

Electrónica industrial

Dispositivos y Sistemas

Timothy J. Maloney

Monroe County Community College
Monroe, Michigan

Traducción de

Ing. Iván E. Ramos C.
M.S. EPFL, Lausanne (Suiza)
Profesor Universidad del Valle
Cali, Colombia

PRENTICE-HALL HISPANOAMERICANA, S.A.

**México ■ Englewood Cliffs ■ Londres ■ Sydney ■ Toronto ■
Nueva Delhi ■ Tokio ■ Singapur ■ Rio de Janeiro**

ELECTRONICA INDUSTRIAL

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

DERECHOS RESERVADOS © 1983, respecto a la primera edición en español por
PRENTICE-HALL HISPANOAMERICANA, S.A.

53500 Naucalpan de Juárez, Edo. de Mexico
Miembro de la Cámara Nacional de la Industria Editorial Reg. Núm. 1524

ISBN 968-880-059-7

Traducido de la primera edición en inglés de
INDUSTRIAL SOLID STATE ELECTRONICS: DEVICES AND SYSTEMS

Copyright © MCMLXXX by Prentice-Hall Inc.

ISBN 0-13-250225-9

4567890123 IP-85 8612345790

Impreso en México

Printed in Mexico

AGO

TIPOGRAFICA BARSA, S.A.
Pino 343 Local 71-72
México 4, D.F.

1 000

1993

Contenido

PROLOGO	xvii
1 EL TRANSISTOR COMO UN DISPOSITIVO DE CORTE Y SATURACION	10
1-1. El transistor como interruptor, 1	
1-1-1. <i>Cálculos relacionados con el transistor como interruptor, 2</i>	
1-1-2. <i>Comparación del transistor como interruptor con un interruptor mecánico, 4</i>	
1-1-3. <i>Prueba de los transistores que operan como interruptor, 6</i>	
1-2. Variantes del circuito básico del transistor como interruptor, 7	
1-3. Aplicaciones del transistor como interruptor, 12	
1-3-1. <i>Lámparas indicadoras, 12</i>	
1-3-2. <i>Interface entre diferentes niveles de voltaje, 16</i>	

2 EL TRANSITOR COMO INTERRUPTOR ACTUANDO COMO ELEMENTO DECISORIO

2

- 2-1. Sistemas con circuitos lógicos, 21
- 2-2. Circuitos lógicos implementados con relés magnéticos, 22
- 2-3. Circuito lógico de relés para un sistema clasificador de piezas manufacturadas, 25
- 2-4. Lógica implementada con transistores, 30
- 2-5. Puertas lógicas—Módulos para construcción de circuitos lógicos, 32
 - 2-5-1. Puertas no-inversoras: AND, OR, 32
 - 2-5-2. Puertas inversoras: NAND, NOR, NOT, 34
 - 2-5-3. Lógica positiva versus lógica negativa, 36
- 2-6. Circuito lógico de estado sólido para el sistema clasificador de piezas manufacturadas, 37
- 2-7. Dispositivos de entrada para la lógica de estado sólido, 40
- 2-8. Dispositivos de salida para la lógica de estado sólido, 47
- 2-9. Comparación entre la lógica de estado sólido y la lógica de relés, 49
- 2-10. Circuito de estado sólido para controlar el ciclo de operación de una rebajadora automática, 52
- 2-11. Circuito lógico para un anunciador de primera falla, 55
- 2-12. Circuito lógico para controlar el ciclo de operación de un taladro automático, 58
- 2-13. Familias lógicas—Sus características y principales cualidades, 61
 - 2-13-1. La familia RTL, 62
 - 2-13-2. La familia DTL, 67
 - 2-13-3. La familia HTL, 69
 - 2-13-4. La familia TTL, 72
 - 2-13-5. La familia CMOS, 74

3	EL TRANSISTOR COMO INTERRUPTOR EN CIRCUITOS CON MEMORIA Y CONTADORES	79
	3-1. Flip-flops, 80	
	3-2. Circuito de control para un soldador utilizando flip-flops RS, 83	
	3-3. Flip-flops RS con entrada de reloj, 84	
	3-4. Control de una cepilladora utilizando flip-flops RS con entrada de reloj, 87	
	3-5. Flip-flops <i>JK</i> , 90	
	3-6. Registros de desplazamiento, 93	
	3-6-1. <i>Registros de desplazamiento implementados con flip-flops JK</i> , 93	
	3-6-2. <i>Sistema de inspección y transporte usando un registro de desplazamiento</i> , 94	
	3-6-3. <i>Registros de desplazamiento integrados</i> , 97	
	3-7. Contadores, 99	
	3-7-1. <i>El sistema binario</i> , 99	
	3-7-2. <i>Conteo en binario</i> , 99	
	3-7-3. <i>Decimal codificado en binario (BCD)</i> , 100	
	3-7-4. <i>Contadores con base en flip-flops</i> , 101	
	3-7-5. <i>Contadores decadales</i> , 103	
	3-7-6. <i>Contadores decadales en cascada</i> , 106	
	3-8. Decodificación, 108	
	3-9. Sistema estampador que utiliza contadores decadales y decodificadores, 110	
	3-10. Monoestables, 113	
	3-11. Relojes, 117	
	3-12. Sistema de llenado automático de recipientes que usa un reloj y monoestables, 119	
	3-13. Contadores regresivos y codificadores, 122	
	3-13-1. <i>Contadores decadales regresivos</i> , 122	
	3-13-2. <i>Codificadores decimal a BCD</i> , 123	

- 3-14. Temporizadores, 125
 - 3-14-1. Retardos en circuitos con relés, 126
 - 3-14-2. Circuito serie resistencia-condensador: Constantes de tiempo, 128
 - 3-14-3. Temporizadores de estado sólido, 130
- 3-15. Sistema envasador que utiliza un contador regresivo, un codificador y temporizadores, 134

4 EL SCR

14

- 4-1. Teoría y operación de los SCR, 142
- 4-2. Formas de onda en el SCR, 144
- 4-3. Características de puerta del SCR, 145
- 4-4. Circuitos típicos de control de puerta, 146
- 4-5. Otros circuitos de control de puerta, 150
 - 4-5-1. Retardos en el disparo usando condensadores, 150
 - 4-5-2. Uso de dispositivos de disparo en el manejo de la puerta, 152
- 4-6. Métodos alternativos de conexión de los SCR a la carga, 154
 - 4-6-1. Control unidireccional de onda completa, 154
 - 4-6-2. Control bidireccional de onda completa, 154
 - 4-6-3. Circuitos puente con SCR, 154
- 4-7. Los SCR en circuitos DC, 155

5 EL UJT

16

- 5-1. Teoría y operación de los UJT, 164
 - 5-1-1. Disparo del UJT, 164
 - 5-1-2. Curvas características voltaje-corriente del UJT, 165
- 5-2. Osciladores de relajación con UJT, 168
- 5-3. Circuitos de tiempo con UJT, 173
 - 5-3-1. Relé temporizado con UJT, 173
 - 5-3-2. Monoestable mejorado utilizando un UJT, 174
- 5-4. Uso del UJT en circuitos de disparo de los SCR, 176
 - 5-4-1. Circuito de disparo con UJT (Sincronizado con la línea) para un SCR, 176

- 5-4-2. *Magnitud de los componentes de un circuito de disparo con UJT, 178*
- 5-4-3. *Circuito de conmutación secuencial que utiliza un UJT, para el control de puerta, 181*
- 5-4-4. *Amplificador de salida lógico utilizando una combinación UJT-SCR, 184*

6 EL TRIAC Y OTROS TIRISTORES 191

- 6-1. Teoría y operación de los triacs, 192
- 6-2. Formas de onda en los triacs, 193
- 6-3. Características eléctricas de los triacs, 195
- 6-4. Métodos de disparo para triacs, 197
 - 6-4-1. *Circuitos RC de control de puerta, 197*
 - 6-4-2. *Dispositivos de disparo en circuitos de control de puerta para triacs, 198*
- 6-5. Interruptores bilaterales de silicio, 200
 - 6-5-1. *Teoría y operación de un SBS, 200*
 - 6-5-2. *Utilización del terminal de puerta de un SBS, 202*
 - 6-5-3. *Eliminación de la histeresis del triac con un SBS, 202*
- 6-6. Dispositivos de disparo unilaterales, 206
- 6-7. El diodo de cuatro capas utilizado para disparar un triac, 208
- 6-8. Velocidad de aumento crítica del voltaje aplicado a un triac bloqueado (dv/dt), 211
- 6-9. Los UJT como dispositivos de disparo para triacs, 212
 - 6-9-1. *Circuito de disparo con UJT, y con realimentación por resistencia, 212*
 - 6-9-2. *Circuito de disparo con UJT, y con realimentación por voltaje, 217*

7 SISTEMA AUTOMATICO INDUSTRIAL DE SOLDADURA CON CONTROL DIGITAL 226

- 7-1. Descripción física del sistema de soldadura de rines, 227
- 7-2. Secuencia de operaciones para hacer una soldadura, 228
- 7-3. Diagrama de bloques del circuito de control para la secuencia, 233

- 7-3-1. *Un sistema complejo segmentado en pequeños subcircuitos o bloques—explicación del diagrama de bloques aproximado, 233*
- 7-3-2. *Cómo el circuito de la secuencia de iniciación (bloque A) encaja en el sistema total, 234*
- 7-3-3. *Cómo el circuito de la etapa de disparo y permisión (bloque B) encaja en el sistema total, 236*
- 7-3-4. *Cómo el circuito de la etapa paso a paso (bloque C) encaja en el sistema total, 236*
- 7-3-5. *Como el circuito predeterminador de la etapa contadora de tiempos (bloque D) encaja en el sistema total, 237*
- 7-3-6. *Como la etapa contadora de tiempos (bloque E) encaja en el sistema total, 237*
- 7-3-7. *Como el circuito paso a paso de caliente-frío y permisión (bloque F) encaja en el sistema total, 238*
- 7-3-8. *Como el circuito predeterminador del contador caliente-frío (bloque G) encaja en el sistema total, 238*
- 7-3-9. *Como el contador caliente-frío (bloque H) encaja en el sistema total, 239*
- 7-3-10. *Como el circuito de potencia del soldador (bloque I) encaja en el sistema total, 239*
- 7-4. Descripción detallada del circuito de iniciación de la secuencia y del circuito de la etapa de disparo y permitidor, 239
 - 7-4-1. *Notación usada en los diagramas esquemáticos y en el texto escrito, 239*
 - 7-4-2. *Funcionamiento del circuito, 242*
- 7-5. Descripción detallada del circuito de la etapa paso a paso y decodificadora, 246
 - 7-5-1. *El circuito de la etapa a paso, 246*
 - 7-5-2. *El decodificador, 249*
- 7-6. La etapa contadora de tiempos y el circuito predeterminador de la etapa contadora de tiempos, 250
 - 7-6-1. *La etapa contadora de tiempos, 250*
 - 7-6-2. *Funcionamiento de los circuitos de predeterminación, 252*
 - 7-6-3. *Conexión entre sí de los separadores, 255*
- 7-7. Circuito paso a paso caliente-frío y permitidor, 257
- 7-8. Circuitos contador caliente-frío y predeterminador del contador caliente-frío, 260
- 7-9. Circuito de potencia del soldador, 262
 - 7-9-1. *Una visión simplificada del circuito de potencia del soldador, 262*
 - 7-9-2. *Circuito de potencia real del soldador, 266*

8	AMPLIFICADORES OPERACIONALES	276
8-1.	Características de los Op Amps, 277	
8-1-1.	<i>Capacidades básicas, 278</i>	
8-1-2.	<i>Ganancia de voltaje de bucla abierta, 278</i>	
8-1-3.	<i>Resistencia de entrada, 279</i>	
8-1-4.	<i>Otras consideraciones concernientes a los Op Amps, 280</i>	
8-2.	El comparador de voltaje, 283	
8-3.	El Op Amp amplificador inversor, 284	
8-4.	El inversor de fase, 289	
8-5.	Circuitos sumadores con Op Amps, 289	
8-6.	Amplificador noinversor, 291	
8-7.	Corrección del problema de desbalance (OFFSET), 292	
8-8.	El Op Amp amplificador diferencial, 294	
8-9.	Un Op Amp conversor voltaje-corriente, 295	
8-10.	Op Amps integradores y diferenciadores, 296	
9	SISTEMAS REALIMENTADOS Y SERVO MECANISMOS	302
9-1.	Sistemas de bucla abierta versus sistemas de bucla cerrada, 303	
9-2.	Diagramas y nomenclatura de los sistemas de bucla cerrada, 307	
9-2-1.	<i>Diagrama general de bloques de un sistema de bucla cerrada, 307</i>	
9-2-2.	<i>Nomenclatura utilizada en los sistemas de bucla cerrada, 309</i>	
9-2-3.	<i>Características de un buen sistema de bucla cerrada, 310</i>	
9-3.	Ejemplos de sistemas de control de bucla cerrada, 310	
9-3-1.	<i>Servo mecanismo simple de cremallera y piñón, 311</i>	
9-3-2.	<i>Máquina duplicadora de perfiles, 312</i>	
9-3-3.	<i>Sistema de control de temperatura con bimetal, 313</i>	
9-3-4.	<i>Sistema de control de presión utilizando moto-posicionador, 314</i>	

- 9-4. Modos de control en sistemas industriales de bucla cerrada, 316
- 9-5. Control todo o nada, 317
 - 9-5-1. Zona de actuación, 319
- 9-6. Control proporcional, 320
 - 9-6-1. Banda proporcional, 321
 - 9-6-2. Los efectos del control proporcional, 327
 - 9-6-3. Desbalance en control proporcional, 329
 - 9-6-4. Controlador eléctrico proporcional de temperatura, 331
- 9-7. Control proporcional-integral, 334
- 9-8. Control proporcional-integral-derivativo, 339
 - 9-8-1. Controlador eléctrico proporcional-derivativo, 340
 - 9-8-2. Controlador eléctrico proporcional-integral-derivativo, 342
- 9-9. Respuesta del proceso, 344
 - 9-9-1. Tiempo de retardo (Retardo de la reacción) en los procesos industriales, 345
 - 9-9-2. Atraso de transferencia, 347
 - 9-9-3. Atraso de transmisión y tiempo muerto, 350
- 9-10. Relaciones entre las características del proceso y el modo de control apropiado, 352

10 AMPLIFICADORES Y DISPOSITIVOS CORRECTORES FINALES

360

- 10-1. Válvulas solenoide, 362
- 10-2. Válvulas de dos posiciones operadas por motor eléctrico, 363
- 10-3. Válvulas de posición proporcional operadas por motor, 366
- 10-4. Válvulas electroneumáticas, 367
 - 10-4-1. Operador electroneumático de válvula, 367
 - 10-4-2. Conversor de señal electroneumático para operar un posicionador neumático, 369
- 10-5. Válvulas electrohidráulicas, 372
- 10-6. Características de flujo de una válvula, 373

- 10-7. Relés y contactores, 377
 - 10-7-1. *Control todo o nada de corriente a la carga*, 377
 - 10-7-2. *Histéresis de los relés*, 377
 - 10-7-3. *Contactador trifásico para conmutar entre delta y Y*, 380
- 10-8. Tiristores, 383
- 10-9. Motores AC de fase partida, 384
- 10-10. Servo motores AC, 392
- 10-11. Servo amplificadores AC de estado sólido, 401
 - 10-11-1. *Servo amplificador 1: Amplificador transistorizado de cuatro etapas con salida push-pull*, 401
 - 10-11-2. *Servo amplificador 2: Amplificador transistorizado de cuatro etapas estabilizado con troceador, con realimentación negativa y fuente de sin filtraje para el devanado de control*, 406
 - 10-11-3. *Servo amplificador 3: Amplificador híbrido utilizando un op amp CI en la etapa de entrada y con una etapa de salida discreta push-pull*, 412
- 10-12. Servo motores DC, 413
- 10-13. Amplificadores para servo-motores DC, 414

11 TRANSDUCTORES DE ENTRADA—DISPOSITIVOS DE MEDIDA

423

- 11-1. Potenciómetros, 425
- 11-2. Transformadores diferenciales de variación lineal (LVDTs), 430
- 11-3. Transductores de presión, 432
 - 11-3-1. *Tubos bourdon*, 432
 - 11-3-2. *Fuelles*, 432
- 11-4. Termocuplas, 435
- 11-5. Termistores y detectores resistivos de temperatura (RTDs), 439
- 11-6. Fotoceldas y dispositivos fotoeléctricos, 443
 - 11-6-1. *Celdas fotovoltaicas*, 444
 - 11-6-2. *Celdas fotoconductoras*, 448
 - 11-6-3. *Acoplamiento y aislamiento ópticos: Fototransistores, diodos emisores de luz*, 452
- 11-7. Galgas extensiométricas, 457

- 11-8. Tacómetros, 460
 - 11-8-1. *Tacómetro generador DC*, 461
 - 11-8-2. *Tacómetros drag cup*, 461
 - 11-8-3. *Tacómetros AC de campo rotatorio*, 462
 - 11-8-4. *Tacómetros de rotor dentado*, 462
 - 11-8-5. *Tacómetros de captador fotoeléctrico*, 464
 - 11-8-6. *Tacómetros de frecuencia versus tacómetros de magnitud*, 464
- 11-9. Transductores de humedad, 465
 - 11-9-1. *Higrómetros resistivos*, 465
 - 11-9-2. *Sicrómetros*, 466
 - 11-9-3. *Detección de las condiciones en un material sólido*, 468

12 NUEVE EJEMPLOS DE SISTEMAS INDUSTRIALES DE BUCLA CERRADA

473

- 12-1. Control por termistor de la temperatura del aceite de apagado, 474
- 12-2. Sistema de control de presión, modo proporcional, 478
 - 12-2-1. *Fosos de calentamiento para lingotes de acero*, 478
 - 12-2-2. *El comparador/controlador electrónico*, 481
- 12-3. Controlador de temperatura proporcional-integral con entrada de termocupla, 486
 - 12-3-1. *Circuito puente termocupla-valor de referencia*, 486
 - 12-3-2. *El preamplificador, el troceador y el demodulador*, 487
 - 12-3-3. *Control proporcional-integral*, 492
- 12-4. Controlador de la tensión de una tira, 495
- 12-5. Control de borde para un rodillo recolector, 500
- 12-6. Sistema de pesaje automático, 505
 - 12-6-1. *La distribución mecánica*, 505
 - 12-6-2. *Circuito electrónico de pesaje*, 506
 - 12-6-3. *Lector óptico del peso*, 509
 - 12-6-4. *El ciclo lógico automático*, 512
 - 12-6-5. *Otros códigos y métodos de codificación*, 515
- 12-7. Controlador de bióxido de carbón para un horno de carburación, 516
 - 12-7-1. *El proceso de carburación*, 516
 - 12-7-2. *Medida de la concentración de CO₂*, 518
 - 12-7-3. *El detector de error, el controlador y el dispositivo corrector final*, 523

- 12-8. Control de la humedad relativa en un proceso de humedecimiento de textiles, 527
- 12-9. Control de humedad de una bodega, 531

13 SISTEMAS DE CONTROL DE VELOCIDAD DE MOTORES 537

- 13-1. Motores DC-características y operación, 538
 - 13-1-1. *Variación de la velocidad de un motor shunt DC*, 540
- 13-2. Control por tiristor de voltaje y corriente de armadura, 542
- 13-3. Sistema de control de velocidad monofásico y de media onda para un motor shunt DC, 542
- 13-4. Otro sistema monofásico de control de velocidad, 545
- 13-5. Control reversible de velocidad, 546
- 13-6. Sistemas operadores trifásicos para motores DC, 548
- 13-7. Ejemplo de un sistema operador trifásico, 550
- 13-8. Control de velocidad de los motores de inducción, 553

INDICE 559

Prólogo

Este libro está dirigido a dos grupos de personas. El primer grupo está formado por estudiantes que siguen un programa de electrónica en instituciones de dos años de formación técnica o cuatro años de formación tecnológica. El segundo grupo lo forman Ingenieros y Técnicos que trabajan en mantenimiento industrial.

