor de pasos. Control de motor de pasos



Demostración en video

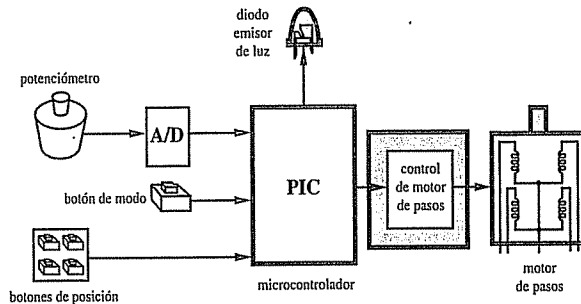
1.7 Control de posición y velocidad del motor de pasos



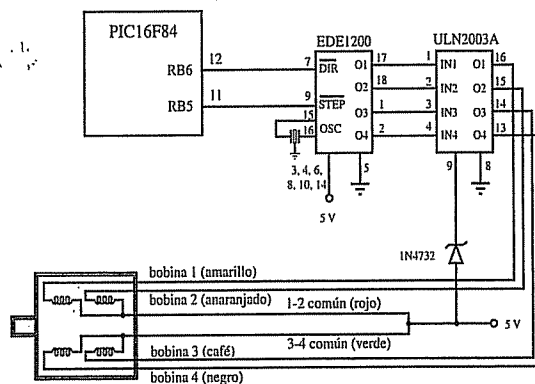
Vínculo de internet

7.16 Controlador de motor de pasos unipolar EDE1200

La siguiente figura muestra el diagrama funcional del ejemplo de diseño B (vea la Demostración en video 1.7), donde se resalta la porción aquí descrita.



La siguiente figura muestra todos los componentes e interconexiones requeridos para controlar un motor de pasos desde un PIC. El componente principal en el diseño es un CI controlador de motor de pasos disponible en el mercado, el EDE1200 de E-Lab. Es posible encontrar información detallada acerca de este componente en su hoja de datos en el Vínculo de internet 7.16. Sólo se requieren dos señales desde el PIC para controlar el motor: una línea de dirección y una línea de paso. Cada vez que se envía un pulso a la línea de paso, el motor de pasos rota un solo paso en favor o en contra de las manecillas del reloj, como se indica mediante la línea de dirección. El ULN2003A se requiere con el EDE1200 para proporcionar suficiente corriente para impulsar las bobinas típicas del motor de pasos. Consulte la hoja de datos del EDE1200 para más información.



A continuación se presenta el código requerido para mover el motor. La subrutina *move* determina primero la dirección y magnitud del movimiento, con base en el valor *new_motor_pos* seleccionado por el motor. Este valor se compara con la posición actual del motor (*motor_pos*) para determinar y establecer la dirección de movimiento y calcular el número de pasos requeri-

dos. La subrutina *move_steps* envía entonces (con la ayuda de la subrutina *step_motor*) pulsos al motor, lo que causa la rotación. La velocidad rotacional es función de *step_period*, establecido anteriormente.

```
' Defina nombres de pin I/O
motor_dir Var PORTB.6 ' bit de dirección de motor de pasos (0: CW 1: CCW)
motor_step Var PORTB.5 ' controlador de paso de motor de pasos (1 pulso = 1 paso)

' Defina constantes
CW Con 0 ' dirección del motor en sentido de las manecillas del reloj
CCW Con 1 ' dirección del motor en contra de las manecillas del reloj

' Subrutina para mover el motor de pasos a la posición indicada por motor_pos
' (el tamaño de paso del motor es 7.5 grados)
move:
' Establece la dirección de motor correcta y determina el desplazamiento requerido
If (new_motor_pos > motor_pos) Then
    motor_dir = CW
    delta = new_motor_pos - motor_pos
Else
    motor_dir = CCW
    delta = motor_pos - new_motor_pos
EndIf

' Determina el número de pasos requerido (dados 7.5 grados por paso)
num_steps = 10*delta / 75

' Avanza el motor el número apropiado de pasos
Gosub move_steps

' Actualiza la posición existente del motor
motor_pos = new_motor_pos
Return

' Subrutina para mover el motor un número dado de pasos (indicado por num_steps)
move_steps:
For i = 1 to num_steps
    Gosub step_motor
Next
Return

' Subrutina para avanzar el motor un solo paso (7.5 grados) en la dirección
' motor_dir
step_motor:
Pulsout motor_step, 100*step_period ' (100 * 10microsec = 1 millisec)
Pause step_period
' Código equivalente:
' Elevado motor_step
' Pausa step_period
' Bajo motor_step
' Pausa step_period
Return
```

10.7 SELECCIÓN DE UN MOTOR

Cuando se selecciona un motor para una aplicación mecatrónica específica, el diseñador debe considerar muchos factores y especificaciones, incluidos rango de velocidad, variaciones torque-velocidad, reversibilidad, ciclo de trabajo operativo, torque de arranque y potencia requerida. Éstos y otros factores se describen aquí en una lista de preguntas que un diseñador debe considerar cuando selecciona y calcula el tamaño de un motor en una consulta con un fabricante de motores. Como se verá, la curva torque-velocidad proporciona información importante que ayuda a responder muchas preguntas acerca del desempeño de un motor. Recuerde que la curva torque-velocidad muestra los torques que el motor puede entregar a diferentes velocidades a voltaje nominal. La figura 10.30 muestra un ejemplo de una curva torque-velocidad para un motor de pasos, y la figura 10.31 muestra un ejemplo de una curva torque-velocidad para un servomotor. Estas figuras son ejemplos tomados de las hojas de especificación de los fabricantes de los motores.

Entre las preguntas sobresalientes que un diseñador necesita considerar cuando elige un motor para una aplicación se incluyen las siguientes:

- ¿El motor arrancará y acelerará lo suficientemente rápido? El torque a velocidad cero, llamado *torque de arranque*, es el torque que el motor puede entregar cuando comienza la rotación. Para que el sistema sea de autoarranque, el motor debe generar suficiente torque como para superar la fricción y cualquier torque de carga.

La aceleración del motor y la carga en cualquier instante está dada por

$$\alpha = (T_{\text{motor}} - T_{\text{carga}})/J \quad (10.19)$$

donde α es la aceleración angular en rad/seg^2 , T_{motor} es el torque producido por el motor, T_{carga} es el torque disipado por la carga y J es el momento de inercia polar total del rotor del motor y la carga. La diferencia entre el torque de motor y el de carga determina la aceleración del sistema. Cuando el torque del motor es igual al torque de la carga, el sistema está a una velocidad operativa de estado estacionario.

- ¿Cuál es la máxima velocidad que puede producir el motor? El punto de torque cero en la curva torque-velocidad determina la velocidad máxima que puede alcanzar un motor. Note que el motor no puede entregar torque alguno a la carga a esta velocidad. Cuando el motor se carga, no se puede lograr la máxima velocidad de no carga.
- ¿Cuál es el ciclo de trabajo operativo? Cuando un motor no se opera continuamente, es necesario considerar el ciclo operativo del sistema. El *ciclo de trabajo* se define como la razón del tiempo en que el motor está encendido con respecto al tiempo total transcurrido. Si una carga requiere un ciclo de trabajo bajo, se puede seleccionar un motor de menor potencia que pueda operar arriba de los niveles nominales pero que todavía se desempeñe adecuadamente sin sobrecalentamiento durante repetidos ciclos on-off.
- ¿Cuánta potencia requiere la carga? La clasificación de potencia es una especificación muy importante para un motor. Al conocer los requisitos de potencia de la carga, un diseñador debe elegir un motor con potencia adecuada con base en el ciclo de trabajo.
- ¿Qué fuente de potencia está disponible? Si el motor es de CA o CD puede ser una decisión crucial. Además, si se utilizara la potencia de batería, las características de ésta deben concordar con los requisitos de la carga.

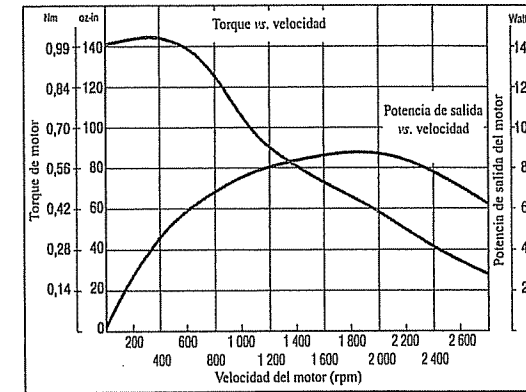


Figura 10.30 Curvas de desempeño típicas del motor de pasos.
(Cortesía de Aerotech, Pittsburgh, PA)

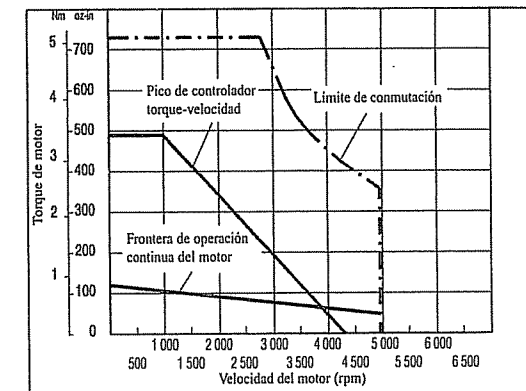
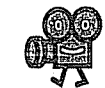


Figura 10.31 Curvas de desempeño típicas del servomotor.
(Cortesía de Aerotech, Pittsburgh, PA)

- ¿Cuál es la inercia de carga? Como lo implica la ecuación 10.19, para una respuesta dinámica rápida es deseable tener bajos el rotor motor y la inercia de carga J . Cuando la inercia de carga es grande, la única forma de lograr gran aceleración es ajustar el tamaño del motor de modo que pueda producir torques mucho más grandes que los que la carga requiere.
- ¿La carga se impulsará a velocidad constante? El método más simple de lograr velocidad constante es seleccionar un motor síncrono CA o un motor en derivación CD que corra a una velocidad relativamente constante sobre un rango significativo de torques de carga.



Demostración en video

10.15 Sistema servomotor



Vínculo de internet

10.5 Recursos en línea y proveedores de motores y controladores de movimiento

■ *¿Se requiere control preciso de posición o velocidad?* Un motor de pasos es una buena elección en los casos de posicionamiento angular en ubicaciones discretas y movimiento incremental. Un motor de pasos rota fácilmente y se sostiene en posiciones discretas. También puede rotar a un amplio rango de velocidades al controlar la tasa de paso. El motor de pasos se puede operar con control de lazo abierto, donde no se requiere retroalimentación del sensor. Sin embargo, si intenta controlar un motor de pasos a tasa de paso demasiado rápida, o si el torque de carga es muy grande, el motor de pasos se puede deslizar y no ejecutar el número de pasos esperados. Por tanto, con un motor gradual se puede incluir un sensor de retroalimentación, como un codificador, para comprobar si el motor logró el movimiento deseado.

Un servomotor, por su parte, puede ser la mejor opción para algunos requerimientos de movimiento complejo, donde se requieren perfiles de posición o velocidades precisas (por ejemplo, en aplicaciones de automatización donde las máquinas necesitan realizar un movimiento programado prescrito). Un **servomotor** es un motor de CD, CA o CD sin escobillas combinado con un dispositivo sensor de posición (por ejemplo, un codificador digital). El servomotor se activa mediante un controlador programable que procesa la entrada del sensor y genera voltajes y corrientes amplificados hacia el motor para lograr perfiles de movimiento especificados. A esto se le llama **control de lazo cerrado**, pues incluye retroalimentación de sensor. Por lo general un servomotor es más caro que un motor de pasos, pero puede tener una respuesta mucho más rápida. La Demostración en video 10.15 muestra los componentes típicos de un sistema servomotor comercial, y el Vínculo de internet 10.5 proporciona acceso a recursos y proveedores de productos de control de movimiento.

■ *¿Se requiere una transmisión o engranaje?* Con frecuencia las cargas requieren velocidades bajas y torques grandes. Dado que los motores usualmente tienen mejor desempeño a alta velocidad y bajo torque, con frecuencia se necesita una transmisión para reducción de velocidad (engranaje o banda transportadora) para igualar la salida del motor con los requisitos de carga. El término **motorreductor** se usa para referirse a un ensamble motor-engranaje que se vende como un solo paquete.

Cuando se usa una transmisión, la inercia efectiva de la carga es

$$J_{ef} = J_{carga} \left(\frac{\omega_{carga}}{\omega_{motor}} \right)^2 \quad (10.20)$$

donde J_{ef} es el momento de inercia polar efectivo de la carga, como lo ve el motor. La suma de esta inercia y de la inercia del rotor del motor se puede usar en la ecuación 10.19 para calcular la aceleración. La razón de velocidad en la ecuación 10.20 se llama **relación de engranaje** de la transmisión. Con frecuencia se especifica como una relación de dos números, donde uno o ambos números son enteros (lo que siempre es el caso cuando se usan engranes que tienen números enteros de dientes). Así que una relación de engranaje que a veces se escribe $N:M$ se puede leer como: N a M reducción de engrane. Esto significa que se requieren N vueltas del motor para crear M vueltas de la carga, así que, para una relación de engranaje $N:M$, las velocidades se relacionan mediante

$$\omega_{carga} = (M/N)\omega_{motor} \quad (10.21)$$

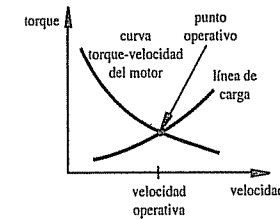


Figura 10.32 Velocidad operativa del motor.

- *¿La curva torque-velocidad del motor coincidirá bien con la carga?* Si la carga tiene una relación torque-velocidad bien definida, llamada **línea de carga**, es aconsejable seleccionar un motor con características torque-velocidad similares. Si éste es el caso, el torque del motor puede coincidir con el torque de la carga sobre un gran rango de velocidades, y la velocidad se puede controlar fácilmente al realizar cambios pequeños en el voltaje del motor.
- *Para una curva torque-velocidad de motor y una línea de carga dada, ¿cuál será la velocidad operativa?* Como se ilustra en la figura 10.32, para una curva torque-velocidad de motor dada, y una línea de carga bien definida, el sistema se asienta a un punto operativo de velocidad fija. Más aún, el punto operativo es autorregulado. A velocidades más bajas, el torque del motor supera el torque de la carga y el sistema acelera hacia el punto operativo; pero a mayor velocidad, el torque de la carga supera al torque del motor, lo que reduce la velocidad hacia el punto operativo. La velocidad operativa se puede cambiar de forma activa al ajustar el voltaje suministrado al motor, que a su vez cambia la característica torque-velocidad del motor.
- *¿Es necesario invertir el motor?* Algunos motores no son reversibles debido a su construcción y electrónica de control, y se debe tener cuidado cuando se selecciona un motor para una aplicación que requiera rotación en dos direcciones.
- *¿Existen restricciones de tamaño y peso?* Los motores pueden ser grandes y pesados, y los diseñadores necesitan estar al tanto de esto en fases tempranas del diseño.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 10.6

Tamaño del motor

¿Por qué es importante no exceder el tamaño de un motor para una aplicación en particular?

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 10.7

Ejemplos de motores eléctricos

Elabore una lista de diferentes tipos de motores eléctricos que se encuentren en dispositivos domésticos y automóviles. Describa las razones por las que cree que se usa el tipo particular de motor para cada ejemplo que citó.

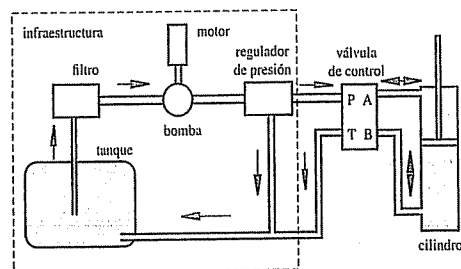


Figura 10.33 Componentes del sistema hidráulico.

10.8 HIDRÁULICA

Los sistemas hidráulicos están diseñados para mover grandes cargas mediante el control de un fluido a alta presión en líneas de distribución y pistones con válvulas mecánicas o electromecánicas. Un sistema hidráulico, como el que se ilustra en la figura 10.33, consiste en una bomba para entregar fluido a alta presión, un regulador de presión para limitar la presión en el sistema, válvulas para controlar las tasas de flujo y presiones, un sistema de distribución compuesto de mangueras o tuberías, y actuadores lineales o giratorios. La infraestructura, que son los elementos contenidos en el recuadro punteado de la figura, por lo general se usa para impulsar muchos subsistemas hidráulicos válvula-actuador.

Una **bomba** hidráulica por lo general se impulsa mediante un motor eléctrico (por ejemplo, un gran motor CA de inducción) o un motor de combustión interna. Las presiones típicas de fluido que generan las bombas utilizadas en equipo pesado (por ejemplo, equipo de construcción y grandes máquinas industriales) están en el rango de 1 000 psi (6.89 MPa) a 3 000 psi (20.7 MPa). El fluido hidráulico se selecciona para tener las siguientes características: buena lubricación para evitar desgaste en componentes móviles (por ejemplo, entre pistones y cilindros), resistencia a la corrosión e incompresibilidad para ofrecer rápida respuesta. La mayoría de las bombas hidráulicas actúan mediante **desplazamiento positivo**, lo que significa que entregan un volumen fijo de fluido con cada ciclo o rotación de la bomba. Los tres tipos principales de bombas de desplazamiento positivo utilizadas en los sistemas hidráulicos son las bombas de engrane, las bombas de álabes y las bombas de pistones. En la figura 10.34 se muestra un ejemplo de una **bomba de engranes**, que desplaza el fluido alrededor de un alojamiento entre los dientes de engrane. Note que los dientes proporcionan un sello, y el fluido se desplaza desde el interior hacia el exterior a lo largo del lado no dentado de los engranes. Las Demostraciones en video 10.16 y 10.17 muestran y describen varios tipos de bombas de engranes.

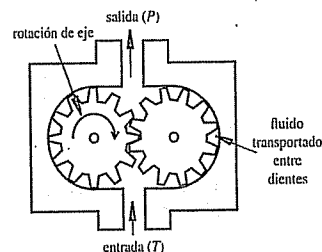


Figura 10.34 Bomba de engranes.

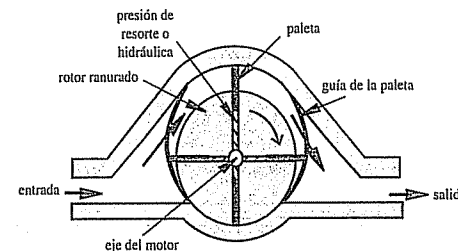


Figura 10.35 Bomba de álabes.

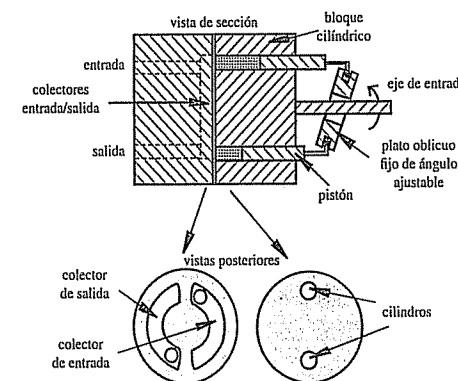


Figura 10.36 Bomba de pistón de plato oblicuo.

Tabla 10.3 Comparación de las características de las bombas

Tipo de bomba	Desplazamiento	Presión típica (psi)	Costo
Engrane	Fijo	2 000	Bajo
Álabes	Variable	3 000	Medio
Pistón	Variable	6 000	Alto

La figura 10.35 ilustra una **bomba de álabes**, que desplaza el fluido entre las paletas guiadas en las ranuras del rotor montadas contra el alojamiento y la guía de la paleta. La guía de la paleta soporta las paletas de un lado del alojamiento al siguiente y se obstruye para permitir el paso del fluido. El desplazamiento de salida se puede cambiar (con una velocidad de motor constante) al mover el eje verticalmente en relación con el alojamiento.

La figura 10.36 ilustra una **bomba de pistón**. El bloque cilíndrico rota mediante el eje de entrada, y los extremos del pistón se impulsan adentro y afuera conforme se montan en la ranura del **plato oblicuo** fijo, que está angulado con respecto al eje del árbol. Un pistón extrae fluido de un colector de entrada sobre la mitad del plato oblicuo y expulsa fluido en el colector de salida durante la otra mitad. El desplazamiento de la bomba se puede cambiar simplemente al cambiar el ángulo del plato oblicuo fijo. La tabla 10.3 menciona y compara las características generales de los diferentes tipos de bombas.



Demostración en video

10.16 Bombas de engranes

10.17 Bombas hidráulicas de engranes

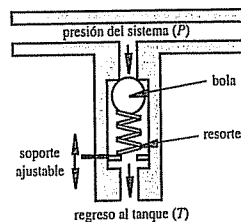


Figura 10.37 Regulador de presión.

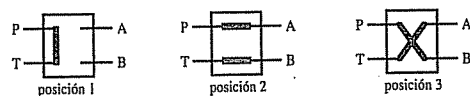


Figura 10.38 Esquema de válvula 4/3.

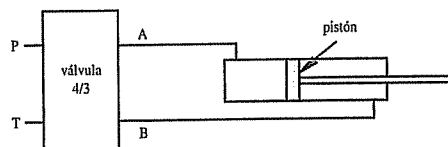


Figura 10.39 Cilindro hidráulico de doble acción.

Dado que las bombas hidráulicas de desplazamiento positivo proporcionan una tasa fija de flujo volumétrico, es necesario incluir una válvula liberadora de presión, llamada **reguladora de presión**, con el fin de evitar que la presión supere los límites del diseño. El regulador de presión más simple es el arreglo resorte-bola que se ilustra en la figura 10.37. Cuando la fuerza de presión supera la fuerza del resorte, el fluido se desfog a vuelta al tanque, lo que evita un mayor aumento en presión. La presión umbral, o **presión de apertura de flujo**, usualmente se ajusta al cambiar la longitud comprimida del resorte y por tanto su fuerza resistiva.

10.8.1 Válvulas hidráulicas

Existen dos tipos de válvulas hidráulicas: la **válvula de posición infinita** que permite cualquier posición entre abierto y cerrado para modular el flujo o la presión, y la **válvula de posición finita** que tiene posiciones discretas, usualmente sólo abierto y cerrado, y cada una proporciona una diferente condición de presión y flujo. Las conexiones de entrada y salida a una válvula también se llaman **puertos**. Las válvulas de posición finita se describen comúnmente mediante una designación x/y , donde x es el número de puertos y y es el número de posiciones. Por ejemplo, en la figura 10.38 se ilustra de manera esquemática una válvula 4/3, con 4 puertos y 3 posiciones. En la posición 1, la presión del sistema se desfog a al tanque; en la posición 2, el puerto de salida A se presuriza y el puerto B se desfog a al tanque; y en la posición 3, el puerto de salida B se presuriza y el puerto A desfog a al tanque. Como se ilustra en la figura 10.39, esta válvula en particular es útil para controlar un cilindro hidráulico de doble acción donde los puertos A

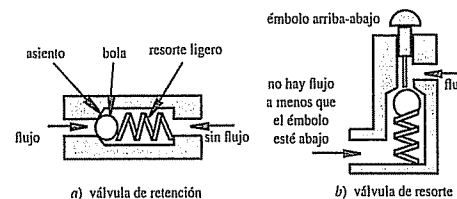


Figura 10.40 Válvulas de retención y de resorte.

y B se conectan a extremos opuestos del cilindro, lo que aplica o desfog a presión en lados opuestos del pistón. En la posición 1, el cilindro no se mueve porque la presión se desfog a al tanque. En la posición 2, el cilindro se mueve a la derecha, pues se aplica presión en el lado izquierdo del pistón. En la posición 3, el cilindro se mueve a la izquierda porque se aplica presión al lado derecho del pistón.

Algunos tipos comunes de válvulas de posición fija son las válvulas de retención, las válvulas de resorte, las válvulas de carrete y las válvulas rotativas. La figura 10.40 ilustra las válvulas de retención y las de resorte. La **válvula de retención** permite flujo sólo en una dirección. La **válvula de resorte** es una válvula de retención cuya apertura puede forzarse para permitir un flujo inverso.

Como se ilustra en la figura 10.41, la **válvula de carrete** consiste en un cuerpo rotor con múltiples lóbulos que se mueven dentro de un alojamiento cilíndrico que contiene múltiples puertos. El cuerpo rotor se puede mover atrás y adelante para alinear los espacios entre los lóbulos del carrete con los puertos de entrada y salida en el alojamiento para dirigir el flujo de alta presión a diferentes conductos en el sistema. La fuerza de presión estática en el cuerpo rotor se equilibra pues la presión siempre se aplica para oponerse a caras internas de los lóbulos. Para mover el cuerpo rotor, se requiere una fuerza axial (desde un solenoide o palanca de control manual) para superar las fuerzas hidrodinámicas asociadas con el cambio en la cantidad de movimiento del flujo. En la posición izquierda, el puerto A está presurizado, y el puerto B se desfog a al tanque. Se requiere de una fuerza para mover el cuerpo rotor desde esta posición a la posición derecha, donde el puerto B se presuriza y el puerto A se desfog a.

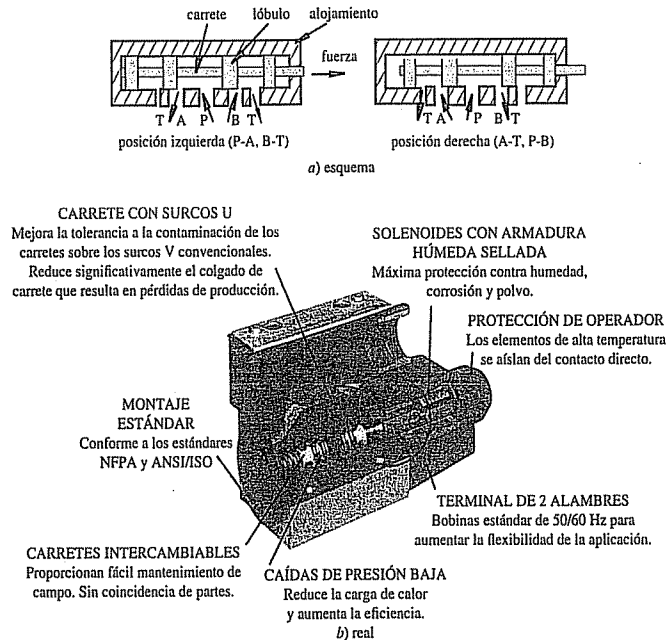
En el diseño de una válvula de carrete, donde ocurren grandes fuerzas hidrodinámicas, se agrega una **válvula piloto**, como se muestra en la figura 10.42. La válvula piloto opera a una presión inferior, llamada **presión piloto**, y a tasas de flujo mucho más bajas; en consecuencia, requiere de menos fuerza para actuar. La válvula piloto dirige la presión piloto a un lado del carrete principal, y la fuerza generada por la presión que actúa sobre la cara de lóbulo del carrete principal es lo suficientemente grande como para activar la válvula principal. El efecto de la válvula piloto es amplificar la fuerza proporcionada por el solenoide o palanca mecánica que actúa sobre el carrete piloto. En la figura, el carrete piloto está en la posición izquierda completa, lo que hace que la presión piloto se aplique al lado izquierdo del carrete principal y desfog e el fluido del lado derecho del carrete principal al tanque, lo que conduce al carrete principal a la posición derecha completa. Esto aplica presión principal al puerto B y desfog e el puerto A. La Demostración en video 10.18 ilustra cómo se puede usar una válvula piloto para crear una fuerza hidráulica amplificada.

La discusión de las válvulas piloto se ha limitado hasta el momento a la operación entre dos posiciones: encendido y apagado. La operación continua se puede lograr al



Demostración en video

10.18 Vista transversal del amplificador hidráulico con válvula piloto



(Cortesía de Continental Hydraulics, Savage, MN)

Figura 10.41 Válvula de carrete.

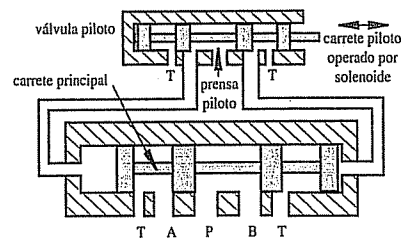


Figura 10.42 Válvula de carrete operada por piloto.

usar una **válvula proporcional**, aquella cuyo carrete se mueve una distancia proporcional a una entrada mecánica o eléctrica (por ejemplo, una palanca o un solenoide de corriente ajustable), lo que cambia la tasa de flujo y varía la velocidad y fuerza del actuador. Cuando la posición del carrete se controla mediante solenoides eléctricos, la válvula proporcional se llama **válvula electrohidráulica**. Estas válvulas se pueden usar en situaciones de control de lazo abierto sin retroalimentación, pero regularmente incluyen sensores para monitorizar la posición del carrete o la salida del actuador. Las válvulas proporcionales equipadas con circuitos sensores y de control con frecuencia se llaman **servoválvulas**. Las válvulas electrohidráulicas usualmente se operan con piloto, donde los solenoides activan el carrete piloto, que a su vez controla la posición del carrete

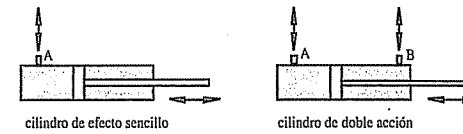


Figura 10.43 Cilindros de efecto simple y doble.

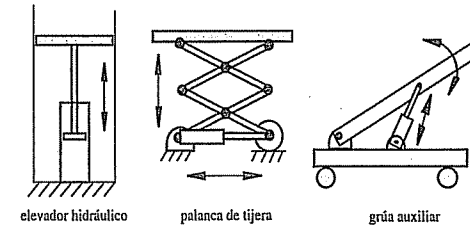


Figura 10.44 Ejemplo de mecanismos activados por un cilindro hidráulico.

primario. El carrete piloto se puede activar mediante un solo solenoide con un resorte de retorno o un conjunto de solenoides en oposición. Las corrientes de solenoide, y por tanto los desplazamientos, se pueden controlar mediante amplificadores ligados a controladores analógicos o digitales.

10.8.2 Actuadores hidráulicos

El actuador hidráulico más común es un **cilindro** simple con un pistón activado por el fluido presurizado. Como se ilustra en la figura 10.43, un cilindro puede ser de **efecto sencillo**, donde se mantiene en una posición por presión y regresa a la otra posición mediante un resorte o por el peso de la carga, o de **doble acción**, donde la presión se usa para impulsar el pistón en ambas direcciones. Como se ilustra en la figura 10.44, el actuador lineal puede ser muy versátil para lograr una diversidad de movimientos. El movimiento del cilindro en el elevador hidráulico impulsa directamente el elevador. La palanca de tijera convierte un pequeño movimiento lineal en dirección horizontal en un gran movimiento lineal en la dirección vertical. El movimiento lineal del cilindro en la grúa resulta en movimiento giratorio de su pluma pivoteada.

El movimiento giratorio también se puede lograr con sistemas hidráulicos directamente con el uso de un actuador giratorio. Un tipo de actuador giratorio, llamado **motorreductor**, es simplemente una bomba de engranes (vea la figura 10.34) activada en reversa donde se aplica presión, lo que resulta en la rotación de un eje.

■ TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 10.8

Fuerza generada por un cilindro de doble acción

Para una presión de sistema dada, ¿la fuerza generada por un cilindro de doble acción es diferente dependiendo de la dirección de actuación? ¿Cómo se determina la fuerza para cada dirección de movimiento?



Vínculo de internet

10.6 HydraulicValves.org
(fabricantes e información de válvulas, bombas, motores y cilindros)

Los sistemas hidráulicos tienen la ventaja de generar fuerzas extremadamente grandes a partir de actuadores muy compactos. También pueden proporcionar control preciso a baja velocidad y tienen límites de recorrido interno definidos por la carrera del cilindro. Los inconvenientes de los sistemas hidráulicos incluyen la necesidad de una gran infraestructura (bomba de alta presión, tanque y líneas de distribución); potencial para fugas de fluido, que son indeseables en un ambiente limpio; posibles riesgos asociados con altas presiones (por ejemplo, una línea que se rompe); operación ruidosa; vibración, y requisitos de mantenimiento. Debido a estas desventajas, con frecuencia la opción preferida son los motores eléctricos. Sin embargo, en grandes sistemas que requieren fuerzas extremadamente grandes, los motores hidráulicos usualmente proporcionan la única alternativa. Para más información visite el Vínculo de internet 10.6 que proporciona enlaces a recursos en línea y fabricantes de componentes y sistemas hidráulicos.

10.9 NEUMÁTICOS

Los sistemas neumáticos son similares a los sistemas hidráulicos, pero usan aire comprimido en lugar de líquido hidráulico como fluido operativo. Los componentes de los sistemas neumáticos se ilustran en la figura 10.45. Se usa un compresor para proporcionar aire presurizado, por lo general en el orden de 70 a 150 psi (482 kPa a 1.03 MPa), que es mucho menor que la presión de los sistemas hidráulicos. Como resultado de las menores presiones operativas, los actuadores neumáticos generan fuerzas mucho menores que los actuadores hidráulicos.

Después de comprimir el aire de entrada, la humedad y el calor excesivos se remueven del aire con una unidad de tratamiento de aire (vea la figura 10.45). A diferencia de las bombas hidráulicas, que proporcionan desplazamiento positivo del fluido a alta presión a solicitud, los compresores no pueden proporcionar gran volumen de aire presurizado sensiblemente; por tanto, se almacena en un depósito o tanque un gran volumen de aire comprimido a alta presión. La presión operativa que se entrega al sistema se puede controlar mediante un regulador de presión que debe ser mucho menor que la presión del depósito. El depósito se equipa con un interruptor sensible a la presión que activa el compresor cuando la presión comienza a caer por abajo del nivel deseado. Las válvulas de control y los actuadores funcionan en forma muy parecida a los de los sistemas hidráulicos, pero en lugar de regresar el fluido a un tanque, el aire simplemente se

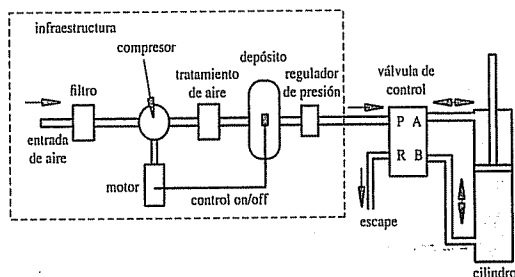


Figura 10.45 Componentes del sistema neumático.

regresa (expulsa) a la atmósfera. Los sistemas neumáticos con frecuencia son sistemas abiertos: siempre procesan aire nuevo; y los sistemas hidráulicos son sistemas cerrados, que siempre recirculan el mismo aceite. Esto elimina la necesidad de una red de líneas de regreso en los sistemas neumáticos. Otra ventaja de los sistemas neumáticos es que el aire es "más limpio" que el aceite, aunque el aire no tiene las características autolubrificantes del aceite hidráulico.

Los actuadores neumáticos pueden ser una buena opción cuando las fuentes de aire comprimido están disponibles fácilmente, como suele ser en las instalaciones relacionadas con ingeniería. Los cilindros neumáticos de doble acción o efecto sencillo son ideales para proporcionar movimiento lineal de baja fuerza entre dos puntos extremos bien definidos. Debido a que el aire es compresible, los cilindros neumáticos no se usan por lo general para aplicaciones que requieren movimiento preciso entre los puntos extremos, en especial en presencia de una carga variable. La Demostración en video 10.19 presenta varios tipos de cilindros neumáticos, y la Demostración en video 10.20 muestra un interesante ejemplo de un aparato activado por un sistema neumático.

Otra ventaja de los sistemas neumáticos es la posibilidad de sustituir la infraestructura con un tanque de almacenamiento de alta presión y un regulador. El tanque tiene una función análoga a una batería en un sistema eléctrico. Esto posibilita sistemas neumáticos móviles y ligeros (por ejemplo, un robot caminante impulsado de forma neumática). En estas aplicaciones, la capacidad del tanque limita el rango o tiempo de operación del sistema.



Demostración en video

10.19 Cilindros neumáticos de varios tipos y tamaños

10.20 Descripción del aparato de ejercicio de biomecánica neumática

PREGUNTAS Y EJERCICIOS

Sección 10.3 Solenoides y relevadores

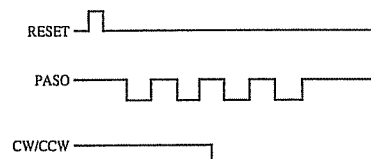
- 10.1. Un solenoide se puede modelar como un inductor en serie con un resistor. Diseñe un circuito para usar una salida digital para controlar un solenoide de 24 V.

Sección 10.5 Motores de CD

- 10.2. ¿Por qué la presencia de motores eléctricos o solenoides puede afectar la función de los circuitos electrónicos cercanos?
- 10.3. Dadas las siguientes especificaciones del fabricante de un motor de CD PM, ¿cuál es la velocidad de no carga, la corriente crítica, el torque de arranque y la potencia máxima del motor para un voltaje aplicado de 10 V?
- Constante de torque = 0.12 Nm/A
 - Constante eléctrica = 12 V/1 000 RPM
 - Resistencia de armadura = 1.5 Ω
- 10.4. Al reconocer que el CI de puente H del ejemplo de diseño 10.1 incluye una salida sensible de corriente, dibuje el diagrama de bloques para control del torque de un motor de CD con escobillas con el uso del CI discutido. (Sugerencia: El pin de salida sensible a corriente del puente H produce 377 mA de corriente por cada amp de salida del motor. Convierta esta salida a un voltaje y úselo como la entrada a un chip PWM, como el LM3524D. Incluya un potenciómetro de ajuste de torque en el LM3524D.)

Sección 10.6 Motores de pasos

- 10.5. Para el circuito impulsor de paso completo de la figura 10.28, complete el siguiente diagrama de tiempos al agregar las señales B_0 , B_1 , ϕ_1 , ϕ_2 , ϕ_3 y ϕ_4 . Verifique con la tabla 10.1 que resulte el movimiento que pretende.



- 10.6. El circuito impulsor de paso completo para el motor de pasos unipolar está disponible como un solo componente por parte de algunos fabricantes. Explore internet para encontrar un impulsor de motor de pasos, muestre un diagrama de pines etiquetado e indique cómo conectarlo adecuadamente a un motor de pasos.
- 10.7. Un diseñador quiere usar un motor de pasos acoplado con un engranaje para impulsar una banda transportadora indexada para lograr una resolución lineal de 1 mm y una velocidad máxima de 10 cm/seg. El engranaje es un reductor de velocidad con una relación de engranes de 3 a 1, y a la banda transportadora la impulsa un tambor de 10 cm unido al eje de salida del engranaje. ¿Cuál es la resolución mínima requerida por el motor de pasos? Además, ¿qué tasa de paso se requeriría para lograr la máxima velocidad a esta resolución?

Sección 10.7 Selección de un motor

- 10.8. Para cada una de las siguientes aplicaciones, ¿cuál sería una buena elección para el tipo de motor eléctrico utilizado? Justifique su elección.
- articulación de brazo robótico
 - ventilador de techo
 - carretilla eléctrica
 - sierra circular
 - fresadora universal NC
 - grúa eléctrica
 - actuador de cabeza de controlador de disco
 - motor controlador de disco
 - motor de limpiaparabrisas
 - motor de banda transportadora industrial
 - máquina lavadora
 - secadora de ropa
- 10.9. Un motor de CD de imán permanente se acopla a una carga mediante un engranaje. Si los momentos de inercia polares del motor y la carga son J_r y J_L , el engranaje tiene una reducción $N:M$ (donde $N > M$) del motor a la carga, el motor tiene un torque de arranque T_s y una velocidad de no carga $\omega_{m\acute{a}x}$, y el torque de carga es proporcional a su velocidad ($T_l = k\omega$).
- ¿Cuál es la aceleración máxima que puede producir el motor en la carga?
 - ¿Cuál es la velocidad de estado estacionario del motor y la carga?
 - ¿Cuánto tardará el sistema en alcanzar el 95% de su velocidad de estado estacionario?

Sección 10.8 Hidráulica

- 10.10. ¿Cuál es la fuerza máxima que un cilindro hidráulico de efecto sencillo de 1 pulgada de diámetro interno puede generar con una presión de fluido de 1 000 psi?
- 10.11. Si una máquina requiere que un cilindro hidráulico de efecto sencillo de 1 cm de diámetro interno produzca 2 000 N de fuerza, ¿cuál es la presión mínima, en MPa, requerida por el sistema?

Sección 10.9 Neumáticos

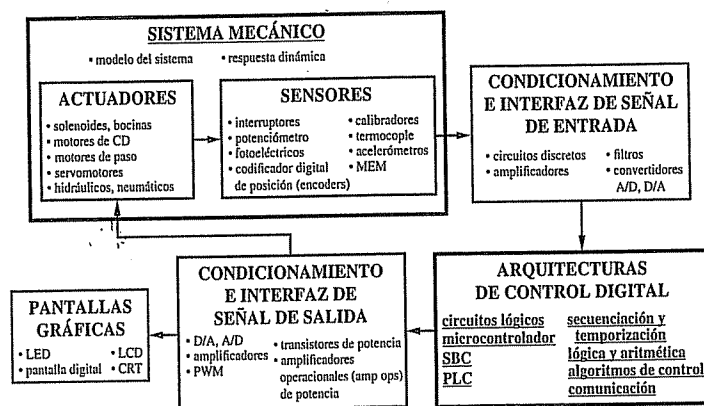
- 10.12. Se le pide diseñar un sistema neumático que requiere usar una válvula neumática. Encuentre en internet las especificaciones para una válvula neumática capaz de manejar 100 psi y dibuje un esquema que muestre cómo lo pondría en interfaz con un sistema digital.
- 10.13. Se le pide diseñar un actuador neumático con el uso de un cilindro de doble acción para producir 100 lbf con el uso de un tanque de buceo de 2 000 psi como fuente de presión. Especifique los elementos requeridos en el sistema en forma de diagrama de bloques. Sea tan específico como sea posible acerca de las especificaciones de los componentes.

BIBLIOGRAFÍA

- Kenjo, T., *Electric Motors and Their Controls*, Oxford Science Publications, Oxford, Inglaterra, 1994.
- Khol, R., editor, "Electrical & Electronics Reference Issue", *Machine Design*, vol. 57, núm. 12, 30 de mayo de 1985.
- McPherson, G., *An Introduction to Electrical Machines and Transformers*, John Wiley, Nueva York, 1981.
- National Semiconductor Corporation, "National Power ICs Databook", 2900 Semiconductor Drive, P.O. Box 58090, Santa Clara, CA 95052.
- Norton, R. L., *Design of Machinery*, McGraw-Hill, Nueva York, 1992.
- Shultz, G. P., *Transformers and Motors*, Macmillan, Carmel, IN, 1989.
- Westbrook, M. H. y Turner, J. D., *Automotive Sensors*, Institute of Physics Publishing, Philadelphia, 1994.
- Williamson, L., "What You Always Wanted to Know About Solenoids", *Hydraulics and Pneumatics*, septiembre de 1980.

Sistemas mecatrónicos: arquitecturas de control y casos de estudio

Este capítulo proporciona un resumen de las arquitecturas de control digital de los sistemas mecatrónicos, introduce los conceptos de control PID y presenta tres casos de estudio de diseño de sistemas mecatrónicos. ■



OBJETIVOS DEL CAPÍTULO

Después de leer, discutir, estudiar y aplicar las ideas de este capítulo:

1. Sabrá por qué muchos diseños actuales de ingeniería se pueden clasificar como sistemas mecatrónicos
2. Será consciente de los diversos tipos posibles de arquitecturas de control en el diseño de sistemas mecatrónicos

3. Comprenderá los principios básicos de los sistemas de control por retroalimentación
4. Apreciará la variedad de diseños que pueden resultar de especificaciones limitadas de un sistema mecatrónico
5. Reconocerá que muchos productos aeroespaciales, automotrices y al consumidor son sistemas mecatrónicos

11.1 INTRODUCCIÓN

En los capítulos anteriores de este libro se desarrollaron los cimientos para la integración de dispositivos mecánicos, sensores y electrónica de señal y potencia en los sistemas mecatrónicos. Conforme se avanzó a través de los capítulos se incluyeron ejemplos de diseño mecatrónico cada vez más complejos para ayudarlo a conectar la teoría y el análisis con las aplicaciones reales para expandir su conocimiento y habilidad de diseño. Para completar este panorama en la integración de dispositivos mecánicos, sensores y electrónica de señal y potencia en los sistemas mecatrónicos más avanzados, debe incluir sistemas de control con base en microprocesadores. El capítulo 7 presentó los conceptos básicos en la programación e interfaz de microcontroladores. Aquí se introducen brevemente otras arquitecturas de control, también útiles en el diseño de sistemas mecatrónicos. Luego se presentan tres casos de estudio de sistemas mecatrónicos completos: un brazo robótico controlado mioeléctricamente, una máquina caminante articulada para movimiento en entornos inusuales y un contador de monedas. Estos proyectos se usaron como desarrollos mecatrónicos en los talleres de la Universidad Estatal de Colorado. Para proporcionar una perspectiva final, se mencionan ejemplos de sistemas mecatrónicos en varias industrias.

11.2 ARQUITECTURAS DE CONTROL

Muchos sistemas mecatrónicos tienen relaciones múltiples entre entradas y salidas a través de relaciones deterministas que resultan en alguna forma de control de las salidas. Un diseñador puede elegir de entre un amplio espectro de arquitecturas de control, que van desde el simple control de lazo abierto hasta el complejo control por retroalimentación. La implementación del control puede ser tan simple como usar un solo amplificador operacional, o tan complicado como programar microprocesadores paralelos programados masivamente. Aquí se describe una jerarquía de abordajes de control básico que puede considerar en el diseño de un sistema mecatrónico.

11.2.1 Circuitos analógicos

Muchos diseños mecatrónicos simples requieren una salida específica de actuador con base en una señal de entrada analógica. En algunos casos, se pueden emplear los circuitos para el procesamiento de la señal analógica, que consisten de amplificadores operacionales y transistores, para efectuar el control deseado. Los amplificadores operacionales se pueden usar para realizar comparaciones y operaciones matemáticas, tales como suma, resta, integración y diferenciación analógica. También se pueden usar en amplificadores para el control lineal de actuadores. Los controladores analógicos con frecuencia son sencillos en su diseño y fáciles de implementar, y pueden ser menos costosos que los sistemas basados en microprocesadores.

11.2.2 Circuitos digitales

Si las señales de entrada son digitales o se pueden convertir a un conjunto finito de estados, entonces puede ser fácil de implementar controladores lógicos combinacionales o secuenciales en el diseño mecatrónico. Los diseños más simples usan unos cuantos chips digitales para crear un controlador digital. Para generar funciones booleanas complejas en un solo CI, se pueden usar dispositivos digitales especializados para reducir la complejidad del diseño, como los controladores de **lógica de arreglo programable (PAL)** y los **arreglos lógicos programables (PLA)**. Los PAL y los PLA contienen muchas compuertas y una retícula de conductores que se pueden conectar a la medida con el uso de un dispositivo de programación. Una vez programados, los CI implementan la función booleana diseñada entre las entradas y salidas. Los PAL y PLA pueden ofrecer una alternativa a los circuitos lógicos secuenciales y combinacionales complejos que requieren muchos CI.

Otro tipo de dispositivo programable basado en las compuertas lógicas es el **arreglo de compuertas programables por el usuario (FPGA)**. Como los PAL y los PLA, un FPGA contiene un gran número de compuertas reconfigurables que se pueden programar para crear un amplio rango de funciones lógicas. Los FPGA son diferentes de los PAL y los PLA porque también pueden incluir memoria, puertos I/O, funciones aritméticas y otra funcionalidad que se encuentra en los microcontroladores. Más aún, los FPGA usualmente se programan con un lenguaje de alto nivel (por ejemplo, VHDL) que permite una funcionalidad bastante sofisticada. La Demostración en video 11.1 muestra un ejemplo de un sistema de desarrollo FPGA usado para controlar un dispositivo simple.

En ocasiones, puede ser económicamente factible diseñar un **circuito integrado para aplicación específica (ASIC)** que proporcione funcionalidad digital única en un solo CI. En aplicaciones de fabricación de gran volumen, una solución ASIC puede ser más barata, más pequeña y requerir de menos potencia.

11.2.3 Controlador lógico programable

Los **controladores lógicos programables (PLC)** son dispositivos industriales especializados para servir de interfaz y control de dispositivos analógicos y digitales. Están diseñados con un pequeño conjunto de instrucciones adecuadas para las aplicaciones de control industrial. Usualmente se programan con **lógica de escalera**, que es un método gráfico de poner en capas la conectividad y la lógica entre las entradas y salidas del sistema. Se diseñan teniendo en mente específicamente entornos industriales y de control industrial. Por tanto, además de ser flexibles y fáciles de programar, son robustos y relativamente inmunes a interferencia externa. La Demostración en video 11.2 muestra un ejemplo del sistema de desarrollo PLC y demuestra cómo se puede usar la lógica en escalera para crear un sistema de control de nivel de fluido. El Vínculo de internet 11.1 proporciona acceso a varios recursos y fabricantes en línea para productos PLC.

11.2.4 Microcontroladores y DSP

El **microcontrolador**, que es una microcomputadora en un solo CI, proporciona una pequeña plataforma de control flexible que se puede incrustar con facilidad en un sistema mecatrónico. El microcontrolador se puede programar para realizar un amplio rango de tareas de control. El diseño con microcontroladores usualmente requiere del conocimiento de un lenguaje de programación de alto nivel (por ejemplo, C o Basic) o lenguaje ensamblador, y experiencia en la interfaz de dispositivos digitales y analógicos. Vea



Demostración en video

11.1 Asistente de tenis de mesa controlado por un FPGA



Demostración en video

11.2 Controlador lógico programable con lógica en escalera



Vínculo de internet

11.1 Recursos y fabricantes en línea del controlador lógico programable

el capítulo 7 para información de fondo y ejemplos. El Vínculo de internet 7.1 proporciona acceso a varios recursos y fabricantes de microcontroladores en línea.

Otro tipo de dispositivo microcomputador en un solo CI es el **procesador digital de señales (DSP)**. Un DSP puede tener una funcionalidad similar a la de un microcontrolador, pero los DSP por lo general están mejor acondicionados para cálculos de punto flotante de alta velocidad. Los DSP son útiles en aplicaciones de comunicación, audio/video y control, donde es importante el cálculo rápido del filtro digital y sumas ponderadas para tiempos de ciclo rápidos. El Vínculo de internet 11.2 proporciona acceso a varios recursos y fabricantes de DSP en línea.

11.2.5 Computadora en una sola placa

Cuando una aplicación requiere más características o recursos que los que se pueden encontrar en un microcontrolador típico y el tamaño no es una gran preocupación, una buena alternativa es una **computadora en una sola placa**. La mayoría de las computadoras en una sola placa tienen suficiente RAM y ofrecen compiladores para soportar programación en un lenguaje de alto nivel, como C. Las computadoras en una sola placa también son fáciles de poner en interfaz con una computadora personal. Esto es útil en las etapas de prueba y depuración de desarrollo del diseño y para descargar software en la memoria de la computadora en una sola placa.

El término **minicontrolador** se usa para referirse a otra clase de dispositivo que queda entre un microcontrolador y una computadora en una sola placa. Los ejemplos son el MIT Handyboard y el Basic Stamp. Estas placas contienen microcontroladores y otros componentes periféricos que facilitan la interfaz a componentes externos. El Vínculo de internet 11.3 proporciona acceso a recursos en línea para computadoras en una sola placa y productos microcontroladores.

11.2.6 Computadora personal

En el caso de los grandes y sofisticados sistemas mecatrónicos, una **computadora personal (PC)** de escritorio o laptop puede servir como una plataforma adecuada de control. Además, para quienes no tienen experiencia con los microcontroladores y las computadoras en una sola placa, la PC puede ser una alternativa atractiva. La PC se puede poner fácilmente en interfaz con sensores y actuadores con el uso de tarjetas o módulos de adquisición de datos plug-in disponibles en el mercado (por ejemplo, la que se muestra en la figura 8.6 de la página 325). Dichas tarjetas por lo general incluyen controladores de software que habilitan la programación dentro de un compilador estándar de lenguaje de alto nivel o entorno de desarrollo. Debido a la facilidad y conveniencia de este acercamiento, los sistemas mecatrónicos controlados por PC son especialmente comunes en los laboratorios de prueba y desarrollo de productos, donde se requiere la creación rápida de prototipos pero donde no son determinantes la producción a gran escala y la miniaturización.

11.3 INTRODUCCIÓN A LA TEORÍA DEL CONTROL

En el diseño de sistemas mecatrónicos con frecuencia es necesario controlar con precisión una salida con respuesta rápida (por ejemplo, la posición o velocidad del eje de un motor). Un ejemplo impresionante de control de posición se muestra en la Demostración en video



Vínculo de internet

7.1 Recursos y fabricantes en línea del controlador lógico programable

11.2 Recursos y proveedores de procesadores de señal digital



Vínculo de internet

11.3 Recursos y proveedores en línea de computadoras en una sola placa y minicontroladores



Demostración en video

10.3 Demostración de la búsqueda de pista en el disco duro de la computadora

10.4 Video en movimiento superlento de la búsqueda de pista en el disco duro de la computadora



Demostración en video

11.3 Control PID de la respuesta de paso de un sistema mecánico

11.4 Enderezado y balanceo del péndulo invertido con movimiento de carro lineal

10.3, donde la cabeza de lectura-escritura del disco duro de una computadora se controla con sorprendente velocidad y precisión (vea la Demostración en video 10.4 para una reproducción superlenta de este movimiento). Para un preciso control es necesario usar retroalimentación de los sensores (por ejemplo, un codificador o un tacómetro). Al restar una señal de retroalimentación de una señal de entrada deseada (llamada valor de **referencia de entrada**), se tiene una medición del error en la respuesta. Al cambiar continuamente la señal de comando al sistema con base en la señal de error, se puede mejorar la respuesta del sistema. A esto se le llama **control por retroalimentación o de lazo cerrado**. La meta de esta sección es introducir los fundamentos del diseño de sistemas de control por retroalimentación.

La teoría y la práctica del diseño de sistemas de control son muy amplias y misteriosamente matemáticas, con métodos con los que muchos de los lectores estarán vagamente familiarizados. Sin embargo, los autores creen importante que el lector comprenda la aproximación al diseño de sistemas de control, primero para apreciar el valor de su aplicación y después para generar un deseo de aprender más acerca del campo de los controles. En las subsecciones siguientes se exploran los conceptos del control por retroalimentación a través de un ejemplo básico pero importante de control de velocidad de un motor de CD.

Antes de continuar, es aconsejable que vea las Demostraciones en video 11.3 y 11.4. En ellas se muestran dos experimentos de laboratorio que ilustran varios temas de los sistemas de control. Dichos ejemplos pueden ayudarle a relacionar mejor el material que se presenta en esta sección. La Demostración en video 11.3 realiza un trabajo particularmente bueno al explicar algunos de los principios básicos del control proporcional-integral-derivativo (PID), que conforma los fundamentos de muchos sistemas de control.

11.3.1 Motor de CD controlado por armadura

Un importante dispositivo electromecánico que se incorpora en muchos sistemas mecatrónicos es un motor de CD controlado por campo o de imán permanente. En las aplicaciones de los sistemas mecatrónicos es posible que se quiera controlar detalladamente la posición de salida, velocidad o torque del motor para concordar con las especificaciones del diseño. Éste es un buen ejemplo donde se requiere el control por retroalimentación. El primer problema, como en todo sistema de control mecatrónico, es modelar el motor. Al modelar de un sistema físico con frecuencia se le conoce como **planta**. Luego se aplica el análisis de retroalimentación lineal al problema para ayudar en la selección de los parámetros de diseño para un controlador que rastreará razonablemente la salida deseada (entrada específica). Se debe crear un buen modelo matemático del motor (el modelo del sistema) antes de continuar con el diseño del controlador.

En la sección 10.5 se presentaron las ecuaciones básicas que gobiernan la respuesta de un motor de CD, pero aquí el análisis se llevará más allá. Un motor de CD tiene una armadura con inductancia L y resistencia R , tal que, cuando rota en un campo magnético, la armadura producirá un torque de salida y velocidad angular. Debido a la construcción del motor, se genera una fuerza contra-electromotriz (voltaje) proporcional a la velocidad angular mediante las cargas en los alambres de la armadura que se mueven a través del campo magnético. El eje de la armadura se une a una carga inercial I_L , con amortiguamiento c , que transmite un torque T a la carga. La armadura del motor también tiene inercia, y al momento de inercia total se le llama I . La figura 11.1 ilustra los elementos destacados del sistema.

El modelo del motor de CD controlado por armadura supone que el motor produce un torque T proporcional a la corriente de la armadura i_a :

$$T(t) = k_t i_a(t) \quad (11.1)$$

y la fuerza contra-electromotriz o voltaje es proporcional a la velocidad del motor, ω :

$$v_b(t) = k_e \omega(t) \quad (11.2)$$

donde k_t y k_e son parámetros que resultan del diseño del motor y que proporciona su fabricante. Si dibuja un diagrama de cuerpo libre para la parte mecánica del sistema y se aplica la ley de voltaje de Kirchhoff a la parte eléctrica, se pueden escribir dos ecuaciones diferenciales acopladas que definen las propiedades eléctricas y mecánicas del motor:

$$v(t) = i_a R + L \frac{di_a}{dt} + k_e \omega \quad (11.3)$$

$$I \frac{d\omega}{dt} = T - c\omega = k_t i_a - c\omega \quad (11.4)$$

El acoplamiento ocurre a través de i_a y ω . En el análisis avanzado de los sistemas de ingeniería, las transformadas de Laplace se usan comúnmente para simplificar las matemáticas y ayudar en la interpretación de los resultados. Una transformada matemática convierte una ecuación en una forma diferente que puede ser más fácil de manipular. La ventaja significativa de la transformada de Laplace es que una ecuación diferencial ordinaria se puede transformar en una ecuación algebraica. Como se describió en el paso 1 del procedimiento de la sección 4.10.2, las variables se convierten en funciones de la variable compleja s en lugar del tiempo, y las derivadas se convierten en potencias de s . Si se toma la transformada de Laplace de las dos ecuaciones diferenciales 11.3 y 11.4, se convierten en expresiones algebraicas en el dominio s y se obtiene

$$V(s) = (Ls + R)I_a(s) + k_e \Omega(s) \quad (11.5)$$

$$Is\Omega(s) = k_t I_a(s) - c\Omega(s) \quad (11.6)$$

Las letras mayúsculas se usan para indicar la transformada de Laplace de la función apropiada en el dominio tiempo (por ejemplo, $\Omega(s)$ es la transformada de Laplace de $\omega(t)$).

Se puede usar la forma de transformada de Laplace del sistema de ecuaciones (ecuaciones 11.5 y 11.6) para dibujar un **diagrama de bloques** para el motor que ilustre el flujo de señal en el sistema (vea la figura 11.2). Los términos en las ecuaciones se muestran en el diagrama, de modo que puede ver cómo el diagrama se relaciona con las ecuaciones. Además, note que la fuerza contra-electromotriz (el término $k_e \Omega(s)$) en realidad ocurre en un lazo de retroalimentación negativo, que tiende a estabilizar la velocidad del motor, aunque esto no se diseña de manera explícita en el sistema.

Un paso importante en el diseño del controlador es expresar la relación entrada-salida de la planta, conocido como **función de transferencia** del sistema. Al usar las ecuaciones 11.5 y 11.6 se obtiene

$$\frac{\Omega(s)}{V(s)} = \frac{k_t}{(Is + c)(Ls + R) + k_e k_t} = G(s) \quad (11.7)$$

Esta función de transferencia $G(s)$ relaciona la velocidad de salida del motor $\Omega(s)$ con el voltaje de entrada $V(s)$. El polinomio en s en el denominador se conoce como **ecuación característica**. El orden de este polinomio predice el comportamiento del siste-

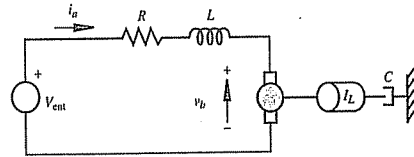


Figura 11.1 Motor de CD controlado por armadura.

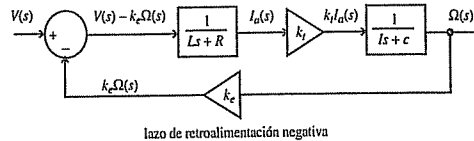


Figura 11.2 Diagrama de bloques para el sistema de motor de CD (planta).

ma. En este caso es de segundo orden, de modo que su conocimiento de la respuesta de segundo orden le ayudará a comprender la respuesta de velocidad angular a un voltaje de entrada en escalón.