Los dispositivos y sistemas que se presentan, han sido escogidos como representativos de un amplio rango de aplicaciones industriales. El objetivo principal es mostrar cómo los dispositivos y circuitos pueden interrelacionarse para formar sistemas útiles. Los objetivos particulares de cada capítulo son establecidos en su comienzo, de este modo se les tiene en cuenta a medida que el material va siendo estudiado.

Cada vez que se presenta un dispositivo, se describen primero sus características *fundamentales* y luego su uso en sistemas industriales. Los aspectos físicos intrínsecos del funcionamiento de los dispositivos son dejados a otros libros, los cuales se interesan en estos aspectos y no en sus aplicaciones. Por ejemplo, cuando se discuten los amplificadores operacionales integrados, el problema del *desajuste* se pone de manifiesto y se dan las técnicas usuales para corregirlo. Sin embargo, su *causa* interna no se discute, dado que este aspecto no concierne realmente a un libro de aplicaciones.

Si dos dispositivos tienden a superponerse en un área de aplicaciones, se hacen las distinciones precisas. Sus ventajas y desventajas relativas en aplicaciones industriales similares se destacan cuando sea necesario. Por ejemplo, históricamente los relés magnéticos han intervenido en la ma-

yoría de los circuitos lógicos industriales. En la última década, la lógica de estado sólido ha intervenido en muchos de los circuitos lógicos previamente del dominio de los relés, sin embargo, los circuitos lógicos con relés tienen aún características atractivas para su utilización en sistemas industriales; estas características se explican claramente y se comparan con los beneficios de una lógica de estado sólido.

Los circuitos y sistemas usados para mostrar las ideas en discusión son tomados de la realidad industrial. Estos circuitos no son generalmente una réplica; han sido simplificados de modo que el lector pueda concentrarse en las partes fundamentales y no se detenga de pronto en el estudio de cosas sin importancia. Por ejemplo, si el tema de discusión es una red de desacople entre las etapas de un servo amplificador y la fuente de alimentación, naturalmente los componentes de este circuito deben dibujarse; pero si nuestro interés son otros aspectos del servo amplificador, los componentes de la red de desacople se suprimen del diagrama del circuito y así éste se presenta de una manera más simple.

No se requiere un conocimiento en cálculo o trigonometría. Sin embargo la manipulación de fórmulas y la notación de potencias de diez se utiliza en la solución de los problemas de ejemplo, y el lector debe estar familiarizado con los prefijos y símbolos de la notación en Ingeniería (mili, micro, kilo, etc.). No se requiere tampoco un conocimiento especial del sistema binario, todo lo que de él deba saberse será cubierto en este libro. Se asume, sin embargo, que el lector conoce las leyes fundamentales de la electricidad (Ley de Ohm, Ley de Kirchhoff), y está familiarizado con los amplificadores y fuentes de alimentación electrónicas, y con las ideas básicas de los circuitos en alterna (relaciones de fase en adelanto y atraso, por ejemplo). En resumen, el material es apropiado para un segundo curso de electrónica que pretenda aplicar las ideas aprendidas en un primer curso. Los dispositivos electrónicos que no se acostumbran tratar en un primer curso de estudio, se presentan y estudian en detalle. De hecho, no se requiere un conocimiento previo de los SCR, UJT, tiristores, o de los amplificadores operacionales.

Para lectores que están trabajando en mantenimiento electrónico industrial, este libro pretende llenar las lagunas que existen entre el tratamiento académico de la electrónica y el tratamiento de "cook book" que se le da en algunos manuales de instrucción de mantenimiento.

Mis agradecimientos y afectos para Jeanne Deinzer por su estupendo trabajo de mecanografía del manuscrito final. Agradezco también a Dan Metzger por su acertada corrección del manuscrito, y a Frank McElhannon por su colaboración en la preparación de algunos de los dibujos.

TIMOTHY J. MALONEY

Monroe, Michigan.

* * *

Una de las constantes de la naturaleza humana ha sido la voluntad de compartir la buena fortuna. En el norte, nuestra buena fortuna de este si-

glo es debida, en medida considerable, a la aplicación efectiva de la electricidad y la electrónica a las tareas industriales. Por tanto, modestamente, esta edición en Español de *Electrónica industrial* puede mirarse como una forma de compartir la buena fortuna y, por inferencia, como un acto de amistad.

Es del todo verdadero, como dijo Cervantes, que una golondrina no hace verano. A pesar de esto, espero que los estudiantes de la técnica de Centro y Sur América, para quienes está dirigida esta edición, la considerarán tan sólo como una indicación de nuestro deseo abierto de compartir las oportunidades y prosperidades del nuevo mundo.

TIMOTHY J. MALONEY

I

*El transistor como un dispositivo de corte y saturación**

OBJETIVOS

Al terminar este capítulo, se estará en capacidad de:

1. Explicar el funcionamiento de un transistor como interruptor y sus diferencias con un amplificador lineal de transistores
2. Calcular el valor de las resistencias necesarias para que el transistor opere como interruptor
3. Explicar las ventajas de algunas variantes comunes del circuito básico del transistor como interruptor
4. Discutir el uso del transistor como interruptor, en circuitos indicadores e interfaces

1-1 EL TRANSISTOR COMO INTERRUPTOR

Además de su uso en amplificadores para señales variables en el tiempo, el transistor puede ser usado como interruptor. El transistor no duplica

*Algunos autores españoles, acostumbran llamar a este tipo de dispositivos como "de todo o nada" (N. de T.).

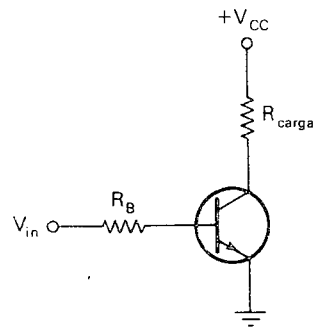


Figura 1-1. Circuito elemental de un transistor como interruptor.

exactamente la acción de un interruptor de contactos mecánicos, pero presenta ciertas ventajas sobre éstos. La Figura 1-1 muestra un diagrama esquemático donde el transistor es empleado como interruptor.

La Figura 1-1 muestra la resistencia de carga colocada en el circuito del colector y en serie con éste. El voltaje de entrada V_{in} determina cuando el transistor como interruptor se encuentra *abierto*, impidiendo el flujo de corriente por la carga, o *cerrado*, permitiendo el flujo de corriente. Cuando V_{in} es un voltaje bajo, no hay flujo de corriente por la unión base-emisor. Con una corriente de base nula, no hay corriente de colector, y por tanto, no circulará corriente por la carga. Bajo esta condición el transistor opera como un interruptor abierto en serie con la carga. Cuando el transistor opera de esta manera se dice que está CORTADO o EN CORTE.

1-1-1 Cálculos relacionados con el transistor como interruptor

Cuando un transistor como interruptor se supone EN CORTE, V_{in} debe encontrarse por debajo de 0,6 V si el transistor es de silicio. Esto asegura que no fluye corriente de base al transistor, porque se necesita como mínimo 0,6 V de polarización directa de la unión base-emisor para que exista corriente a través de ella. Para garantizar el CORTE del transistor, los circuitos de conmutación se diseñan de modo que V_{in} sea menor a 0,30 V cuando el transistor se supone EN CORTE. Si el terminal de entrada se lleva a tierra, lo más probable es que el transistor se corte.

Para energizar (dar corriente a) la carga, el transistor debe operar como un interruptor cerrado. Esto se consigue elevando V_{in} a un valor suficientemente alto para llevar el transistor a *saturación*. La condición de saturación es aquella en la cual la corriente de colector es lo suficientemente grande para que todo el voltaje de alimentación, V_{CC} , aparezca en los terminales de la resistencia de carga. Idealmente, esta corriente de colector está dada por la expresión:

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC}}{R_{LD}}$$

que es la ley de Ohm aplicada al circuito del colector. La corriente de base viene dada por la expresión

$$I_{B(\text{sat})} = \frac{I_{C(\text{sat})}}{\beta} = \frac{V_{CC}}{\beta R_{LD}}, \quad (1-1)$$

la cual relaciona las corrientes directas del colector y base. El término β de la Ecuación (1-1) significa el β_{dc} (ganancia de corriente directa) del transistor en oposición al β_{ac} . El β_{dc} y el β_{ac} pueden ser diferentes en algunos transistores.

De todas maneras, para cerrar el interruptor, V_{in} debe ser suficiente, para entregar la cantidad de corriente de base necesaria de acuerdo con la Ecuación (1-1). Dado que el circuito de base es simplemente una resistencia en serie con la unión base-emisor, V_{in} puede calcularse a partir de:

$$V_{in} = I_{B(\text{sat})} R_B + 0.6 \text{ V},$$

$$V_{in} = \frac{V_{CC} R_B}{\beta R_{LD}} + 0.6 \text{ V}. \quad (1-2)$$

Si el voltaje de la base es igual o mayor al dado por la Ecuación (1-2), el transistor opera como un interruptor cerrado y la totalidad del voltaje de alimentación es aplicado a la carga.

En resumen, un transistor puede operar como un interruptor mecánico en serie con la carga; esto significa que la acción de abrir o cerrar el interruptor, la ejecuta el voltaje de entrada tal como un actuador mecánico, el pistón de un solenoide, o la armadura de un relé, que son métodos comunes para la operación de interruptores mecánicos.

Para evitar confusiones, los transistores usados como interruptor en este capítulo, son del tipo *npn*. Ciertamente, los transistores del tipo *pnp* pueden ser igualmente usados, pero son menos frecuentes.

Ejemplo 1-1

Refiérase a la Figura 1-2. ¿Cuál es la magnitud del voltaje de entrada necesario para cerrar el interruptor (saturar el transistor)? ¿Cuánta corriente circula por la carga cuando esto sucede? ¿Cuál es la magnitud de la corriente de base necesaria?

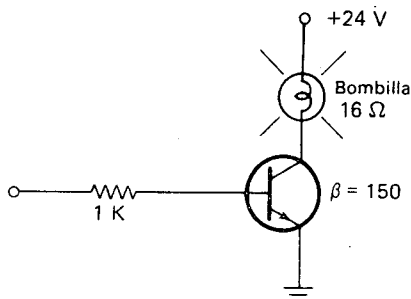


Figura 1-2. Transistor utilizado como interruptor para encender o apagar una lámpara.

4 / El transistor como un dispositivo de corte y saturación

Solución. De la Ecuación (1-2); en saturación, la totalidad de la fuente de alimentación es aplicada a la carga, de modo que,

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{V_{CC}}{R_{LD}} = \frac{24 \text{ V}}{16 \Omega} = 1.5 \text{ A.}$$

de la Ecuación (1-1):

$$I_{B(\text{sat})} = \frac{V_{CC}}{\beta R_{LD}} = \frac{24 \text{ V}}{(150)(16 \Omega)} = 10 \text{ mA.}$$

El voltaje de entrada está dado por:

$$V_{\text{in}} = I_{B(\text{sat})} R_B + 0,6 \text{ V} = (10 \text{ mA})(1 \text{ K}) + 0,6 \text{ V} = 10,6 \text{ V}$$

El ejemplo (1-1) muestra que una gran corriente de carga, 1,5 A, puede ser conmutada por pequeños valores de voltaje y corriente de entrada. Contrariamente a lo que podría esperarse, el transistor utilizado no es necesariamente un transistor de potencia montado en un disipador, porque la gran cantidad de corriente del colector viene acompañada por un voltaje colector-emisor muy bajo e inclusive cero y así la potencia disipada (el producto de la corriente de colector por el voltaje colector-emisor) es pequeña.

1-1-2 Comparación del transistor como interruptor con un interruptor mecánico

Hasta ahora, la discusión de la operación del transistor como interruptor se ha hecho suponiendo que se comporta como un cortocircuito cuando está cerrado. Esto no es del todo cierto. El transistor no puede saturarse hasta el punto de que el voltaje colector-emisor sea absolutamente cero. La mayoría de los transistores de silicio para pequeña señal tienen un voltaje de saturación colector-emisor, $V_{CE(\text{sat})}$, de alrededor 0,2 V. Los *transistores de conmutación* tienen un bajo $V_{CE(\text{sat})}$, generalmente del orden de 0,1 V para valores razonables de corriente de carga. Para valores altos de corriente de carga, $V_{CE(\text{sat})}$ tiende a aumentar un poco. En la gran mayoría de los cálculos, no es necesario considerar el valor de $V_{CE(\text{sat})}$ pero es importante estar consciente de su magnitud cuando se hacen mediciones en circuitos de conmutación. Esta pequeña caída de voltaje es la principal desventaja del transistor como interruptor frente a un interruptor mecánico. La pequeña caída de voltaje es en sí un problema, porque esto impide que se puedan conectar en serie varios transistores operando como interruptores, como se hace con los interruptores mecánicos. Por ejemplo, los contactos de los relés comúnmente se conectan en serie entre ellos y con otros interruptores, como se muestra en la Figura 1-3(a). El circuito equivalente con transistores, Figura 1-3(b), no es una práctica aconsejada, porque las pequeñas caídas de los transistores se suman y producen una caída de voltaje apreciable.

Sin embargo, el transistor como interruptor puede operar en paralelo tal como se muestra en la Figura 1-4.

Los transistores presentan algunas ventajas sobre los interruptores mecánicos convencionales:

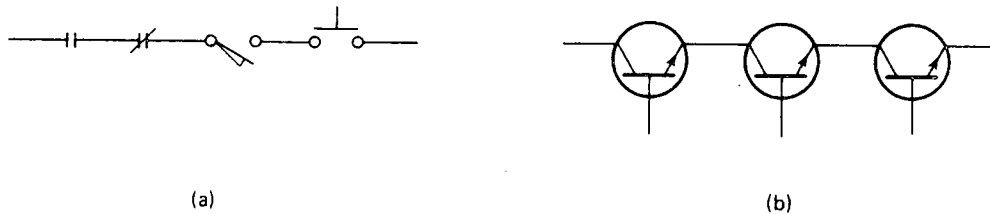


Figura 1-3. (a) Interruptores mecánicos conectados en serie. Todos los interruptores deben cerrarse para completar el circuito. (b) Transistores como interruptor conectados en serie. Esto es generalmente inadmisibles.

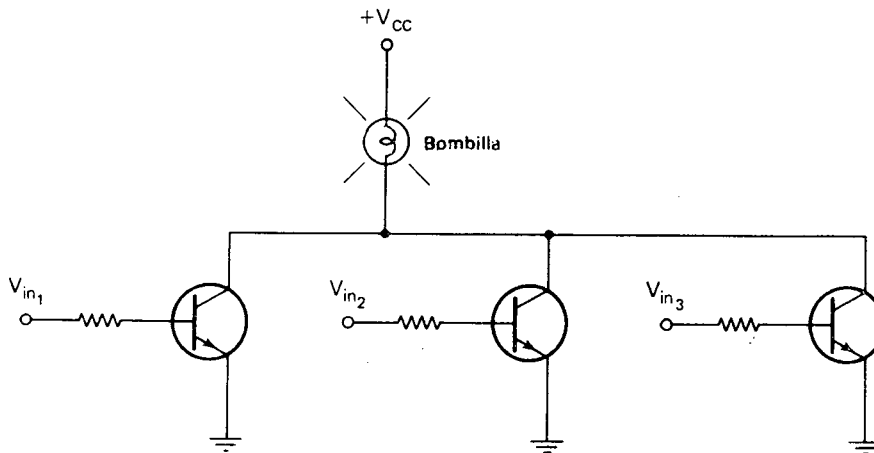


Figura 1-4. Transistores como interruptor conectados en paralelo. Cerrando uno cualquiera, se enciende la lámpara.

a. No tienen partes móviles, por tanto no sufren desgaste y pueden operar un número ilimitado de veces. Los contactos de los interruptores convencionales están sujetos a desgaste y esto limita su vida útil a unos pocos millones de operaciones. Además, como los transistores no tienen contactos físicamente expuestos, es imposible que sustancias extrañas se adhieran a su superficie e impidan un buen cierre. Este problema es muy común en los interruptores mecánicos, sobre todo cuando están localizados en ambientes polvorientos o sucios.

b. El transistor como interruptor es mucho más rápido que un interruptor convencional; los cuales tienen tiempos de cierre del orden de los milisegundos, mientras que el transistor operando como interruptor tiene tiempos de cierre (tiempo de encendido) del orden de los microsegundos.

c. El transistor como interruptor no presenta el rebote inherente de los interruptores mecánicos. El rebote es un problema que se presenta en los contactos de un interruptor, el cual se cierra y abre varias veces (en una sucesión rápida) antes de efectuarse el cierre perfecto. La Figura 1-5(a) muestra la forma de onda (ampliada) del voltaje en la carga contra el tiempo, cuando

6 / El transistor como un dispositivo de corte y saturación

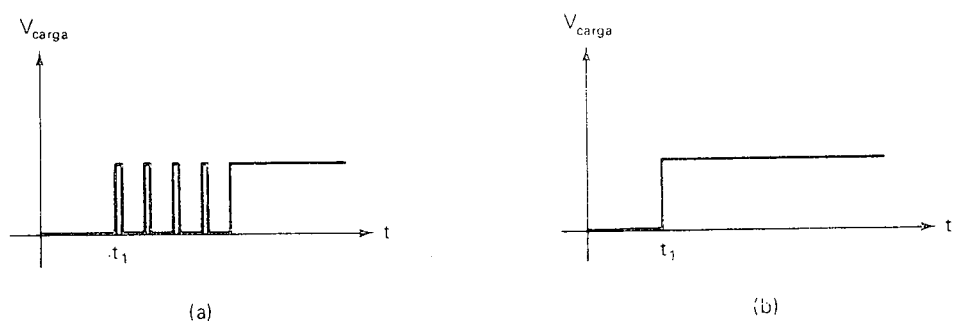


Figura 1-5. (a) Forma de onda del voltaje que muestra el rebote del contacto de un interruptor mecánico. El interruptor rebota cuatro veces antes de producirse el cierre final. (b) Forma de onda del voltaje en un transistor, donde claramente se aprecia la ausencia del rebote. En ambos casos el interruptor es accionado en el instante t_1 .

un interruptor mecánico energiza la carga. La Figura 1-5(b) muestra la correspondiente forma de onda del voltaje en la carga cuando es un transistor operando como interruptor el que la energiza.

d. Cuando un transistor como interruptor acciona una carga inductiva, no se produce arco al momento de la desconexión. Cuando un interruptor mecánico que actúa sobre una carga inductiva se abre, la fuerza contra-electromotriz inducida, algunas veces produce un arco entre los contactos. Este arco no solamente deteriora la superficie de los contactos, sino que también puede ser peligroso en determinadas circunstancias.

1-1-3 Prueba de los transistores que operan como interruptor

Desafortunadamente, por simple inspección visual es imposible determinar si un transistor se encuentra abierto o cerrado, tal como sucede con los interruptores mecánicos. Es necesario un medidor para detectar el cierre del interruptor. La Figura 1-6 se usará para ilustrar el procedimiento.

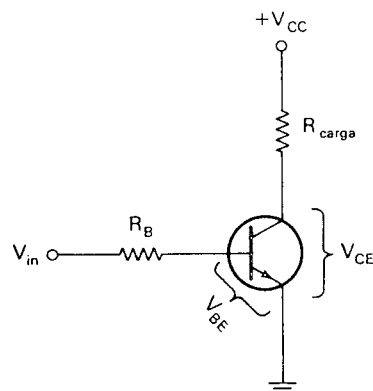


Figura 1-6. Voltajes que deben medirse cuando se buscan las fallas en un transistor operando como interruptor.

to que se sigue en el chequeo de un transistor de conmutación en el circuito. En general, cuando un transistor está CONDUCIENDO, V_{CE} será cercano a 0 V, y cuando está en CORTE V_{CE} será igual a V_{CC} .

La lectura de V_{CC} cuando el transistor está abierto es debido a que no existe corriente por la carga y por tanto no hay caída de voltaje. La totalidad del voltaje aplicado, cae en terminales del transistor tal como sucede en un interruptor convencional.

Si la carga no está energizada como se espera, es necesario chequear V_{in} . Este voltaje debe ser lo suficientemente alto para garantizar la CONDUCCION del transistor. Si esto no sucede, el problema es la fuente de señal y no el transistor.

Si V_{in} es lo suficientemente alto para CONDUCCION del transistor y la carga está aún desenergizada, la falla puede estar en la fuente de alimentación.

En el estado de CONDUCCION, un transistor de silicio debe tener un V_{BE} de alrededor de 0,6 V. Si V_{in} es lo suficientemente alto para saturar el transistor pero V_{BE} es más alto o más bajo que 0,6 V, por ejemplo, 1,5 ó 0,2 V, la unión base-emisor está dañada y el transistor debe ser remplazado. Los transistores de potencia están diseñados y construidos para manejar grandes corrientes y algunas veces tienen un V_{BE} por encima de 1 V. Por tanto, en caso de que V_{BE} sea 1,5 V ecto no significa necesariamente una unión dañada. Es aconsejable referirse a las características dadas por el fabricante cuando se presenta esta situación.

Si V_{BE} es normal y existe corriente de base, entonces se debe inspeccionar V_{CE} . Si V_{CE} es cercano al voltaje de alimentación V_{CC} , el transistor tiene dañada la unión colector-base y debe ser remplazado.

Si V_{CE} es 0 V y la carga está desenergizada, probablemente ella está en circuito abierto. En este caso la carga debe ser remplazada.

Cuando V_{in} cae a un voltaje bajo, el transistor se supone CORTADO y la carga desenergizada. Si la carga permanece energizada, la falla se debe probablemente a la existencia de un cortocircuito entre colector y base o entre colector y emisor, por tanto el transistor debe ser remplazado.

1-2 VARIANTES DEL CIRCUITO BASICO DEL TRANSISTOR COMO INTERRUPTOR

Algunas veces no es cierto que el supuesto voltaje bajo de entrada será lo suficientemente bajo para CORTAR el transistor. Esto sucede cuando el voltaje de entrada es cercano a 0,6 V, digamos 0,5 V. En estas situaciones marginales deben tomarse precauciones que garanticen el CORTE del transistor. La Figura 1-7 muestra dos métodos comúnmente utilizados para este propósito.

En la Figura 1-7(a) se muestra un diodo conectado en serie con el circuito de base. Esto causa un aumento en el voltaje de entrada necesario para inyectar una corriente de base al circuito. Los 0,6 V necesarios para que el diodo entre a conducir, son sumados a los 0,6 V necesarios para que la unión base-emisor, entre también en conducción. Por consiguiente, si V_{in} es cercano a 0,6 V debido a una falla en la fuente de señal, el transistor permanecerá CORTADO, y el interruptor abierto.

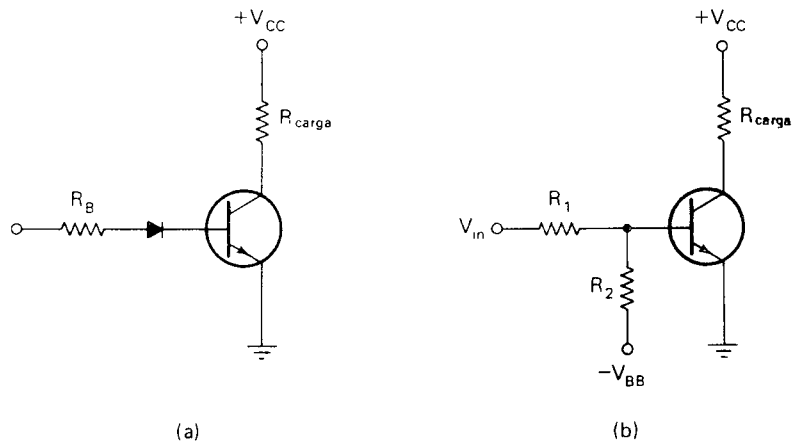


Figura 1-7. Variantes del circuito básico del transistor como interruptor para asegurar el CORTE. (a) Un diodo en serie con el circuito de base. (b) Una resistencia de sujeción para llevar el voltaje de base por debajo de 0,6 V.

La Figura 1-7(b) muestra una *resistencia de sujeción*, R_2 , agregada al circuito básico. Esta resistencia hace lo que su nombre indica, esto es, sujeta el transistor en CORTE cuando V_{in} está en una condición marginal. Un estudio de la Figura 1-7(b) muestra que R_1 y R_2 forman un divisor de voltaje siempre y cuando la unión base-emisor no esté conduciendo. El voltaje en el terminal de base es siempre más negativo (menos positivo) que V_{in} . Por consiguiente, si V_{in} es marginal, el voltaje de base es llevado por debajo de 0,6 V por la *resistencia de sujeción* conectada a una fuente de voltaje negativo. Cuando V_{in} está en el rango de valores altos, el voltaje de base es suficiente para llevar el transistor a CONDUCCION aún con la resistencia de sujeción presente en el circuito.

Ejemplo 1-2

Suponga tres valores diferentes de voltaje de entrada en el circuito de la Figura 1-8: (a) 0,1 V, (b) 0,6 V y (c) 3,5 V. Para cada voltaje de entrada, calcular el voltaje de base y el estado en el cual se encuentra el transistor (CORTADO o CONDUCIENDO).

Solución

a. Comencemos por asumir que la unión base-emisor se encuentra polarizada inversamente, de modo que las resistencias se encuentran efectivamente en serie. Entonces, para $V_{in} = 0,1$ V,

$$V_{R_2} = \frac{(6,8 \text{ K})(2,1 \text{ V})}{6,8 \text{ K} + 2,2 \text{ K}} = 1,6 \text{ V},$$

donde V_{R_2} es el voltaje a través de R_2 . La cantidad 2,1 V es la diferencia de potencial total a través de la combinación de resistencias en serie, o la diferencia en-

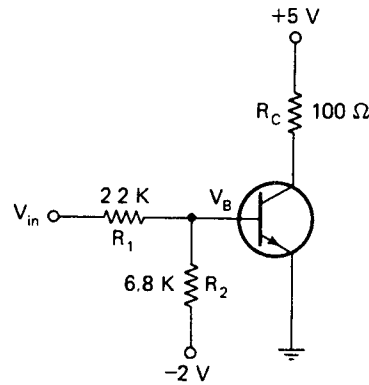


Figura 1-8. Circuito de un transistor como interruptor con valores específicos para ser usado en el ejemplo 1-2.

entre los voltajes de $+0,1$ y $-2,0$ V. El voltaje de base respecto a tierra puede hallarse por:

$$V_B = -2,0 \text{ V} + 1,6 \text{ V} = -0,4 \text{ V}.$$

De acuerdo con el divisor de voltaje, V_B será $-0,4$ V. Esto indica que la unión base-emisor está inversamente polarizada; por tanto, el supuesto original es válido y R_1 y R_2 pueden ser tratadas como resistencias en serie. Debido a que la base es negativa con respecto al emisor, el transistor está CORTADO, y el interruptor está abierto.

b. Para un valor marginal de voltaje de $0,6$ V, la caída de voltaje en R_2 puede determinarse por

$$V_{R_2} = \frac{(6,8 \text{ K})(2,6 \text{ V})}{6,8 \text{ K} + 2,2 \text{ K}} = 1,9 \text{ V}$$

Por tanto, $V_B = -2,0 \text{ V} + 1,9 \text{ V} = -0,1 \text{ V}$. Nuevamente, la unión base-emisor está polarizada inversamente, el supuesto es válido y R_1 y R_2 están efectivamente en serie. El transistor se encuentra EN CORTE y el interruptor abierto.

c. Si el voltaje de entrada es $+3,5$ V, los cálculos dan:

$$V_{R_2} = \frac{(6,8 \text{ K})(5,5 \text{ V})}{6,8 \text{ K} + 2,2 \text{ K}} = 4,1 \text{ V}.$$

Los $5,5$ V en la ecuación anterior corresponden al voltaje a través de la combinación de resistencias, $+3,5$ V a $-2,0$ V. El voltaje de la base es:

$$V_B = -2,0 \text{ V} + 4,1 \text{ V} = +2,1 \text{ V},$$

lo cual es imposible. En este caso, la unión base-emisor se encontrará polarizada directamente y no permitirá que el voltaje de base esté por encima de $0,6$ V, por tanto, la combinación de resistencias no puede considerarse como un circuito serie. El cálculo del voltaje de base, produce un valor inaceptable porque el supuesto inicial es falso. El transistor estará CONDUCIENDO, y el interruptor estará cerrado.

Condensadores de Conmutación. Para aumentar la velocidad de respuesta de los transistores como interruptor en aplicaciones donde se requiere alta velocidad de conmutación, se utiliza una variante como la que se muestra en la Figura 1-9. El condensador en paralelo con R_B se denomina generalmente *condensador de conmutación o aceleración*, porque acelera el paso hacia CONDUCCION o CORTE del transistor. Cuando V_{in} aumenta por encima del nivel cero y comienza a entregar corriente al transistor, el condensador en un primer instante actúa como un cortocircuito, dado que no puede cargarse instantáneamente. Por tanto, la corriente por la base durante este primer instante de CONDUCCION es mayor que la normal porque R_B está efectivamente cortocircuitada. Esta gran corriente de base lleva el transistor rápidamente a saturación. Más tarde, una vez el condensador se ha cargado completamente, se comporta como un circuito abierto y no afecta la operación del transistor.

Cuando el voltaje de entrada cae al nivel cero para llevar el transistor a CORTE, el condensador tiende a polarizar inversamente la unión base-emisor durante un tiempo pequeño, porque se encuentra cargado con el $+$ a la izquierda, como lo muestra la Figura 1-9 al instante en que V_{in} comienza a caer. Cuando V_{in} alcance el nivel cero, el terminal de entrada queda efectivamente conectado al emisor, el voltaje entre los terminales del condensador polarizan inversamente la unión base-emisor, llevando el transistor más rápidamente a CORTE que cuando C no existe.

Una buena selección del condensador de conmutación, puede reducir el tiempo de acceso a CONDUCCION o CORTE de los transistores de conmutación a pocas décimas de microsegundos o menos. El valor de la mayoría de los condensadores de conmutación es del orden de algunos cientos de picofaradios.

Algunas veces la carga en un transistor de conmutación, no se encuentra conectada en serie con el colector sino como se muestra en la Figura 1-10. Este método es similar al utilizado para conectar una carga a un amplificador ac para pequeñas señales, con la diferencia que aquí no se utiliza el condensador de acople. Es de notar que la carga es energizada cuando el transistor está en CORTE y desenergizada cuando se encuentra en

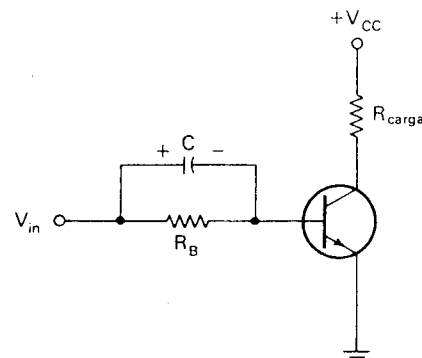


Figura 1-9. Un condensador de conmutación en paralelo con la resistencia de base. C es del orden de 100 a 1.000 pF.

CONDUCCION. Esta situación es opuesta a la situación previa, en la cual la carga estaba en serie con el colector. Es importante tener bien claras estas dos situaciones porque ambas son frecuentes.

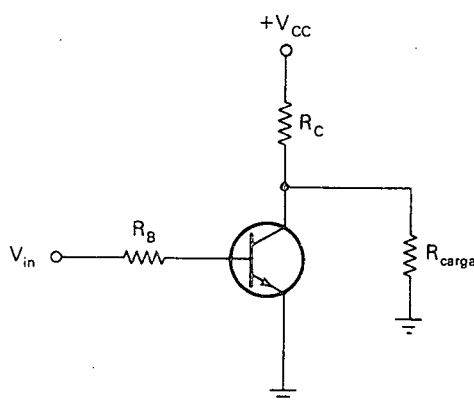


Figura 1-10. Circuito de un transistor de conmutación con la carga conectada entre colector y tierra en lugar de conectada en serie con el colector.

*Interruptor Totem-pole.** En aplicaciones donde la carga tiene asociada una capacitancia (considerada en paralelo con R_{LD}), el método de la Figura 1-10 no es adecuado porque produce un aumento lento del voltaje en la carga después que el transistor entra en CORTE. Esto es debido al tiempo necesario para cargar la capacitancia asociada a través de la resistencia de colector R_C . A medida que aumenta el valor de la capacitancia y/o el valor de la resistencia R_C , mayor será la constante de tiempo (CR_C), y mayor el tiempo de subida del voltaje en la carga. Si un tiempo de subida grande no es aceptable, el circuito a usarse es el de la Figura 1-11.

El circuito denominado *Totem-pole* es llamado así porque un transistor está localizado encima del otro. Para energizar la carga, T_1 es llevado a CONDUCCION y T_2 a CORTE; esto hace que el extremo superior de la carga quede conectado a V_{CC} . Para desenergizar la carga, T_1 es llevado a CORTE y T_2 a CONDUCCION; esto hace que el extremo superior de la carga quede conectado a tierra. Cuando el transistor está CONDUCIENDO, la resistencia que presenta es nula (como se muestra en la Figura 1-11) o muy pequeña, por tanto, el tiempo de subida disminuye y el efecto de retardos es prácticamente eliminado. Cuando T_1 CONDUCE, el extremo superior de la carga queda conectado al positivo de la fuente. Se dice entonces que T_1 "ha llevado la carga arriba" y es llamado un *transistor de pull-up*. T_2 es llamado un *Transistor de pull-down*.

El circuito de entrada de la Figura 1-11 es el encargado de llevar T_1 y T_2 a CORTE y CONDUCCION e impedir la CONDUCCION simultánea de los dos transistores en el mismo instante. Si ambos entrasen en CONDUCCION, en el mismo instante, se producirá un cortocircuito y oca-

*Totémico, por su semejanza con los postes totémicos (N. de T.)

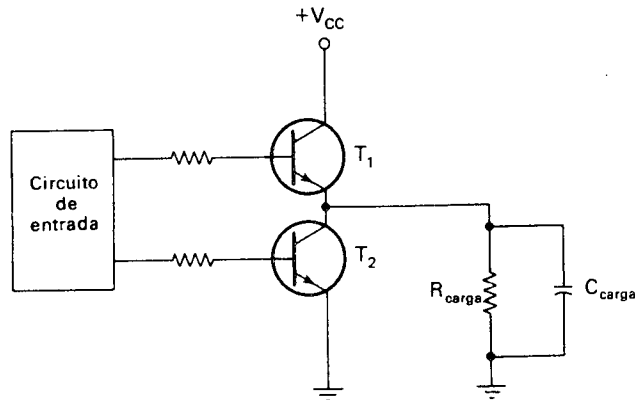


Figura 1-11. Interruptor Totem-pole. En todo momento, un transistor está en CONDUCCION y el otro en CORTE.

sionaría el daño de al menos uno de los transistores. Por la misma razón, los interruptores Totem-pole no pueden conectarse en paralelo como se muestra en la Figura 1-4. Si el transistor T_1 de un interruptor y el transistor T_2 de otro interruptor son llevados a CONDUCCION en el mismo instante se produce un cortocircuito de la fuente de alimentación. Si lo desea, puede dibujar un par de interruptores Totem-pole con sus salidas unidas y observar que esto puede suceder.

1-3 APLICACIONES DEL TRANSISTOR COMO INTERRUPTOR

1-3-1 Lámparas indicadoras

El transistor como interruptor es usado comúnmente para manejar lámparas indicadoras. Una lámpara indicadora es aquella que visualiza la condición de un cierto punto de un circuito. Puede ser usada para mostrar que un cierto arrancador está energizado, o que un cierto interruptor de fin de carrera está cerrado, o que una cierta línea de un circuito digital se encuentra en nivel alto.*

Por ejemplo, la Figura 1-12(a) muestra un transistor como interruptor utilizado para visualizar la salida de un flip-flop, elemento de memoria que estudiaremos más adelante. Cuando la salida del flip-flop es nivel alto, aproximadamente 5 V para la mayoría de los flip-flops, el transistor CONDUCE y la lámpara se enciende. Un observador puede con sólo un vistazo, darse cuenta del estado del flip-flop sin tener que recurrir a un instrumento para medirlo.