11.3.2 Respuesta de lazo abierto

En general, la función de transferencia dice muchas cosas acerca de la respuesta del sistema. s es una variable compleja, y la función de transferencia tendrá polos (valores de s que hacen cero el polinomio denominador), que tienen consecuencias extremadamente importantes en la interpretación de la respuesta del motor de CD. Tienen un profundo efecto sobre la estabilidad del motor; esto es, cualquier perturbación o entrada causará crecimiento irrestricto de la salida. De hecho, el examen de la ubicación de los polos en el plano complejo manifiesta si el sistema es estable. También determina si la salida del motor oscila o no cuando el voltaje de entrada ordena cambios. Es aquí donde una herramienta de software como **Matlab** se vuelve un valioso activo en el análisis. Se puede usar Matlab para encontrar fácilmente los polos y para determinar las respuestas a varias entradas, en particular la respuesta en escalón del motor. Los coeficientes de la ecuación característica se determinan sólo mediante los parámetros del motor y son importantes en la determinación de la respuesta del sistema. Esto se vio en el capítulo 4, donde se distinguió entre sistemas de orden cero, primero, segundo y superior, y se identificaron las características de sus respuestas. Por tanto, al conocer el orden del sistema, es posible predecir el patrón de la respuesta. Si el polinomio es de orden mayor que dos, se pueden usar los métodos desarrollados por Routh-Hurwitz para determinar la estabilidad (para más información, consulte alguno de los libros de control en la bibliografía al final del capítulo).

Ahora, a manera de ejemplo, calcule la respuesta del motor de CD controlado por armadura. Esto es muy fácil de hacer al crear el modelo en **Simulink** de Matlab, establecer los parámetros, aplicar una entrada en escalón y graficar la respuesta. En el modelo de diagrama de bloques que se muestra en la figura 11.3, se separaron las funciones de transferencia eléctrica y mecánica. Se aplica una entrada unitaria de voltaje en escalón y se grafica la velocidad angular de salida, como se muestra en la figura 11.4.

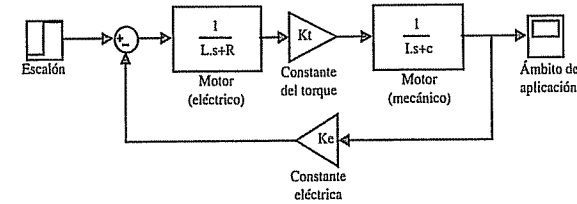


Figura 11.3 Diagrama de bloques del modelo en Simulink.

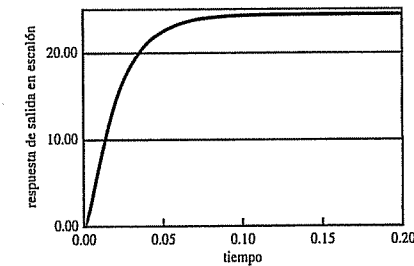


Figura 11.4 Salida de velocidad angular para un voltaje de entrada en escalón.

La velocidad angular de salida toma tiempo en responder a la entrada en escalón y asíntoticamente alcanza un valor final debido a la naturaleza de segundo orden de la ecuación característica. Esta respuesta sobreamortiguada es lo que se llama respuesta en lazo abierto del motor, porque no se agregó retroalimentación al sistema (excepto para la fuerza contra-electromotriz interna). El objetivo con el controlador de retroalimentación es alterar la respuesta de modo que satisfaga las especificaciones del diseño, tales como tiempo rápido de subida, algún exceso (sobrepaso) limitado y la no oscilación.

11.3.3 Control por retroalimentación de un motor de CD

Con la finalidad de controlar el motor de manera más efectiva, se debe agregar un sensor para monitorizar la salida (en este caso, un tacómetro para medir velocidad), retroalimentar la salida y compararla con la entrada de velocidad deseada, así como aplicar un algoritmo de control a la señal de error resultante para mejorar la respuesta de salida. La figura 11.5 muestra un sistema de control por retroalimentación en forma de diagrama de bloques. La entrada es la velocidad deseada del motor, y la salida es su velocidad real (como la medida por un tacómetro). La señal de error es la diferencia entre estas señales:

$$\text{señal de error} = \text{entrada} - \text{salida} \quad (11.8)$$

En respuesta a la señal de error el controlador cambia su señal de comando (por ejemplo, el voltaje del motor) al sistema o planta (por ejemplo, el motor).

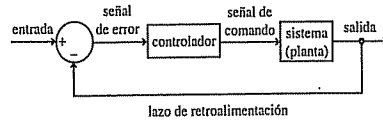


Figura 11.5 Sistema de control por retroalimentación.

Hay algo de arte y de ingeniería involucrados en el diseño de un controlador para un sistema mecatrónico. Los pasos generales para diseñar un controlador incluyen:

1. Elección de una acción de control. Dicho proceso se describirá en el ejemplo; sin embargo, por lo general, comience con una acción de control proporcional, donde el ajuste se haga a la entrada en proporción al tamaño de la señal de error. Luego, se pueden agregar acciones de control integral y diferencial, que están en proporción con la integral y la derivada de la señal de error para ayudar a lograr las especificaciones de salida deseadas.
2. Verifique que el sistema de lazo cerrado sea estable con el uso de la ubicación de polo o los criterios Routh-Hurwitz.
3. Asegúrese de que la respuesta de estado estacionario satisface las especificaciones del diseño.
4. Asegúrese de que la respuesta transitoria satisface las especificaciones del diseño.
5. Compruebe el desempeño global del sistema mecatrónico a través de pruebas con varias entradas.

Los controladores generales pueden tomar muchas formas, pero la mayoría de las aplicaciones industriales usan controladores **PID** o proporcional-integral-derivativo. La forma matemática de un controlador PID, donde la señal de error se expresa como $e(t)$, es la siguiente:

$$\text{señal de comando} = K_p e(t) + K_d \frac{d}{dt} e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (11.9)$$

donde K_p se refiere como la ganancia proporcional, K_d es la ganancia derivativa y K_i es la ganancia integral. El control proporcional es el más intuitivo porque la señal de control es proporcional al error. Mientras más grande sea el error, mayor será la acción correctiva. Una enorme ganancia proporcional crea una respuesta rápida, pero puede conducir a exceso y oscilación, en especial si el sistema tiene poco amortiguamiento. La ganancia derivativa responde a la tasa de cambio de la señal de error. Esto permite al controlador anticipar cambios en la respuesta del sistema, que pueden resultar en menos exceso y oscilación amortiguada. La ganancia integral ayuda a eliminar errores de estado estacionario al sumar errores a lo largo del tiempo. Mientras más tiempo permanezca el error en un lado de la entrada de referencia deseada, más grande se vuelve la acción correctiva como resultado de la ganancia integral. La Demostración en video 11.3 describe y demuestra el efecto de cada una de las tres acciones de control, de la forma en que se aplica al control de posición de un sistema servomotor de CD.

La elección de los parámetros de ganancia en un controlador PID es una parte significativa del diseño, y existen varios métodos analíticos y empíricos que pueden ayu-

dar a elegir las ganancias. El diseño del controlador se puede especificar en términos de criterios importantes como el tiempo de asentamiento, exceso, error de estado estacionario y tiempo de levantamiento (para más información vea la figura 4.18 en el capítulo 4). Consulte un libro de control si quiere explorar algunos de los métodos analíticos para el diseño del controlador (por ejemplo, Ogata o Palm, en la bibliografía).

Una alternativa al diseño analítico basado en el modelo es ajustar de manera interactiva las ganancias PID mediante simulación. Este método se ilustrará con el ejemplo del control de velocidad de un motor de CD controlado por armadura. En la figura 11.6 se muestra el modelo completo en Simulink, incluido el modelo del motor junto con un controlador por retroalimentación PID. La entrada es un cambio de velocidad en escalón. Las ganancias proporcional, derivativa e integral del controlador PID se ajustan con facilidad en el software Simulink, y la respuesta de salida en escalón resultante se puede calcular y desplegar de manera casi instantánea. Esto permite al usuario probar varias combinaciones de ganancia de forma muy rápida durante iteraciones de diseño.

Una buena acción para variar las ganancias PID durante las iteraciones de diseño en simulación es primero aumentar gradualmente la ganancia proporcional (K_p) hasta que el tiempo de subida sea lo suficientemente rápido sin demasiado exceso y oscilación. La figura 11.7 muestra las respuestas en escalón resultantes para diversos valores de ganancia proporcional. Con ganancias bajas, la respuesta es lenta y existe significativo error de estado estacionario (es decir, el valor final está muy lejos de la velocidad final deseada de 1.0). Con una ganancia proporcional grande, la respuesta es rápida, pero existe exceso significativo y oscilación en la respuesta.

Después de ajustar la ganancia proporcional, se puede agregar la ganancia derivativa para limitar el exceso y la oscilación. A veces será necesario reducir la ganancia proporcional conforme se agregue más ganancia derivativa para limitar la ganancia global del

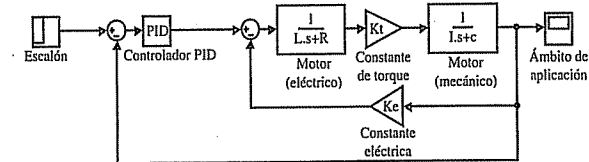


Figura 11.6 Modelo en Simulink de un ejemplo de motor con un controlador PID.

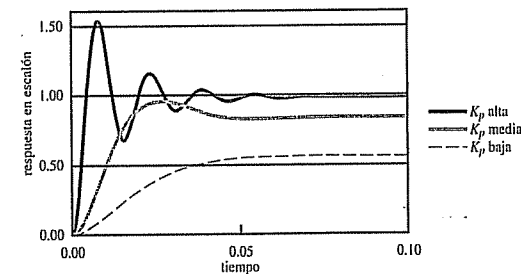


Figura 11.7 Efectos de varias ganancias proporcionales.



**Demostración
en video**

11.3 Control PID
de la respuesta
en escalón de un
sistema mecánico

BIBLIOTEC
Dr. "Egidio Feruglio"

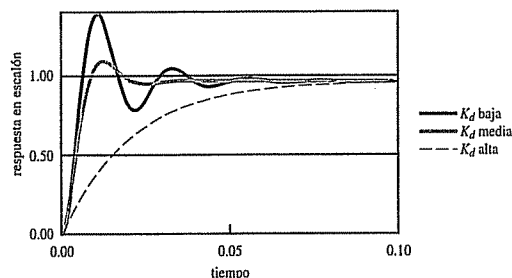


Figura 11.8 Efectos de varias ganancias derivativas.

sistema. La figura 11.8 muestra las respuestas en escalón resultantes para varios valores de ganancia derivativa. Con una ganancia baja, todavía están presentes la excitación y la oscilación. Con una ganancia derivada muy alta, no hay excitación ni oscilación, pero la respuesta es muy lenta.

Para la mayoría de los sistemas, sólo con las ganancias proporcional y derivativa la respuesta de salida mostrará un error de modo estacionario en la respuesta en escalón (es decir, la salida no llega mucho al nivel deseado). La razón para esto es claro para el ejemplo de control de velocidad del motor (vea la figura 11.8). La señal de comando al motor (vea la figura 11.5) debe ser distinta de cero para mantener una velocidad constante en estado estacionario. Puesto que la señal de comando es una función de la señal de error, sólo con control proporcional (note que el término derivada será cero en estado estacionario) debe haber una señal de error distinta de cero para que el controlador dé salida a una señal de comando al motor para mantenerlo girando. La ganancia integral permite al controlador superar esta limitación y llevar el error a cero. El término integral suma el error sobre el tiempo y agrega una corrección mayor a la señal de comando mientras el error persista por más tiempo. La figura 11.9 muestra las respuestas en escalón resultantes para varios valores de ganancia integral. Para una ganancia alta, el error se disipa muy rápidamente, pero el exceso será mayor que si no hubiese ganancia integral. Con una ganancia integral baja, el error disminuye lentamente, pero eventualmente se disipa a cero. Las curvas de ganancia media muestran una muy buena respuesta en escalón. Hay muy poco exceso y casi no hay oscilación, y la salida se asienta rápidamente sin error de estado estacionario.

11.3.4 Diseño empírico de controlador

En los casos donde es difícil o imposible modelar analíticamente un sistema, existen técnicas para diseñar empíricamente un controlador mediante la realización de pruebas en un sistema real. El procedimiento descrito en la sección anterior para simulación es uno de tales abordajes, donde las ganancias se ajustan de manera iterativa. También existen herramientas de software disponibles que pueden realizar la identificación del sistema automáticamente, donde un modelo se puede aproximar mediante el análisis de la respuesta del sistema a varias entradas. Un controlador se puede diseñar, entonces, con la ayuda de otras herramientas de software. La Demostración en video 8.3 muestra un ejemplo de cómo se puede usar un conjunto de herramientas de software para desa-



Demostración en video

8.3 Demostración de un motor de CD de National Instruments

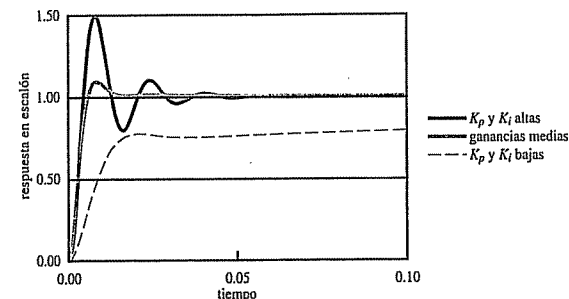


Figura 11.9 Efectos de varias ganancias integrales.

rollar un controlador de velocidad para un sistema simple de motor de CD. La Demostración en video 8.4 proporciona mucho más fondo y demostraciones detalladas de los pasos individuales en el proceso.

Un método empírico simple que a veces se usa en la industria para sintonizar un controlador PID se llama método Ziegler-Nichols (Z-N) (vea Palm, en la bibliografía). El método Z-N se aplica al observar la respuesta en escalón del sistema bajo condiciones controladas. A partir de las observaciones, las ganancias PID se pueden seleccionar para proporcionar una rápida respuesta de sistema con mínimo exceso y oscilación.

Un controlador PID expresado en el dominio s se puede escribir como

$$G_{\text{controlador}}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (11.10)$$

donde K_p , K_i y K_d son las ganancias proporcional, integral y derivada. Al usar el método Ziegler-Nichols, el controlador usualmente se expresa como

$$G_{\text{controlador}}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (11.11)$$

donde T_i se llama el tiempo de acción integral y T_d es el tiempo derivada.

Para aplicar el método Z-N, comience por usar sólo acción de control proporcional ($T_i = \infty$, $T_d = 0$) y aumente K_p desde cero hasta que la salida observada muestre oscilación sostenida (no amortiguada). El periodo resultante de las oscilaciones se observa y etiqueta P_{cr} y el correspondiente valor de ganancia se llama ganancia crítica K_{cr} . Entonces K_p se reduce por un factor y $K_i(T_i)$ y $K_d(T_d)$ se seleccionan con base en las proporciones de la tabla 11.1. Ziegler y Nichols mostraron que estas proporciones resultan en una buena respuesta de sistema para el tipo de controlador seleccionado. Note que K_p es menor para un controlador PI que un controlador P, y mayor para un controlador PID porque el componente I aumenta el orden del sistema y puede desestabilizarlo, y el componente D tiende a estabilizar el sistema, de modo que K_p puede aumentarse un poco.

Con frecuencia, las ganancias Z-N servirán sólo como un diseño de partida, y es posible que necesite afinar las ganancias (es decir, ajustar óptimamente los parámetros K_p , K_i y K_d) para lograr las especificaciones de diseño deseadas. Usualmente esto requiere cierto ensayo y error.



Demostración en video

8.4 Diseño de un control para un motor de CD con LabVIEW de National Instruments

Tabla 11.1 Ganancias Ziegler-Nichols recomendadas

Controlador	K_p	T_i	T_d
P	$0.5 K_{cr}$	Infinito	0
PI	$0.45 K_{cr}$	$P_{cr}/1.2$	0
PID	$0.6 K_{cr}$	$P_{cr}/2$	$0.125 P_{cr}$

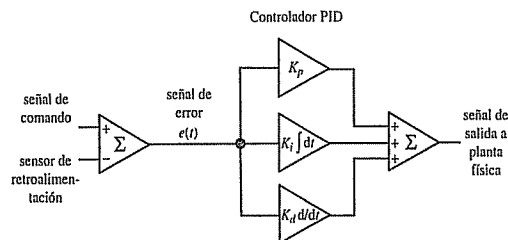


Figura 11.10 Controlador PID analógico construido a partir de circuitos amp op.

11.3.5 Implementación del controlador

En las secciones previas todo se ha hecho de forma simulada, donde el sistema físico se representó mediante un modelo matemático. Para implementar un controlador PID en un sistema físico real, el modelo se sustituye por hardware real, y el controlador se debe construir como un circuito analógico o con un microcontrolador que corra software digital. En el capítulo 5 aprendió la forma de construir circuitos de ganancia proporcional, integrador, diferenciador, sumador y de diferencia con el uso de amplificadores operacionales. Dichos circuitos pueden servir como los bloques constructores para un controlador analógico. La figura 11.10 muestra cómo se pueden combinar los diversos circuitos, en forma esquemática, para crear un controlador PID analógico. Cada acción de control tiene una ganancia (K_p , K_i o K_d) creada por elecciones apropiadas de los valores del componente en los amplificadores operacionales.

Una alternativa para un controlador analógico basado en amplificadores operacionales es un controlador digital creado con software en un sistema con base en un microcontrolador. Un sistema de control digital es diferente de un controlador analógico porque requiere una cantidad discreta de tiempo para realizar actualizaciones de control. Durante cada ciclo de actualización, se adquiere la señal del sensor, se calcula la salida del controlador y se saca la señal del controlador. El retraso de tiempo correspondiente al ciclo de lazo de control afecta la respuesta del sistema. Este efecto se debe tomar en cuenta en el modelo matemático del sistema para que sea capaz de predecir con precisión la respuesta del sistema y elegir con inteligencia los parámetros de control. El concepto de la transformada z , donde el dominio s continuo se transforma en una representación discreta, permite modelar y analizar tales sistemas. Si quiere abundar en el tema consulte un libro acerca de teoría moderna de control (por ejemplo, Ogata o Palm, en la bibliografía, al final de este capítulo).

Para implementar un controlador digital, la diferenciación y la integración se deben hacer discretas. Si las muestras sucesivas de señal de error se refieren como e_1 , e_2 ,

$e_3, \dots, e_{i-1}, e_i, e_{i+1}, \dots$, podemos acumular una aproximación a la integral con la siguiente ecuación:

$$I_i = I_{i-1} + \Delta t e_i \quad (11.12)$$

donde $I_0 = 0$ y Δt es el tiempo de ciclo del lazo de control. La derivada se puede calcular con una aproximación de diferencia finita. Por ejemplo,

$$D_i = (e_i - e_{i-1}) / \Delta t \quad (11.13)$$

El código para un ejemplo de ciclo de lazo de control se puede parecer al siguiente:

```
error_previous = 0
integral = 0

loop:
    set_point = Gosub get_set_point_value
    sensor = Gosub acquire_sensor_input

    error = sensor - set_point
    integral = integral + error*DT
    derivative = (error - error_previous)/DT

    output = KP*error + KI*integral + KD*derivative
    Gosub send_output_to_system

    error_previous = error
Goto loop
```

11.3.6 Conclusión

Esta sección presentó un breve panorama de la teoría del control. Aunque este tema realmente no se puede cubrir de manera adecuada en una cantidad tan pequeña de espacio, al menos ahora tiene una comprensión básica de los conceptos principales. Quien tenga interés en investigar más acerca de este tema necesita referencias (y talleres) completamente dedicados a este tema.

Existen muchas herramientas de software disponibles para ayudar con el modelado, análisis y diseño del controlador. En los párrafos anteriores se usaron Matlab y Simulink para simulación y diseño. El software LabVIEW, introducido en el capítulo 8, también proporciona herramientas para ayudar con estas tareas. Las Demostraciones en video 8.3 y 8.4 muestran el proceso completo de diseño del controlador con base en un modelo mediante LabVIEW. Revise estos videos para ayudar a mejorar su nivel de comprensión de la aplicación de la teoría del control.

11.4 CASO DE ESTUDIO 1: BRAZO ROBÓTICO CONTROLADO MIOELÉCTRICAMENTE*

Este caso de estudio es una extensión del ejemplo de diseño 5.1, que trata con el control mioeléctrico de una extremidad protésica. Aquí se presenta a mayor detalle y el control se aplica a un brazo robótico. El problema se presenta en pasos de acuerdo con el procedi-

*La esencia de esta sección la aportó Ryan Fredrice de National Instruments, quien trabajó en este proyecto para su tesis de maestría bajo la dirección de los autores de este libro.



Demostración en video

8.3 Demostración de un motor de CD de National Instruments

8.4 Diseño de un control para un motor de CD con LabVIEW de National Instruments



Demostración en video

11.5 Robot controlado por una bioseñal EMG

miento de diseño de sistema con base en microcontrolador que se presentó en la sección 7.9. Este caso de estudio es un buen ejemplo de cómo usar microcontroladores PIC para hacer interfaz y comunicarse con varios dispositivos, incluidos los circuitos analógicos, computadoras de escritorio e interfaces seriales estándar. La Demostración en video 11.5 muestra el producto terminado y en acción. Tal vez desee ver primero el video para poder relacionarlo mejor con la información que se presenta a continuación.

1. Defina el problema

El objetivo de este proyecto es diseñar un sistema que utilice los voltajes mioeléctricos del bíceps de una persona como señal de control para un brazo robótico. Como se muestra en la figura 11.11, este proyecto se puede dividir en tres fases: adquisición de datos, clasificación y actuación.

Las **señales mioeléctricas**, o **electromiogramas de superficie (sEMG)**, se producen durante la contracción muscular, cuando los iones fluyen adentro y fuera de las células del músculo. Cuando un nervio envía la señal para iniciar la contracción muscular, un "potencial de acción" de iones viaja a lo largo del músculo. Esta corriente iónica se puede traducir en corriente electrónica con electrodos Ag-AgCl colocados en la superficie de la piel sobre el músculo que se contrae. Usualmente, mientras mayor sea el nivel de contracción, mayor será la amplitud medida de la señal sEMG. Sin embargo, incluso si un nivel de contracción es constante, la señal sEMG es bastante estocástica o aleatoria.

Las investigaciones muestran que una señal sEMG típica tiene las siguientes características:

Amplitud	0-5 mV
Rango de frecuencia	0.500 Hz
Rango de frecuencia dominante	50-150 Hz

Como puede ver, la señal sEMG es muy pequeña, en el rango milivolt. De hecho, el ruido eléctrico en la superficie de la piel puede ser de mayor magnitud que la señal de interés. Existen tres rangos de frecuencia principal en la que el ruido puede estar presente:

- Adquisición de datos: *Medir y digitalizar la señal mioeléctrica*

- Clasificación: *Estimación de la fuerza muscular con base en la señal mioeléctrica*

- Actuación: *Movimiento de un brazo robótico a una posición en correspondencia con la fuerza estimada*

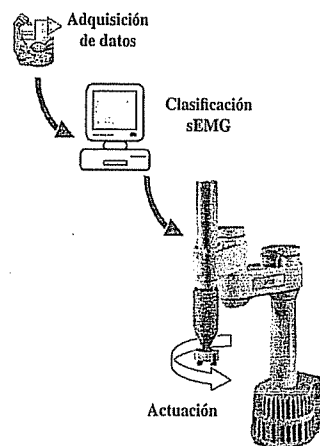


Figura 11.11 Fases del proyecto.

- a) 0-10 Hz: artefactos con movimiento de baja frecuencia (por ejemplo, movimiento de conexiones)
- b) 60 Hz: ruido de línea (por ejemplo, equipo eléctrico en la habitación)
- c) 500+ Hz: ruido de alta frecuencia (por ejemplo, movimiento entre los electrodos y la superficie de la piel).

2. Dibuje un diagrama funcional

La figura 11.12 muestra un diagrama de bloques que representa el flujo de información entre los componentes requeridos del sistema. Antes de digitalizar la señal sEMG, se debe amplificar para sacar plena ventaja del rango de entrada del convertidor A/D (vea el capítulo 8 para más detalles). No obstante, no se puede simplemente pasar la señal a un amplificador operacional; si se hiciera, el ruido también se amplificaría y sería imposible distinguir la sEMG del ruido. En consecuencia, es necesario filtrar el ruido y amplificar la señal antes de la conversión A/D. Esta etapa de adquisición de datos se llama **acondicionamiento de señal**.

Después de amplificar la señal y remover el ruido, está lista para la conversión A/D. La señal digitalizada se envía a una PC donde se estima la fuerza muscular con base en el análisis de los datos sEMG. La fuerza estimada se envía a través de un circuito de interfaz al brazo robótico. Entonces, el brazo se mueve a una posición que corresponde con la fuerza estimada. Por ejemplo, en reposo el brazo robótico estará a cero grados; al nivel de la máxima contracción el brazo robótico estará en el ángulo máximo; y en niveles de contracción intermedios el brazo robótico estará a ángulos correspondientes intermedios. Aunque se podría construir un brazo robótico a partir de motores de CD o de pasos, este proyecto usó un brazo robótico AdeptOne-MV. Este tipo de robot generalmente se usa para fines industriales (por ejemplo, líneas de ensamble), pero también sirve como un buen modelo de laboratorio de un brazo protésico.

3. Identifique los requisitos I/O y 4. Seleccione modelos adecuados de microcontrolador

Aunque es probable usar un solo microcontrolador con alguna programación creativa, se usan dos microcontroladores para simplificar el problema. Un microcontrolador se dedica para realizar la conversión A/D y enviar la señal digitalizada a una PC. El otro microcontrolador sirve como interfaz entre la PC y el brazo robótico. Para el microcontrolador A/D, la principal restricción es que debe tener una entrada analógica con una tasa de muestreo sobre 1 000 Hz (porque el teorema de muestreo establece que se debe muestrear al menos dos veces el componente de mayor frecuencia de la señal, que es 500 Hz una vez filtrado). Se eligió el PIC16F819, aunque cualquier PIC con capacidad A/D satisfaría este criterio. La única diferencia destacada entre PIC con entradas analógicas es su resolución; algunos tienen 8 o 12 bits, pero la mayoría son de 10 bits (como el 16F819). Con un oscilador de 20 MHz, el PIC puede muestrear 10 valores bits aproximadamente a 50 kHz. Es claro que esto se encuentra bastante arriba del 1 kHz requerido. Sin embargo, el factor limitante en este proceso no es la tasa de muestreo sino el tiempo requerido para transmitir el valor digitalizado a una PC. Se eligió PicBasic como protocolo de comunicación debido a las funciones proporcionadas para la comunicación serial. La tasa de baudios serial estándar más rápida para el PIC es 38 400 bits por segundo. Debido a que cada byte de datos está limitado a 8 bits, cada valor de 10

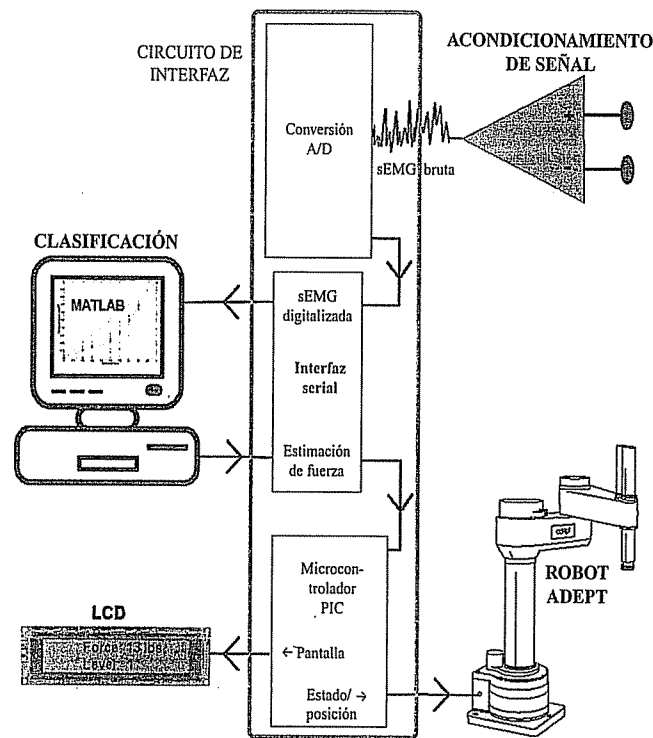


Figura 11.12 Visión general del sistema.

bits se divide hasta en 2 bytes (más los bits de inicio y alto para cada byte). Por tanto, cada valor de 10 bits requiere 20 bits de datos para enviar (2 bits de inicio + 2 bits de alto + 2 bytes). En consecuencia, el PIC sólo puede enviar valores digitalizados a 1 920 Hz (38 400 bits por segundo/20 bits). Sin embargo, enviar datos en una corriente constante como ésta puede hacer que los datos se corrompan fácilmente en el extremo receptor. Si los relojes del transmisor y el receptor están ligeramente fuera de sincronía, el receptor (es decir, la PC) puede perder la pista de dónde inician y terminan los bytes de datos. Para obviar este problema, se incorpora un pequeño retraso en PicBasic antes de enviar cada valor.

Cada 100 ms la PC estima la fuerza muscular con base en los 100 ms previos de datos. Además, la fuerza estimada se "binariza". Por ejemplo, una fuerza estimada entre 0 y 5 lb se asignaría a 0 binario, una fuerza estimada entre 5 y 10 lb se asignaría al 1 binario, etc. El número binario corresponde directamente a una posición del brazo robótico. Cada 100 ms, la PC enviará dos bytes de vuelta al puerto serial: la fuerza estimada y el número binario. Para poner en interfaz la PC con el brazo robótico y desplegar información en una LCD se eligió un microcontrolador PIC16F876. El factor primario que se consideró para elegir un PIC fue el número de I/O. Se necesita una entrada pa-

ra la comunicación serial, seis I/O para la interfaz LCD, cinco salidas para interfaz con el robot Adept y una salida para un LED de estatus. Aunque muchos modelos PIC pueden manipular estos 13 I/O, los 22 I/O del 16F876 se usan en caso de que se deseen futuras actualizaciones.