Algunas veces la fuente de señal tiene poca capacidad de corriente, y aún la corriente que toma la base del transistor que opera como interrup-

*El significado del término nivel alto será explicado en el capítulo 2.

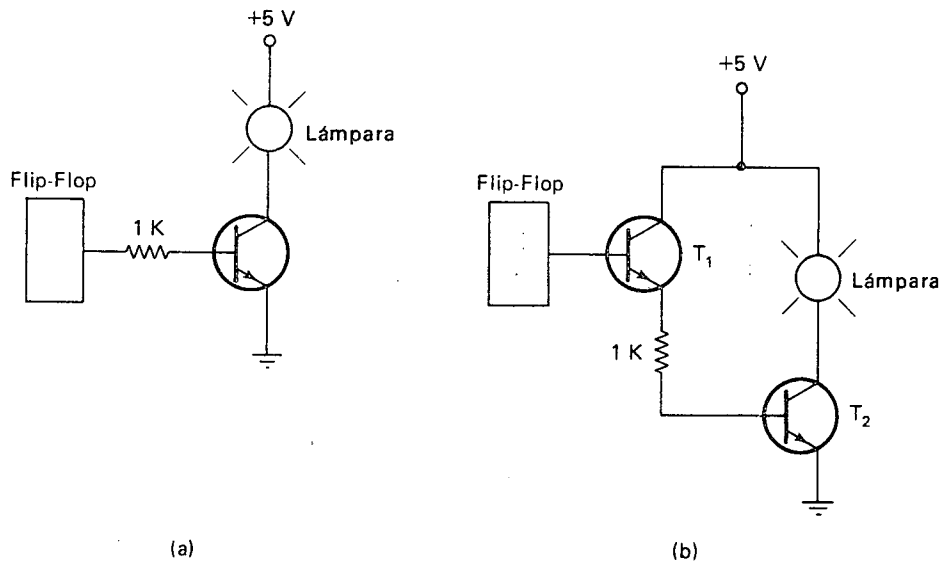


Figura 1-12. Manejo de lámparas por transistores como interruptor. (a) Directo. (b) Con un seguidor de emisor acoplado para aumentar la impedancia de entrada.

tor es una carga inaceptable. En estos casos, otra variante del circuito básico es utilizada, como se muestra en la Figura 1-12(b). Cuando la salida alcanza el nivel alto T_1 , que está conectado como un seguidor de emisor, entra en CONDUCCION. Debido a la alta impedancia de entrada inherente al seguidor de emisor, la corriente que toma del flip-flop es muy pequeña. La corriente de colector de T_1 , fluye hacia la base de T_2 , el cual entra en CONDUCCION y enciende la lámpara.

Indicadores digitales. El circuito de la Figura 1-12(a) es usado repetitivamente en aplicaciones como los *Indicadores digitales*. Un Indicador digital es un medio que permite tomar un número binario contenido en un circuito lógico y presentarlo de modo que sea fácilmente comprensible por un operador y/o un observador. Como ejemplo, un *contador decadal* es un circuito lógico capaz de contar hasta 9; estos circuitos los estudiaremos en detalle en el Capítulo 3. El hecho importante aquí, es que el contenido del contador decadal no es de fácil comprensión para un operador. Esto es debido al hecho que el operador está obligado a tomar medidas de voltaje en cuatro puntos distintos del circuito para determinar su contenido; además, este número estará en código binario y debe pues convertirlo a decimal. Este proceso es inconveniente y se presta para errores. Para evitar estas dificultades, los fabricantes de circuitos electrónicos han desarrollado circuitos especializados que convierten los voltajes de un contador decadal en su número decimal equivalente y con capacidad para encender lámparas y así, hacer visible el número. Los circuitos que realizan esta operación son llamados *decoder/drivers* o simplemente *decodi-*

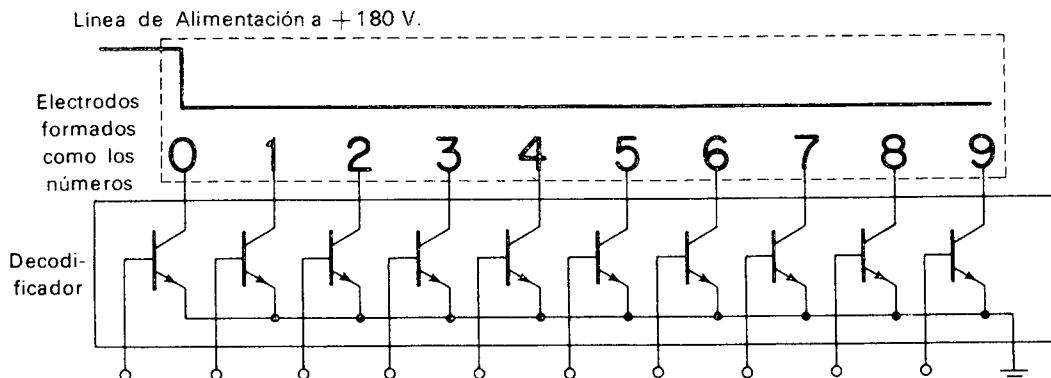


Figura 1-13. Transistores como interruptor formando la etapa de salida de un decoder/driver. Los 10 electrodos del tubo indicador están conectados cada uno a un colector de un transistor.

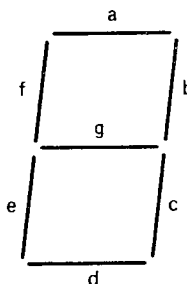
ficadores. La etapa final de salida de los decodificadores está formada por transistores operando como interruptor.

La Figura 1-13 muestra la etapa de salida de un decodificador el cual maneja un dispositivo indicador 1 de 10 decimal, tal como un tubo Nixie.* El tubo Nixie está formado por 10 electrodos y están hechos como los números decimales del 0 al 9. El decodificador muestra el número que ha sido seleccionado encendiendo el electrodo apropiado a través de su respectivo transistor como interruptor (El circuito seleccionador asociado al decodificador no se muestra en la Figura 1-13, sólo se muestra el circuito de salida). La conexión entre el terminal positivo de la fuente y los electrodos se realiza a través de un gas ionizado. Una resistencia limitadora de corriente, de 15 K se coloca en serie entre el terminal positivo de la fuente y el terminal positivo del tubo indicador.

Otros decodificadores tienen solamente 7 transistores en lugar de 10. Estos están diseñados para ser usados con un tipo de indicador diferente, llamado indicador de siete segmentos. Un número se forma encendiendo una combinación particular de los siete segmentos. La distribución geométrica de los segmentos se muestra en la Figura 1-14.

*Marca registrada de Burroughs Corporation.

Figura 1-14. Distribución de los segmentos en un dispositivo indicador de siete segmentos.



Por ejemplo, el número 7 se forma encendiendo los segmentos *a*, *b*, y *c*. El número 6 se forma encendiendo los segmentos *f*, *e*, *d*, *c*, y *g*. En lo que a los transistores de salida concierne, la sola diferencia entre un indicador de siete segmentos y uno decimal (algunas veces llamado decodificador 1 de 10) es que el decodificador de siete segmentos debe tener más de un transistor CONDUCIENDO a la vez. Esto se entiende mejor si nos referimos a la Figura 1-15, la cual muestra los siete transistores de salida y su conexión con los segmentos. La resistencia de $220\ \Omega$ tiene por objeto limitar la corriente.

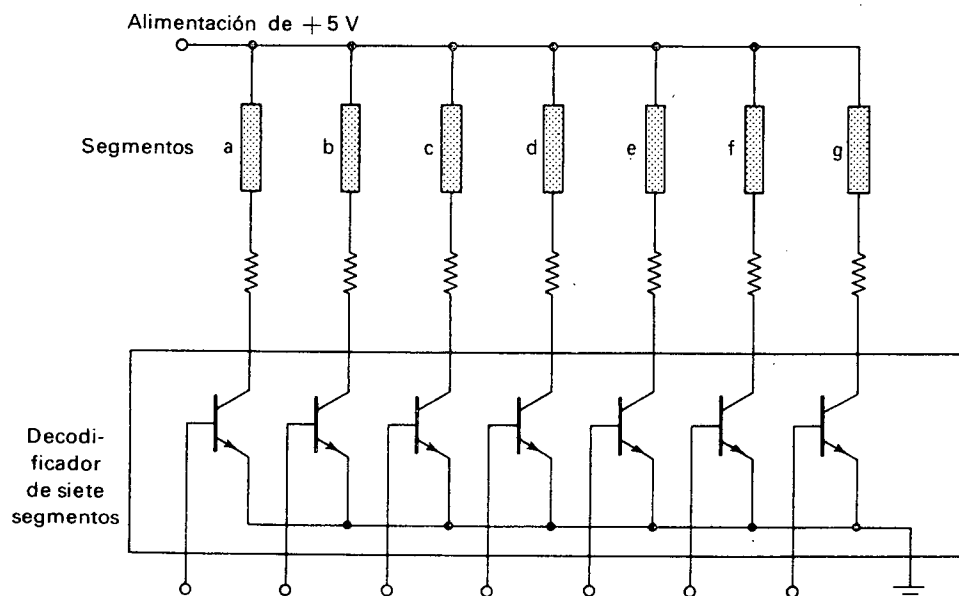


Figura 1-15. Transistores como interruptor formando la etapa de salida de un decodificador de siete-segmentos. Los siete segmentos se encuentran conectados a través de resistencias a los siete transistores de salida.

Los segmentos, están hechos de diversas formas en los dispositivos indicadores modernos. Pueden ser filamentos incandescentes, diodos emisores de luz (LEDs), light-emitting diodes), o cristal líquido.

La Figura 1-15 muestra una línea de alimentación de 5 V, mientras que la Figura 1-13 muestra una línea de 180 V. Los dispositivos indicadores cubren un amplio rango de voltajes de alimentación. Desde luego, el transistor que se utilice para manejar indicadores de alto voltaje, deben ser capaces de soportarlo y por tanto, su voltaje de ruptura colector-emisor debe ser grande, dado que en todo momento el voltaje de ruptura colector-emisor debe ser mayor que el voltaje de la fuente de alimentación.

Es de notar que tanto en la Figura 1-13 como en la Figura 1-15 el terminal positivo de los dispositivos indicadores forman un terminal común, mientras que su correspondiente terminal negativo va unido, por separado, a un transistor como interruptor. Esta configuración se denomina *ánodo*

común y es la configuración que con mayor frecuencia se encuentra en la industria. Sin embargo, existen algunos indicadores que han sido diseñados de tal manera que el terminal común es la unión de los terminales negativos y su correspondiente terminal positivo va unido al transistor como interruptor y son llamados dispositivos de *cátodo común*. Los términos ánodo y cátodo son el resultado del hecho que la mayoría de los segmentos son diodos (LEDs) los cuales, como sabemos, tienen ánodo y cátodo. Si los segmentos son filamentos incandescentes, se utiliza la misma terminología aun cuando sabemos que no tienen cátodo ni ánodo.

Ejemplo 1-3

En la Figura 1-15, ¿cuáles transistores deben estar en CONDUCCION para que el indicador muestre el número 2? ¿Cuáles deben estar en CONDUCCION para que muestre el número 8?

Solución. Para formar el número 2, los transistores que manejan los segmentos *a*, *b*, *g*, *e*, y *d*, deben estar CONDUCIENDO. Para formar el número 8, todos los transistores deben estar CONDUCIENDO.

1-3-2 Interface entre diferentes niveles de voltaje

Las aplicaciones industriales de los circuitos lógicos de estado sólido serán considerados en detalle en el Capítulo 2, pero a modo de introducción podemos decir que todo circuito de control industrial puede dividirse en tres partes. Estas tres partes son llamadas, sección de entrada, sección lógica y sección de salida. En los sistemas industriales para una operación confiable y segura, las secciones de entrada y salida deben operar a voltajes altos, generalmente 115 V ac. El porqué de ésta necesidad se discutirá en el Capítulo 2. Dado que la sección lógica está formada por dispositivos de estado sólido de bajo voltaje, tenemos que establecer un método que nos permita hacer compatibles las secciones de entrada y salida, operando a voltajes altos, y la sección lógica operando a voltajes bajos. Este problema de acoplamiento de secciones diferentes entre sí, se denomina un problema de *interface*, y los circuitos que hacen posible este acoplamiento, se denominan *circuitos de interface*. El transistor como interruptor es de uso frecuente en este tipo de circuitos.

Una aplicación del transistor como interruptor, que salta a la vista en este momento, es su uso como energizador de un relé. La Figura 1-16 muestra esta aplicación y podemos decir que es un método sencillo y barato para acoplar las secciones lógica y de salida. Una señal de bajo voltaje proveniente de una parte del circuito lógico, entrega la corriente de base necesaria al transistor como interruptor, el cual al entrar en CONDUCCION, energiza la bobina del relé. El contacto del relé, el cual está aislado eléctricamente del circuito lógico, aplicará el alto voltaje al dispositivo desalida, en este caso, el solenoide de una electro-válvula como se muestra en la Figura 1-16.

El diodo en paralelo con la bobina del relé es un *diodo amortiguador* o diodo *contra-electromotriz*. Su función es la de cortocircuitar la fuerza *contra-electromotriz* inducida en la bobina en el instante de su desenergización. Si el diodo no existiese, la fuerza *contra-electromotriz*, se presentaría como un transitorio de alto voltaje, el cual puede dañar el transistor.

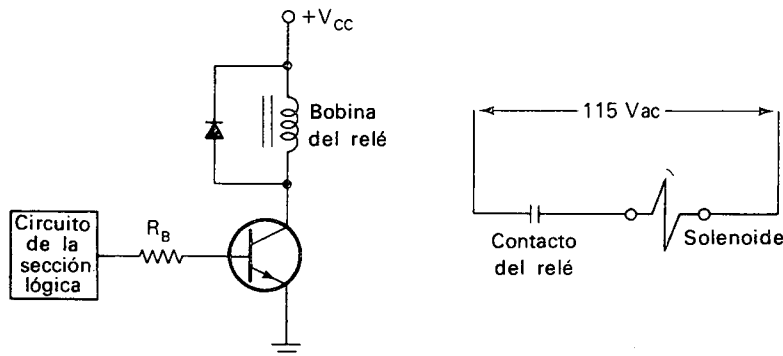


Figura 1-16. El transistor como interruptor, usado como interface entre la sección lógica y la sección de salida de un circuito de control. Cuando el transistor conduce el relé es energizado y el contacto del relé hace que el solenoide de la electro-válvula se energice.

Para interfazar las secciones de entrada y lógica, el transistor como interruptor puede usarse como se muestra en la Figura 1-17 cuando el interruptor de fin de carrera se cierra, el transformador reductor se energiza, y hace que el rectificador de onda completa entregue corriente directa a la base del transistor. El transistor entra en CONDUCCION y su voltaje de colector cae a cero. Esta señal de 0 V es interpretada por el circuito lógico como el cierre del interruptor de fin de carrera.

Si el interruptor de fin de carrera se abre, el transformador se desenergiza, el transistor entra en CORTE, y el voltaje del colector será V_{CC} . El circuito lógico ha sido diseñado para interpretar esta señal de voltaje V_{CC} correspondiendo al interruptor de fin de carrera abierto.

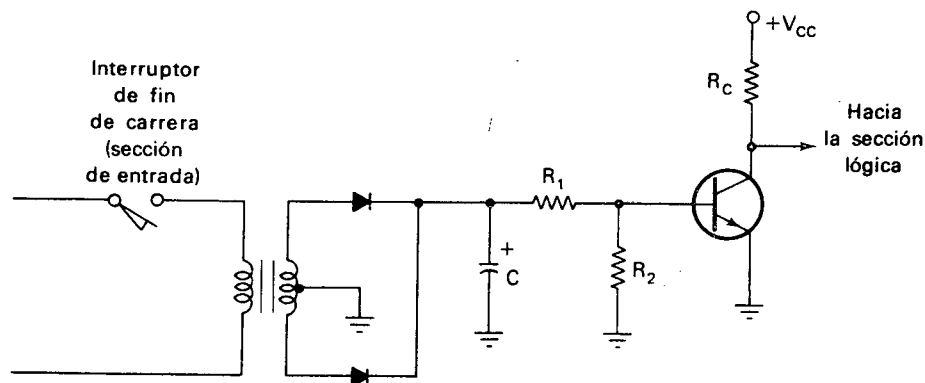


Figura 1-17. El transistor como interruptor usado como parte del circuito de interface entre las secciones de entrada y lógica.

En la Figura 1-17, la carga (el circuito lógico) no está conectado en serie con el colector sino entre éste y tierra, tal como se muestra en la Figura 1-10. Este circuito es también un circuito de conmutación y no un am-

plificador convencional, puesto que el transistor en todo momento va a estar en *corte* o *saturación*. En ningún momento, se encontrará operando en su región activa o lineal. Los valores de las resistencias R_1 , R_2 , y R_C de la Figura 1-17 deben calcularse para garantizar la operación en conmutación.

PREGUNTAS Y PROBLEMAS

1. Si la carga en la Figura 1-2, está constituida por dos lámparas en paralelo c/u de $20\ \Omega$, ¿cuál es la magnitud del voltaje de entrada necesario para llevar el transistor a CONDUCCION?
2. En la Figura 1-4, V_{in} , es tal que mantiene al primer transistor CONDUCIENDO, ¿qué efecto tiene sobre la lámpara el hecho que V_{in} aumente?
3. En un transistor de silicio usado como interruptor, ¿cuál es el problema que se presenta si el voltaje base-emisor mide $2,5\ V$?
4. Si entre colector y emisor de un transistor el voltaje medido es V_{CC} y está fluyendo corriente por la base, ¿cuál es el problema que se presenta?
5. ¿Cuál es el problema que se presenta en un circuito que tiene un transistor como interruptor, si el voltaje de entrada es $0\ V$ y la carga está energizada?
6. En aspecto de diseño, ¿cuál es la diferencia entre un transistor de conmutación y un transistor estándar para pequeña señal?
7. Dé tres razones prácticas por las cuales un transistor de conmutación debe preferirse sobre un transistor de pequeña señal en circuitos donde el transistor se usa como interruptor.
8. En términos generales, ¿de qué orden es la vida útil de un interruptor mecánico?
9. ¿De qué orden es la vida útil de un transistor como interruptor, si el circuito es un buen diseño?
10. En la Figura 1-1, $V_{in} = V_{CC} = 10\ V$, $R_C = 500\ \Omega$, y $R_B = 70\ K$. Determinar el β_{ac} mínimo para que el transistor entre en saturación.
11. En la Figura 1-1 supongamos que el valor de la resistencia de carga no es fijo. Si $V_{in} = 3\ V$, $V_{CC} = 12\ V$, $R_B = 10\ K$, y $\beta_{ac} = 80$, ¿cuál es la magnitud de la resistencia de carga que permite que el transistor entre en saturación? ¿Es este valor el máximo o el mínimo que puede escogerse? Explique.
12. En la Figura 1-8, asuma que $R_1 = 10\ K$, $R_2 = 56\ K$, y el valor de la fuente negativa de voltaje es $-4\ V$. Si el transistor es de silicio,
 - a. El transistor se encontrará en CORTE o en CONDUCCION para $V_{in} = +2,0\ V$?
 - b. Repita el procedimiento anterior para $V_{in} = +0,8\ V$.
 - c. ¿Cuál es la magnitud del voltaje V_{in} que causará incertidumbre sobre el estado de salida del circuito?