4. Identifique los circuitos de interfaz necesarios

El **circuito de acondicionamiento de señal** debe amplificar la pequeña señal sEMG y filtrar el ruido antes de la digitalización. Como componente de amplificación primario y de reducción de ruido, se usa un amplificador de instrumentación. Como se describió en la sección 5.9, un amplificador de instrumentación es esencialmente un amplificador de diferencia con buffer de amp op en cada una de sus entradas. Los amp op de buffer proporcionan alta impedancia de entrada, que mejora la habilidad de rechazar el ruido del amplificador de diferencia (es decir, tiene una alta CMRR). La diferencia de voltaje que se medirá es la diferencia entre dos electrodos colocados en los bíceps. Conforme un potencial de acción muscular viaja por el bíceps, el primer electrodo se volverá positivo en relación con el electrodo más distal; a la inversa, conforme el potencial de acción continúa por el bíceps, el segundo electrodo se volverá más positivo (lo que, desde luego, significa que el primer electrodo será negativo en relación con el segundo). En teoría, el ruido ambiental alcanzará los electrodos simultáneamente y no se amplificará, pues la *diferencia* de voltaje entre los dos electrodos debido al ruido será cero.

Con el fin de eliminar la mayor cantidad de ruido se implementaron filtros pasaltas y pasabajas. Un filtro pasaltas de 10 Hz es deseable para reducir artefactos de movimiento y desplazamientos de CD. Un filtro pasabajas de alrededor de 500 Hz es deseable para reducir ruido de alta frecuencia. Un filtro pasabajas es importante antes de la conversión A/D para evitar efecto de escalera. Desafortunadamente, el ruido de línea de 60 Hz está en medio del rango de frecuencia de la señal sEMG, de modo que no sería buena idea emplear un filtro supresor para remover este rango de frecuencia. Afortunadamente, el amplificador de instrumentación rechazará con suficiencia el ruido de línea.

En el convertidor A/D se usa un rango de entrada de 0-5 V. Para asegurar que la amplitud sEMG está dentro de este rango, se incorporan dos componentes más en el circuito de acondicionamiento de señal: un rectificador de onda completa y una ganancia ajustable. El rectificador de onda completa aproxima el valor absoluto de la señal. Debido a que la señal sEMG es bipolar (es decir, puede ser tanto positiva como negativa), pasarla a través de un rectificador de onda completa garantizará que la señal es totalmente positiva. Finalmente, una ganancia ajustable es útil para explicar las diferencias en el tamaño del electrodo, geometría y posicionamiento, así como diferencias entre individuos, todo lo cual afecta la amplitud de la señal. Al ajustar la ganancia del circuito de acondicionamiento de señal, se puede lograr una amplitud máxima de alrededor de 5 V (es decir, durante niveles máximos de contracción).

El protocolo que dicta cómo se ejecuta la mayoría de la **comunicación serial** se llama **RS-232**. Este protocolo establece, por ejemplo, que un 1 lógico está entre -3 V y -25 V, mientras que un 0 lógico está entre +3 V y +25 V. Puesto que un PIC no puede sacar un voltaje negativo (y dado que algunos puertos seriales de PC tienen problemas para leer voltajes menores que 5 V), es buena idea usar un chip convertidor de nivel RS-232, tal como el MAX232 de Maxim (vea la figura 11.13). Estos chips convierten

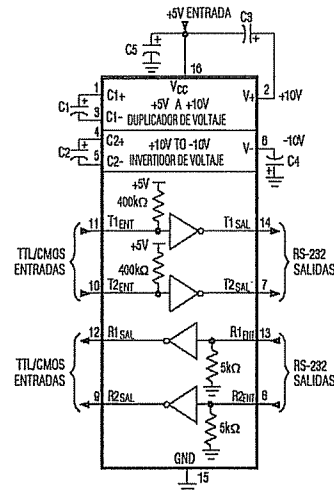


Figura 11.13 Convertidor de nivel MAX232.

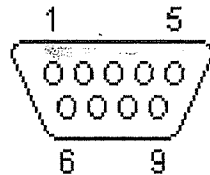


Figura 11.14 Puerto serial.

Tabla 11.2 Pines del puerto serial

Pin #	Descripción
2	Recibir datos
3	Transmitir datos
5	Tierra

las señales de nivel TTL/CMOS en señales de nivel RS-232 y viceversa. Además, es importante notar que también invierten la señal. Por ejemplo, cuando se entrega una entrada de +5 V, sacará aproximadamente -8 V; cuando se entrega 0 V, sacará aproximadamente +8 V. Estos chips son capaces de proporcionar dichas salidas con una fuente de poder de 5 V y tierra. Esto es posible con el uso de una técnica llamada **bombeo de carga**, que usa capacitores para almacenar e influir el voltaje.

Uno de los parámetros del comando *Serout* de PicBasic es el modo. Junto con la tasa de baudios, este parámetro especifica si los datos seriales se activan *verdaderos* o *in-*

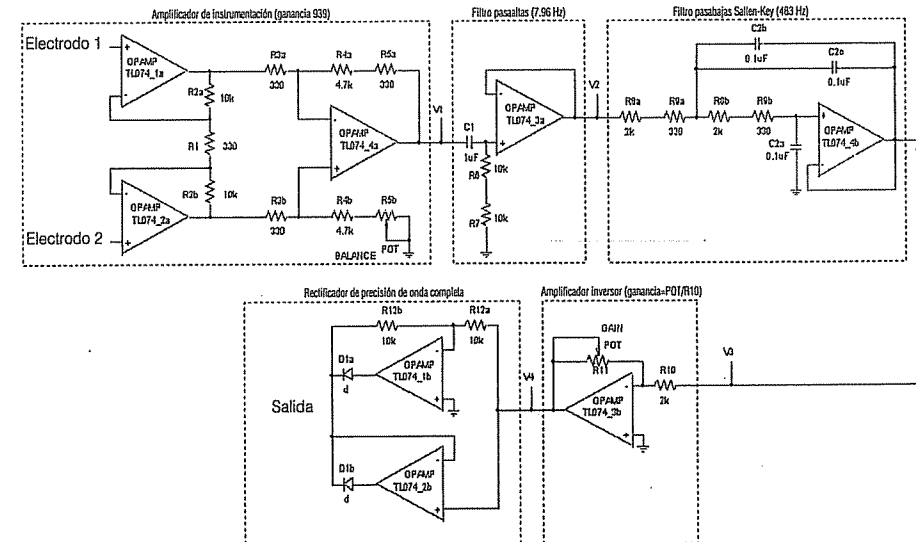


Figura 11.15 Diagrama de circuito de acondicionamiento.

vertidos. Debido a que se utiliza un chip convertidor de nivel RS-232, se usa *verdadero* porque el chip automáticamente invierte la señal. El chip MAX232 se usa para convertir la salida TTL del PIC convertidor A/D a señales de nivel RS-232, así como convierte la salida RS-232 de la PC a señales de nivel TTL para la interfaz robot/LCD.

La mayoría de las PC todavía tienen puertos seriales DB9 (vea la figura 11.14), aunque USB y otras interfaces más rápidas están convirtiendo los puertos seriales en obsoletos con mucha rapidez. Aunque dichos puertos tienen nueve pines, sólo tres son útiles para el propósito de este proyecto; los otros pines son para **protocolo de intercambio**, un método para ayudar a regular el flujo de datos. Los únicos pines necesarios para los propósitos de este proyecto se mencionan en la tabla 11.2. El pin 2 es donde la PC recibirá la señal sEMG digitalizada, y el pin 3 es donde la PC enviará la fuerza estimada y el número binario al PIC de la interfaz (en ambos casos, a través del chip MAX232).

5. Seleccione un lenguaje de programación

Se usó PicBasic Pro. La velocidad no es una preocupación primaria, y la comunicación serial y los comandos de interfaz LCD serían mucho más difíciles en el lenguaje ensamblador.

6. Dibuje el esquema

La figura 11.15 muestra un diagrama de circuito para el circuito de acondicionamiento. La primera etapa es un amplificador de instrumentación con una ganancia de 939 con los valores del resistor que se muestran. La siguiente etapa es un filtro RC simple seguido por un amplificador operacional buffer. Si no se incluye el amplificador opera-

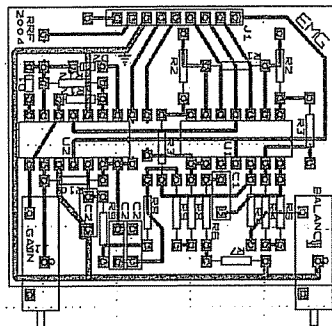


Figura 11.16 Plantilla PCB del circuito de acondicionamiento.

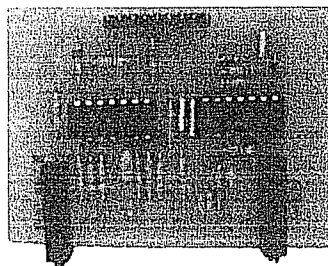


Figura 11.17 Fotografía del circuito de acondicionamiento.

cional buffer, entonces la resistencia de la siguiente etapa **cargaría** el filtro (con impedancia) y cambiaría su comportamiento. En otras palabras, no actuaría como un filtro RC simple. A continuación hay un filtro pasabajas Sallen-Key de dos polos, un tipo de **filtro activo** (es decir, explota la retroalimentación de un amplificador operacional). Se puede dedicar un curso completo al diseño de filtros analógicos, pero es suficiente decir que los filtros activos son más robustos que los filtros pasivos (como un filtro RC) y que los "polos" adicionales son mejores para atenuar las frecuencias indeseables (un filtro RC es un filtro de un solo polo). La siguiente etapa es un amplificador operacional inversor donde el resistor de retroalimentación es un potenciómetro que se usa para ajustar la ganancia global del sistema. Finalmente, la última etapa es un rectificador de precisión de onda completa. Se trata de un rectificador "de precisión" de onda completa, cara a cara con diseños más simples, porque no se requiere polarización directa para encender los diodos.

Después de que la señal sEMG pasa a través de este circuito, se amplifica por aproximadamente 1 000×, dependiendo de la configuración del potenciómetro del amplificador inversor, se tiene un filtro pasa banda entre 8 y 483 Hz, y rectificado de onda completa. Para hacer este circuito más robusto, el diseño se presentó como pro-



Vínculo de internet

11.4 Software PCB123 para el diseño personalizado de tarjetas de circuitos impresos

11.5 Ejemplo de los pasos a seguir en el proceso de la tarjeta de circuito impreso

totipo en una **tarjeta de circuito impreso (PCB)** hecha a la medida, en lugar de en un breadboard, con el *PCB123*, un programa gratuito de plantilla PCB disponible en línea (vea el Vínculo de internet 11.4). La figura 11.16 muestra las trazas y soldaduras creadas con el software para el PCB. La figura 11.17 muestra la PCB ensamblada después de soldar los componentes. El Vínculo de internet 11.5 direcciona a un documento que ilustra todos los pasos necesarios para crear una PCB.

Los únicos chips utilizados en este ejemplo son dos amplificadores operacionales TL074 de paquete cuádruple JFET. Estos amp op operarán sobre un rango bastante grande, aproximadamente de ± 5 a ± 18 V. Para hacer el sistema portátil, se pueden usar dos baterías de 9 V. Más aún, se puede usar un regulador de voltaje para producir los +5 V necesarios para operar los PIC.

La salida del circuito de acondicionamiento se conecta a un pin analógico en el PIC16F819. Además de los circuitos requeridos para hacer operar este PIC, que son los mismos que el PIC16F84, sólo se necesitan esta entrada analógica y un alambre que vaya de un pin digital a una entrada TTL del chip MAX232. Entonces un alambre conecta la correspondiente salida RS-232 del MAX232 al pin 2 en el puerto serial de la PC. De igual modo, un alambre conecta al pin 3 del puerto serial a una entrada RS-232 en el chip MAX232. La correspondiente salida TTL se conecta a un pin digital en el PIC de interfaz 16F876. En la figura 7.13 se muestra un diagrama de alambrado de muestra para conectar una LCD a un PIC.

Se requieren al menos 9 V para registrar un 1 lógico en el puerto de entrada del robot Adept. En cada una de las salidas del PORT A del PIC, se incorporan un transistor y una fuente de poder separada (tal como la fuente de voltaje positivo usada para operar los amp op) para ayudar a aumentar el voltaje. El esquema de la figura 11.18 muestra lo que se necesita para poner en interfaz cada uno de los pines de PORT A a su correspondiente pin de entrada Adept. Se debe destacar que este circuito invierte la lógica. Si la salida PIC es alta, el transistor se saturará, y la entrada Adept estará a potencial de tierra. Por el contrario, si la salida PIC es baja, el transistor estará apagado y no fluirá corriente a través de él. Sin caída de voltaje a través del resistor de 10k, la entrada Adept estará en 9 V. Esta lógica negativa se puede explicar en el código Adept (o, igual de fácil, en el código PIC).

7. Dibuje un diagrama de flujo del programa

El diagrama de flujo de la figura 11.19 describe la operación del PIC convertidor A/D. Después de inicializar variables y definir cómo se realiza la conversión A/D, la porción restante es un simple lazo que muestrea continuamente el convertidor A/D y envía los datos a través de un pin serial.

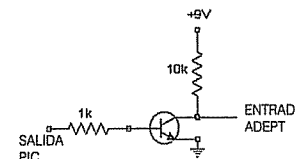


Figura 11.18 PIC al circuito de interfaz Adept.

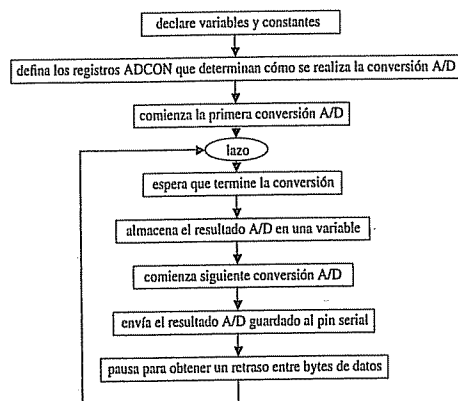


Figura 11.19 Diagrama de flujo PIC del convertidor A/D.

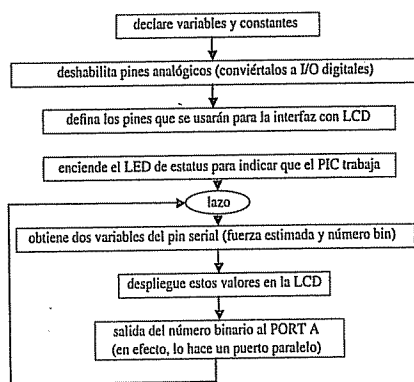


Figura 11.20 Diagrama de flujo de la interfaz PIC.

La figura 11.20 muestra el diagrama de flujo que describe la operación de la interfaz PIC. Este PIC espera recibir 2 bytes en su entrada serial (fuerza estimada y número binario), despliega dichos valores en una LCD y entrega el número binario en el PORT A. Aparte de desplegar información en una LCD, este PIC es en esencia un convertidor de serial a paralelo. El valor paralelo es el que lee el robot Adept.

8. Escriba el código

Los PIC son procesadores de 8 bits y, como tales, deben almacenar cualquier valor sobre 8 bits (255+) en dos o más registros. Puesto que el PIC16F819 realiza conversiones A/D de 10 bits; el resultado se almacena en dos registros, *ADRESL* y *ADRESH*. Uno

puede elegir la manera de “justificar” el resultado: o los ocho bits menos significativos están en un registro, o los ocho bits más significativos están en el registro. Los otros dos bits se acolchonan con ceros. La justificación, conversión, el pin que se usa para la conversión, el inicio de una conversión y otros parámetros A/D se definen mediante los registros *ADCON0* y *ADCON1* (para más información vea la hoja de datos PIC16F819). A continuación se muestra el código para el convertidor PIC A/D.

```

*****
* Nombre : ADC.BAS *
* Versión : 2.0 *
* Notas : PIC16f819 *
* : Lee los valores analógicos, entrega los resultados en forma serial *
*****

DEFINE OSC 20 ' 20MHz crystal

' INICIALIZA VARIABLES
ADC_LSB VAR BYTE ' 8 LSB de la conversión A/D de 10 bits
ADC_MSB VAR BYTE ' 2 MSB de la conversión A/D de 10 bits (en los bits 0 y 1)
i VAR BYTE ' variable en lazo
serMode CON 6 ' tasa de baudios de serial 24=9600 bps (activa verdadero)
                ' 32=19200 bps (activa verdadero)
                ' 6=38400 bps (activa verdadero)

' ESTABLECE REGISTROS A/D ARRIBA
ADCON0 = %10000000 ' TAD=32Tosc, A/D pin=RA0
ADCON1 = %10001110 ' Justificado derecho (8 LSB están en ARESL, 2 MSB están en ADRESH)

' DEFINA PUERTOS
TRISA = %11111111 ' PORTA es todos entradas
TRISB = 0 ' PORTB es todos salidas
SYMBOL LED = PORTB.3 ' LED de estatus
SYMBOL ADC_pin = PORTA.0 ' pin A/D
SYMBOL SERIAL_pin = PORTB.4 ' pin de salida serial

' RENOMBRA REGISTROS
SYMBOL ADC_on = ADCON0.0 ' Bit enc/apag A/D (apagar para ahorrar potencia)
SYMBOL ADC_go = ADCON0.2 ' Bit Ir/Hecho A/D (establecer manualmente a 1 para
                          ' iniciar la conversión; automáticamente se
                          ' restablece a 0 cuando termina con la conversión)

initialize:
    ADC_on = 1 ' enciende el canal ADC
    PAUSE 250 ' deja que las cosas se asienten un poco (probablemente no
              ' es necesario)
    HIGH LED ' enciende el LED para indicar ADC en proceso
    ADC_go = 1 ' inicia la primera conversión A/D
    GOSUB getADC ' espera hasta que se complete

main:
    ADC_go = 1 ' inicia la siguiente conversión A/D
    GOSUB sendADC ' envía los datos mientras realiza la conversión A/D
  
```

```

PAUSEUS 126      ' pausa 126 us (resulta en tasa de muestreo de 1500 Hz)
GOSUB getADC     ' obtiene los resultados de la conversión A/D
GOTO main        ' lo hace para siempre

getADC:
  WHILE (ADC_go == 1) ' espera hasta que la conversión se realice
    WEND              ' (ya debe estar hecho, pues SEROUT toma un "while")
    ADC_MSB = ADRESH  ' guarda los 2 bits más significativos (los demás con 0)
    ADC_LSB = ADRESL  ' guarda los 8 bits menos significativos.
  RETURN

sendADC:
  SEROUT2 serial_pin, serMode, [ADC_MSB] ' envía el MSB (completado con seis 0)
  SEROUT2 serial_pin, serMode, [ADC_LSB] ' envía LSB
RETURN

END

```

La mayoría del código para el PIC de interfaz (vea abajo) es autoevidente excepto, acaso, para los enunciados *DEFINE*. *DEFINE* se usa para cambiar elementos que se predefinen en PicBasic Pro. Por ejemplo, PicBasic Pro supone un reloj de 4 MHz y un conjunto de pines especificados para usar con una LCD. Puesto que se usa un cristal de 20 MHz y una configuración de pines diferente para la LCD, se necesitan *DEFINIR* nuevos parámetros. Especificar *DEFINE OSC 20* deja que PicBasic cambie todos los comandos sensibles de tiempo (por ejemplo, *Pause*, *Serin*, *Lcdout*) para aprovechar la mayor velocidad del reloj. Si no se hace esto, todos los comandos ocurrirían cinco veces más rápido, o no funcionarían en absoluto.

```

*****
'* Nombre : PC2PIC.bas *
'* Versión : 2.0 *
'* Notas : PIC16F876 *
'* : Lee dos valores del puerto serial, los muestra *
'* : en la LCD, y convierte uno de los valores en un *
'* : valor en PORTA *
*****

' asegúrese de establecer Configure | bits de configuración | oscilador - HS
' antes de programar (si usa oscilador de 20 Mhz)

ADCON1 = %11000110 ' convierte todo el porta a digital
TRISA = %00000000 ' convierte todo el porta a salidas

DEFINE OSC 20 ' oscilador de 20 MHz
DEFINE LCD_DREG PORTB ' puerto de datos LCD
DEFINE LCD_BITS 4 ' 4 bits de datos paralelos
DEFINE LCD_DBIT 0 ' bits de datos en PORTB.0 -> PORTB.3
DEFINE LCD_RSREG PORTC ' puerto Register Select (RS)
DEFINE LCD_RSBIT 6 ' RS on PORTC.6
DEFINE LCD_EREG PORTC ' Puerto habilitar (E)
DEFINE LCD_EBIT 7 ' Habilitar en PORTC.7

```

```

DEFINE LCD_LINES 2 ' pantalla LCD 40x2
DEFINE LCD_COMMANDUS 3000 ' tiempo de retraso de comando (us)
                          ' (experimentalmente se encuentra que es 3000)
DEFINE LCD_DATAUS 75 ' tiempo de retraso de datos (us)
                      ' (experimentalmente se encuentra que es 75)

SYMBOL LED=PORTB.7 ' LED de status
SYMBOL serin_pin=PORTB.6 ' pin de entrada serial

i var byte ' variable en lazo
command var byte ' 1er byte recibido del pin serial
force var byte ' 2o byte recibido del pin serial
mode CON 6 ' modo serial (6=38400 baudios)

LCDOUT $FE, 1 ' limpia LCD
for i=1 to 8 ' enciende LED de estatus
  high LED
  pause 100
  low LED
  pause 100
next i

porta = 0
pause 1000
high LED
pause 500

.....
' EMG | Force: ## lbs
'Signal Strength | Level: #
.....

LCDOUT $FE, 128, " EMG | Force: lbs"
LCDOUT $FE, 192, "Signal Strength | Level: "

main:
  SERIN2 serin_pin, mode, [command, force] ' obtiene 2 valores seriales

  LCDOUT $FE, 128+31, #force
  LCDOUT " "
  LCDOUT $FE, 192+31, #command
  LCDOUT " "

  'convierte valor serial a valor paralelo en porta (para robot ADEPT)
  PortA = command

goto main

```

9. Construya y pruebe el sistema

Como con cualquier sistema, especialmente los más complicados, es vital probarlo por partes. Descomponga el sistema en sus unidades funcionales más pequeñas y pruebe las entradas y salidas de dichas unidades para asegurarse de que se desempeñan como se

espera. En el circuito de acondicionamiento de señal, por ejemplo, se podría probar sólo el rectificador de onda completa pasando una onda senoidal a través de él y confirmar que la señal de salida está rectificadora. Además, cada uno de los filtros se podrían probar mediante el ingreso de un barrido de frecuencia (señal "chirp") y confirmar que la amplitud de la frecuencia de corte es de aproximadamente 70.7% la amplitud de entrada.

Con cualquier PIC, es buena idea incluir un LED de estatus que indique que el PIC está encendido y funciona a cierto nivel. También es útil encender el LED de estatus en diferentes puntos del código mientras existan desperfectos para ayudarlo a rastrear la ejecución. Las LCD son extremadamente útiles para depurar código una vez que funcionan, porque se pueden usar fácilmente para desplegar mensajes de diagnóstico y valores que se almacenan en variables.

La comunicación serial entre un PIC y la PC se puede probar con el uso de un programa terminal. *Hyperterminal*, el programa terminal integrado a Windows, le permite leer desde y escribir hacia los puertos seriales. Sólo necesita asegurarse de especificar las configuraciones del puerto (por ejemplo, tasa de baudios) de modo que concuerden con el formato que el PIC envía o espera recibir.

Se podrían dar ejemplos para cada elemento del sistema, pero el punto es construir y probar de manera incremental.

En la Demostración en video 11.5 se puede ver nuevamente un ejemplo del sistema en funcionamiento.



Demostración
en video

11.5 Robot
controlado por una
bioseñal EMG

11.5 CASO DE ESTUDIO 2: DISEÑO MECATRÓNICO DE UN CONTADOR DE MONEDAS

En esta sección se presentan soluciones al siguiente problema de diseño: diseñar un contador de monedas que incluya un dispositivo electromecánico para aceptar un puñado de monedas estadounidenses de denominación mixta y que las alineará y presentará en orden serial a un arreglo sensor capaz de adquirir datos que se puedan usar para determinar la denominación de cada moneda de forma individual. La salida de sensor debe estar en interfaz con electrónica de forma que pueda calcular tanto el número de monedas presentadas como el valor total de las monedas y desplegar estos dos valores en algún tipo de forma multiplexada en una sola pantalla visible al usuario.

Los autores presentaron este reto de diseño a una clase de mecatrónica de 80 estudiantes repartidos en 4 grupos, y más de la mitad de los grupos creó soluciones exitosas dentro del periodo de diseño dado de 6 semanas. Todos los grupos fueron capaces de presentar las monedas secuencialmente y desplegar una cuenta de su número. Multiplexar el valor de las monedas con la cuenta en una sola pantalla fue más desafiante y requirió el uso creativo de lógica digital, y no todos los grupos tuvieron éxito en implementar un diseño para esta parte. Si se hubiera dado más tiempo para rediseñarlo, la mayoría de los grupos hubiera tenido éxito. Como verá, no hay una solución correcta única al problema, y los diseños son tan variados como las personas que los desarrollaron.

Este problema tiene dos partes significativas: el diseño de un sistema electromecánico de presentación de monedas para alinearlas secuencialmente en alguna forma de modo que se puedan presentar a un arreglo de sensores, y el diseño de una calculadora

electrónica para usar los datos del sensor con el fin de desplegar la cuenta y el valor de las monedas. Los autores consideran las dos partes en sucesión, al darse cuenta de que los grupos estudiantiles de diseño con frecuencia dividieron sus esfuerzos entre el diseño mecánico del presentador de monedas y el diseño electrónico de la calculadora. Los estudiantes con significativa experiencia en las máquinas expendedoras abordaron el diseño de la presentación electromecánica de monedas, mientras que los estudiantes que obtuvieron mayor experiencia con la electrónica durante el curso se enfocaron en el diseño del sensor y el contador. Como en todos los proyectos de diseño, ciertas personas tienen afinidades para ciertas partes del diseño global, y es importante asignar responsabilidades, comunicar los avances, documentar el trabajo y asegurar la compatibilidad entre varios subsistemas. Aquí no se pretende divagar demasiado con el proceso de diseño en sí, sino mencionar que la coordinación y la comunicación del equipo en el proceso de diseño son tan cruciales como el diseño mismo.

El componente mecánico del diseño requiere una cámara para aceptar un puñado de monedas de denominación mixta y un mecanismo para seleccionar las monedas de forma individual y presentarlas a un arreglo de sensores que pueda leer sus atributos y extraer señales digitales para su cálculo. Al observar los ordenadores mecánicos de monedas que existen, muchos estudiantes diseñaron mecanismos de disco giratorio inclinado con hoyos circulares cortados en ellos para aceptar monedas individuales. En la figura 11.21 se muestran ejemplos de los sistemas mecánicos diseñados para

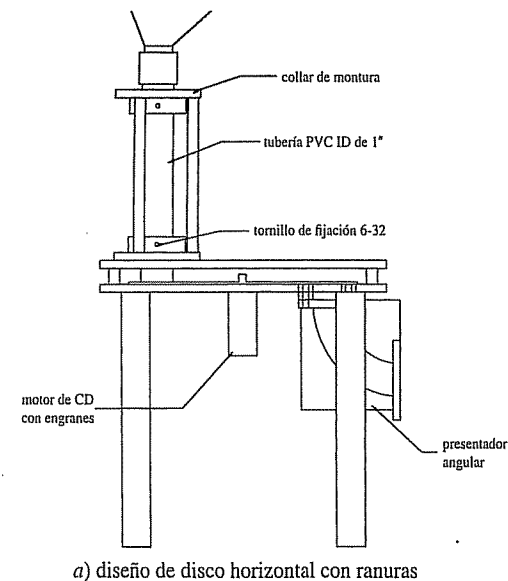
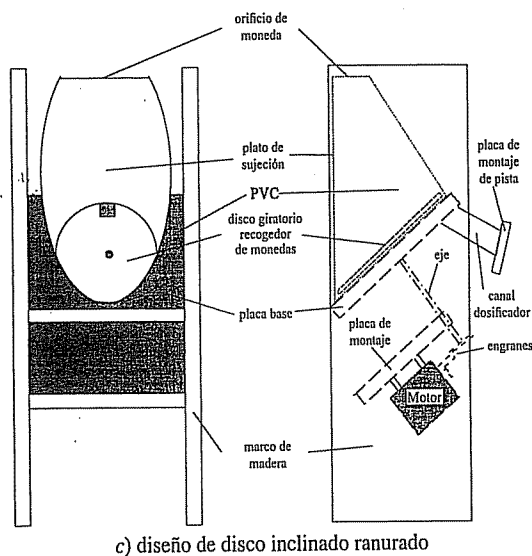
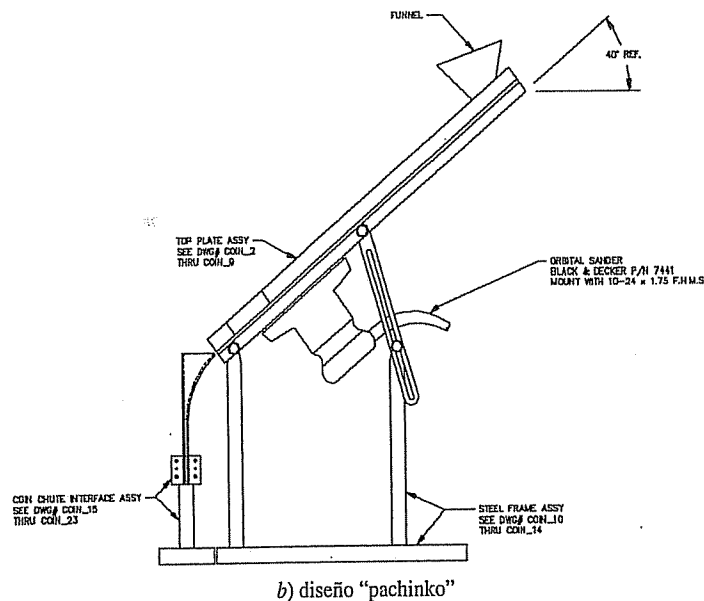


Figura 11.21 Ejemplo de mecanismos de presentación para el contador de monedas.



c) diseño de disco inclinado ranurado

Figura 11.21 (continuación).