PRACTICAS DE LABORATORIO SUGERIDAS

PRACTICA 1-1

Propósitos

- a. Contruir un circuito con un transistor como interruptor y medir los niveles de los voltajes de entrada y salida para las dos condiciones de operación.

- b. Observar la situación impredecible que se presenta en un transistor como interruptor cuando el voltaje de entrada es marginal.
- c. Modificar el circuito básico del transistor como interruptor con el fin de eliminar toda situación impredecible.

Procedimiento

- a. Monte el circuito de la Figura 1-1, con los siguientes valores de las resistencias, $R_C = 220 \Omega$, $R_B = 10 \text{ K}$, $V_{CC} = 10 \text{ V}$, y como voltaje de entrada V , una fuente de alimentación dc y variable. El beta dc del transistor que se va a emplear debe conocerse.
 - 1. Aumente V_{in} hasta que el transistor entre en saturación y mida el voltaje colector-emisor para este valor particular de la corriente de colector (medida de $V_{CE(sat)}$).
 - 2. ¿Cuál es el voltaje de entrada necesario para saturación del transistor? ¿Está este resultado de acuerdo con el calculado por la Ecuación (1-2)?
- b. Disminuya gradualmente V_{in} hasta que el transistor entre en corte.
 - 1. Mida V_{in} . ¿Corroboras esta medida lo que Ud. ya sabe acerca de los transistores de silicio?
 - 2. Este valor de V_{in} es el valor marginal. Verifique esta condición cambiando el transistor por otros del mismo tipo. ¿Por qué la situación no es consistente si se reemplaza el transistor?
 - 3. Agregue un diodo en serie con el circuito de base tal como se muestra en la Figura 1-6(a). Repita el Paso 2. ¿Es la situación del circuito consistente? ¿Por qué?
 - 4. Quite el diodo y monte la variante que se muestra en la Figura 1-6(b). Utilice una fuente negativa de -3 V y una resistencia de sujeción de 15 K . Repita el paso 2.
 - 5. Para el circuito con la resistencia de sujeción, mida el nuevo valor mínimo de V_{in} que produce el corte del transistor. ¿Está este valor de acuerdo con el calculado siguiendo los pasos del ejemplo 1-2?

PRACTICA 1-2

El efecto que produce el condensador de conmutación puede demostrarse usando el circuito de la Práctica 1-1. La fuente dc variable se reemplaza por un generador de pulsos y V_{CE} debe medirse con un osciloscopio de alta frecuencia para poder observar el efecto en el tiempo de transición (tiempo necesario para cambiar de estado) del circuito cuando se le agrega un condensador de conmutación.

En general, el tiempo de subida de un osciloscopio debe ser como mínimo cinco veces menor que el tiempo de subida del pulso que se quiere medir para poder realizar una medida de buena precisión. De todas maneras, si el transistor tiene un tiempo de transición del orden de 200 nseg con el condensador, lo cual es razonable, el osciloscopio debe tener un tiempo de subida del orden de 40 nseg o menos. Un osciloscopio con un ancho de banda de 10 MHz tiene un tiempo de subida de 33 nseg , luego un osciloscopio con estas características será adecuado. El generador de pulsos debe tener también un tiempo de subida de 40 nseg o menos.

Los mejores resultados se obtienen para un pulso de una frecuencia de 1 MHz y un osciloscopio con tiempo de barrido del orden de $0,1 \mu\text{seg/cm}$.

Sustituya el condensador de conmutación por varios valores y mida los tiempos de subida y de bajada de V_{CE} , de esta manera podrá observar el efecto del condensador en el tiempo de transición del transistor como interruptor.

2

El transistor como interruptor actuando como elemento decisorio

En cualquier sistema industrial, los circuitos de control reciben y procesan información sobre las condiciones en el sistema. Esta información representa hechos tales como, posiciones mecánicas de partes móviles, temperaturas en varios lugares, presiones existentes en tubos, ductos y cámaras; caudales; fuerzas ejercidas sobre dispositivos de detección; velocidades de desplazamiento, etc. El circuito de control debe tomar toda esta información empírica y combinarla con la que le suministra el operador. La información suministrada por el operador, usualmente proviene de un conjunto de interruptores y/o potenciómetros. Esta información representa la respuesta deseada del sistema, es decir, el resultado esperado.

Basándose en la información suministrada por el operador y los datos tomados del sistema, el circuito de control, *toma decisiones*. Estas decisiones son la próxima acción que debe ejecutar el sistema, ya sea arrancar o parar un motor, aumentar o disminuir la velocidad de un movimiento mecánico, abrir o cerrar una electro-válvula, o aún, parar el sistema completamente a causa de una condición peligrosa.

Obviamente, la decisión que toma el sistema de control no es una elaboración propia. Solamente es el reflejo de los deseos del diseñador, quien

previando todas las posibles condiciones de entrada, ha *programado* o elaborado la salida apropiada del sistema. Sin embargo, como el circuito de control opera como lo haría su diseñador, en iguales condiciones, es con frecuencia llamado *circuito de toma de decisiones o decisorio*, o simplemente *circuito lógico*.

OBJETIVOS

Al terminar este capítulo, se estará en capacidad de:

1. Enumerar las tres partes de un circuito de control industrial y describir las funciones generales de cada una
2. Describir cómo los relés pueden ser usados como elementos decisorios
3. Distinguir entre contactos normalmente abiertos y contactos normalmente cerrados de un relé
4. Dibujar esquemas lógicos con relés, en los que se muestren contactos conectados en serie y contactos conectados en paralelo
5. Describir en detalle el funcionamiento de una parte específica de un sistema lógico con relés
6. Explicar la operación de las cinco puertas lógicas de estado sólido más comunes: AND, OR, NAND, NOR y NOT
7. Describir en detalle el funcionamiento de una parte específica de un sistema lógico de estado sólido
8. Enumerar y explicar el funcionamiento de varios circuitos usados como etapas de entrada a un sistema lógico de estado sólido
9. Explicar el propósito y el funcionamiento de los amplificadores de salida usados en sistemas lógicos de estado sólido
10. Discutir las ventajas y desventajas relativas de un circuito lógico de estado sólido y de un circuito lógico de relés
11. Describir en detalle el funcionamiento de tres sistemas lógicos de estado sólido reales: una rebajadora automática, un anunciador de primera falla, y un taladro automático
12. Discutir las características de las cinco familias lógicas industriales más comunes: RTL, DTL, HTL, TTL y CMOS

2-1 SISTEMAS CON CIRCUITOS LOGICOS

El circuito de control eléctrico de un sistema industrial puede dividirse en tres partes o secciones distintas a saber: (a) sección de entrada, (b) sección lógica y (c) sección de salida.

La *sección de entrada*, algunas veces llamada *sección de adquisición de datos* en este libro, está formada por los dispositivos encargados de recoger la información proveniente del operador y del sistema mismo. Algunos de los dispositivos usados comunmente como entradas son: botones pulsadores, interruptores de fin de carrera, interruptores de presión y fotoceldas.

La *sección lógica*, algunas veces llamada *sección de toma de decisiones o decisoria* en este libro, es la parte del circuito que actúa de acuerdo con la información suministrada por la sección de entrada, toma decisiones con

base en dicha información y envía órdenes a la sección de salida. Los circuitos de la sección lógica son generalmente construidos con relés magnéticos, circuitos transistorizados discretos, o circuitos transistorizados integrados.* Los dispositivos neumáticos también pueden ser usados para implementar circuitos lógicos pero son menos frecuentes que los dispositivos electrónicos y electromagnéticos, por esta razón, no se discutirán. De todas maneras, los principios fundamentales de los circuitos lógicos son únicos y universales y no interesa qué dispositivo se use para implementarlos.

La *sección de salida*, algunas veces llamada *sección actuadora* en este libro, está formada por los dispositivos que toman las señales de salida de la sección lógica y las convierten o amplifican a formas utilizables. Los más comunes son: arrancadores de motores y contactores, solenoides y lámparas indicadoras.

La Figura 2-1 ilustra la relación entre estas tres partes de un circuito de control.

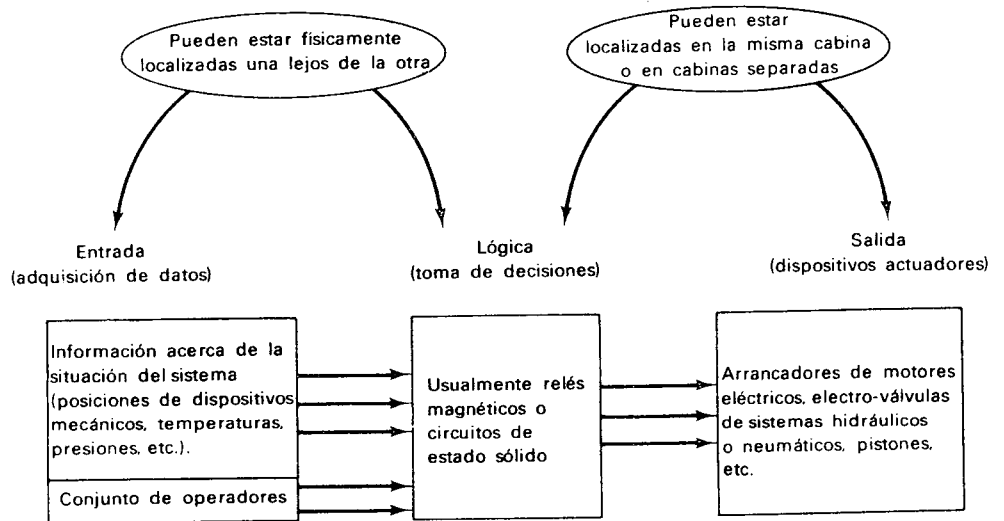


Figura 2-1. Relación entre las tres partes de un sistema de control industrial.

2-2 CIRCUITOS LOGICOS IMPLEMENTADOS CON RELES MAGNETICOS

Por muchos años, las funciones lógicas industriales, fueron implementadas casi exclusivamente con relés operados magnéticamente, y aún hoy en día, esta lógica goza de una amplia popularidad. En este método de construc-

*Un circuito integrado (IC, integrated circuit) es un circuito en el cual todos los componentes (transistores, diodos, resistencias, etc.) están construidos con base en un solo cristal de silicio. Hablaremos sobre CIs más adelante.

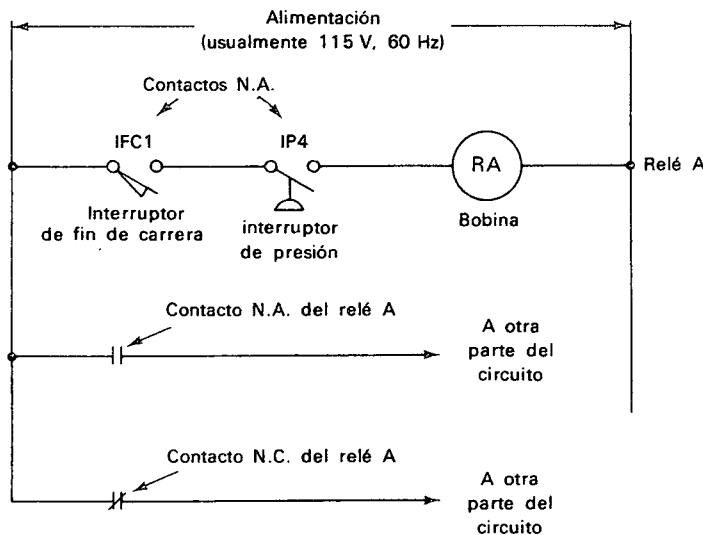


Figura 2-2. Un circuito lógico de relé en el cual la bobina es controlada por dispositivos de entrada llamados interruptor de fin de carrera e interruptor de presión.

ción, la bobina del relé es energizada cuando el circuito principal de la bobina se completa cerrando ciertos interruptores o contactos. La Figura 2-2 muestra cómo el relé A (RA) se energiza, si simultáneamente se cierran el interruptor de fin de carrera 1 (IFC1) y el interruptor de presión 4 (IP4).

El relé A del circuito de la Figura 2-2 se energiza si una cierta combinación de eventos ocurre en el sistema. La combinación necesaria, es el cierre de IFC1 por el aparato que lo opere, y al mismo tiempo, el cierre de IP4 por un aumento en la presión del líquido o gas que lo afecte. Si estas dos acciones se suceden en el mismo instante, el relé A se energizará.

Por el contrario, si uno o los dos interruptores es abierto, entonces el relé A será desenergizado, lo mismo ocurrirá si uno de los interruptores se cierra y el otro permanece abierto.

Si RA es desenergizado, sus contactos asociados volverán a su estado normal, es decir, los contactos *normalmente cerrados* (N.C.) se cierran y los contactos *normalmente abiertos* (N.A.) se abren. En cambio, si RA es energizado, todos sus contactos asociados cambian de estado, es decir, los contactos N.C. se abrirán y los contactos N.A. se cerrarán. La Figura 2-2 muestra solamente un contacto de cada clase, es de notar, que los relés de uso industrial tienen asociados varios contactos de cada clase (algunos contactos N.C. y algunos N.A.).

Aun cuando este circuito es bastante simple, sirve para ilustrar las dos ideas fundamentales de los circuitos lógicos de relés y aplicables a todos los circuitos lógicos.

a. Un resultado positivo (en este caso energización del relé), está condicionado a la ocurrencia de una serie de eventos, y depende de cómo los

contactos de mando se encuentren conectados. En el circuito de la Figura 2-2, *ambos* interruptores IFC1 e IP4, deberán cerrarse porque se encuentran conectados en serie, si estuviesen conectados en paralelo, bastaría que *uno cualquiera* de los interruptores se cerrase para energizar el relé.

b. Una vez que un resultado positivo ocurre, éste puede transferirse a otros lugares del circuito. De este modo, el resultado puede manifestarse en varios lugares a través del circuito de control. En la Figura 2-2, el relé A tiene asociado un contacto N.C. y otro N.A. conectados a otros lugares del circuito. Por tanto, la acción sobre RA se manifestará sobre estos lugares del circuito.

Para ampliar los conceptos sobre las ideas básicas de circuitos lógicos, en la Fig. 2-3 se muestra cómo los contactos de mando de una bobina, pueden ser contactos asociados a *otros relés* en lugar de interruptores independientes como los de presión y de fin de carrera.

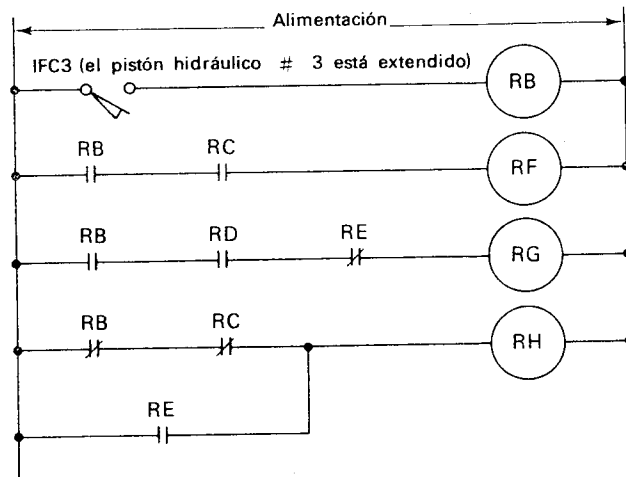


Figura 2-3. Circuito lógico de relés en el cual las bobinas están controladas por contactos asociados a otros relés.

En la Figura 2-3, el interruptor de fin de carrera (operado mecánicamente) se cerrará cuando el pistón del cilindro hidráulico #3 se encuentre completamente extendido. El cilindro hidráulico #3 se encuentra en un sitio cualquiera del sistema mecánico y acciona el interruptor por medio de una especie de leva que los une. Cuando el contacto N.A. del interruptor IFC3 se cierra, RB se energiza. La idea de “transferencia” o “ramificación” se ilustra muy bien aquí porque los tres contactos asociados con RB están conectados a otras partes del circuito, por tanto, la acción de RB se manifestará en estas tres partes, que en este caso son los relés RF, RG y RH. La idea de “ramificación” es algunas veces asociada como un *fan-out* (factor de carga del circuito).

Para apreciar mejor la habilidad que tienen estos circuitos para tomar decisiones, consideremos el relé RG. Supongamos que RG controla el sole-

noide de una electro-válvula la cual permite o no que el agua fluya por un determinado tubo. Tenemos pues, que el agua fluirá si las siguientes condiciones se cumplen:

- a. *RB* está energizado, y
- b. *RD* está energizado, y
- c. *RE* está desenergizado.

Hemos visto que *RB* está controlado por la posición del pistón del cilindro hidráulico #3 a través del interruptor IFC3. Los relés *RD* y *RE*, aunque no se describen en la Figura 2-3, representan cualquier condición en el sistema mismo, o datos del operador o una combinación de ambos. Para concretar, supongamos que *RD* se energizará cuando se tiene una determinada presión del agua y *RE* cuando se detecte en el agua cierto tipo de contaminación.

La decisión que tome *RG* sobre permitir o no el flujo del agua, depende de las tres condiciones siguientes (estado de los contactos):

- a. *RB* (N.A.): Pistón del cilindro hidráulico #3, completamente extendido.
- b. *RD* (N.A.): Presión del agua, adecuada.
- c. *RE* (N.C.): No hay contaminación presente en el agua.

Este es un ejemplo simple de cómo los relés pueden emplearse para construir circuitos lógicos.

2-3 CIRCUITO LOGICO DE RELES PARA UN SISTEMA CLASIFICADOR DE PIEZAS MANUFACTURADAS

Para cimentar lo que hemos aprendido acerca de los sistemas lógicos en general, consideremos el sistema lógico para un sistema específico. La Figura 2-4(a) muestra el diagrama esquemático de la distribución del sistema.

Se trata de piezas manufacturadas de distinto peso y tamaño que se desplazan hacia la derecha por una banda transportadora. Un detector de tamaño las clasifica en grandes o pequeñas dependiendo de si se encuentran por encima o por debajo de un cierto tamaño de referencia. De la misma manera, un detector de peso las clasifica en pesadas o livianas de acuerdo con un cierto peso de referencia. Al final, cada pieza se encontrará clasificada en uno de los siguientes grupos: a) pequeña liviana, b) pequeña pesada, c) grande liviana, o d) grande pesada.

El sistema identifica (de acuerdo con un código establecido) las partes, dibujándole una raya de pintura del color apropiado; una vez pintada, la pieza es enviada al conducto correspondiente de acuerdo con su clasificación. Existen cuatro conductos, uno para cada clasificación. La salida de la pieza de la banda transportadora hacia su respectivo conducto se efectúa abriendo una compuerta, la cual se encarga de dirigirla hacia la salida correspondiente. Cada conducto tiene su propia compuerta.

El sistema está dividido en tres partes, tal como se muestra en la Figura 2-4(a); el peso y tamaño se miden en la zona de prueba. Cuando la pieza sale de la zona de prueba hacia la zona de pintura, en su paso acciona el

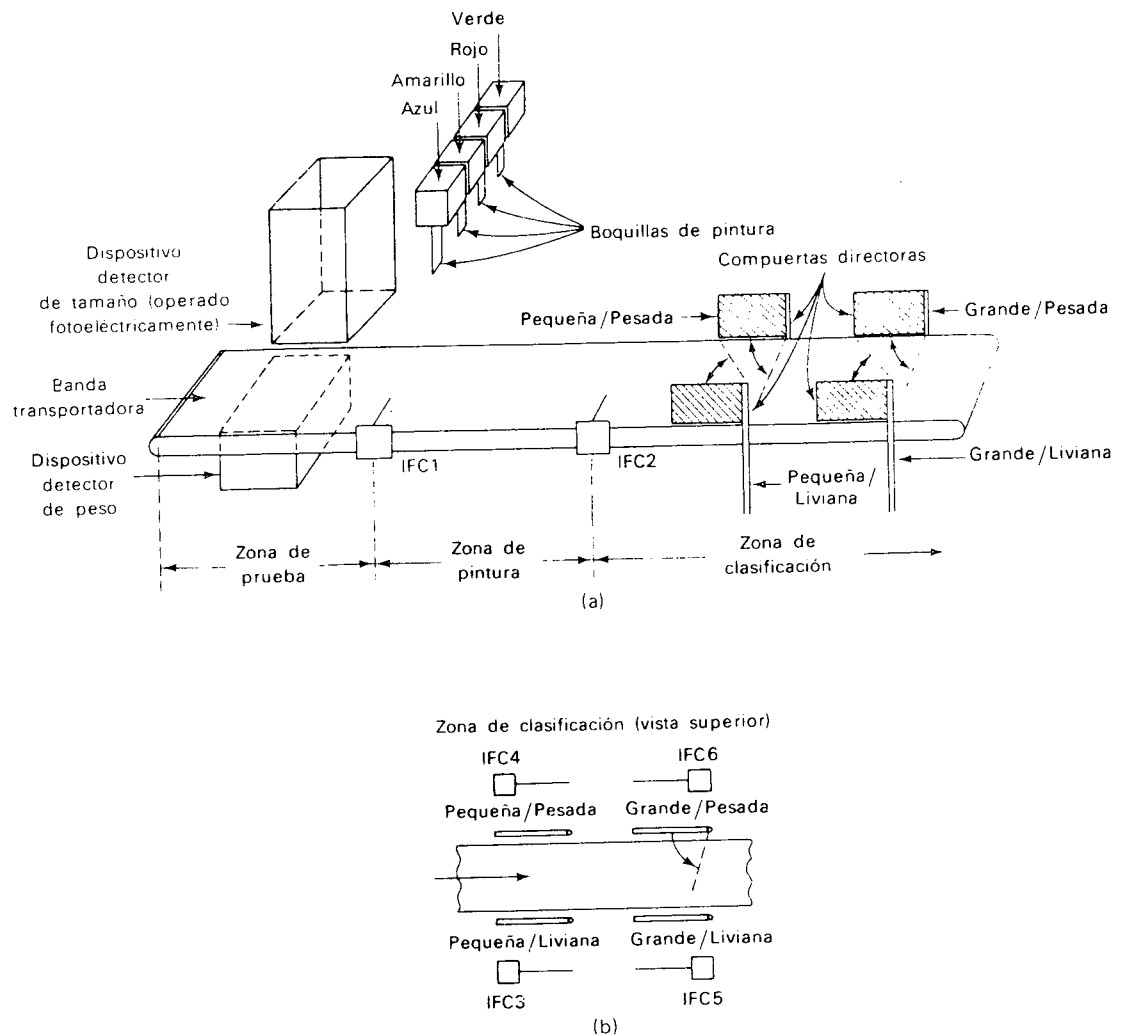


Figura 2-4. (a) Distribución física del sistema clasificador de piezas manufacturadas. (b) Vista superior de la zona de clasificación, donde se muestra la posición de las cuatro compuertas y los cuatro interruptores de fin de carrera.

interruptor IFC1. Este interruptor es un interruptor de fin de carrera con una extensión especial (cat-whisker extensión) y se utiliza cuando el objeto que debe detectar no se encuentra siempre en la misma posición; los objetos que se mueven por una banda transportadora son un buen ejemplo, dado que pueden encontrarse en cualquier sitio, a uno y otro lado del centro de la misma, luego, para detectar el paso de una pieza, el interruptor debe ser capaz de detectarla en cualquier parte del ancho de la banda (sobre la línea de acción del interruptor).

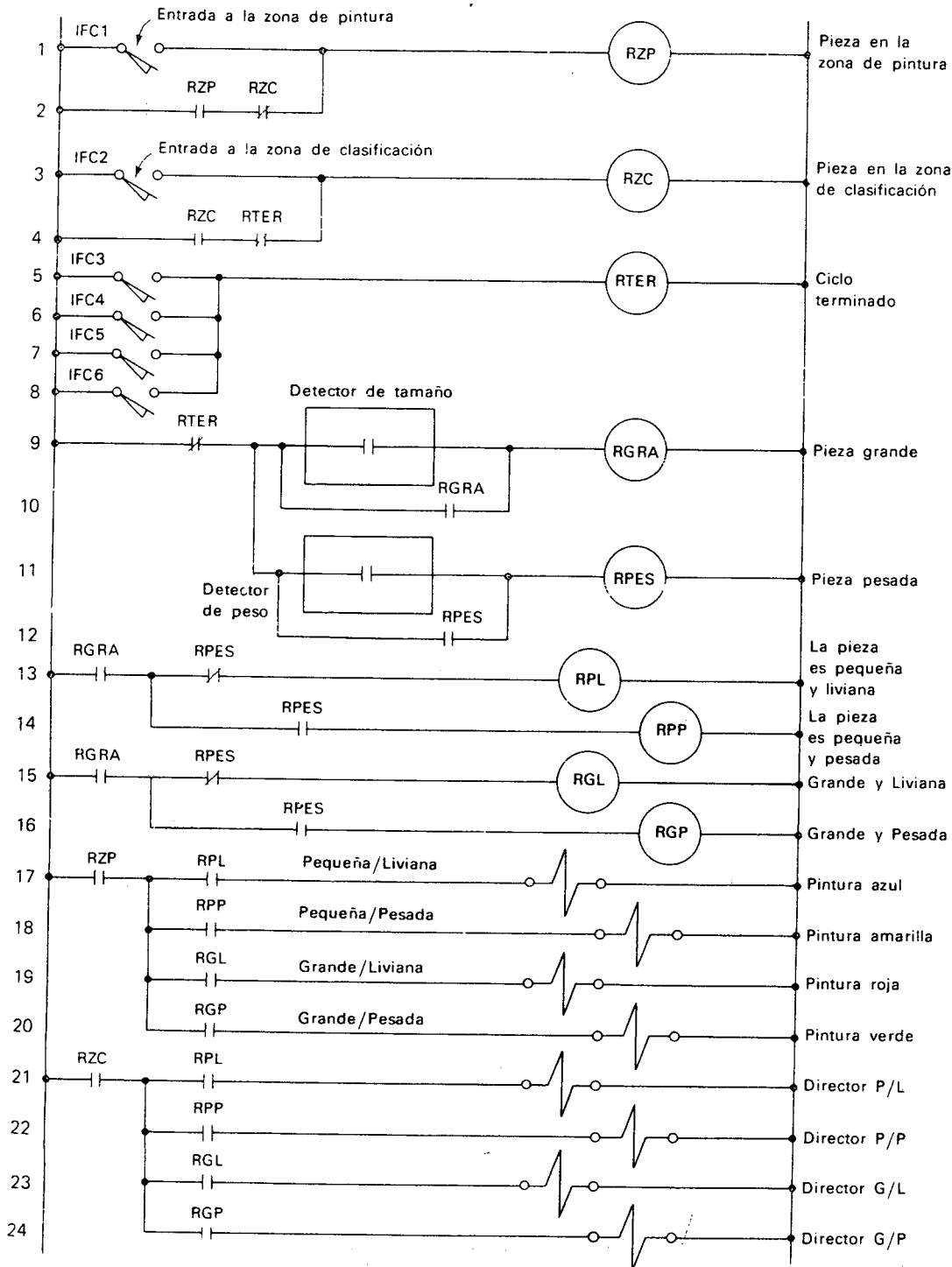


Figura 2-5. Circuito de control para el sistema clasificador de piezas manufacturadas, con la lógica implementada con relés magnéticos.

Cuando la pieza entra en la zona de pintura, una de las cuatro electroválvulas de pintura se abre y dibuja una raya a medida que la pieza se mueve bajo la boquilla. Cuando la pieza sale de la zona de pintura hacia la zona de clasificación, acciona IFC2, que es también un interruptor especial como IFC1. En este instante, la electroválvula se cierra y una de las cuatro compuertas se abre para guiar la pieza hacia su respectivo conducto. La Figura 2-4(b) muestra cómo la compuerta bloquea el paso de la pieza y la dirige hacia el conducto correspondiente. Una vez que la pieza ha caído en el conducto respectivo, acciona el interruptor correspondiente (colocado en cada conducto), sea IFC3, IFC4, IFC5, o IFC6, cuando esto sucede, la compuerta vuelve a su posición original, y el sistema total está disponible para recibir una nueva pieza en la zona de prueba.

El sistema manipula las piezas de manera que una nueva pieza no puede entrar en la zona de prueba hasta tanto no se accione uno de los interruptores de los conductos. Esto es debido en efecto, a que el sistema debe retener la clasificación peso/tamaño hasta tanto la pieza no deje por completo el sistema; la clasificación debe memorizarse para poder operar la compuerta correspondiente en el momento que la pieza entre en la zona de clasificación.

El circuito lógico de relés que ejecuta toda la operación anterior se muestra en la Figura 2-5. El circuito lógico de estado sólido equivalente será tratado y explicado en la Sección 2-6. Ahora se explica el funcionamiento del circuito de la Figura 2-5, y de esta manera, nos podremos familiarizar con un circuito lógico práctico que ha sido implementado con relés; una vez que se tenga entendido como funciona, se estudiará el mismo sistema usando los más modernos métodos de construcción.

Partamos de la línea 9 de la Figura 2-5. El contacto N.C. RTER* está cerrado cuando una pieza entra en la zona de prueba. Mientras la pieza se encuentre en la zona de prueba, el detector de tamaño cierra su contacto si la pieza es grande o lo deja abierto si es pequeña; si la pieza es grande, el relé RGRA es energizado, si es pequeña permanece desenergizado. Si RGRA es energizado, se autoenergiza por medio del contacto N.A. RGRA de la línea 10, esto es necesario porque el contacto del detector de tamaño retorna a su estado inicial (N.A.), una vez la pieza salga de la zona de prueba, y como se dijo anteriormente, el sistema debe memorizar el resultado de la prueba hasta que la pieza deje por completo el sistema.

La forma como el detector de tamaño opera no nos interesa en este momento, dado que lo importante es el funcionamiento del sistema lógico.

El detector de peso de la línea 11 opera de una forma análoga, es decir, si la pieza es pesada, el contacto se cierra y energiza el relé RPES el cual se autoenergiza por su contacto N.A. de la línea 12. Si la pieza es liviana, el contacto del detector de peso permanecerá abierto y el relé RPES desenergizado.

*Los relés generalmente se les denomina de acuerdo con la función que realizan en el circuito. El nombre del relé es una abreviación de su función. Por ejemplo, en la nominación RTER, las letras TER son una abreviación de la palabra *terminado*. La letra R que precede la abreviación de la función es usada para significar *relé*. Una descripción más completa de la función del relé se escribe a un lado de la bobina como una ayuda para entender la operación del circuito. Este método se sigue en la Figura 2-5.

El circuito entre las líneas 13 a 16 energiza el relé correspondiente a la clasificación de la pieza. Si la pieza es pequeña, el contacto N.C. RGRA en la línea 13 permanecerá cerrado, energizando los contactos de RPES localizados en las líneas 13 y 14, dependiendo de si la pieza es pesada o liviana, uno de los relés RPL (pequeña/liviana) o RPP (pequeña/pesada) será energizado.

Esta misma configuración del circuito se encuentra entre las líneas 15 y 16, pero a través de un contacto N.A. de RGRA. Si la pieza es grande, el contacto N.A. RGRA se cerrará, el relé RGL (grande/liviana) se energizará si RPES está desenergizado, o RGP (grande/pesada) se energizará si RPES está energizado. Es de notar que solamente uno de los cuatro relés RPL, RPP, RGL, o RGP se energizará como resultado de la prueba de cualquier pieza.

Cuando la pieza deja la zona de prueba y pasa por debajo de las boquillas de pintura acciona IFC1, el cierre momentáneo de su contacto N.A. asociado (línea 1) energiza RZP, el cual se autoenergiza a través de su contacto N.A. de la línea 2. RZP permanecerá energizado hasta que el contacto N.C. RZC de la línea 2 se abra. La pieza se encuentra ahora en la zona de pintura, y el contacto N.A. de RZP en la línea 17 está cerrado y una de las cuatro electro-válvulas energizada, lo que produce que la pieza sea pintada del color apropiado. Los solenoides de las electro-válvulas de pintura aparecen entre las líneas 17 a 20.

Cuando la pieza deja la zona de pintura acciona IFC2 y cierra momentáneamente el contacto asociado en la línea 3. RZC es energizado, este se autoenergiza a través de su contacto N.A. de la línea 4, y produce la desenergización de RZP porque el contacto N.C. RZC en la línea 2 se abre tal como se dijo antes. Abajo en la línea 21, el contacto N.A. RZC se cierra, y una de las cuatro compuertas directoras se abre para dirigir la pieza hacia el conducto respectivo. Los cuatro solenoides que operan las compuertas se muestran entre las líneas 21 a 24.

Cuando la pieza guiada por la compuerta, ha caído en su respectivo conducto, uno de los cuatro interruptores de fin de carrera se cierra momentáneamente. Estos interruptores son IFC3, IFC4, IFC5, e IFC6, y se encuentran conectados en paralelo entre las líneas 5 a 8. Cuando uno de estos interruptores se cierra momentáneamente, RTER se energiza por el mismo tiempo y su contacto N.C. de la línea 4 se abre desenergizando RZC, lo cual indica que la pieza ha salido de la zona de clasificación. Así mismo, el contacto N.C. RTER de la línea 9, se abre y desenergiza RGRA y RPES si por efecto de la prueba habrían quedado autoenergizados. La

TABLA 2-1 Categoría de los dispositivos de la Figura 2-5

Adquisición de Datos (Entrada)	Toma de Decisiones (Lógica)	Dispositivos Actuadores (Salida)
IFC1, IFC2, IFC3, IFC4, IFC5, IFC6, detector de peso, detector de tamaño	Relés RZP, RZC, RTER, RGRA, RPES, RPL, RPP, RGL, RGP, y sus contactos asociados	Solenoides del azul, amarillo, rojo y verde; solenoides P/L, P/P, G/L y G/P

operación de todo el sistema se ha completado y el sistema está nuevamente en condiciones de recibir una nueva pieza para clasificar.

Se dijo en la Sección 2-1 que todo circuito de control puede dividirse en tres partes: entrada, lógica y salida. Los dispositivos de la Figura 2-5 quedan clasificados como se muestra en la Tabla 2-1.

2-4 LOGICA IMPLEMENTADA CON TRANSISTORES

Pudimos observar en la discusión anterior cómo los relés pueden ser utilizados para la toma de decisiones o como elementos decisorios. En términos simples, cuando dos contactos se encuentran conectados en serie, se dice que la función del circuito es una función *AND* porque para energizar la carga, el primer contacto y el segundo deben cerrarse. Cuando dos contactos se encuentran en paralelo, la función del circuito es una función *OR* porque para energizar la carga, *cualquiera*, el primer contacto o el segundo debe cerrarse. Estas dos configuraciones básicas de los circuitos de relés se muestran en la Figura 2-6, junto con dos circuitos de estado sólido para realizar las mismas funciones.