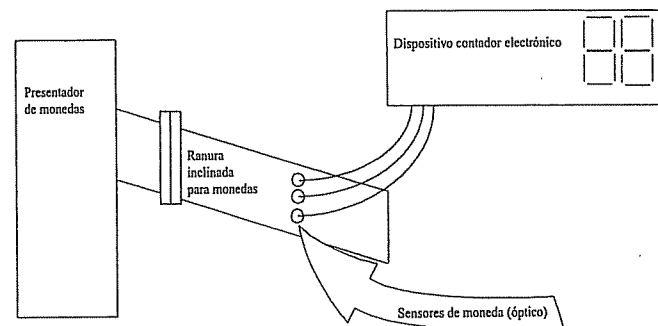


Figura 11.22 Arreglo de sensor y diseño del dosificador.

presentar un puñado de monedas en serie. Dos de los tres abordajes (figuras 11.21a) y 11.21c) usan un motor de CD para girar un disco perforado que arrastra una sola moneda. Conforme gira el disco, la moneda caerá en la ranura que contiene el arreglo de sensor. La mayoría de los diseños incluyeron un motor de CD para girar el disco de manera continua. Otros diseños (por ejemplo, el de la figura 11.21b) incluyeron dosificadores vibratorios y arreglos mecánicos tipo pachinko. Conforme se separaban las monedas individuales, entraban a un dosificador y rodaban hacia una ranura rectangular que contenía el arreglo de sensor.

Aunque las personas pueden determinar el valor de las monedas al verlas y sentir las, los métodos automatizados requieren de un sistema sensor bien diseñado. El tamaño, peso y grosor de las monedas son únicos para las diferentes denominaciones. Por cuestiones de simplicidad, todos los grupos eligieron diseñar un sensor de diámetro con el uso de un conjunto de pares fototransistor-fotodiodo. Estos pares fotoópticos se colocaron cuidadosamente de modo que la combinación de señales sería única para cada denominación de moneda (vea la figura 11.22). Para este proyecto, las denominaciones de moneda se limitaron a penny (centavo), nickel (cinco centavos) y quarter (25 centavos) para proporcionar diferencias de tamaño significativas. El diámetro fue el atributo principal para valorar el valor de cada moneda al suponer que rodaban hacia la ranura suavemente. Esto significó que la moneda más grande, el quarter, activaba todos los sensores, y la más pequeña, el penny, sólo uno. Más aún, las señales provenientes de los sensores serían pulsos de diferentes anchos afectados por el tamaño y velocidad de las monedas. Los pulsos no comenzaban o terminaban al mismo tiempo (vea la figura 11.23), lo que complicaba la sincronización de la lógica en el diseño del evaluador y el contador. Las salidas del sensor se convirtieron a señales TTL con el uso de disparadores Schmitt 7404, lo que hacía que las salidas fueran compatibles con la parte computacional del diseño del circuito.

Los sensores producían pulsos a diferentes tiempos de inicio y para diferentes duraciones dependiendo del tamaño y velocidad de la moneda. Esta sutileza requería de un cuidadoso diseño de lógica secuencial para asegurarse de que la moneda se identificaba correctamente. Si las señales TTL provenientes de los sensores estaban sincroni-

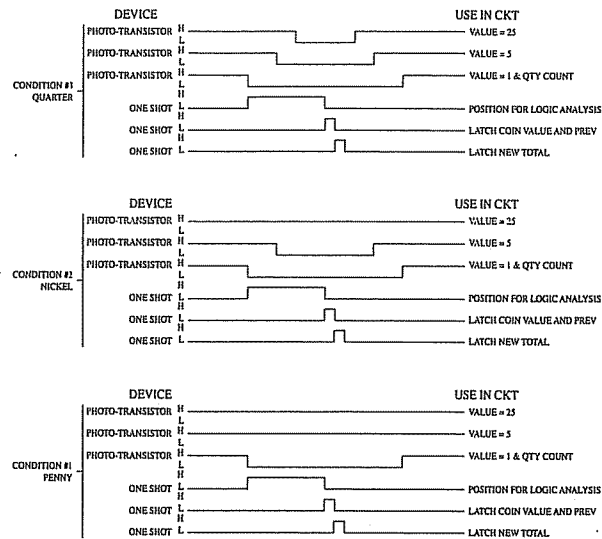


Figura 11.23 Salidas TTL correspondientes a diferentes monedas.

zadas, las expresiones booleanas para las diferentes denominaciones se podían escribir del modo siguiente:

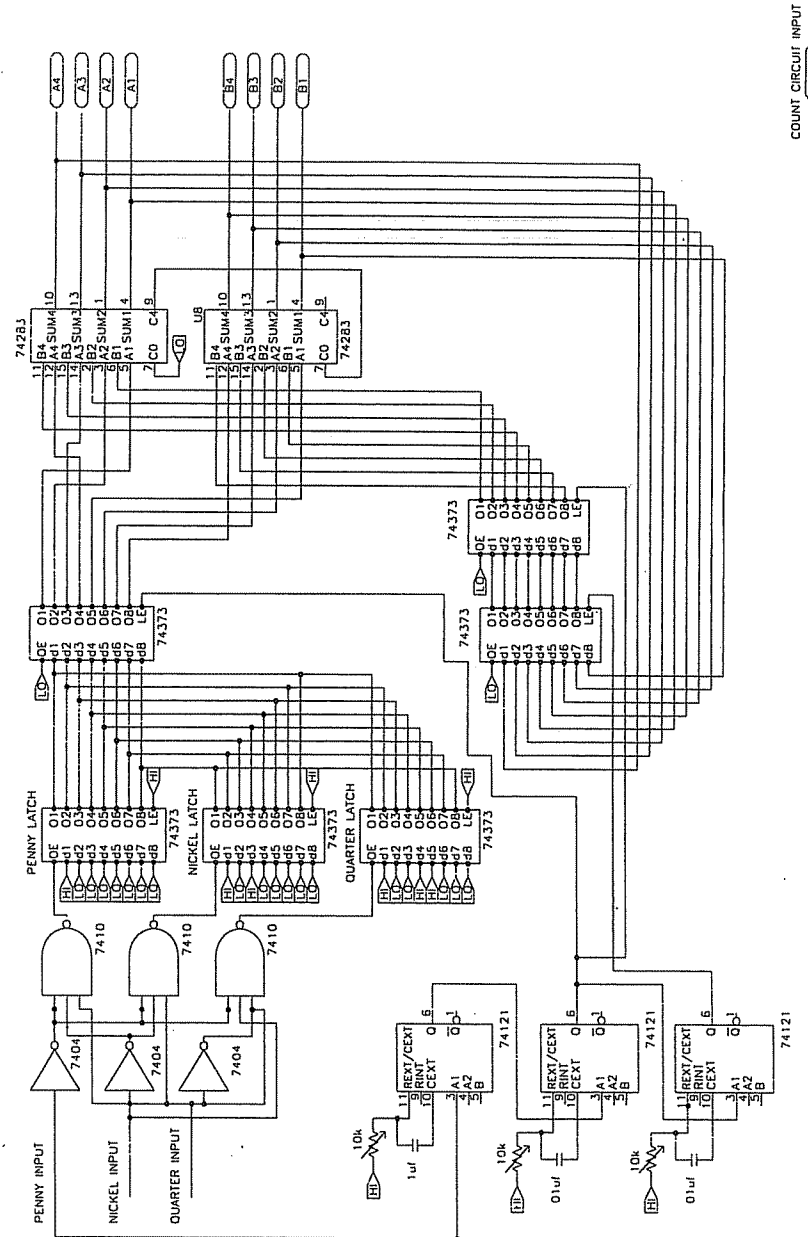
$$X = A \cdot B \cdot C \quad (11.14)$$

$$Y = A \cdot B \cdot \bar{C} \quad (11.15)$$

$$Z = A \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \quad (11.16)$$

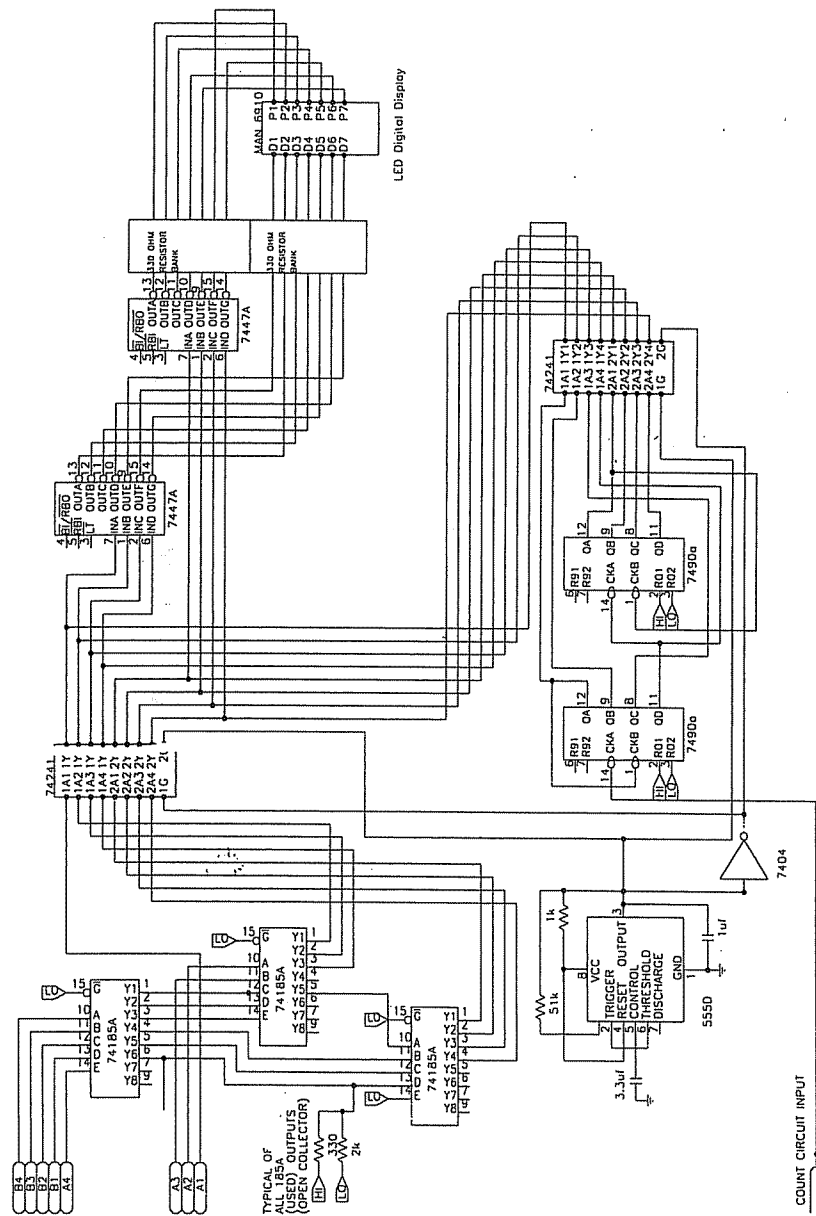
donde C corresponde a la salida del sensor superior, B a la salida del sensor medio y A a la salida del sensor inferior. X corresponde al paso de un quarter, Y al paso de un nickel y Z al de un penny.

Cuando se asignó este proyecto, en el curso todavía no iniciaba el aprendizaje de la programación e interfaz de microcontroladores. En su lugar, los estudiantes desarrollaron soluciones con CI TTL básicos. Se requiere de la lógica combinacional y secuencial para determinar la denominación de la moneda e incrementar la salida desplegada por un valor correspondiente a la denominación. Hubo tantas soluciones a este problema como grupos de diseño. Las figuras 11.24 y 11.25 muestran dos soluciones del grupo de estudiantes para el procesamiento de conteo de monedas y el circuito de visualización. Las salidas se transmitieron a un controlador de pantalla digital para multiplexar el número actual de monedas y el valor acumulado.



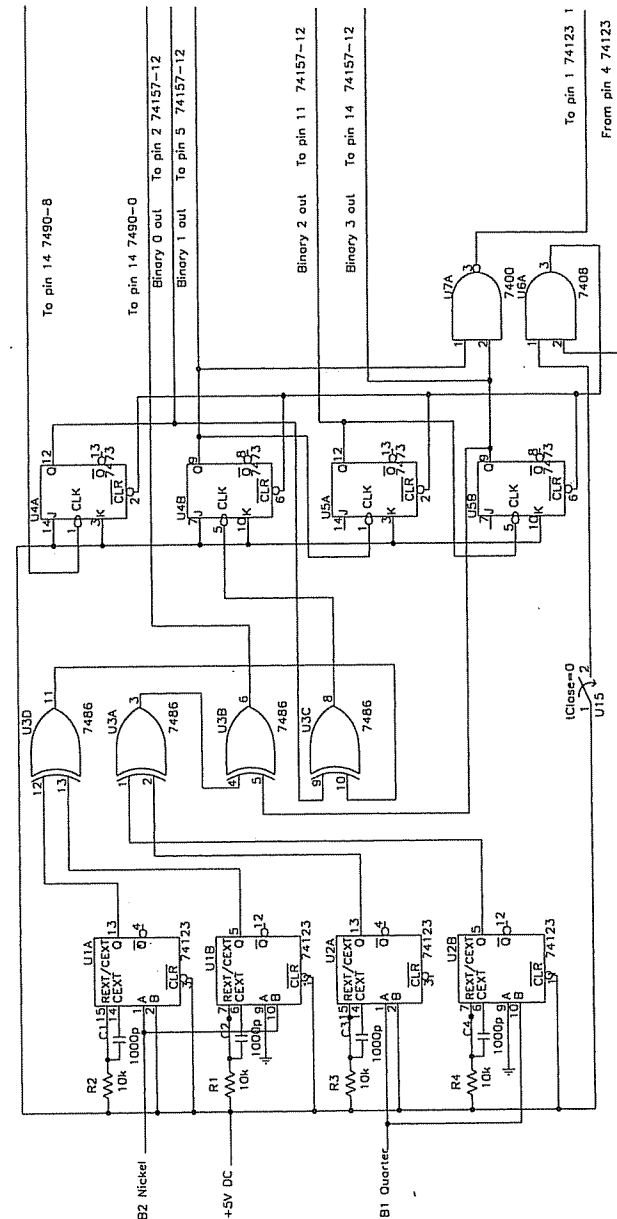
a) primera mitad del circuito

Figura 11.24 Diseño de contador 1.



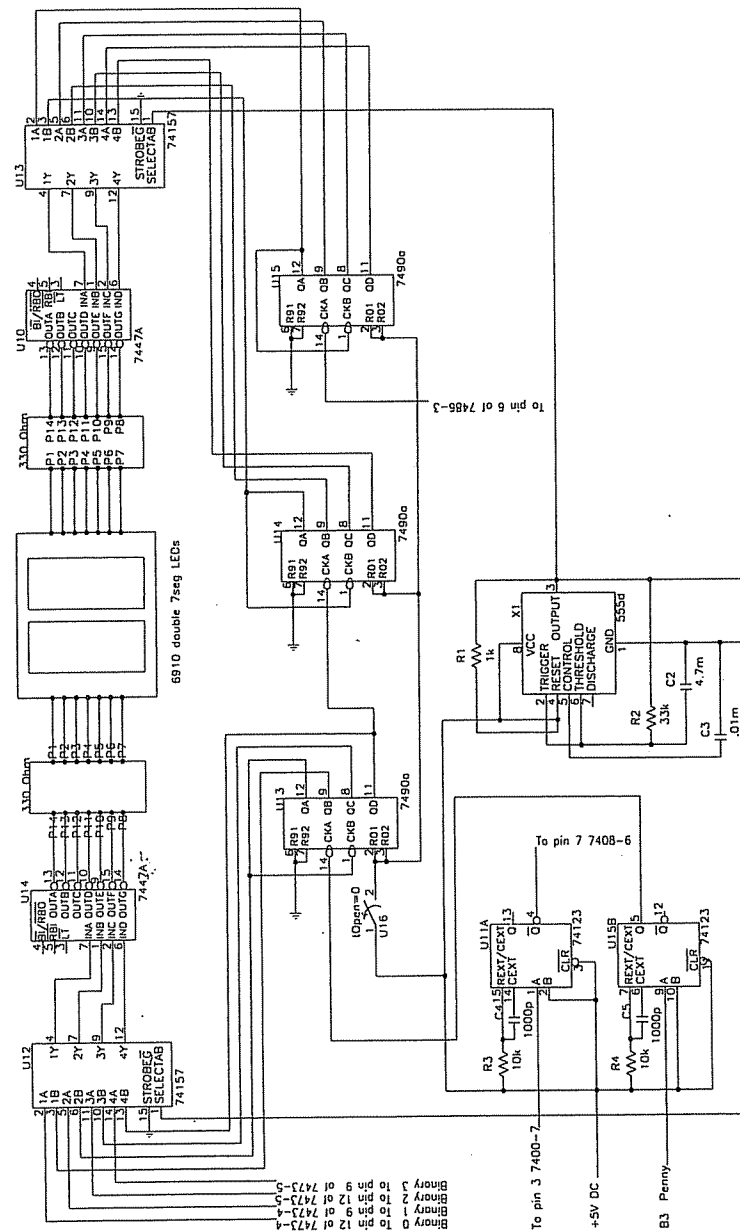
b) segunda mitad del circuito

Figura 11.24 (continuación).



a) primera mitad del circuito

Figura 11.25 Diseño de contador 2.



b) segunda mitad del circuito

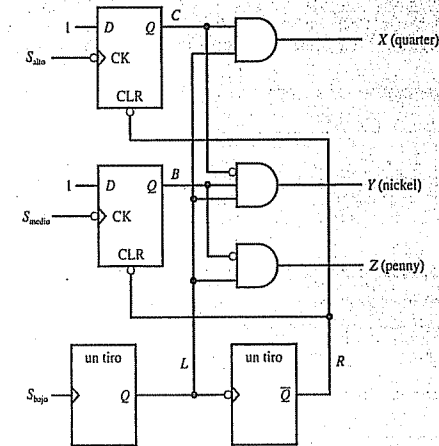
Figura 11.25 (continuación).

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE 11.1

Circuitos contadores de monedas

La figura 11.24 muestra el esquema eléctrico del contador de monedas del reporte de un grupo de estudiantes. El diseño usa circuitos de un solo disparo para cargar el valor correspondiente a la moneda y sumar dicho valor a la suma anterior. Existen errores en la porción de entrada de la primera mitad del circuito que se usa para determinar si la moneda es penny, nickel o quarter. El error está en la porción de lógica combinacional del circuito. Con base en los diagramas de tiempo que se muestran en la figura 11.23, certifique que el circuito lógico no identificará correctamente la moneda.

Incluso si la lógica fuese correcta, el diseño todavía podría tener problemas debido a la temporización, porque las longitudes del pulso son fijas, pero los anchos de pulso del sensor dependen de la velocidad a la que pasa rodando la moneda. A continuación se presenta un circuito lógico secuencial que inequívocamente identificaría la moneda como penny, nickel o quarter. Dibuje un diagrama de tiempos que soporte el argumento de que este circuito lógico secuencial es un diseño robusto. Incluya en su diagrama señales S_{bajo} (sensor bajo), S_{medio} (sensor medio) y S_{alto} (sensor alto), B , C , L , R , X , Y y Z . Consulte la figura 11.23 para la temporización de la señal del sensor foto-transistor para cada tipo de moneda.



11.6 CASO DE ESTUDIO 3: DISEÑO MECATRÓNICO DE UNA MÁQUINA CAMINADORA ROBÓTICA

En esta sección se presenta un caso de estudio del diseño mecatrónico de una máquina caminadora articulada. Lo ejecutaron estudiantes de ingeniería de posgrado en 1994, después de completar el curso introductorio de mecatrónica para el que se usó este libro. En 1987, la Sociedad de Ingenieros Automotrices (SAE) comenzó a patrocinar anualmente un Decatlón de Máquinas Caminadoras Robóticas, reuniendo equipos de diferen-

tes universidades en un reto para diseñar máquinas caminadoras articuladas que pudieran ejecutar 10 diferentes eventos de desempeño, incluidos un derrape, un slalom, esquivamiento de obstáculos y cruzar una grieta. La mitad de los eventos incluyen movimiento de marcha y esquivamiento de obstáculos bajo control de correa, esto es, control desde una caja de interruptores operada por humanos con un ombligo eléctrico hacia la máquina. La otra mitad de los eventos requería acción autónoma mediante control efectuado a través de sistemas preprogramados a bordo y sin intervención humana. Con los años se han visto realizaciones de diferentes diseños de máquinas caminadoras, algunas muy simples y capaces de completar sólo algunos eventos, y otras de gran sofisticación y creatividad capaces de completar todos los eventos. La excitación y diversión de tales competencias está en ver el fruto de los conceptos de diseño que actualmente funcionan con base en las especificaciones. El intento aquí no es examinar las variedades de máquinas caminadoras sino enfocarse en un ejemplo de diseño específico para ilustrar los aspectos mecatrónicos. Se comienza por mostrar tres diferentes máquinas caminadoras, todas ellas ganadoras del concurso nacional SAE (vea la figura 11.26).

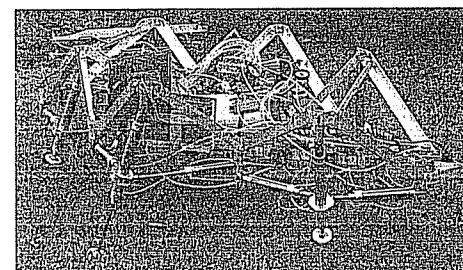
Ahora se presenta como caso de estudio el diseño de la máquina caminadora 1994 Colorado State que los estudiantes, al aplicar su ingenio, llamaron *Airratic*. Este modelo fue un refinamiento del primer diseño neumático de 1992, que significó un dramático rompimiento de los diseños electromecánicos evolutivos de los siete años previos. Con los diseños impulsados por aire, los estudiantes tenían que competir con todo un nuevo conjunto de restricciones de diseño: proporcionar una fuente de aire presurizado almacenado a bordo; controlar el movimiento mecánico de las piernas articuladas con cilindros neumáticos; distribuir y controlar el aire; controlar la presión; reducir el movimiento de marcha coordinado a un conjunto de comandos computarizados; poner en interfaz una computadora con el sistema de control neumático; minimizar el peso y tamaño de la máquina; garantizar la seguridad del sistema, incluidos sensores en la máquina para sortear los obstáculos, y hacer un diseño cambiante y ajustable durante los ensayos de prueba en el terreno de la competencia.

Debido a que los diseñadores eligieron activar neumáticamente la máquina caminadora, se seleccionó un tanque de presión devanado en fibra como fuente de energía para los pistones neumáticos colocados estratégicamente que controlaban la posición y movimientos de las piernas. Como se muestra en la figura 11.27, el esqueleto de la máquina caminadora consistía en miembros de aluminio soldados con 16 cilindros neumáticos de doble efecto. Las cuatro piernas de las esquinas tienen 3 grados de libertad, y las piernas centrales frontal y posterior tienen 2 grados de libertad. El diseño mecánico de las seis piernas fue tal que los algoritmos de control podían producir fácilmente movimiento hacia adelante, atrás, a los lados y diagonal, así como movimiento completamente arriba y completamente abajo del marco principal, mediante el simple control coordinado de los 16 cilindros. Cada pierna incluía un cilindro axial que se podía extender o retraer. Se arreglaron otros diez cilindros para colocar las piernas en diferentes patrones en el plano horizontal.

Para su estabilidad estática la máquina debe soportar un mínimo de tres piernas en todo momento, lo que requiere un total de seis piernas para locomoción. La mayoría de los movimientos de marcha se podían dividir en el movimiento coordinado de dos conjuntos de tres piernas cada uno, llamados Group 1 Legs y Group 2 Legs. La figura 11.28 muestra el diagrama de flujo utilizado para desarrollar el código de control para una clase de movimiento coordinado: movimiento hacia adelante de la máquina.



a) "Lurch". Diseño de piernas con mecanismo de articulación escocesa (1989).



b) "Airachnid". Primer diseño neumático (1992).



c) "Airratic". Diseño neumático refinado (1994).

Figura 11.26 Máquinas caminadoras diseñadas por estudiantes de la Universidad Estatal de Colorado.

La esencia del sistema de control involucra la coordinación de 16 cilindros neumáticos mediante válvulas solenoides controladas por computadora. Cada válvula solenoide conmuta aire del cilindro principal a un lado del cilindro neumático y expulsa aire presurizado del otro lado, como se muestra en la figura 11.29. Se ajustaron manualmente válvulas de aguja en cada válvula solenoide para gobernar la velocidad de actuación del cilindro.

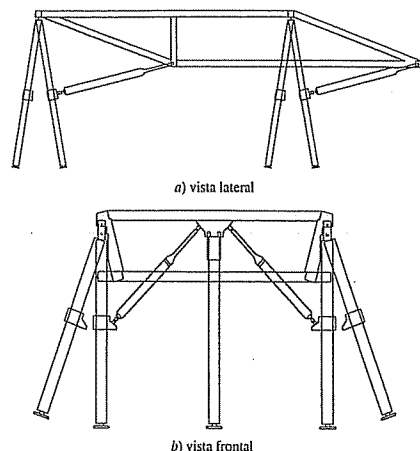


Figura 11.27 Marco de aluminio y piernas neumáticas telescópicas.

La complejidad del diagrama de flujo de la figura 11.28 garantiza una solución basada en microprocesador. Diagramas de flujo similares a éste para cada comando de movimiento fueron muy útiles en el diseño del código de computadora necesario para controlar y coordinar el movimiento. La computadora a bordo controla las válvulas solenoides mediante chips de interfaz de buffer inversor de tres estados 74373 que reciben señales de los puertos de salida de la computadora. Como se muestra en la figura 11.30, se usan ocho puertos para proporcionar 18 bits de información para el control coordinado de los cilindros.

El controlador seleccionado fue una computadora en una sola placa con base en microprocesador de 8 bits Motorola 68HC811E2 EVM. Tiene 128 K de RAM y 64 K actúan como *señdo* ROM para descargar programas de control desde una PC externa o computadora *laptop*. Se proporcionaron treinta bits I/O y se expandieron a través de un multiplexor a los 48 bits requeridos para el control de todos los componentes de la máquina. El código de computadora se creó en una computadora *laptop* en el lenguaje de alto nivel C, luego se compiló y descargó al Motorola 68HC811E2 EVM para probarlo. Éste fue un método muy conveniente para permitir modificaciones a la estrategia de control y la evaluación del interjuego de sensores y actuadores.

La máquina incluía, además de varios movimientos de marcha, retroalimentación de sensor con el uso de dos sensores ópticos retrorreflectivos. Los sensores se montaron en una plataforma giratoria para permitir el escaneo de una porción de la región delantera de la máquina. Un codificador digital proporciona información de posición correspondiente al estado de percepción de los dos sensores. Los datos de sensor se leen desde el bus I/O del microprocesador y las rutinas de control del software usan los datos para evitar los obstáculos.

En resumen, se examinó un ejemplo de un sistema mecatrónico diseñado por estudiantes que recibió el primer lugar en el Decatlón de Máquinas Caminadoras SAE 1994. Esto ilustra el uso de actuadores neumáticos para movimiento, sensores ópticos

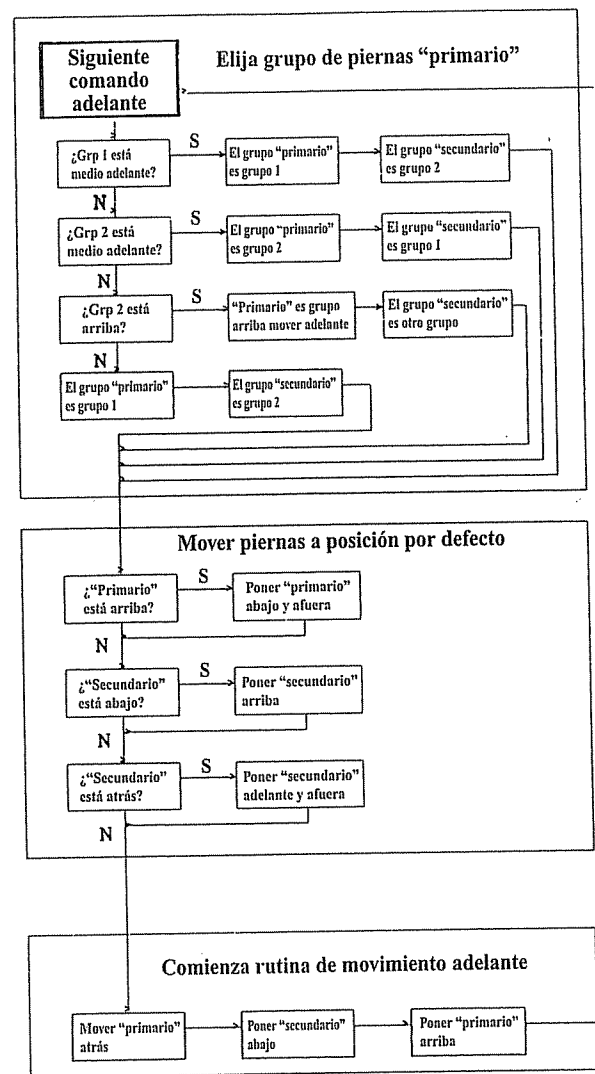


Figura 11.28 Diagrama de flujo para rutina de movimiento hacia adelante.

para retroalimentación y una microcomputadora a bordo para controlar la máquina en los modos controlado por el operador y autónomo. Proyectos como éste requieren una cantidad significativa de tiempo para completarse. Este proyecto involucró ocho meses de trabajo. La experiencia obtenida en diseñar un sistema mecatrónico complejo es muy valiosa, en particular si el diseño se construye realmente, se depura y desafía para lograr sus metas de diseño.

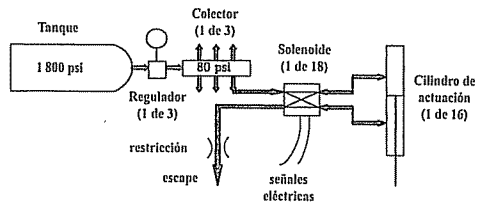


Figura 11.29 Sistema neumático.