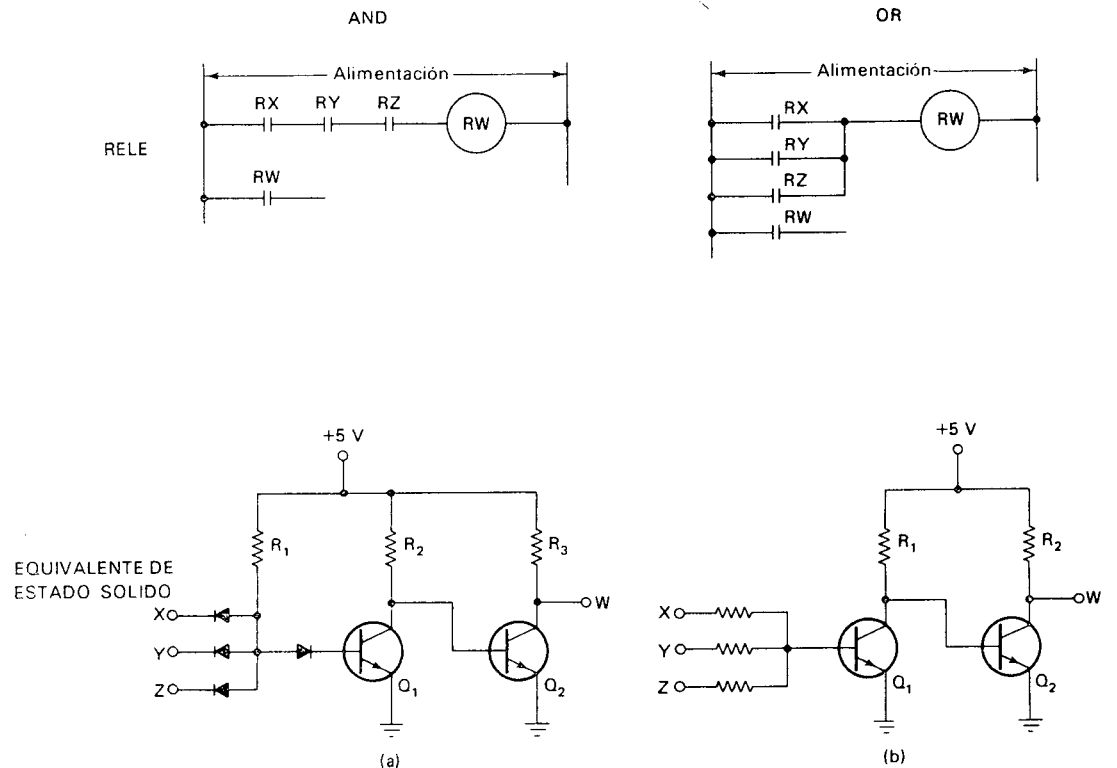


Figura 2-6. (a) La función lógica AND ejecutada por un circuito de relés y por un circuito de estado sólido. (b) La función OR ejecutada por un circuito de relés y por un circuito de estado sólido.

En la lógica de estado sólido, en lugar de contactos que se abren y cierran, las líneas de entrada estarán en *nivel alto* (HI) o en *nivel bajo* (LO). Por tanto, en los circuitos de estado sólido de la Figura 2-6, que la entrada X esté en nivel alto (sea $+5\text{ V}$) es equivalente a tener cerrado el contacto RX en el circuito de relés. Que la entrada X esté en nivel bajo (0 V) es equivalente a tener el contacto RX abierto. Esta convención es válida también para las entradas Y y Z .

En cuanto al *resultado* del circuito, en un circuito de relés, el resultado se considera como la energización de la bobina del relé y la consecuente conmutación de sus contactos asociados. En un circuito de estado sólido, el resultado se asocia con un nivel alto a la salida.

Teniendo en cuenta estas equivalencias, estudiemos el circuito de la Figura 2-6(a). Si cualquiera de las entradas está en nivel bajo (0 V , conectada a tierra), el diodo conectado a dicha entrada quedará polarizado directamente, su corriente de polarización va a tierra y proviene de la fuente de $+5\text{ V}$ a través de R_1 . En un diodo polarizado directamente el potencial del ánodo no puede ser mayor que $0,6\text{ V}$ con respecto del potencial del cátodo. Por tanto, el nodo de unión de los ánodos en la Figura 2-6(a) estará a $+0,6\text{ V}$ con respecto a tierra, si cualquiera de las entradas X , Y , o Z se encuentra en nivel bajo. Con sólo $+0,6\text{ V}$ en el nodo de unión de los ánodos, Q_1^* se encontrará en CORTE, de acuerdo con lo estudiado en el Capítulo 1. Con Q_1 , en CORTE, su colector está en nivel alto y por tanto entregará corriente a la base de Q_2 llevándolo a CONDUCCION. Con Q_2 en saturación, su voltaje de colector es aproximadamente 0 V y por tanto, la salida del circuito será un nivel bajo.

Por el contrario, si todas las entradas X , Y , y Z están en nivel alto ($+5\text{ V}$), el nodo de unión de los ánodos no será forzado a $0,6\text{ V}$. Por tanto, la corriente que fluye a través de R_1 encontrará un camino hacia la base de Q_1 . Q_1 entra en saturación llevando Q_2 a CORTE, lo que fuerza la salida a $+5\text{ V}$, un nivel alto. La acción que realiza el circuito de estado sólido, es equivalente a la del circuito de relés que se muestra en la parte superior de la Figura 2-6(a). Todas las entradas deben estar *energizadas* para obtener una salida.

La Figura 2-6(b) muestra la función OR. En el circuito de estado sólido si cualquiera de las entradas está en nivel alto, Q_1 entra en CONDUCCION. (Las resistencias están calculadas para que esto suceda), y su colector es llevado a tierra. Por tanto, no fluirá corriente a la base de Q_2 , y éste entra en CORTE, forzando la salida, W a un nivel alto. Nuevamente, la acción que realiza el circuito de estado sólido es equivalente a la del circuito de relés que se muestra en su parte superior. Si una cualquiera de las entradas está *energizada*, se produce una salida.

En ambos circuitos OR, el de relés y el de estado sólido, si todas las entradas están *desenergizadas* (todos los contactos abiertos en el circuito de relés, todas las entradas en nivel bajo en el circuito de estado sólido), el circuito no producirá una salida. Es decir, el circuito de relés estará im-

*En los esquemas electrónicos los transistores pueden identificarse por las letras Q o T . Usaremos la letra Q en muchos casos, y usaremos la letra T cuando Q se utilice para otros propósitos en el esquema.

pedido para energizar la bobina del relé *W*, y el circuito de estado sólido producirá un nivel bajo a la salida *W*.

2-5 PUERTAS LOGICAS—MODULOS PARA CONSTRUCCION DE CIRCUITOS LOGICOS

En la Sección 2-4 mostramos que los circuitos de estado sólido, pueden realizar funciones lógicas, pero será muy incómodo y a la vez confuso, mostrar en un diagrama lógico los transistores, diodos, y las resistencias que intervienen; para evitar esto, se han inventado símbolos que dan a entender que las funciones lógicas serán ejecutadas por circuitos individuales. Podemos entonces construir circuitos lógicos complejos interconectando circuitos lógicos individuales y simples, similares al circuito AND de la Figura 2-6(a).

Estos circuitos lógicos individuales y simples, constituyen *módulos lógicos* con los cuales se pueden implementar sistemas lógicos complejos, en los cuales, cada módulo está representado por un símbolo especial. Estos módulos comúnmente se denominan *puertas lógicas* o simplemente *puertas*.

2-5-1 Puertas no-inversoras: AND, OR

En la Sección 2-4, encontramos puertas AND y OR y, podemos decir que una puerta AND es un circuito en el cual la salida será un nivel alto solamente cuando *todas* las entradas se encuentran en nivel alto. La Figura 2-7(a) muestra el símbolo de la puerta AND, seguido de su tabla de verdad y de una explicación en palabras sobre su funcionamiento.

La Figura 2-7(a) muestra una puerta AND de tres entradas. En realidad, cualquier número de entradas es posible, pero las más comunes son de dos, tres, cuatro y ocho entradas.

En la tabla de verdad de la Figura 2-7(a), el dígito binario 1 representa un nivel alto de voltaje, y el dígito binario 0 un nivel bajo de voltaje. La tabla de verdad da la salida de un circuito digital para cada una de las posibles combinaciones de las entradas.

Por ejemplo, la tabla de verdad para la puerta AND, en la Figura 2-7(a), muestra todas las ocho posibles combinaciones de las tres entradas, *A*, *B* y *C*, y para cada combinación, específica, el nivel de salida de la puerta AND. Como ejemplo, tomemos la segunda fila de la tabla de verdad. Esta nos dice que si las entradas *A*, *B* y *C* son 001, respectivamente, la salida será 0. La tercera fila nos dice que para la combinación 010 de las entradas *A*, *B* y *C*, la salida será también 0. La octava fila dice que para la combinación 111 de las entradas *A*, *B* y *C*, la salida es 1.

Las tablas de verdad son útiles porque eliminan cualquier ambigüedad que pueda presentarse al tratar de explicar, con palabras, la acción del circuito. Para el caso de una puerta AND, la tabla de verdad puede aparecer como un medio complicado para entender algo que fácilmente se comprende con palabras, el caso es que, a medida que aumenta la complejidad del circuito digital, es más difícil expresar su acción en palabras.

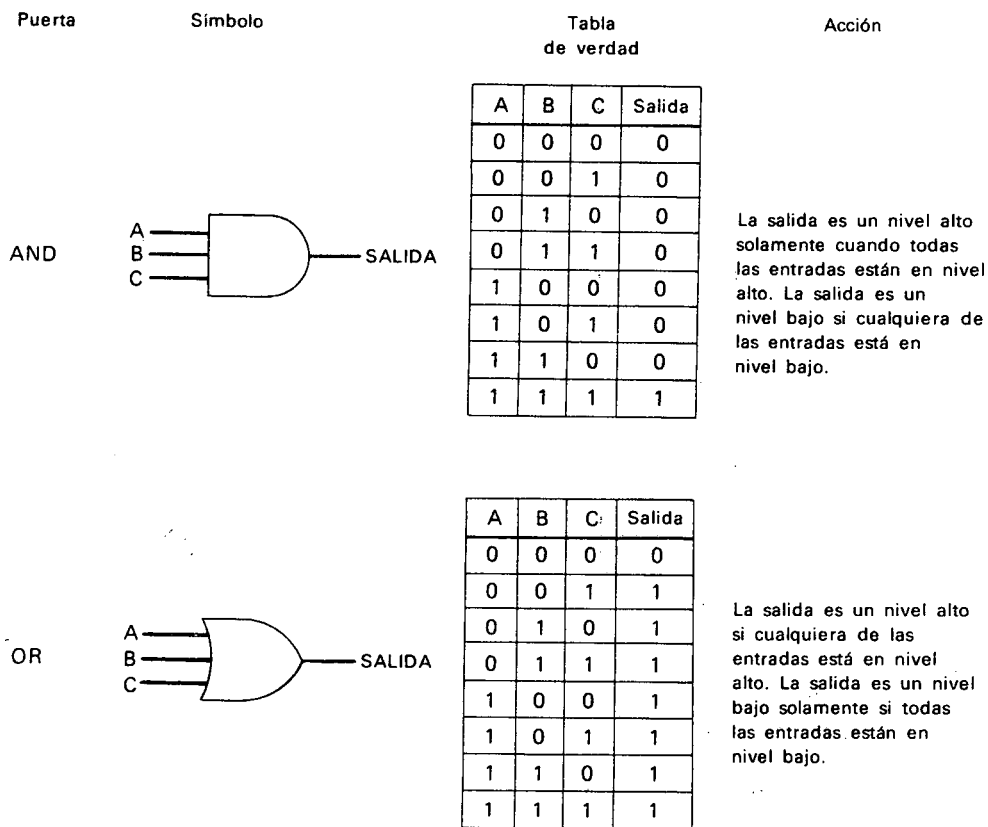


Figura 2-7. (a) Funcionamiento de una puerta AND. (b) Funcionamiento de una puerta OR.

Es bueno aprender a interpretar las puertas lógicas de una manera intuitiva, para poder saber, casi sin pensar, cuál será la salida para una combinación dada de las entradas. Esta habilidad puede lograrse leyendo y entendiendo la descripción, en palabras, de la puerta y chequeando mentalmente la tabla de verdad, fila por fila, con dicha descripción.

La Figura 2-7(b) muestra el símbolo de una puerta OR, seguido de su tabla de verdad y de una descripción en palabras de su funcionamiento. La puerta OR, toma este nombre porque su salida es un nivel alto, si A o B o C están en nivel alto. La tabla de verdad muestra esto claramente.

Los esquemas electrónicos dibujados en la Figura 2-6 muestran algunos métodos posibles para construir una puerta AND y una puerta OR. Lógicamente, no son los únicos métodos y no necesariamente los mejores. Aun cuando es instructivo y útil saber como puede construirse una puerta, una vez que ésta se encuentra adecuadamente conectada en un circuito lógico, su construcción interna es irrelevante. La relación entrada-salida, mirándola como una caja-negra, es lo único importante.

2-5-2 Puertas inversoras: NAND, NOR, NOT

Las puertas inversoras son aquellas en las cuales la salida es un nivel bajo cuando la adecuada combinación de las entradas es alta (con relación a lo visto anteriormente). La Figura 2-8 muestra los símbolos, las tablas de verdad, y da las descripciones de las puertas inversoras.

La puerta inversora más simple, es la puerta NOT, comúnmente llamada *inversora*. La salida es un nivel bajo cuando la entrada es un nivel alto y es un nivel alto cuando la entrada es un nivel bajo. Las puertas NOT son útiles cuando se requiere, en un cierto lugar de un circuito lógico, el inverso de un nivel digital para realizar una determinada acción. La puerta NOT cambia un nivel alto a nivel bajo y viceversa. La construcción electrónica de una puerta NOT es simplemente un transistor como interruptor, tal como el que se muestra en la Figura 1-7(a).

La puerta NAND es aquella en la cual la salida es un nivel bajo cuando todas sus entradas están en nivel alto; dicho de otra forma, la salida es un nivel alto si cualquiera de las entradas está en nivel bajo. Esto puede constatarse con la tabla de verdad correspondiente.

La puerta NAND es equivalente a una puerta AND seguida de una puerta NOT, tal como lo sugiere la Figura 2-9(a). Sería pues, más adecuado llamarla puerta AND-NOT, pero el uso corriente ha impuesto la N precediendo el nombre.

La puerta NOR es aquella en la cual la salida es un nivel bajo si cualquiera de las entradas está en nivel alto; dicho de otra forma, la salida es un nivel alto, solamente si todas las entradas están en nivel bajo. La tabla de verdad de la Figura 2-8(c) ilustra este comportamiento.

La puerta NOR es equivalente a una puerta OR seguida de una puerta NOT. Nuevamente, el nombre adecuado sería OR-NOT, pero por la misma razón anterior, el nombre NOR se ha impuesto. La Figura 2-9(b) ilustra lo dicho.

Es de sorprenderse porqué se fabrican y utilizan puertas NAND y NOR dado que son menos fáciles de entender intuitivamente y también es cierto que, rastrear un circuito implementado con puertas NAND y NOR es más difícil que rastrear un circuito implementado solamente con puertas AND y OR. A medida que aumenta la complejidad del circuito, más confusa se vuelve la lógica invertida; esto es cierto, úsese o no, técnicas matemáticas para explicar el funcionamiento del circuito.

Las razones de la popularidad de las puertas inversoras son sencillas:

- a. Son baratas
- b. Son rápidas
- c. Disipan menos potencia

La razón a, se desprende del hecho que una puerta NOR puede construirse exactamente de la misma manera que la puerta OR de la Figura 2-6(b) excepto que Q_2 no es necesario. La única razón para haber incluido a Q_2 es conseguir que la salida "siga" a las entradas. Si estamos dis-

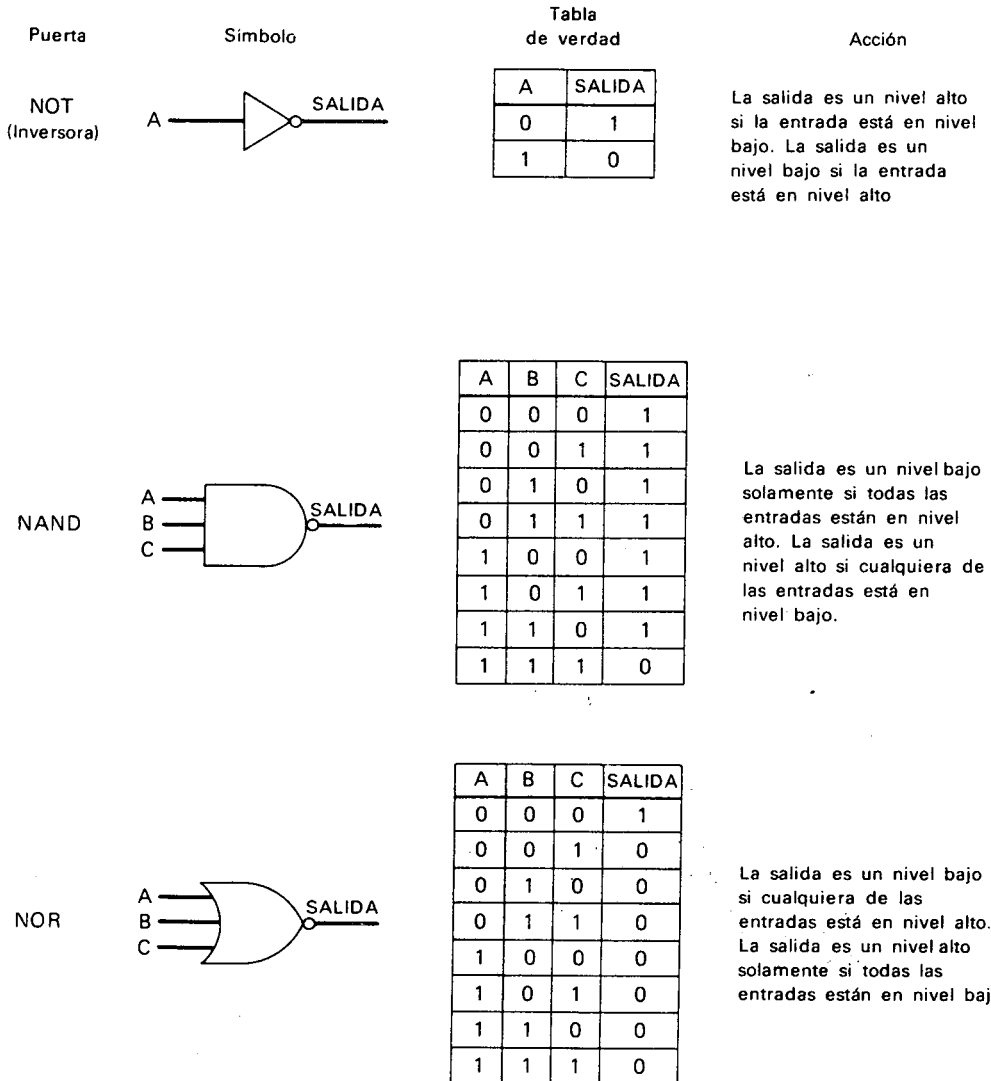


Figura 2-8. (a) Funcionamiento de una puerta NOT. (b) Funcionamiento de una puerta NAND. (c) Funcionamiento de una puerta NOR.

puestos a trabajar con puertas en las cuales la salida no sigue a las entradas, podemos eliminar un transistor y así simplificar la fabricación. Para constatar lo dicho, mentalmente removamos Q_2 del circuito de la Figura 2-6(b) y tomemos la salida en el colector de Q_1 , el circuito electrónico que resulta es una puerta NOR.