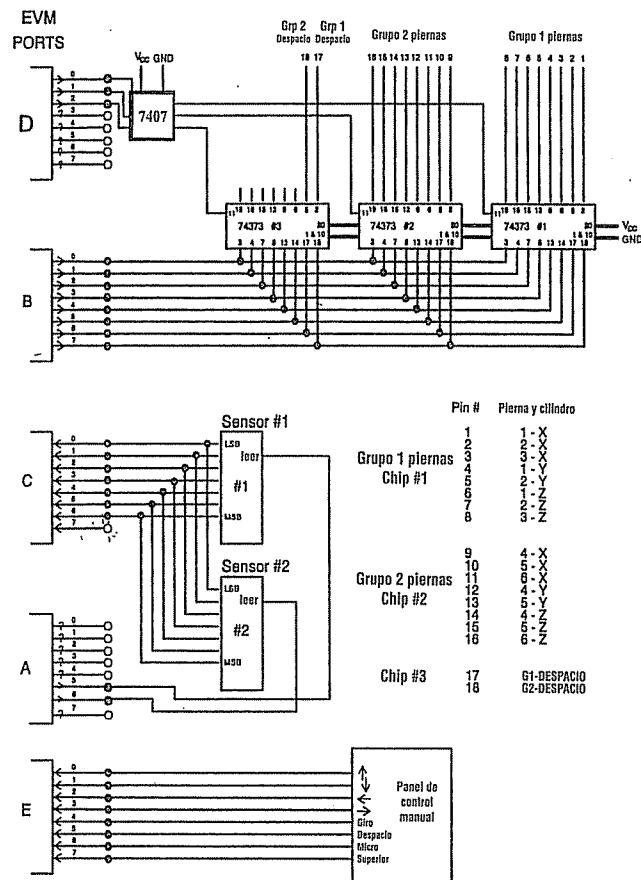


Figura 11.30 Puertos de computadora y tarjeta I/O.

En este proyecto los estudiantes estuvieron tan emocionados con su éxito que incluso programaron la máquina para bailar. Esto fue tan bien recibido por la audiencia que al final todos se unieron en una línea de baile estilo country.

11.7 LISTA DE VARIOS SISTEMAS MECATRÓNICOS

El libro concluye con una lista parcial de sistemas mecatrónicos que puede encontrar en su entorno cotidiano. Una proporción muy grande de los sistemas de ingeniería diseñados en la actualidad se pueden declarar como sistemas mecatrónicos.

- Sistemas de seguridad de bolsas de aire, sistemas de frenos antibloqueo, cierre automático remoto de puertas, control de cruce y otros sistemas automotrices
- Molino NC, tornos NC, sistemas de prototipo rápido y otros equipos automatizados de fabricación
- Máquinas copiadoras, faxes, escáneres de documentos y otros equipos de oficina semiautomáticos
- Equipo de MRI, instrumentos artroscópicos, sondas de ultrasonido y otros equipos de diagnóstico médico
- Cámaras autofocus de 35 mm, VCR, reproductores de video y CD, cámaras de video y otros sofisticados productos electrónicos para el consumidor
- Impresoras láser, sistemas de posicionamiento de cabeza de disco duro, cartuchos de autocarga/rechazo de control de cinta y otros periféricos de computadora
- Robots soldadores, vehículos guiados automáticamente (AGV), explorador Mars de la NASA y otros robots
- Actuadores de control de vuelo, sistemas de engrane del aterrizaje, controles de cabina e instrumentación y otros subsistemas en aviones
- Abridores de puertas de garaje, sistemas de seguridad, controles de calefacción, ventilación y de aire acondicionado (HVAC) y otros sistemas de apoyo doméstico
- Máquinas lavadoras, lavavajillas, fabricantes automáticos de hielo y congeladores, y otros aparatos electrodomésticos
- Taladros de velocidad variable, llaves de torque digital y otras modernas herramientas de mano
- Máquinas para probar materiales, dummies de prueba de automóviles y otros equipos de apoyo de laboratorio
- Sistemas transportadores asistidos por código de barras controlados por PLC y otros sistemas de automatización fabril
- Controladores manuales y semiautomáticos para grúas hidráulicas y otros equipos de construcción
- Sistemas de etiquetado automático e inspecciones con cámara de dispositivo de carga acoplada (CCD) en una operación de fabricación de CI
- Videojuegos y sistemas de control de entrada de realidad virtual

PREGUNTAS Y EJERCICIOS

- 11.1. Para los sistemas mecatrónicos mencionados en la lista anterior, especifique la electrónica, sensores y actuadores requeridos.
- 11.2. Para los sistemas mecatrónicos mencionados en la lista anterior, recomiende una arquitectura de control y justifique su elección.
- 11.3. Escriba un programa en PicBasic Pro para imitar la función del circuito lógico secuencial que se muestra en el Tema para discusión en clase 11.1.

BIBLIOGRAFÍA

Ogata, K., *Modern Control Engineering*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1970.

Palm, W., *Modeling, Analysis, and Control of Dynamic Systems*, 2a. ed., John Wiley, Nueva York, 1999.

APÉNDICE



Fundamentos de medición

OBJETIVOS DEL APÉNDICE A

Después de leer, discutir, estudiar y aplicar las ideas de este apéndice:

1. Definirá las unidades del SI y las usará en cálculos
2. Sabrá cómo usar nociones básicas de estadística para caracterizar los datos medidos
3. Calculará el error asociado con una medición.

A.1 SISTEMAS DE UNIDADES

Lo fundamental para el diseño, análisis y uso de cualquier sistema de medición es el entendimiento completo de un **sistema de unidades** consistente utilizado para cuantificar los parámetros físicos a medir. Para definir un sistema de unidades, debe seleccionar unidades de medición para cantidades fundamentales que sirvan como base para la definición de otros parámetros físicos. Las unidades de masa, longitud, tiempo, temperatura, corriente eléctrica, cantidad de sustancia e intensidad luminosa forman una posible combinación que sirve a estos propósitos. Otras unidades que se usan para medir cantidades físicas en sistemas mecatrónicos se puede definir en términos de estas siete unidades base.

■ **TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE A.1**
Definición de unidades base

Aunque todos tienen conocimiento intuitivo de las cantidades físicas asociadas con las unidades base, es difícil definir las en términos cotidianos. Intente definir la longitud. Probablemente en su definición usará algún sinónimo para longitud. Además intente definir las otras. Todas son igualmente difíciles de poner en términos simples.

Las siete unidades base que se usan para definir masa, longitud, tiempo, temperatura, corriente eléctrica, cantidad de sustancia e intensidad luminosa son el kilogramo, metro, segundo, Kelvin, ampere, mol y candela. Estas unidades forman la base para el Sistema Internacional de Unidades, abreviado SI, del francés *Le Systeme International d'Unites*.

El **kilogramo** es la única unidad definida en términos de un estándar material. Se estableció mediante un prototipo de platino-iridio en el laboratorio del Bureau des Poids et Mesures (Oficina de Pesos y Medidas) en París. Desafortunadamente, el nombre kilogramo confunde porque contiene el prefijo kilo, que entra en conflicto con las convenciones de prefijos SI descritas en la sección A.1.1.

El **metro** se define como 1 650 763.73 longitudes de onda correspondientes a la transición entre los niveles energéticos electrónicos $2p_{10}$ y $5d_5$ del átomo de criptón 86. Este estándar atómico para el metro fue propuesto hace mucho por Maxwell (1873) pero no se implementó sino hasta 1960. La antigua definición del metro, la distancia entre dos líneas incisas en una barra de platino-iridio, como el kilogramo, requería de un prototipo para la definición. Ahora la medición práctica de la unidad se separa deliberadamente de la definición, lo que hace a la definición independiente de un prototipo único. En 1983 se definió un metro estándar alternativo como la longitud de la trayectoria recorrida por la luz en el vacío durante un intervalo de tiempo de $1/299\,792\,458$ seg.

El **segundo** se define como la duración de 9 192 631 770 periodos de la radiación correspondiente a la transición entre los dos niveles hiperfinos del estado base del átomo de cesio 133. Anteriormente la definición del segundo se basaba en el segundo solar medio, que se definió como una fracción ($1/86\,400$) de la rotación diaria de la Tierra. Las irregularidades en la rotación de la Tierra, que representaban 1 o 2 segundos al año, limitaron su precisión.

La unidad de temperatura termodinámica absoluta es el **Kelvin**. La escala Kelvin tiene un cero absoluto de 0 K y no hay temperaturas por abajo de este nivel. Existe la mala interpretación de que todo movimiento molecular cesa a este valor. En realidad, la energía molecular está en un mínimo. El punto triple del agua es un punto de calibración fijo estándar en la escala de temperatura, que se establece a un valor de 273.16 K para mantener consistencia con la escala Celsius. Aunque la escala Kelvin se estableció sólo con el uso del cero absoluto y del punto triple, se han definido puntos adicionales fijos con base en los puntos de ebullición y de fusión de otros materiales. Estos puntos son útiles cuando se calibran dispositivos de medición de temperatura. La temperatura en Kelvin y la temperatura en grados Celsius se relacionan mediante la siguiente ecuación:

$$T_C = T_K - 273.15 \quad (\text{A.1})$$

donde T_K es la temperatura Kelvin y T_C es la temperatura Celsius expresada en grados Celsius ($^{\circ}\text{C}$). Note que el punto triple del agua es 0.01°C , lo que corresponde a 273.16 K. La escala de temperatura Celsius a veces se le conoce como **escala centígrada** porque está calibrada al intervalo de temperatura de 100°C entre el punto de congelación del agua (0°C) y el punto de ebullición del agua (100°C). Un intervalo o diferencia de temperatura (ΔT) tiene el mismo valor en las escalas Celsius y Kelvin ($\Delta T_C = \Delta T_K$).

El **ampere** se define como la corriente constante que, si se mantiene en dos conductores paralelos rectos de longitud infinita y sección transversal circular despreciable, colocados a 1 metro de separación en el vacío, produciría una fuerza entre los conduc-

tores igual a 2×10^{-7} newtons por metro de longitud. Desafortunadamente, esto crea un difícil problema de medición, pues la definición es en términos de otras unidades base. Por tanto, cualquier error en las otras unidades base aumenta los errores en la medición del ampere.

El **mol** se define como la cantidad de sustancia que contiene tantas entidades elementales como átomos hay en 0.012 kg de carbono 12 (^{12}C).

La **candela** se define como la intensidad luminosa, en dirección perpendicular, de una superficie con área de $1/600\,000\text{ m}^2$ de un cuerpo negro en el punto de congelación del platino bajo una presión de $101\,325\text{ N/m}^2$.

A.1.1 Tres clases de unidades SI

Las unidades SI se dividen en tres clases: unidades base, unidades derivadas y unidades complementarias. El conjunto completo de **unidades base** SI y sus símbolos se presenta en la tabla A.1.

Las **unidades derivadas** se expresan como combinaciones algebraicas de las unidades base. Cualquier parámetro físico conocido se puede cuantificar con el uso de una unidad derivada. Algunos ejemplos de unidades derivadas se mencionan en la tabla A.2. A muchas unidades derivadas se les han dado nombres y símbolos especiales, que pueden usarse para expresar otras unidades derivadas en una forma más simple que en términos de unidades base. Algunos ejemplos de estas **unidades complementarias** se presentan en la tabla A.3.

Con frecuencia las unidades base, derivadas y complementarias se modifican con prefijos para permitir la conveniente representación de grandes rangos numéricos. Los **prefijos** expresan órdenes de magnitud (potencias de 10) de la unidad, lo que proporciona una alternativa a la notación científica. Los nombres, símbolos y valores de los prefijos se mencionan en la tabla A.4.

Tabla A.1 Unidades base SI

Cantidad	Nombre	Símbolo
Longitud	Metro	m
Masa	Kilogramo	kg
Tiempo	Segundo	s
Corriente eléctrica	Ampere	A
Temperatura termodinámica	Kelvin	K
Cantidad de materia	Mol	mol
Intensidad luminosa	Candela	cd

Tabla A.2 Ejemplos de unidades derivadas SI expresadas en términos de unidades base

Cantidad	Nombre	Expresión
Área	Metro cuadrado	m^2
Volumen	Metro cúbico	m^3
Velocidad	Metro por segundo	m/s
Aceleración	Metro por segundo al cuadrado	$(\text{m/s})^2$
Densidad de masa	Kilogramo por metro cúbico	kg/m^3
Densidad de corriente	Ampere por metro cuadrado	A/m^2

Tabla A.3 Unidades derivadas SI con nombres especiales (unidades complementarias)

Cantidad	Nombre	Símbolo	Expresión
Frecuencia	Hertz	Hz	1/s
Fuerza	Newton	N	kg · m/s ²
Presión, esfuerzo	Pascal	Pa	N/m ² = kg/m · s ²
Energía, trabajo	Joule	J	N · m = kg · m ² /s ²
Potencia, flujo radiante	Watt	W	J/s = kg · m ² /s ³
Carga eléctrica	Coulomb	C	A · s
Voltaje, potencial eléctrico	Volt	V	W/A = kg · m ² /A · s ³
Capacitancia	Farad	F	C/V = s ⁴ A ² /m ² kg
Resistencia eléctrica	Ohm	Ω	V/A = m ² kg/s ³ A ²
Conductancia	Siemens o mho	S o Ω	1/Ω = s ³ A ² /m ² kg
Campo magnético	Tesla	T	N/A · m = kg/s ² A
Flujo magnético	Weber	Wb	T · m ² = m ² kg/s ² A
Inductancia	Henry	H	V · s/A = m ² kg/s ² A ²

Tabla A.4 Prefijos de unidades

Nombre	Símbolo	Cantidad
yotta	Y	10 ²⁴
zetta	Z	10 ²¹
exa	E	10 ¹⁸
peta	P	10 ¹⁵
tera	T	10 ¹²
giga	G	10 ⁹
mega	M	10 ⁶
kilo	k	10 ³
hecto	h	10 ²
deca	da	10 ¹
deci	d	10 ⁻¹
centi	c	10 ⁻²
milli	m	10 ⁻³
micro	μ	10 ⁻⁶
nano	n	10 ⁻⁹
pico	p	10 ⁻¹²
femto	f	10 ⁻¹⁵
atto	a	10 ⁻¹⁸
zepto	z	10 ⁻²¹
yocto	y	10 ⁻²⁴

EJEMPLO A.1**Prefijos de unidades**

La salida de una estación de potencia de 125 millones de watts se puede expresar como

$$125\,000\,000\text{ W o }125\text{ MW}$$

Un ejemplo de un pequeño intervalo de tiempo, común en la electrónica de alto rendimiento, se puede expresar como

$$5.27 \times 10^{-13}\text{ s o }0.527\text{ ps}$$

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE A.2**Uso común de prefijos SI**

Para cada uno de los prefijos mencionados en la tabla A.4, piense en un ejemplo de una cantidad física medible para la que el prefijo se use comúnmente para expresar el valor.

A.1.2 Factores de conversión

Las unidades inglesas todavía son comunes en la práctica de la ingeniería en Estados Unidos. La tabla A.5 menciona varios factores que ayudan cuando se convierte entre unidades inglesas y SI.

TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE A.3**Sentido físico para las unidades SI**

Para ayudar a ganar un sentido físico para las unidades SI, es útil considerar y recordar ejemplos concretos para cada una de las unidades. Para cada uno de los siguientes objetos físicos comunes, mencione la unidad SI apropiada y el valor aproximado:

- ☑ Longitud de un pie humano común
- ☑ Longitud de una cuadra de la ciudad
- ☑ Masa de una botella de 2 litros de refresco
- ☑ Masa de un cuerpo humano adulto promedio
- ☑ Fuerza requerida para levantar una botella de 2 litros de refresco
- ☑ Fuerza que ejerce el cuerpo humano de un adulto promedio sobre una báscula
- ☑ Temperatura del cuerpo humano
- ☑ Temperatura ambiente confortable
- ☑ Presión atmosférica
- ☑ Presión de aire típica en el sistema neumático de un edificio
- ☑ Potencia disipada por una bombilla incandescente común
- ☑ Máxima potencia típica generada por un automóvil

Tabla A.5 Útiles factores de conversión del sistema inglés al SI

Cantidad física	Unidad inglesa	Unidad SI
Longitud	1 in	2.540 cm
	1 ft	0.3048 m
	1 mi (milla)	1.609 km
Masa	1 lbm (libra de masa)	0.4536 kg
Fuerza	1 lbf (libra de fuerza)	4.448 N
Temperatura	Temperatura Fahrenheit (T_F)	$T_K = 5/9 \cdot (T_F - 32) + 273.15$
Presión	1 lb/in ² (psi)	6.895×10^3 Pa
	1 atm	1.013×10^5 Pa
Potencia	1 Btu/h	0.2929 W
	1 hp	745.7 W
Campo magnético	1 gauss	1.000×10^{-4} tesla

A.2 CIFRAS SIGNIFICATIVAS

Siempre que se manejan datos numéricos es necesario estar al tanto de la precisión, exactitud y diferentes formas de presentar los datos. Además, al establecer un abordaje racional para realizar cálculos numéricos con los valores medidos, se deben presentar números decimales con el número adecuado de dígitos.

Los dígitos significativos o **cifras significativas** en un número son aquellos conocidos con certeza. Un valor medido representado por N dígitos consiste en $N-1$ dígitos significativos que son ciertos y 1 dígito que es estimado. Por ejemplo, cuando se lee un dial en un manómetro uno puede registrar 4.85 Pa. Aquí el 4 y el 8 son ciertos, pero el 5 puede ser un valor interpolado. Por tanto, un observador se involucra en la estimación de significancia. Si un número se reporta con ceros adelante, dichos ceros no son significativos pues sólo se usan para fijar el lugar del decimal (vea el ejemplo A.2).

En la actualidad, con el uso común de las computadoras digitales para el procesamiento de datos, debe tener cuidado con el hecho de que un número de 12 dígitos obtenido como resultado de un cálculo computacional ¡puede tener sólo tres dígitos significativos! El resto puede ser inútil.

EJEMPLO A.2

Cifras significativas

Note el número de cifras significativas y los correspondientes dígitos significativos para cada uno de los números que siguen:

Número	Número de cifras significativas	Lista de dígitos significativos
50.1	3	5, 0, 1
0.0501	3	5, 0, 1
5.010	4	5, 0, 1, 0

EJEMPLO A.3

Notación científica

Los siguientes números ilustran el uso de la notación científica al representar claramente el número de cifras significativas:

Número usado con notación científica	Número de cifras significativas
5.01×10^1	3
5.01×10^{-2}	3
5.010×10^0	4

Los cálculos matemáticos presentan otra dificultad cuando se combinan valores con diferente número de cifras significativas. Se debe tener cuidado de redondear y retener el número adecuado de cifras significativas en los resultados calculados.

Cuando se le pide redondear un número a N cifras significativas, deseche todos los dígitos a la derecha del N -ésimo lugar. Si la parte descartada supera la mitad del N -ésimo dígito, aumente el N -ésimo dígito por 1. Si es menor que la mitad del N -ésimo dígito, déjelo como está. Si es exactamente la mitad del N -ésimo dígito, deje el N -ésimo dígito invariable si es par o aumentelo por 1 si es impar. Es importante ser consistente cuando aplique estas reglas.

Cuando sume cantidades, determine el número de cifras significativas a la derecha del lugar decimal en el número menos preciso. Luego retenga sólo un lugar decimal más en los números restantes por truncamiento. Ahora sume los números y redondee al mismo número de lugares decimales como en el número menos preciso. Este proceso se demuestra en el ejemplo A.4.

Suma y cifras significativas

EJEMPLO A.4

Se quiere sumar los siguientes números:

$$\begin{array}{r} 5.0365 \\ +1.04 \\ +6.09314 \end{array}$$

Dado que el menor número de cifras significativas a la derecha del lugar decimal en el número menos preciso (1.04) es dos, se truncan los otros números a tres lugares decimales y se suma:

$$\begin{array}{r} 5.036 \\ +1.04 \\ +6.093 \end{array}$$

El resultado de esta suma es

$$12.169$$

Dado que el número de lugares decimales en el número menos preciso es dos, se redondea el resultado a dos lugares decimales, lo que da

$$12.17$$

Cuando se restan dos cantidades, redondee el número más preciso al número de lugares decimales en el número menos preciso. Reste y proporcione un resultado con el mismo número de lugares decimales que en el número menos preciso, como se muestra en el ejemplo A.5.

Resta y cifras significativas

EJEMPLO A.5

Se quiere restar los siguientes números:

$$\begin{array}{r} 8.59320 \\ -1.04 \end{array}$$

Dado que el número menos preciso (1.04) tiene dos lugares decimales, se redondea el otro número también a dos lugares decimales y se resta

$$\begin{array}{r} 8.59 \\ -1.04 \\ \hline \end{array}$$

El resultado de esta resta es

$$7.55$$

Cuando multiplique y divida números, redondee los números más precisos a una cifra significativa más que el número menos preciso. Calcule y redondee el resultado al mismo número de cifras significativas como en el número menos preciso, como se muestra en el ejemplo A.6.

EJEMPLO A.6

Multiplicación, división y cifras significativas

Dado el problema de multiplicación y división:

$$(1.03)(51.7946)(3.01)/(695.01)(7\,001.59)$$

Redondee los números más precisos a cuatro cifras significativas (una más que las tres en 1.03 y 3.01):

$$(1.03)(51.79)(3.01)/(695.0)(7\,002.)$$

El resultado de esta multiplicación después de retener tres cifras significativas es

$$0.0000330 = 3.30 \times 10^{-5}$$

A.3 ESTADÍSTICA

Cuando se procesan conjuntos de datos obtenidos a partir de mediciones experimentales, se deben manipular los datos en una forma racional, sistemática y organizada. El campo de la **estadística** ofrece modelos y reglas para hacer esto de manera adecuada.

Con frecuencia se busca un número o pequeño conjunto de números para representar o caracterizar un gran conjunto de datos. El primer paso es valorar el rango de los datos al notar los valores mínimo y máximo, conocidos como **valores extremos**. Luego se observa cómo los puntos de datos se distribuyen entre dichos valores extremos. Esta distribución se puede representar gráficamente con el uso de un **histograma**, que resulta de ordenar los valores en subrangos y desplegar el número de puntos de datos en cada subrango. El histograma para el conjunto de datos experimentales dados en la tabla A.6 se ilustra en la figura A.1.

El número de puntos de datos que caen en cada subrango del histograma se llama **frecuencia**. El histograma se puede aproximar a una forma específica como a una distribución normal, sesgada, bimodal o uniforme, como se ilustra en la figura A.2. La distribución normal representa una dispersión estadística típica de datos en torno a un valor promedio (media). La distribución sesgada representa algún peso en la estadística hacia el lado de la media. La distribución bimodal representa el caso donde puede ha-

Tabla A.6 Conjunto de datos experimentales

Índice	Valor
1	25.5
2	42.1
3	36.4
4	32.1
5	15.6
6	38.6
7	55.3
8	29.1
9	32.1
10	34.0
11	35.0

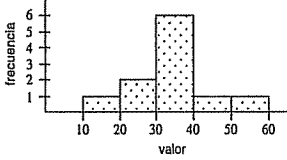


Figura A.1 Histograma de datos experimentales

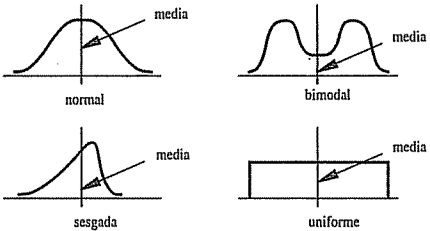


Figura A.2 Distribuciones de datos

ber dos poblaciones mezcladas con dos medias diferentes. La distribución uniforme representa datos completamente aleatorios.

Se requiere de muchos puntos de datos para crear un histograma. La estadística proporciona reglas para destilar el histograma a sólo unos cuantos números que representen las características del conjunto de datos. La medida estadística más importante es la **media aritmética**, que también se llama **promedio** o simplemente media. Denotada por \bar{x} , es la suma de cada uno de los valores de datos x_i dividida entre el número de puntos de datos N :

$$\bar{x} = \frac{\sum_{i=1} x_i}{N} \tag{A.2}$$

Otras medidas estadísticas que caracterizan un conjunto de datos son la **mediana**, que es el punto de datos que tiene un número igual de puntos de datos en ambos lados; la **moda**, que es el valor que ocurre con más frecuencia, y la **media geométrica**, definida como la raíz N -ésima del producto de los valores:

$$MG = \sqrt[N]{x_1 x_2 \dots x_N} \quad (\text{A.3})$$

La media geométrica es más deseable que la media aritmética al promediar razones, pues el recíproco de la MG es igual a la MG de los recíprocos.

Para el conjunto de datos de la tabla A.6, la media es 34.2, la mediana es 34.0, la moda es 32.1 y la media geométrica es 32.7.

■ TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE A.4

Cálculos estadísticos

Verifique los cálculos para la media, mediana, moda y media geométrica para los datos de la tabla A.6.

■ TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE A.5

Histograma de las edades de su clase

En una de las clases de su grupo, forme una sola línea en orden de fecha de nacimiento con el más joven primero. Ahora forme un histograma del año de nacimiento al ensamblar dos hileras de acuerdo con el año de nacimiento. Almacene los datos del histograma (año, frecuencia) para usarlos en la pregunta A.2, al final del capítulo.

La dispersión de un conjunto de datos sobre su rango se caracteriza mediante otra medida estadística conocida como **varianza**, que se define por

$$v = \sigma^2 = \sum_{i=1}^N \frac{(x_i - \bar{x})^2}{N-1} \quad (\text{A.4})$$

donde x_i es una medición individual y N es el número total de mediciones, llamada **tamaño de la muestra** del experimento. La **desviación estándar** σ también describe esta distribución, pero en las unidades de las mediciones individuales. Se le define como la raíz cuadrada de la varianza:

$$\sigma = \sqrt{v} = \sqrt{\sum_{i=1}^N \frac{(x_i - \bar{x})^2}{N-1}} \quad (\text{A.5})$$

La desviación estándar estima la magnitud de la dispersión de los datos experimentales en torno al valor medio. Una pequeña desviación estándar indica que el conjunto de datos tiene una dispersión estrecha.

■ TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE A.6

Relación entre desviación estándar y tamaño de la muestra

El denominador en la ecuación A.5 con frecuencia se confunde pues uno puede suponer que es N , lo que proporciona un valor conocido como **cuadrático medio** (rms). ¿Por qué el denominador es $(N-1)$ y no N ? Considere la situación donde sólo hay una muestra ($N=1$). Además, considere cuántos valores de datos x_i deben especificarse para definir el conjunto de datos completo si se conoce la media.

A.4. ANÁLISIS DEL ERROR

El proceso de hacer mediciones es imperfecto, y la incertidumbre siempre se asociará con los valores medidos. Es importante reconocer fuentes de error y estimar la magnitud del error cuando se haga una medición. Por lo general, el fabricante define la precisión de un instrumento en las especificaciones publicadas.

Existen tres tipos de errores: errores sistemáticos, errores aleatorios y equivocaciones. Un **error sistemático** es aquel que vuelve a ocurrir en la misma forma cada vez que se realiza una medición. El método usado para minimizar la magnitud del error sistemático es la **calibración**, donde el instrumento de medición se usa para registrar valores de una entrada estándar y se ajusta para compensar cualquier discrepancia. Los **errores aleatorios** ocurren debido a las variaciones estocásticas en un proceso de medición. Algunas de las herramientas estadísticas presentadas en la sección previa permiten reducir los efectos de estos errores. Las **equivocaciones** ocurren cuando el ingeniero o científico cometen una falla. Las equivocaciones se pueden evitar mediante el diseño y revisión cuidadosos, así como a través del uso de procedimientos metódicos.

La figura A.3 ilustra los errores sistemáticos y aleatorios. El centro del blanco representa el valor deseado y el patrón de tiro representa los datos medidos. El error sistemático, llamado **inexactitud**, se asocia con el corrimiento del patrón de tiro desde el centro del blanco y se podría corregir al mejorar la mira, conocido como **calibración**. El error aleatorio, llamado **imprecisión**, es el tamaño del patrón de tiro y no se puede mejorar al ajustar la mira. La **exactitud** es la cercanía al valor verdadero, y la **precisión** es la repetición o consistencia de las mediciones.

Los cálculos estadísticos ayudan a estimar un valor más preciso cuando se toma una muestra de mediciones imprecisas en presencia de errores aleatorios. El promedio, o media, proporciona esta estimación.

A.4.1 Reglas para la estimación de errores

Quando se diseña un protocolo de medición para calcular un parámetro definido en términos de variables medibles, es necesario estimar el error en el parámetro debido a los errores combinados en las variables. A continuación se presenta un procedimiento para calcular este error global:

1. Prepare una tabla de datos que incluya \pm la estimación del error para cada variable. Por lo general, el error estimado contiene no más de dos cifras significativas.

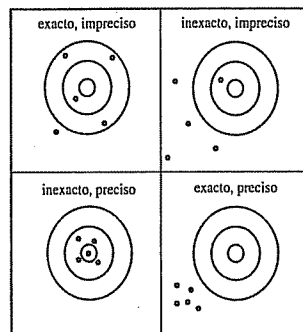


Figura A.3 Exactitud y precisión.

2. Si el parámetro a calcular es X , donde X es una función de variables medidas (v_i),

$$X = X(v_1, v_2, \dots, v_n) \quad (\text{A.6})$$

calcule las derivadas parciales $\partial X / \partial v_1$, $\partial X / \partial v_2$, ..., $\partial X / \partial v_n$ y evalúe cada una de las tres cifras significativas que usan los datos registrados (v_1, v_2, \dots, v_n).

3. Calcule el error absoluto total E con

$$E = \Delta X = \left| \frac{\partial X}{\partial v_1} \Delta v_1 \right| + \left| \frac{\partial X}{\partial v_2} \Delta v_2 \right| + \dots + \left| \frac{\partial X}{\partial v_n} \Delta v_n \right| \quad (\text{A.7})$$

donde Δv_i es el error en el valor registrado v_i . Redondee E a dos cifras significativas.

Una medición de error más convencional es el error **cuadrático medio (rms)** dado por la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de los términos de error individuales:

$$E_{\text{rms}} = \sqrt{\left(\frac{\partial X}{\partial v_1} \Delta v_1 \right)^2 + \left(\frac{\partial X}{\partial v_2} \Delta v_2 \right)^2 + \dots + \left(\frac{\partial X}{\partial v_n} \Delta v_n \right)^2} \quad (\text{A.8})$$

La medida del error rms produce una aproximación más cercana al error verdadero.

4. Calcule X con la ecuación A.6 a un lugar decimal más que el error redondeado E . Por ejemplo, si $E = \pm 0.039$, y se calcula que X es 8.9234, entonces este valor se redondea al mismo número de lugares decimales que E , lo que produce 8.923. Cuando calcule X , trate v_1, v_2, \dots, v_n como números exactos.
5. El resultado es

$$X = 8.923 \pm 0.039$$

La siguiente lista es un resumen de puntos importantes a tener en mente cuando se traten números y se calculen errores en el análisis de datos de laboratorio:

1. Note el número de cifras significativas que despliega un instrumento en particular.

- Registre todos los valores con el número correcto de dígitos significativos. Si la pantalla del instrumento no proporciona una salida digital, puede requerir que el observador estime la exactitud de la medición.
- Diferentes instrumentos en un sistema pueden tener diferente número de dígitos significativos.
- Cuando calcule resultados con el uso de ecuaciones, retenga el número adecuado de dígitos significativos cuando realice los cálculos.
- Si los eventos se pueden repetir, se pueden obtener mejores estimaciones de los valores al promediar. La desviación estándar de estas muestras da una medida de precisión en el promedio.

PREGUNTAS Y EJERCICIOS

- A.1. Exprese cada una de las siguientes cantidades con un prefijo equivalente SI más apropiado:
- 100 000 000 kg
 - 0.000000025 m
 - 16.9×10^{-10} s
- A.2. Grafique el histograma y calcule la media, desviación estándar, mediana, moda y media geométrica para los datos obtenidos en el tema para discusión en clase A.5.
- A.3. ¿Cuáles son los errores total absoluto y rms en el esfuerzo máximo calculado de una viga voladiza rectangular con una carga de extremo de $12\,520 \pm 10$ N? La geometría de la viga, medida con una regla métrica exacta a 0.5 mm, es 0.95 m de largo por 11.8 cm de ancho por 12.1 cm de alto. El esfuerzo máximo ocurre en la pared sobre la superficie de la viga y está dado por

$$\sigma_{\text{máx}} = \frac{Mc}{I}$$

donde M es el momento de flexión dado por el producto de la fuerza y la longitud de la viga, c es la distancia desde el eje neutro dada por la mitad de la altura, e I es el momento de inercia de área de la sección transversal de la viga dado por

$$I = \frac{1}{12} wh^3$$

donde w y h son el ancho y alto de la sección transversal de la viga, respectivamente.

BIBLIOGRAFÍA

- Beckwith, T., Marangoni, R. y Lienhard, J., *Mechanical Measurements*, Addison-Wesley, Reading, MA, 1993.
- Chapra, S. y Canale, R., *Introduction to Computing for Engineers*, McGraw-Hill, Nueva York, 1994.
- Chatfield, C., *Statistics for Technology*, Penguin Books, Middlesex, Inglaterra, 1970.
- Doebelin, E., *Measurement Systems Applications and Design*, 4a. ed., McGraw-Hill, Nueva York, 1990.

Principios físicos

OBJETIVOS DEL APÉNDICE B

Después de leer, discutir, estudiar y aplicar las ideas de este apéndice:

1. Identificará las posibles relaciones entre varias cantidades físicas
2. Identificará los abordajes para medir casi todas las cantidades físicas

El diseño de sensor y transductor siempre involucra la aplicación de alguna ley o principio de física o química que relaciona la variable de interés con alguna cantidad mensurable. La siguiente lista resume muchas de las leyes y principios físicos que tienen potencial aplicación en el diseño de sensores y transductores. También se proporcionan algunos ejemplos de sus aplicaciones. Esta lista es extremadamente útil para un diseñador de transductores que busque un método para medir una cantidad física. Prácticamente todo transductor aplica uno o más de estos principios en su operación. También se resaltan los parámetros relacionados por los principios respectivos.

- **Criterios Raleigh:** Relacionan la **aceleración** de un fluido con la formación de burbujas.
- **Ecuación de Bernoulli:** La conservación de energía en un fluido predice una relación entre la **presión** y **velocidad** del fluido.
Un tubo de pitot usa este efecto para medir la velocidad del aire de una aeronave.
- **Efecto Christiansen:** Los polvos suspendidos en un líquido (es decir, una solución coloidal) resultan en propiedades alteradas de **refracción** del fluido.
- **Efecto Corbino:** Se induce flujo de **corriente** en un disco conductor que gira en un **campo magnético**.
- **Efecto Coriolis:** Un cuerpo que se mueve en relación con un marco de referencia en rotación (por ejemplo, la Tierra) experimenta una **fuerza** relativa al marco.
Un flujómetro Coriolis usa este efecto para medir tasa de flujo de masa en un tubo u en vibración rotacional.
- **Efecto de frecuencia Debye:** La **conductancia** de un electrolito aumenta (es decir, disminuye su **resistencia**) con la **frecuencia**.

- **Efecto de memoria de forma:** Un metal deformado, cuando se calienta, regresa a su forma original.
- **Efecto de Raoult:** La **resistencia** de un conductor cambia cuando su longitud cambia.
Este efecto es parcialmente responsable de la respuesta de un medidor de deformación.
- **Efecto Doppler:** La **frecuencia** recibida de una fuente de onda (por ejemplo, sonido o luz) depende de la **velocidad** de la fuente.
Un velocímetro láser Doppler (LDV) usa el corrimiento de frecuencia de luz láser reflejada fuera de las partículas suspendidas en un fluido para medir la velocidad del fluido.
- **Efecto Edison:** Cuando un metal se calienta en el vacío, emite partículas cargadas (es decir, **emisión termoiónica**) a una tasa dependiente de la **temperatura**.
Un amplificador de tubo de vacío se basa en este efecto, donde se emiten y controlan electrones para producir amplificación de corriente.
- **Efecto fotoconductor:** Cuando la **luz** golpea ciertos materiales semiconductores, la **resistencia** del material disminuye.
Un fotodiodo, que se usa extensamente en pares fotodetectores, funciona con base en este efecto.
- **Efecto fotoeléctrico:** Cuando la **luz** golpea un cátodo metálico, se emiten electrones y se atraen a un nodo, lo que resulta en flujo de **corriente**.
La operación de un tubo fotomultiplicador se basa en este efecto.
- **Efecto fotovoltaico:** Cuando la **luz** golpea un semiconductor en contacto con una base metálica, se produce un **voltaje**.
La operación de una celda solar se basa en este efecto.
- **Efecto Gauss:** La **resistencia** de un conductor aumenta cuando se **magnetiza**.
- **Efecto giroscópico:** Un cuerpo que rota en torno a un eje resiste la rotación en torno a otros ejes.
Un giroscopio de navegación usa este efecto para rastrear la orientación de un cuerpo con la ayuda de un volante con suspensión cardán que mantiene orientación constante en el espacio.
- **Efecto Hall:** En un **campo magnético**, un **voltaje** se genera perpendicular al flujo de la **corriente**.
Un sensor de proximidad por efecto Hall detecta cuándo cambia un campo magnético debido a la presencia de un objeto metálico.
- **Efecto Hertz:** La **luz ultravioleta** afecta la descarga de una chispa a través de una brecha.
- **Efecto Johnsen-Rahbek:** La **fricción** en las interfaces entre un conductor, semiconductor o aislador aumenta con el **voltaje** a través de las interfaces.
- **Efecto Kerr:** Aplicar un **voltaje** a través de una sustancia puede producir **polarización óptica**.
Las pantallas de cristal líquido (LCD) funcionan como resultado de este principio.

- **Efecto magneto-reológico:** La **viscosidad** de un fluido magneto-reológico puede aumentar dramáticamente en presencia de un **campo magnético**.
- **Efecto Magnus:** Cuando fluye fluido sobre un cuerpo en rotación, el cuerpo experimenta una **fuerza** en una dirección perpendicular al flujo.
- **Efecto mariposa:** Los sistemas caóticos no lineales muestran una sensible dependencia de las condiciones iniciales.
- **Efecto Meissner:** Un material **superconductor** dentro de un **campo magnético** bloquea este campo y no experimenta campo interno.
- **Efecto Nernst:** El **flujo de calor** a través de las líneas del **campo magnético** produce un **voltaje**.
- **Efecto Peltier:** Cuando fluye **corriente** a través de la unión entre dos metales, el **calor** se absorbe o libera en la unión.
Las mediciones con termocople se pueden afectar de manera adversa por este principio.
- **Efecto piezoeléctrico:** La **carga** se desplaza a través de un cristal cuando se deforma.
Un acelerómetro piezoeléctrico mide la polarización de carga a través de un cristal piezoeléctrico sujeto a deformaciones debido a la inercia de una masa. La capacidad de un micrófono piezoeléctrico para convertir ondas de presión sonoras en una señal de voltaje es resultado de este principio.
- **Efecto piezorresistivo:** La **resistencia** es proporcional a un **esfuerzo** aplicado.
Este efecto es parcialmente responsable de la respuesta de un medidor de deformación.
- **Efecto Pinch:** La sección transversal de un líquido conductor se reduce con la **corriente**.
- **Efecto piroeléctrico:** Un cristal se **polariza** cuando cambia su **temperatura**.
- **Efecto Poisson:** Un material se deforma en dirección perpendicular al **esfuerzo** aplicado.
Este efecto es parcialmente responsable de la respuesta de un medidor de deformación.
- **Efecto Seebeck:** Distintos metales en contacto resultan en una diferencia de **voltaje** a través de la unión, que depende de la **temperatura**.
Este es el principal efecto que explica la función de un termocople.
- **Efecto Stark:** Las **líneas espectrales** de una fuente electromagnética se separan cuando la fuente está en un fuerte **campo eléctrico**.
- **Efecto triboeléctrico:** El movimiento relativo y la **fricción** entre dos metales distintos produce un **voltaje** entre la interfaz.
- **Efecto Wien:** La **conductancia** de un electrolito aumenta (es decir, disminuye la **resistencia**) con la aplicación de un **voltaje**.
- **Fuerza centrífuga:** Un cuerpo que se mueve a lo largo de una trayectoria curva experimenta una aparente **fuerza** hacia afuera en línea con el radio de curvatura.
- **Ley Blagdeno:** La **temperatura** de congelación de un líquido cae y la temperatura de ebullición sube con la **concentración** de impurezas en el líquido.

- **Ley Curie-Weiss:** Existe una **temperatura** de transición a la que los materiales ferromagnéticos exhiben comportamiento **paramagnético**.
- **Ley de Ampere:** La integral del **campo magnético** alrededor de una malla cerrada es proporcional a la **corriente** que atraviesa la malla.
Un sensor captador magnético usa este efecto como método no intrusivo de medición de corriente en un conductor.
- **Ley de Biot:** La tasa de **conducción térmica** a través de un medio es directamente proporcional a la diferencia de **temperatura** a través del medio.
Este principio es básico a constantes de tiempo asociadas con transductores de temperatura.
- **Ley de Biot-Savart:** La contribución de un elemento de **corriente** a un **campo magnético** en un punto depende de la distancia al elemento de corriente y la dirección de la corriente.
- **Ley de Boyle:** Un gas ideal mantiene un producto **presión-volumen** constante con **temperatura** constante.
- **Ley de Bragg:** La intensidad de un haz de rayos X difractado por una **retícula cristalina** se relaciona con la separación de plano del cristal y la **longitud de onda** del haz.
Un sistema de difracción de rayos X usa este efecto para medir la geometría de la retícula cristalina de un espécimen cristalino.
- **Ley de Brewster:** El **índice de refracción** de un material se relaciona con el ángulo de reflexión o transmisión de **luz polarizada**.
Una ventana de Brewster en un tubo láser se usa para extraer algo de la potencia en forma de un haz láser. Los láser se usan extensamente en sistemas de medición.
- **Ley de Charles:** Un gas ideal mantiene un producto **presión-temperatura** constante con **volumen** constante.
- **Ley de coseno de Lambert:** La **luminancia** reflejada de una superficie varía con el coseno del **ángulo de incidencia**.
- **Ley de Coulomb:** Las **cargas eléctricas** ejercen una **fuerza** mutua.
- **Ley de desplazamiento de Wien:** Conforme aumenta la **temperatura** de un material incandescente, el espectro de **luz** emitido se desplaza hacia el azul.
- **Ley de electrolisis de Faraday:** La tasas de **deposición** o agotamiento de **iones** es proporcional a la **corriente** electrolítica.
- **Ley de fuerza de Lorentz:** Un conductor que porta **corriente** en un **campo magnético** experimenta una **fuerza**.
Con base en esta ley, un galvanómetro mide corriente al medir la desviación de una bobina pivoteada en un campo magnético permanente.
- **Ley de inducción de Faraday:** Una bobina resiste un cambio en la ligadura del **campo magnético** con una **fuerza electromotriz**.
Los voltajes inducidos en las bobinas secundarias de un transformador lineal diferencial variable (LVDT) son resultado de este efecto.
- **Ley de Joule:** La **corriente** que fluye a través de un **resistor** produce **calor**.
El diseño de un anemómetro de alambre caliente se basa en este principio.

- **Ley de Kohlrausch:** Una sustancia **electrolítica** tiene una conductancia restrictiva (**resistencia mínima**).
- **Ley de Lenz:** La **corriente** inducida fluye en la dirección para oponerse al cambio en el **campo magnético** que la produce.
- **Ley de Moore:** La densidad de los transistores que se pueden fabricar en un circuito integrado se duplica cada 18 meses.
- **Ley de Murphy:** Siempre que algo puede salir mal lo hará en el peor momento y en el lugar equivocado.
Sus experimentos en el laboratorio a menudo demostrarán esta ley.
- **Ley de Newton:** La **aceleración** de un objeto es proporcional a la **fuerza** que actúa sobre el objeto.
- **Ley de Ohm:** La **corriente** a través de un **resistor** es proporcional a la caída del **voltaje** a través del resistor.
- **Ley de Parkinson:** El trabajo humano se expande para llenar el tiempo asignado para él.
- **Ley de Snell:** Los rayos de **luz** reflejados y refractados en una interfaz óptica se relacionan con el ángulo de incidencia.
- **Ley de Stokes:** La **longitud de onda** de la luz emitida por un material fluorescente siempre es mayor que la de los fotones absorbidos.
- **Ley Gladstone-Dale:** El **índice de refracción** de una sustancia depende de la **densidad**.
- **Ley Stefan-Boltzmann:** El **calor** radiado de un cuerpo negro es proporcional a la cuarta potencia de su **temperatura**.
El diseño de un pirómetro se basa en este principio.
- **Ley Wiedermann-Franz:** La razón de **conductividad térmica** a **eléctrica** de un material es proporcional a su **temperatura** absoluta.
- **Principio de Arquímedes:** La **fuerza** de flotación ejercida sobre un objeto sumergido o que flota es igual al peso del fluido desplazado. El **volumen** desplazado depende de la **densidad** del fluido.
Un hidrómetro de inmersión de bola usa este efecto para medir la densidad de un fluido (por ejemplo, líquido de refrigeración automotriz).
- **Principio de d'Alembert:** La **aceleración** de una **masa** es equivalente a una **fuerza** aplicada igual y opuesta.

APÉNDICE

C

Mecánica de materiales

OBJETIVOS DEL APÉNDICE C

Después de leer, discutir, estudiar y aplicar las ideas de este apéndice:

1. Comprenderá las relaciones básicas entre esfuerzo y deformación
2. Podrá determinar los principales valores y direcciones de esfuerzo para un estado general de esfuerzo plano
3. Construirá un círculo de Mohr para un estado de esfuerzo plano

C.1 RELACIONES DE ESFUERZO Y DEFORMACIÓN

Como se muestra en la figura C.1, cuando una barra cilíndrica se carga axialmente, se alargará por una cantidad ΔL y se deformará radialmente por una cantidad ΔD . La **deformación axial** (ϵ_{axial}) se define por el cambio en longitud por unidad de longitud:

$$\epsilon_{\text{axial}} = \frac{\Delta L}{L} \quad (\text{C.1})$$

Note que la deformación es una cantidad adimensional. El **esfuerzo axial** (σ_{axial}) se relaciona con la deformación axial mediante la **ley de Hooke**, que afirma que, para un material elástico lineal cargado uniaxialmente, el esfuerzo axial es directamente proporcional a la deformación axial:

$$\sigma_{\text{axial}} = E\epsilon_{\text{axial}} \quad (\text{C.2})$$

donde E es la constante de proporcionalidad llamada **módulo de elasticidad** o **módulo de Young**. El esfuerzo axial en la barra es

$$\sigma_{\text{axial}} = F/A \quad (\text{C.3})$$

donde F es la fuerza axial y A es el área de sección transversal de la barra. Por tanto, la deformación axial se relaciona con el esfuerzo axial y la carga:

$$\epsilon_{\text{axial}} = \frac{\sigma_{\text{axial}}}{E} = \frac{F/A}{E} \quad (\text{C.4})$$

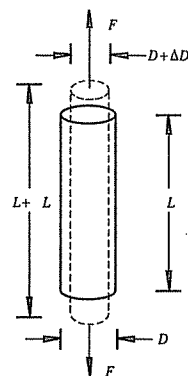


Figura C.1 Deformación axial y transversal de una barra cilíndrica.

La **deformación transversal** se define como el cambio en ancho dividido por el ancho original:

$$\epsilon_{\text{transversal}} = \frac{\Delta D}{D} \quad (\text{C.5})$$

La razón de las deformaciones transversal y axial se define como **razón de Poisson** (ν):

$$\nu = -\frac{\epsilon_{\text{transversal}}}{\epsilon_{\text{axial}}} \quad (\text{C.6})$$

Note que, para la elongación axial ($\epsilon_{\text{axial}} > 0$), $\epsilon_{\text{transversal}}$ (de la ecuación C.6), y por tanto ΔD (de la ecuación C.5), son negativos, lo que implica contracción en la dirección transversal radial. La razón de Poisson para la mayoría de los metales es aproximadamente 0.3, lo que implica que la deformación transversal es -30% de la deformación axial.

En la figura C.2a) se ilustra un estado general de esfuerzo plano en un punto, que actúa sobre un elemento cuadrado infinitesimal. Incluye dos componentes normales de esfuerzo (σ_x y σ_y) y un componente de esfuerzo de corte (τ_{xy}) cuyos valores dependen de la orientación del elemento. En cualquier punto, siempre hay una orientación del elemento que resulta en la máxima magnitud de esfuerzo normal y cero esfuerzo de corte ($\tau_{xy} = 0$). Las dos direcciones de esfuerzo normal ortogonal correspondientes a esta orientación se llaman **ejes principales**, y las magnitudes de esfuerzo normal se conocen como **esfuerzos principales** ($\sigma_{\text{máx}}$ y $\sigma_{\text{mín}}$). La figura C.2b) ilustra esta orientación y su correspondiente estado de esfuerzo. La magnitud y dirección de los principales esfuerzos se relacionan con los esfuerzos en cualquier otra orientación mediante

$$\sigma_{\text{máx}} = \left(\frac{\sigma_x + \sigma_y}{2} \right) + \sqrt{\left(\frac{\sigma_x - \sigma_y}{2} \right)^2 + \tau_{xy}^2} \quad (\text{C.7})$$

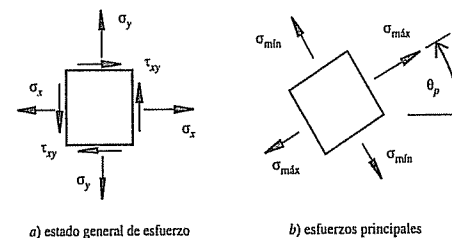


Figura C.2 Estado general de esfuerzo plano y esfuerzos principales.

$$\sigma_{\text{mín}} = \left(\frac{\sigma_x + \sigma_y}{2} \right) - \sqrt{\left(\frac{\sigma_x - \sigma_y}{2} \right)^2 + \tau_{xy}^2} \quad (\text{C.8})$$

$$\tan(2\theta_p) = \frac{2\tau_{xy}}{\sigma_x - \sigma_y} \quad (\text{C.9})$$

donde θ_p es el ángulo entre σ_x y $\sigma_{\text{máx}}$ medido contra las manecillas del reloj.

Los esfuerzos principales son cantidades importantes cuando se determina si un material producirá o fracasará cuando se cargue porque determinan los valores máximos de esfuerzo, que se pueden comparar con la fuerza producida del material. El máximo esfuerzo de corte también es importante cuando se valoran fallas, y está dado por

$$\tau_{\text{máx}} = \sqrt{\left(\frac{\sigma_x - \sigma_y}{2} \right)^2 + \tau_{xy}^2} = \frac{\sigma_{\text{máx}} - \sigma_{\text{mín}}}{2} \quad (\text{C.10})$$

Esta relación se puede usar para reescribir las ecuaciones C.7 y C.8 como

$$\sigma_{\text{máx}} = \sigma_{\text{prom}} + \tau_{\text{máx}} \quad (\text{C.11})$$

$$\sigma_{\text{mín}} = \sigma_{\text{prom}} - \tau_{\text{máx}} \quad (\text{C.12})$$

donde

$$\sigma_{\text{prom}} = \frac{\sigma_x + \sigma_y}{2} \quad (\text{C.13})$$

La orientación del elemento que resulta en $\tau_{\text{máx}}$ está dada por

$$\tan(2\theta_s) = -\frac{\sigma_x - \sigma_y}{2\tau_{xy}} \quad (\text{C.14})$$

Como con θ_p , θ_s se mide contra las manecillas del reloj desde la dirección de σ_x . Para la barra cilíndrica de la figura C.1, con un elemento orientado en la dirección axial (y), $\sigma_{\text{máx}} = \sigma_y = F/A$, $\sigma_y = 0$ y $\theta_p = 0$ porque el elemento se alinea en la dirección del esfuerzo principal. Además, $\theta_s = 45^\circ$ y $\tau_{\text{máx}} = \sigma_y/2 = F/2A$.

El estado de esfuerzo y su relación con la magnitud y dirección de los esfuerzos principales con frecuencia se ilustra mediante un **círculo de Mohr**, que muestra la relación entre el esfuerzo de corte y los esfuerzos normales en diferentes direcciones (vea la figura C.3).

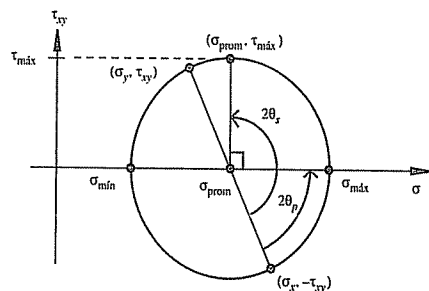


Figura C.3 Círculo de Mohr de esfuerzos planos.



Vínculo de internet

C.1 Derivación de la ecuación del círculo de Mohr para esfuerzo uniaxial



Demostración en video

C.1 Círculo de Mohr para esfuerzo uniaxial

C.2 Teorías del fallo para materiales quebradizos y dúctiles

Recuerde: los esfuerzos normales a tensión son positivos, y los esfuerzos normales de compresión son negativos. Para el ejemplo que se muestra en la figura C.3, correspondiente al elemento que se muestra en la figura C.2, ambos esfuerzos normales son tensionales. El signo del esfuerzo de corte es positivo cuando hace que el elemento rote en torno a su centro en sentido de las manecillas del reloj, y negativo cuando hace que el elemento rote contra las manecillas del reloj. Para el elemento de la figura C.2, τ_{xy} es negativo en el lado σ_x del elemento pues haría que el elemento rote contra las manecillas del reloj, y τ_{xy} es positivo en el lado σ_y por la razón contraria. Note que el ángulo entre las direcciones de esfuerzo originales y los esfuerzos principales (θ_p) se miden en la misma dirección alrededor del círculo como con el elemento real, pero los ángulos en el círculo son el doble de los ángulos reales ($2\theta_p$). Dado que θ_p se mide contra las manecillas del reloj desde σ_x hacia $\sigma_{máx}$ en la figura C.2, el ángulo entre el punto σ_x y $\sigma_{máx}$ es $2\theta_p$ contra las manecillas del reloj en la figura C.3. Note también que la orientación de los esfuerzos principales y la orientación del máximo esfuerzo de corte siempre están separados 90° en el círculo de Mohr (45° de separación en el elemento real). Esto se confirma por el hecho de que $\tan(2\theta_p)$ y $\tan(2\theta_s)$ son negativos recíprocos uno de otro (vea las ecuaciones C.9 y C.14). Para más información, el Vínculo de internet C.1 muestra la derivación de la ecuación del círculo de Mohr para esfuerzo uniaxial, y la Demostración en video C.1 discute e ilustra los resultados. La Demostración en video C.2 discute cómo el círculo de Mohr puede ayudarle a comprender por qué los materiales quebradizos y dúctiles exhiben diferentes planos de fractura cuando se rompen.

■ TEMA PARA DISCUSIÓN EN CLASE C.1 Orientación del plano de fractura en una falla tensional

Cuando una barra metálica falla bajo la tensión axial, los planos de fractura resultantes se orientan a 45° con respecto al eje de la barra. ¿Por qué?

BIBLIOGRAFÍA

- Beer, F. y Johnston, E., *Mechanics of Materials*, McGraw-Hill, Nueva York, 1981.
Dally, J. y Riley, W., *Experimental Stress Analysis*, 3a. ed., McGraw-Hill, Nueva York, 1991.

ÍNDICE

A

abertura de aire, 397
aceleración, 493, 495
acelerómetro piezoeléctrico, 384-386
acelerómetros, 379-382, 384-386
aceptores, 60
acondicionamiento de señal, 451
acoplamiento inductivo, 48
actuadores
definición de, 393
motores eléctricos, 396-402
principios electromagnéticos, 393-394
sistemas hidráulicos, 431-432
solenoides y relevadores, 394-395
actuadores hidráulicos, 431-432
acumulador, 245
adquisición de datos
conversión analógico a digital, 323-329
conversión digital analógico, 329-334
cuantización, 321-323
definición de, 318
instrumentación virtual, 334-335
muestreo, 318-321
aisladores, 59
aislamiento, amplificadores no inversores, 153
ajuste de impedancia, 45-47
álgebra booleana, 189-190, 192, 194-195
aliasing (efecto escalera), 319, 320
alto, 209
amortiguamiento, 120-121, 415
amp op. *Vea* amplificadores operacionales (amp op)
ampere, 13, 480-481
amperímetro ideal, 30
amperímetros, 30, 31
amplificador inversor, 149-151

amplificadores, 5, 145, 323-324, 386, 408
amplificadores buffer, 323-324
amplificadores de carga, 386
amplificadores de diferencia, 154-157
amplificadores de instrumentación, 157-159
amplificadores de modulación por ancho de pulso, 408
amplificadores no inversores, 151-153
amplificadores operacionales (amp op)
amp op reales, 163-164
amp op summer, 154, 155
amplificador de instrumentación, 157-159
amplificador diferencial, 154-157
amplificador inversor, 149-151
amplificador no inversor, 151-153
amplificador operacional
sumador, 154
ancho de banda, 164
circuitos de muestra y retención, 161-162
comparadores, 162-163
definición de, 145-146
diferenciadores, 160-161
ejemplo de prótesis de extremidades, 170-173
integradores, 159-160
modelo ideal para, 146-149
parámetros de hoja de datos, 164-169
real frente a ideal, 163-164
redimensionado de resistores, 169-170
Vea también amplificadores operacionales (amp op)
amplificadores, PWM, 408
amplitud, 36
analogías de modelado, 132-136
analogías, sistema, 132-136

B

bajo, 182
base, 76, 182
beta o ganancia del transistor, 76-77
biomecánica ortopédica, 368-369
BIT (PicBasic Pro), 256
bit más significativo (MSB), 182
bit menos significativo, 182
bits, 182
BJT. *Vea* transistor bipolar de unión
bobinas de campo, 396
bocinas, 346, 395
bomba de álabes, 427
bomba de plato oblicuo, 427
bombas de engranes, 426
bombas de pistón, 427
bombas, hidráulicas, 426-427
bombeo de carga, 454
buffers, 153, 185-186
bus, 240

byte, 182
 BYTE (PicBasic Pro), 256

C

calibración, 489
 calor, 494, 496
 campo eléctrico, 496
 campo magnético, 482, 492, 493, 494, 495
 canal, 85
 canal n, 85, 86
 canal p, 86, 87
 Candela, 481
 capacidad de salida, 185-186
 capacitancia, 132, 482
 capacitores
 amplificadores operacionales inversores, 159
 capacitores bypass, 49, 226
 capacitores de almacenamiento, 226
 capacitores de desacoplamiento, 226
 capacitores de placas paralelas, 20
 codificación de capacitancia, 21
 definición de, 20
 en circuitos muestra y de retención, 162
 temporizadores, 555, 222
 tipos de, 21
 capacitores bypass, 49, 226
 capacitores de almacenamiento, 226
 capacitores de desacoplamiento, 226
 características de emisor común, 77
 carga, 14, 455, 495
 carga eléctrica, 482, 493
 carga positiva, 14
 caso de estudio de brazo robótico, 449-462
 cátodos, 61
 celdas de carga, 367-368
 Celsius (°C), 370, 480
 cero lógico, 209
 CI. *Vea* circuitos integrados (CI)
 ciclo de trabajo, 289, 408, 422
 cifras significativas, 484-486
 cilindros, 431
 cilindros de doble acción, 431
 cilindros de efecto sencillo, 431
 circuito de acondicionamiento sencillo, 453
 circuito de micropaso, 413, 416-417

circuito emisor común, 77-79
 circuito integrado para aplicación específica, 438
 circuito RC, 117
 circuito sumador completo, 232
 circuitos analógicos, 437
 circuitos contadores, 217-220
 circuitos de muestra y retención, 161-162
 circuitos de recorte, 93
 circuitos de resistencia en paralelo, 26-28
 circuitos de resistencias en serie, 24-26
 circuitos digitales
 arquitecturas de control, 438
 categorías de, 181-182
 diagramas de temporización, 188
 diseño de, 191-196
 dispositivos lógicos
 combinacionales, 185-188
 dispositivos lógicos secuenciales, 196-197
 leyes del álgebra booleana e identidades, 189-190
 número en sistema binario, 182-185
 Vea también flip-flops
 circuitos eléctricos y componentes, 12-51
 análisis de circuito de corriente alterna, 36-42
 aterrizado, 47-49
 diagrama de, 14
 elementos de, 15-22
 equivalente Norton, 35-36
 equivalente Thevenin, 34-35
 fuentes de voltaje/corriente y medidores, 29-34
 igualación de impedancia, 45-47
 interferencia, 48
 leyes de Kirchhoff, 22-29
 potencia en, 42-43
 seguridad, 49-51
 terminología, 13-14
 transformadores, 43-45
 circuitos integrados (CI)
 configuraciones de salida, 212, 214
 diseño de, 225-227
 fabricación de, 148
 familias de, 186-187
 libros y hojas de datos, 210-212

propósito especial, 217-224
 símbolos estándar IEEE, 228
 círculo de Mohr, 499-500
 codificación, 322
 codificador óptico digital, 346-354
 codificador relativo, 349
 codificadores, 346-354
 codificadores de posición absolutos, 347, 352
 codificadores de posición
 incrementales, 349, 352
 codificadores de posición ópticos, 346-354
 Código Decimal Binario (BCD), 185
 código gray, 347-349
 código máquina, 241
 códigos ASCII, 184
 coeficiente Seebeck, 496
 colector, 76
 comentarios, 255
 comparadores, 162-163
 comportamiento paramagnético, 493
 compuerta AND, 185, 186, 188, 193, 194
 compuerta NAND, 185, 186, 211-212
 compuerta NOR, 185, 186
 compuerta OR, 185, 186, 188, 193
 compuerta XOR, 185, 186
 compuertas, 85, 185
 compuertas lógicas, 185, 186
 computadora en una sola placa, 239, 439
 computadoras personales, 439
 comunicación en serie, 453
 concentración, 493
 conducción de calor, 493
 conductancia, 20, 482, 493, 496
 conductividad eléctrica, 496
 conductividad térmica, 496
 conductores, 59
 conductores imantados, 494
 conexiones normalmente abierto (NO), 341
 conexiones normalmente cerradas, 341
 conexiones normalmente cerrado (NC), 341
 configuración de lazo abierto, 146
 configuración de lazo cerrado, 146
 configuración totem pole, 209, 212
 conjunto de instrucciones, 249
 conmutador, 397, 399

constante de amortiguamiento crítico, 120
 constante de tiempo, 115, 117
 constante eléctrica, 405
 constantes, 257
 contador binario, 206, 207
 contadores arriba-abajo, 220
 Contadores de Código Decimal Binario (BCD), 217-219
 contadores de monedas, 462-471
 contadores década, 217-220
 control de lazo cerrado, 407, 424, 440
 control por retroalimentación, 407, 440, 443-446
 controladores lógicos
 programables, 438
 controladores PID, 444-445
 controladores proporcional-integral-derivativa, 444-445
 conversión digital a analógico (D/A), 243, 329-334
 conversión y convertidores D/A, 243, 329-334
 conversiones, de sistemas, 134-136
 convertidor A/D de aproximación sucesiva, 327-328
 convertidor paralelo a serie, 206
 convertidor serie-paralelo, 206
 convertidores
 A/D, 5, 243, 322, 327-329
 convertidor paralelo-serie, 206
 convertidor serie-paralelo, 206
 D/A, 243, 329-334
 flash, 328-329
 convertidores flash, 328-329
 convertidores y conversión analógico a digital (A/D), 5, 161, 243, 322, 323-329
 corredor de nivel, 176
 corriente, 13, 14, 492, 493, 494, 495
 corriente alterna (CA), 13, 36-42
 corriente de desplazamiento, 20
 corriente de pérdida, 407
 corriente directa (CD), 13
 corriente inversa de saturación, 61
 corrimiento de tiempo, 36
 coulomb, 13, 482
 CPU. *Vea también* Unidad Central de Proceso, 239-241
 cristal piezoeléctrico, 384-385
 cristales polarizados, 495

criterios de Raleigh, 495
 cuantización, 321-323
 curva corriente-torque, 402
 curva de respuesta de frecuencia, 105
 curva torque-velocidad, 402, 415, 422

D

datos en serie, 206, 207
 datos paralelos, 206, 207
 decibeles, 105
 deformación, 354, 497, 498
 deformación axial, 497
 deformación transversal, 498
 densidad, 492, 494
 deposición de iones, 494
 depuración, 241
 desbordamiento, 258
 deslizamiento, 401
 desplazamiento, 132
 desplazamiento de CD, 37
 desplazamiento positivo, 426
 desviación estándar, 488
 detector de picos, 65
 devanados de armadura, 397
 diafonía, 166
 diagrama de bloques, 441
 diagramas de flujo, 290
 diagramas de temporización, 188, 419
 diferenciadores, 160-161
 diodo de silicio, 62
 diodo ideal, 63
 diodo real, 63
 diodo regulador de voltaje (zener), 65-70
 diodos
 circuitos, 73-75
 diodos flyback (de retorno)/freewheeling (a la deriva)/snubber (amortiguador), 65
 ideal, 63
 Vea también diodos de unión;
 diodos emisores de luz
 diodos avalancha (zener), 65-70
 diodos de unión, 60-72
 diodos optoelectrónicos, 71-72
 diodos zener, 65-70
 propiedades de, 60-65
 diodos emisores de luz (LED)
 aplicaciones PIC, 269-273, 277
 componentes, 71-72
 definición de, 71

interruptores, 80-81
 lenguaje ensamblador, 251-252
 manejando con dispositivos digitales TTL, 214
 para salida BCD, 218-220
 termómetros digitales, 5
 diodos flyback (de retorno), 65
 diodos freewheeling (o diodos volante), 65
 diodos optoelectrónicos, 71-72
 diodos snubber (amortiguador), 65
 diodos zener, 65-70
 disciplinas de ingeniería, 1-2
 disparador Schmitt, 221, 418
 Display de Cristal Líquido (LCD), 277, 280-285
 dispositivo de seguridad, solución PIC, 291-296
 dispositivo térmico resistivo, 371
 dispositivos activados por flanco negativo, 197
 dispositivos activados por flanco positivo, 197
 dispositivos activos, 146
 dispositivos bistables, 197
 dispositivos de entrada salida, (I/O), 241
 dispositivos de onda acústica superficial, 388-389
 dispositivos inteligentes, 2
 dispositivos lógicos combinacionales, 181, 185-188
 dispositivos lógicos secuenciales, 181, 196-197
 dispositivos Máquina Microelectromecánica (MEM), 387-388
 dispositivos microelectromecánicos, 387-388
 dispositivos SAW, 388-389
 distorsión, 111-112
 distorsión de amplitud, 111
 distorsión de fase, 112
 divisor de frecuencia, 206
 divisores de corriente, 28
 divisores de voltaje, 26
 DMM, 32
 Donadores, 60
 Dopantes, 60
 DRAM (RAM dinámica), 240-241
 drenado, 85

E

ecuación característica, 116, 441
 ecuación de Bernoulli, 492
 ecuación de diodo, 61
 ecuaciones diferenciales, 116
 EEPROM, 241, 242, 243, 245
 efecto Christiansen, 493
 efecto Corbino, 493
 efecto Coriolis, 493
 efecto de estricción, 495
 efecto de forma de memoria, 496
 efecto de frecuencia Debye, 493
 efecto de Raoult, 496
 efecto Doppler, 493
 efecto Edison, 494
 efecto fotoconductor, 495
 efecto fotoeléctrico, 495
 efecto fotovoltaico, 495
 efecto Gauss, 494
 efecto giroscópico, 494
 efecto Hall, 494
 efecto Hertz, 494
 efecto Johnsen-Rahbek, 494
 efecto Kerr, 494
 efecto magneto-reológico, 494
 efecto Magnus, 495
 efecto mariposa, 493
 efecto Meissner, 495
 efecto Nernst, 495
 efecto piezoeléctrico, 495
 efecto piezorresistivo, 357, 495
 efecto piroeléctrico, 495
 efecto Poisson, 495
 efecto Stara, 496
 efecto triboeléctrico, 496
 efectos Peltier, 372, 495
 efectos Thompson, 372
 ejes principales, 498
 electromiogramas de superficie, 450
 elementos, 256-257
 EMF. Véase fuerza electromotriz (FEM), 13
 emisión termoiónica, 494
 emisor, 76
 emuladores, 248
 enchufe, potencia CA tres patas, 49
 energía, 482
 ensambladores, 241
 ensambladores cruzados, 248
 entrada en estado cero, 201
 entrada escalón, 116

entrada inversora, 146
 entrada no invertida, 146
 entrada para limpiar, 201
 entrada preset, 200-201
 entrada reset, 197
 entrada set, 197
 entradas asíncronas, 200-201
 enunciados de asignación, 258-259
 EPROM borrable eléctricamente, 241, 242, 243, 245
 EPROM (ROM programable borrable), 240, 241, 242
 equivalente Norton, 35-36
 equivalente Thevenin, 34-35
 equivocarse, 489
 error medio cuadrático (rms), 490
 errores, 489-491
 errores aleatorios, 489
 errores sistemáticos, 489
 escala centígrada, 480
 escalón, 413
 escobillas, 397-398
 esfuerzo, 132, 354, 482, 495, 497, 498-499
 esfuerzo axial, 497
 esfuerzos principales, 498-499
 espectro, 104-105
 espectro de líneas, 104
 espectro de señal, 107
 estadística, 486-489
 estado de corte, 80, 86
 estator, 396
 estrangulamiento, 86
 exponeenciales complejos, 38

F

factor de potencia, 43
 factores de conversión, 483
 Fahrenheit (°F), 370
 farad, 482
 fasores, 38-39
 FET semiconductor de óxido metálico, 82, 85-89
 FET pull-up, 287
 fidelidad, 105, 106
 filtro pasaaltas, 110
 filtro pasabanda, 110
 filtro supresor, 110
 filtros, 109, 110, 324, 344, 456
 filtros activos, 456
 firmware, 242

flash.bas, 254-255
 flip-flop D, 201-202
 flip-flop JK, 202-203
 flip-flop RS, 197-198
 flip-flop T (toggle), 202-203
 flip-flops
 activación de, 198-200
 activado por flanco, 199
 aplicaciones de, 204-208
 D, 201-202
 definición de, 197
 diagrama de temporización, 203-204
 entrada para limpiar, 201
 entrada preset, 200-201
 entrada reset, 197
 entrada set, 197
 entradas asíncronas, 200-201
 JK, 202-203
 RS, 197-198
 T (toggle), 202-203
 flip-flops activados por flanco, 199
 flujo, 132
 flujo de calor, 495
 flujo magnético, 21, 482
 flujo radiante, 482
 forma de onda adelantada, 36
 forma de onda atrazada, 36
 forma polar, 38
 forma rectangular, 38
 fórmula de Euler, 38
 fotodiodos, 72
 fotointerruptor, 82, 83
 fototransistores, 82-83
 FPGA, 438
 frecuencia, 482, 486, 493
 frecuencia de batimiento, 320
 frecuencia de disminución, 164
 frecuencia de esquina, 106
 frecuencia fundamental, 101
 frecuencia natural, 120
 frecuencia natural amortiguada, 121
 frecuencia Nyquist, 319
 frecuencias de corte, 106
 frenado dinámico, 402
 frenado regenerativo, 402
 fricción, 494, 496
 fuente, 85, 209
 fuente de corriente, 15, 29, 31
 fuente de corriente ideal, 29
 fuente de voltaje, 13-14, 15, 29-32

fuente de voltaje ideal, 29
 fuerza, 482, 492, 493, 494, 495
 fuerza centrífuga, 493
 fuerza contra-electromotriz, 400, 405
 fuerza electromotriz, 13
 función de transferencia, 125, 441

G

ganancia, 113, 145
 ganancia de lazo abierto, 164
 ganancia de lazo cerrado, 164
 ganancia de modo común, 157
 ganancia en modo diferencial, 157
 generador de tren de pulsos a estable, 223-224
 grabadora, 4, 5
 gráfica de Bode, 105

H

hardware, 239
 haz de rayos X, 493
 henry, 21, 482
 hertz, 482
 histogramas, 486, 487
 hojas de datos, 148, 164-169, 210, 213, 215
 hoyos, 60

I

identificación de sistema, 335
 identificadores, 256
 impedancia, 39-40
 impedancia de entrada, 31-34
 impedancia de salida, 30, 33-34
 índice de refracción, 493, 494
 inductancia, 482
 inductores, 21-22
 inercia, 132
 instrumentos virtuales, 334-335
 INTCN (registro de control de interrupción), 274, 275, 277
 integradores, 159-160
 interferencia, 48
 Interferencia Electromagnética (EMI), 48
 interrupciones, 246-247, 273-277
 interruptor con transistor bipolar, 79-80
 interruptor (un polo dos tiros SPDT), 205, 221, 341
 interruptor (un polo un tiro) SPST, 205, 221, 341

interruptores
 interruptor SPDT, 205, 221, 341
 interruptor SPST, 205, 221, 341
 LED, 80-81
 transistores de unión bipolar, 79-81
 inverso parcial, 61

J

Joule, 482

K

Kelvin (K), 270, 480
 kilogramo, 480

L

latch transparente, 200
 lazo infinito, 277
 lazos de tierra, 49
 Ledout, 281
 LED. Véase diodos emisores de luz
 lenguaje ensamblador, 241, 253
 ley Blagdeno, 493
 ley Curie-Weiss, 493
 ley de Ampere, 492
 ley de Biot, 493
 ley de Biot-Savart, 492
 ley de Boyle, 493
 ley de Braga, 493
 ley de Brewster, 493
 ley de Charles, 493
 ley de cosenos de Lambert, 494
 ley de Coulomb, 493
 ley de Faraday de la electrólisis, 494
 ley de Faraday de la inducción, 21, 494
 ley de fuerza de Lorentz, 393, 494
 ley de Hooke, 362, 363, 497
 ley de Joule, 494
 ley de Kohlrausch, 494
 ley de Lenz, 494
 ley de Moore, 495
 ley de Murphy, 495
 ley de Newton, 495
 ley de Ohm, 15, 495
 ley de Parkinson, 495
 ley de Snell, 496
 ley de Stefan-Boltzman, 496
 ley de Stokes, 496
 Ley de Voltaje de Kirchoff (LVK), 23-24
 ley de Wiedemann-Franz, 496

ley Gladstone-Dale, 494
 leyes asociativas, 189
 leyes conmutativas, 189
 Leyes de Corrientes de Kirchoff (LCK), 24
 leyes de De Morgan, 190
 leyes distributivas, 189
 leyes fundamentales, 189
 libros de datos, 210-212, 222, 228
 limitador de voltaje, 75
 línea de carga, 424-425
 linealidad de amplitud, 100-101
 linealidad de fase, 110-111
 linealización, 113
 líneas bidireccionales, 246
 líneas de comentarios, 254
 líneas de control, 240
 líneas de datos, 240
 líneas de dirección, 240
 líneas espectrales, 496
 lógica de arreglo programable, 438
 lógica de escalera, 438
 lógica positiva, 192
 Lógica Transistor-Transistor (TTL), 186, 208-210, 211, 214, 216-217
 lógico alto, 186
 lógico bajo, 186
 longitud de onda, 493, 496
 luminosidad, 494
 luz, 495, 496
 luz polarizada, 493
 luz ultravioleta, 494

M

máquinas caminadoras robóticas, 471-477
 máquinas copadoras, 4
 máquinas de inducción, 401
 masa, 493
 máscara lógica, 271
 match, 200
 material dieléctrico, 20
 materiales superconductores, 495
 Matlab, 442
 mecatrónica, definición de, 2
 media, 487
 media aritmética, 487
 media geométrica, 488
 mediana, 488
 medidor, 480

- medidores de deformación
celdas de carga, 368-369
con puente de Wheatstone, 358-362
fundamentos de, 354-358
medición de diferentes estados de deformación, 362-367
- medio sumador, 196
- memoria, 240-241, 243
- Metal Óxido de Simetría
Complementaria (CMOS),
87, 186, 208-210, 214,
216-217
- método de producto de sumas, 194-196
- método de suma de productos, 194,
195-196
- mho, 482
- microcomputadoras, 239-240, 241
Vea también microcontroladores
- microcontrolador PIC16F819, 244
- microcontrolador PIC16F84
aplicación a dispositivo de seguridad, 291-296
componentes de, 244-248
definición de, 244
descripciones de las terminales, 247
diagrama de terminales, 246
entrada digital a, 287
interfaz con displays LCD, 280-285
interfaz con teclados numéricos,
277-280, 283-285
interfaz de dispositivos de entrada y salida, 285-289
interrupciones, 273-277
programación, 248-254
salida digital desde, 287-289
Vea también PicBasic Pro
- microcontroladores
aplicaciones, 242
caso de estudio de brazo robótico, 451
componentes de, 242-243
conjunto de instrucciones, 249
definiciones de, 241, 438
ejemplos de, 241
memoria, 243
potenciómetros en interfaz con, 115
procedimiento de diseño, 289-291
programación, 248
tareas de control, 438-439
Vea también microcontrolador PIC16F84
- micrófonos, 105
- microprocesadores, 239-241
- minicontroladores, 439
- MMS, 389
- mnemónico, 249
- modelo Simulink, 442-443
- modelos, 440
- modo, 488
- modo de paso cerrado, 415
- modo de salto, 415
- modo equilibrado estático, 359-360
- modulación por ancho de pulso, 289,
408-409
- módulo de Young, 497
- módulos de elasticidad, 497
- mol, 481
- momento, 132
- momento de detención, 414
- MOS, 210
- MOSFET, 82, 85-89
- motores CA sincrónicos, 401
- motores CD de dos polos, 400
- motores compuestos, 404-405
- motores de CA, 400-401
- motores de CA asíncronos, 401
- motores de CD
categorías de, 402-405
componentes, 397-398, 401
control por retroalimentación,
443-446
controlador de posición y velocidad, 9-10, 304-314,
352-354, 411-413
controlador de velocidad con amplificadores operacionales de potencia, 6-7, 114-115,
153-154, 296-299, 332-333
controlados por armadura, 440-442
diseño del controlador, 446-449
ecuaciones eléctricas, 405
imán permanente, 404, 405-409
motores de CD de dos polos, 400
Vea también motores de pasos
puente H para, 409-411
sin escobillas, 398, 401-402
torque, 399
ventajas de, 402
- motores de CD controlados por armadura, 440-442
- motores de CD sin escobillas, 398,
401-402

- motores de escobillas, 401
- motores de imán permanente, 404,
405-409
- motores de inducción de CA, 396
- motores de paso bipolares, 413
- motores de pasos
circuitos de mando, 418-419
componentes y operación de,
414-418
controladores de posición y de velocidad, 7-9, 299-304,
420-421
curvas de rendimiento, 423
definición de, 413
para posicionamiento angular, 424
unipolar frente a bipolar, 413
- motores de pasos unipolares, 413,
416-17
- motores eléctricos, 396-402, 422-426
Vea también motores de CD;
motores graduales
- motores, eléctricos, 396-402, 422-426
Vea también motores CD; motores de pasos
- motores en serie, 404
- motores PM, 404, 405-409
- motores shunt, 404
- motorreductores, 424, 431
- movimiento no amortiguado, 120
- MPU, 239-241
- muestreo, definición de, 318
- multímetros digitales, 32
- multiplexores, 329
- multivibrador monostable, 222, 223

N

- Newton, 482
- NOT, 185
- Not (PicBasic Pro), 259
- notación científica, 484
- notas musicales, 105
- npn BJT, 75-76
- números decimales, conversión a equivalente binario, 183
- números octales, 184

O

- ohm, 15, 482
- onda cuadrada, 103-104
- onint.bas, 276
- operación de variación dinámica, 360

- operación sincrónica, 199
- operadores de comparación lógica, 259
- operadores matemáticos, 257
- OPTION_REG, 274, 275, 277
- optoaisladores, 48, 83
- OR (PicBasic Pro), 259
- orden, 113
- orden del sistema, 113
- oscilador o cristal Lattice, 493
- osciloscopio, 32
- overshoot (rebasar la pista), 122

P

- palabra, 239
- palabras reservadas, 262
- paquete de montaje superficial, 211
- Paquete Dual en Línea (DIP), 17, 211
- paquete individual en línea, 17
- par Darlington, 82
- pares fotoemisor-detector, 340
- pascal, 482
- PC, 439
- PCB, 456-457
- periodo, 36
- PIC (controlador de interfaz periférico), 244
- PicBasic Pro
ejemplos de programación, 262-273
fundamentos de, 254-262
resumen de enunciados, 260-261
ventajas de, 253-254
- planos de tierra, 49
- PLA, 438
- planta, 440
- PLC, 438
- pnp BJT, 76
- polarización óptica, 494
- poleo, 273-274
- polos, 341, 442
- PORTA, 246, 258, 285
- PORTB, 246, 258, 285
- posición, medición de, 339
- potencia, 42-43, 482
- potencial de contacto, 61
- potenciómetro (pot), 20, 114-115,
267-269, 342
- potenciómetro de ajuste, 20, 342, 343
- potenciómetro giratorio, 343
- precisión, 489
- prefijos, 481
- presión de apertura de flujo, 428

- presión, medición de, 387, 482, 492
- presión piloto, 429
- presión relativa F, 357
- principio de Arquímedes, 492
- principio de d'Alembert, 493
- principios electromagnéticos, 393-394
- procesador de señal, 4, 5
- procesador de señal digital, 439
- Procesador Digital de Señales (DSP), 439
- producto ganancia-ancho de banda (GBP), 164
- producto presión-temperatura, 493
- producto presión-volumen, 493
- promedio, 487
- prótesis de extremidades, 170-173
- protocolo de intercambio, 455
- proximidad, medición de, 340-341
- puente de Wheatstone, 358-362
- puente H, 409-411
- puertos, 242-243, 428
- puntos de decisión, 322

R

- RAM (memoria de acceso aleatorio),
240-241, 242, 243, 245
- Rankine (°R), 370
- rapidez, 339, 493
- rapidez de no carga, 402
- razón de amortiguamiento, 121
- razón de amplitud, 105, 125
- Razón de Rechazo de Modo Común (CMRR), 157
- rebote de interruptor, 204-205
- rectificación, 63
- rectificador de media onda, 64
- rectificadores, 62
- rectificadores de onda completa, 92
- referencia de entrada, 407, 440
- refracción, 493
- región activa, 77, 86
- región de agotamiento, 61
- región de corte, 77
- región de saturación, 77-78, 86
- región óhmica, 86
- registrador de banda, 119
- registro de datos, 206
- registro de datos de 4 bits, 206
- registro de trabajo, 245
- registro W, 245
- registros de archivo, 246
- regla de la mano derecha, 21, 393-394
- reguladores de presión, 428
- reguladores de voltaje, 66-67, 68,
70-71
- relación de engranaje, 424
- relación de Poisson, 498
- relevadores, 394-395
- reloj, de flip-flops, 198-199
- reloj, PIC, 248
- reluctancia variable, 414
- representación de dominio de frecuencia, 104
- representación en el dominio del tiempo, 104
- resistencia, 132, 493, 494, 495, 496
- resistencia eléctrica, 482
- resistencia hidráulica, 132
- resistencia pull-up, 84, 90, 212, 215
- resistividad, 16-17
- resistor shunt, 159
- resistores, 15-20, 169-170, 222,
494, 495
- resolución, 322
- resonancia, 126
- respuesta de frecuencia, 106, 124-127
- respuesta de lazo abierto, 442-443
- respuesta del sistema, 99-100
- respuesta escalón, 116, 122-123
- retroalimentación, 146
- RISC (computadora de conjunto de instrucciones reducido), 241
- ROM (memoria de sólo lectura), 240,
242, 248
- rosetas de medición de deformación,
364-367
- rosetas delta, 366-367
- rosetas, medidor de deformación,
364-367
- rosetas rectangulares, 366
- rotores, 396-397
- RS-232, 453
- RTD, 371
- ruptura, 66
- rutina de servicio de interrupción, 274

S

- salida bipolar, 331
- salida de drenado abierto, 212
- salida reset, 199
- salida set, 199
- salida triestado, 212

salida unipolar, 331
salidas complementarias, 197
salidas de colector abierto, 90, 163, 212, 215
Sallen-Key de dos polos, 456
saturación, 80, 86, 162
seguidor, 153
segundo, 480
seguridad, 49-51
SEMG, 450
semiconductor metal óxido
 complementario, 87, 186, 208-210, 24, 216-217
semiconductores, 59-60
 Vea también transistores
semiconductores de óxido
 metálico, 210
sensibilidad, 113
sensibilidad estática, 115, 117
sensibilidad transversal, 358
sensores
 captador dinamométrico, 367-368
 decodificador óptico digital de posición, 346-354
 definiciones de, 4, 339
 medición de esfuerzo y deformación, 354
 medición de posición, 339
 medición de presión y flujo, 387
 medición de temperatura, 370-379
 medición de velocidad, 339
 medición de vibración y aceleración, 379-386
 Vea también medidor de tensiones
sensores de posición lineal, 342-346
sensores de proximidad, 340-341
sensores semiconductores, 387-389
sensores semiconductores, 387-389
señal analógica, 99, 144
señal de reloj (CK), 196-197
señal digitalizada, 318
señales de cuadrada, 349-351
señales digitales, 144, 181
señales, distorsión de, 111-112
señales mioeléctricas, 450
serie de Fourier, 101-105
servomotor, 404, 423, 424
servoválvula, 430
sesgado hacia delante, 61
SI (Sistema Internacional de Unidades), 480, 483
Siemen, 20, 482
silicio, 60
símbolos digitales estándar IEEE, 228
simuladores, 248
sin control, 404
sink, 209
SIP, 17
sistema críticamente amortiguado, 120
sistema de micromedición, 389
sistema de orden cero, 113-115
sistema de primer orden, 115-118
sistema de segundo orden, 118-124, 126-127, 132
sistema de unidades, 479-481
sistema numérico binario, 182-185
sistema numérico hexadecimal, 183-184
sistema sobrearmortiguado, 121
sistema subarmortiguado, 121
sistemas DAC, 324
sistemas de medición
 ancho de banda, 106-110
 características dinámicas, 113
 definiciones, 4-5
 distorsión de señales, 111-112
 entrada-salida, 99
 linealidad de amplitud, 100-101
 linealidad de fase, 110-111
 modelado y analogías, 132-136
 respuesta de frecuencia, 106, 124-127
 sistema de orden cero, 113-115
 sistema de primer orden, 115-118
 sistema de segundo orden, 118-124
sistemas de seguridad, 193, 264-266
sistemas eléctricos, analogías de modelado, 132, 136
sistemas hidráulicos, 426-432
sistemas mecánicos, 132, 135
sistemas mecatrónicos, 2-4
sistemas neumáticos, 432-433
slew rate, 164
software, 239
software LabVIEW, 324, 334-336
solenoides, 394
solución en estado estacionario, 116
solución general, 116
solución homogénea, 116
solución particular, 116
solución transitoria, 116
solucionador, 345-346

sonido, 105
SOP, 211
SRAM (RAM estática), 240
subrutinas, 270
superposición, 155
suspensión de automóvil, 127-131
sustancias electrolíticas, 494

T

tabla de verdad, 185, 190, 194-195, 197-198, 199, 203
tacómetro digital, 225-226
tamaño de cuantización analógica, 323
tamaño de muestras, 488
tarjetas de circuito impreso, 456-457
tasa de muestreo, 319
tasas de flujo, medición de, 387
teclados numéricos, 277-280, 283-285
tecnología de estado sólido, 145
temperatura, 370-379, 493, 494, 495, 496
temperatura característica, 371
temporización de un solo disparo, 222, 224
temporizador, 222-224
temporizadores perro guardián, 246
teorema de muestreo, 319, 320
teorema de muestreo de Shannon, 319
teoría de control, 439-449
terminación de señal, 45
termistor, 371
termocoples, 5, 372-378
termómetros, 370, 371
termopila, 375
tesla, 482
tiempo de apertura, 325, 326-327
tiempo de conversión, 325
tiempo de establecimiento, 123, 325
tiempo de subida, 122, 164
tierra común, 47
tierra de chasis, 47
tierras y aterrizado, 14, 47-49
tipo n, 60
tipos p, 60
tiras bimetalicas, 372
tiros, 341
toggle, 202
torque, 399-400, 414
torque constante, 405
torque de arranque, 402

torque de pérdida, 402
torque de retención, 414
trabajo, 482
transductores, 4, 5, 99, 144, 339
transductores de posición
 magnetostictivos, 346
transformada de Laplace, 124-125
transformador de aislamiento, 44
Transformador lineal diferencial variable (LVDT), 342-345
transformadores, 43-45
transformadores de bajada, 44
transformadores de subida, 44
transistor bipolar de unión, 75-78
 beta, 76-77
 circuito emisor común, 77-79
 definición de, 75
 fotografía de, 82
 frente a transistores de efecto de campo, 84-85
 interruptores, 79-81
 paquetes, 81-82
 tipos de, 75-76
transistor de efecto de campo de unión (JFET), 85
transistores
 circuitos interruptores, 79-81
 corte, 77, 80
 FET, 84-90
 fototransistores, 82-83
 JFET, 85
 MOSFET, 82, 85-89
 par Darlington, 82

potencia, 80
región activa, 77
saturación, 77-78, 80
 Vea también transistor de unión bipolar
transistores de efecto de campo (FET), 84-90, 285, 287
transistores de potencia, 80
TRISA, 258, 285
TRISB, 258, 285
truncamiento, 258

U

Unidad Aritmética Lógica, 239-240
Unidad Central de Proceso (CPU), 239-241
unidad microprocesadora, 239-241
unidades base, 479-480, 481
unidades complementarias, 481
unidades derivadas, 481
unidades inglesas, 483
unión pn, 60-62
uno lógico, 209

V

valor en estado estacionario, 122
valores cuadráticos medios (ms), 43, 489
valores estándar, 18
valores extremos, 486
válvulas de carrete, 429, 430
válvulas de posición finita, 428
válvulas de posición infinita, 428

válvulas de resorte, 429
válvulas de retención, 429
válvulas electrohidráulicas, 430
válvulas hidráulicas, 428-431
válvulas piloto, 429
válvulas proporcionales, 429-430
variables, 256
varianza, 488
velocidad, 492
velocidad angular, 36
velocímetro doppler de láser (LDV), 387

vibrómetros, 383
viscosidad, 494
VLSI (gran escala de integración), 239
volt, 482
voltaje, 13, 482, 494, 495, 496
voltaje CA senoidal, 36-37
voltaje de ruptura, 63
voltaje umbral, 86
voltaje zener, 66
voltímetro ideal, 30
voltímetros, 30, 31, 32
volumen, 492, 493

W

watt, 482
weber, 482
WORD (PicBasic Pro), 256

X

Xor (PicBasic Pro), 259