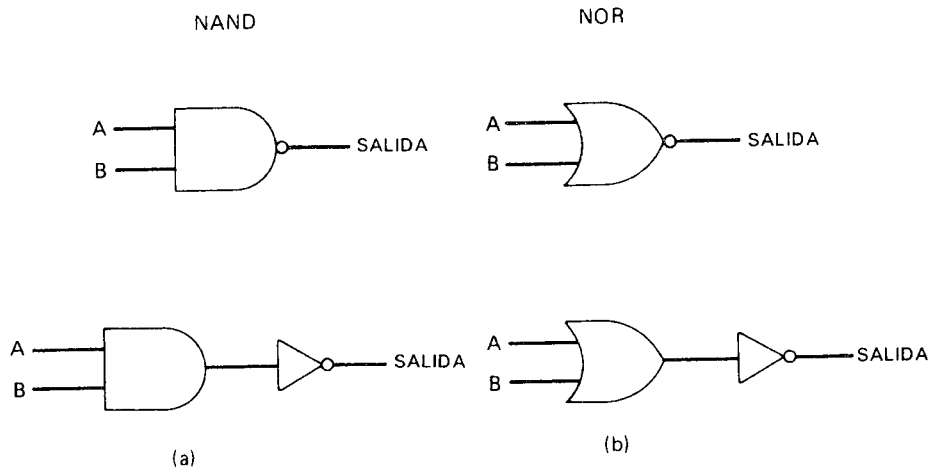


Figura 2-9. (a) Equivalencia de una puerta NAND con un par AND-NOT. (b) Equivalencia de una puerta NOR con un par OR-NOT.

En las puertas comerciales, más de un transistor se elimina al cambiar de no inversora a inversora, y por supuesto, las resistencias asociadas. Esto implica ahorro de componentes y disminución en el costo.

Con respecto a la razón **b**, si menos transistores deben conmutarse, la puerta puede responder más rápidamente. Cuando se habla de velocidad de respuesta de una puerta, el término usualmente empleado es, *tiempo de propagación*, que es el tiempo que transcurre entre el instante en que la entrada cambia de nivel y el instante en que la salida cambia de nivel como respuesta. El tiempo de propagación se reduce hasta en un 40% cuando se utilizan puertas inversoras. En algunas aplicaciones industriales, esta velocidad de respuesta es un factor de mucha importancia.

Por último, si hay menos transistores en la puerta, ésta drena menos corriente de la fuente y por tanto, disipa menos potencia; este hecho es importante si las puertas son alimentadas con baterías o cualquier fuente de energía limitada.

2-5-3 Lógica positiva versus lógica negativa

En un sistema de *lógica positiva*, el dígito binario 1, o el nivel alto, representa el más positivo de los dos niveles de voltaje utilizados. Luego, un sistema que tenga +5 V y 0 V como niveles de operación, tendría el nivel alto (1) representado por +5 V y el nivel bajo (0) representado por cero potencial. Esta es la manera natural para la definición de los niveles lógicos alto y bajo. A través de todo este libro se asume lógica positiva.

Sin embargo, algunos fabricantes de circuitos lógicos usan *lógica negativa*. En un sistema de lógica negativa, el dígito binario 1 está representado por el más *negativo* de los dos niveles utilizados. Un sistema de lógica negativa se encuentra generalmente asociado con una fuente de voltaje negativo para los colectores de los transistores, es decir, utiliza transistores *npn*.

Por ejemplo, una línea industrial de puertas lógicas, bastante popular, utiliza -20 V y 0 V como niveles de voltaje. Los transistores se encuentran conectados en emisor común, tal como se muestra en la Figura 2-6, pero son del tipo *npn* y su voltaje de colector es -20 V . El nivel lógico 1 es considerado -20 V , y el nivel lógico 0 es 0 V . Las expresiones *nivel alto* y *nivel bajo* son engañosas en lógica negativa y por tanto, se evita utilizarlas. En su lugar, los niveles lógicos se identifican siempre por los símbolos 1 y 0.

Como se estableció antes, asumiremos que tratamos con lógica positiva; más sin embargo, la lógica negativa también se usa corrientemente; el estudiante de sistemas industriales debe estar consciente de esto y además debe conocer cuál es su diferencia con la lógica positiva.

2-6 CIRCUITO LOGICO DE ESTADO SOLIDO PARA EL SISTEMA CLASIFICADOR DE PIEZAS MANUFACTURADAS

Ahora veremos en detalle, la versión de estado sólido del circuito lógico para controlar el sistema clasificador de la Figura 2-4.

En la Figura 2-10, el nivel lógico alto es $+15\text{ V}$. Cuando la pieza pasa por la zona de prueba, los detectores de tamaño y peso cierran sus contactos, si su tamaño y/o su peso se encuentran por encima del valor de referencia. Concentrémonos primero en el detector de tamaño. Si su contacto se cierra, se aplicará un nivel alto a la entrada 1 de OR3, esto produce un nivel alto a su salida, el cual es realimentado a la entrada 1 de la AND3, y produce el enclavamiento de OR3, tal como sucede en un relé. Esto sucede porque la entrada 2 de AND3 está en nivel alto en este momento, luego es energizada (su salida es un nivel alto), y aplica un nivel alto a la entrada 2 de OR3. En este arreglo circuital, OR3 permanece autoenergizada aún después que la pieza haya salido de la zona de prueba y que el contacto del detector de tamaño se haya abierto. La única manera de romper este enclavamiento de OR3, es removiendo el nivel alto de la entrada 2 de AND3.

Se dijo arriba que la entrada 2 de AND3 es un nivel alto mientras la pieza se encuentra en la zona de prueba; esto depende de la situación de I2, la cual alimenta la entrada 2 de AND3. La entrada de I2 recibe información de los interruptores de fin de carrera IFC3-IFC6, los que se encuentran conectados en paralelo. Dado que estos interruptores se encuentran abiertos cuando la pieza se encuentra en la zona de prueba, los $+15\text{ V}$ no estarán aplicados a la entrada de I2 durante este tiempo. Tampoco aparece una señal de 0 V aplicada a su entrada, sin embargo, la resistencia de 1 K que aparece conectada entre la entrada y tierra, hace que la puerta inversora tome esta situación como un nivel bajo.

Por tanto, con la entrada I2 en nivel bajo, su salida es un nivel alto, el cual es aplicado a la entrada de AND3. La salida de OR3 permanecerá en nivel alto hasta que la pieza accione uno cualquiera de los interruptores de los conductos. Cuando esto sucede, la salida de I2 cae a un nivel bajo, desenergizando AND3 y de hecho, removiendo el nivel alto de la entrada de OR3. Cuando esto sucede, se rompe el enclavamiento de OR3 y su salida regresa al nivel bajo.

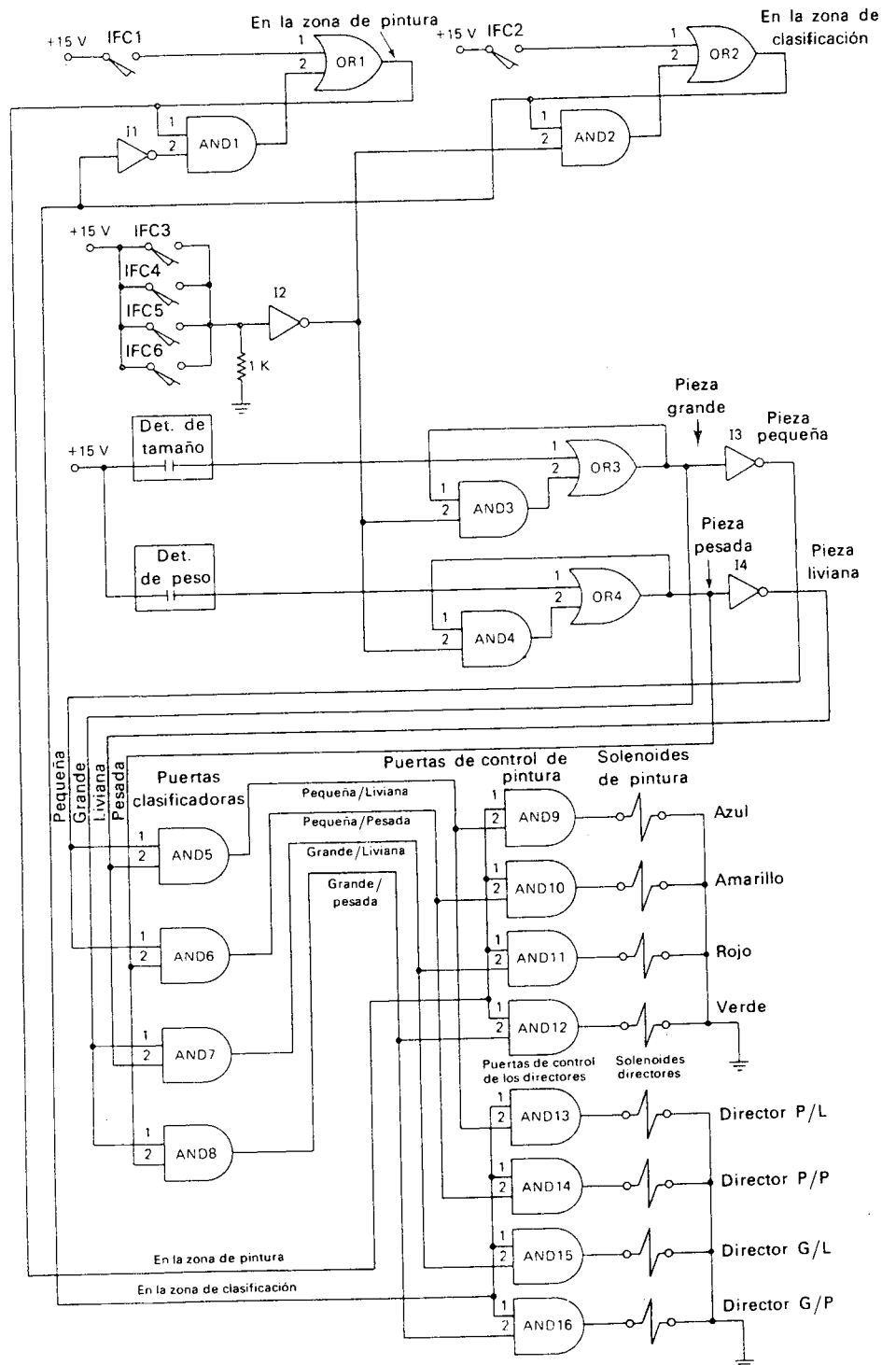


Figura 2-10. Circuito de control para el sistema clasificador de piezas manufacturadas de la Figura 2-4, con la lógica implementada con puertas de estado sólido.

Toda la discusión anterior se hizo en el supuesto que el contacto del detector de tamaño se cerrase, lo cual indicaría una pieza grande. Naturalmente, si la pieza es pequeña, el contacto no se cierra y OR3 permanece desactivada (su salida en nivel bajo) durante todo el ciclo del sistema.

La anotación sobre la línea de salida de OR3 describe lo que significa dicha línea cuando se encuentra en nivel alto. Entonces, si la salida de OR3 es un nivel alto, podemos concluir que la pieza es grande. Por el contrario, si la salida de OR3 es un nivel bajo, la salida de I3 será un nivel alto, lo que significa que la pieza es pequeña. La anotación en la línea de salida de I3 corresponde a este significado.

El circuito para el pesaje, formado por el detector de peso, OR4, AND4 e I4, es igual al circuito para detección de tamaño. Haga un seguimiento del funcionamiento de estas puertas para estar seguros que se entiende como trabajan.

Las puertas AND 5-8 pueden considerarse como las puertas de clasificación, y sus entradas son las salidas que producen las circuiterías de de tamaño y de pesaje. Cada una de las puertas AND tiene dos entradas, las cuales corresponden a una cierta combinación de tamaño y peso. Por ejemplo, las entradas de la AND5 son dos líneas que indican (a) la pieza es pequeña y (b) la pieza es liviana. Por tanto, si la pieza es pequeña y liviana, la AND5 se energizará. Si la pieza es pequeña y pesada, la AND6 se energizará, y así sucesivamente.

Las salidas de las puertas AND de clasificación alimentan otros grupos de puertas AND. Un primer grupo formado por las AND9, 10, 11 y 12, las cuales controlan los solenoides de las electro-válvulas de pintura, y un segundo grupo formado por las AND 13, 14, 15 y 16 las cuales controlan las compuertas directoras.

Las puertas AND 9, 10, 11 y 12 tienen sus entradas 1 conectadas entre sí y a la línea denominada "en la zona de pintura". Esto significa que cuando la pieza entra en la zona de pintura, todas las entradas 1 de las puertas 9-12 son llevadas a nivel alto, y dependiendo de cuál puerta de clasificación se encuentra energizada, una de las cuatro puertas de control de las electroválvulas de pintura se habilitará y por tanto, el solenoide correspondiente se energizará. Por ejemplo, si la puerta de clasificación, grande/liviana (AND7), se encuentra energizada, un nivel alto se aplicará a la entrada 2 de la AND11. Cuando la pieza entra en la zona de pintura, la línea "en la zona de pintura" pasa a nivel alto, y la AND11 es habilitada. El solenoide de la pintura roja se energiza y permanecerá así hasta que la línea "en la zona de pintura", regrese al nivel bajo, inhabilitando la AND 11.

Las puertas que controlan las compuertas directoras, AND 13, 14, 15 y 16, trabajan de forma análoga. Sus entradas 1 están conectadas entre sí y son manejadas por la línea "en la zona de clasificación". Cuando esta línea pasa a nivel alto, una de las cuatro puertas de control de las compuertas se habilitará, por tanto, el correspondiente solenoide de la compuerta se energizará. Por ejemplo, si la puerta de clasificación, grande/liviana (AND7) está energizada, aplica un nivel alto a la entrada 2 de la AND 15. Cuando la línea "en la zona de clasificación" está en nivel alto, la entrada 1 de la AND15 estará en nivel alto, su salida será entonces, un

nivel alto y energizará el solenoide, lo cual produce el desplazamiento de la compuerta grande/liviana de la Figura 2-4(b) hacia la banda. Este solenoide permanecerá energizado hasta que la línea “en la zona de clasificación”, regrese al nivel bajo, inhabilitando la AND 15.

El circuito que aparece en la parte superior de la Figura 2-10, suministra la información concerniente a la localización de la pieza en la banda transportadora, las señales que entrega se denominan “en la zona de pintura” y “en la zona de clasificación”.

Cuando la pieza entra en la zona de pintura, acciona el interruptor IFC1, el cual aplica los +15 V (nivel alto) a la entrada 1 de la OR1. La salida de OR1 pasa a nivel alto y se autoenergiza debido a la realimentación con la AND1. Después de esto, y durante el tiempo que la entrada 2 de la AND1 permanezca en nivel alto, la puerta AND estará habilitada, y la OR1 permanecerá energizada en virtud del nivel alto aplicado a su entrada 2. Tal como se muestra en el diagrama, la salida de la OR1 no es otra cosa que la línea “en la zona de pintura”.

Cuando la pieza abandona la zona de pintura y entra en la zona de clasificación, acciona el interruptor IFC2, este aplica un nivel alto a la entrada 1 de la OR2, su salida pasa a nivel alto. La salida de OR2 ejecuta varias cosas; primero, aplica un nivel alto a la entrada de I1, lo cual produce un nivel bajo a la entrada 2 de la AND1. La AND1 se inhabilita y suspende el enclavamiento de OR1, la línea “en la zona de pintura” cae al nivel bajo, desenergizando el solenoide de la electro-válvula de pintura; segundo, la salida de OR2 alimenta la entrada 1 de la AND2 y dado que su entrada 2 está también en nivel alto, en este instante, la AND2 se habilita y energiza a OR2. Tercero, la salida de OR2 es la señal “en la zona de clasificación” la cual se dirige hacia la parte inferior de la Figura 2-10 y activa las puertas de control de las compuertas directoras, tal como se discutió antes.

Una vez que la pieza dirigida hacia el correspondiente conducto, cae, el respectivo interruptor de fin de carrera se cierra, aplicando un nivel alto a I2. La salida de I2 cae a un nivel bajo, aplicándolo a AND2, AND3 y AND4. El nivel bajo en la AND2 suspende el enclavamiento de OR2, forzando la línea “en la zona de clasificación” a un nivel bajo. Cualquiera sea la compuerta que se ha desplazado, retorna a su posición inicial. La aplicación de un nivel bajo a las AND3 y AND4 las inhabilita, por tanto aplican un nivel bajo a las entradas número 2 de OR3 y OR4. Esto hace que se suspenda el enclavamiento sobre OR3 y OR4, si es del caso. Por tanto, los circuitos detectores de peso y tamaño son inicializados y queda el sistema listo para recibir una nueva pieza en la banda transportadora.

2-7 DISPOSITIVOS DE ENTRADA PARA LA LOGICA DE ESTADO SOLIDO

La Figura 2-10 muestra los interruptores directamente conectados entre la fuente de voltaje (nivel lógico alto) y la entrada de las puertas. Por ejemplo, IFC1 conecta directamente la línea de +15 V de la fuente dc a la entrada 1 de OR1. Mientras que teóricamente esta disposición circuital es aceptable, prácticamente no es aconsejable por varias razones.

La razón primordial es que los interruptores mecánicos no efectúan un contacto firme en el momento del cierre. Las superficies de los contactos siempre "rebotan" una contra otra varias veces antes de efectuar el cierre permanente. Este fenómeno se denomina *rebote de contacto* y se ilustra en la Figura 2-11.

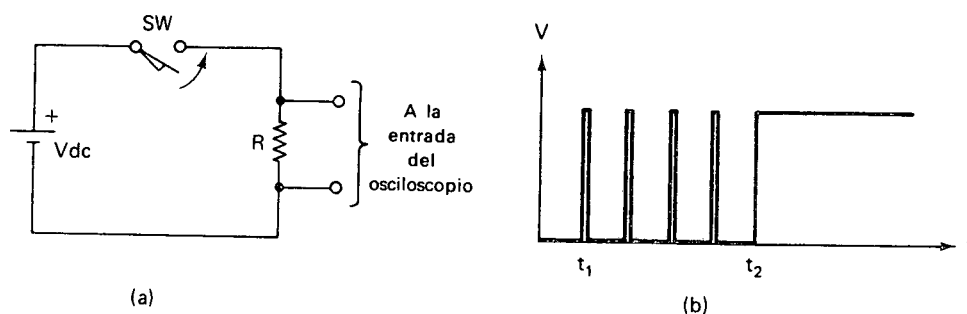


Figura 2-11. El problema del rebote de contacto.

En la Figura 2-11(a), cuando el interruptor mecánico se cierra para conectar la resistencia R a la fuente dc, V , la forma de onda a través de R , es similar a la que se muestra en la Figura 2-11(b). El tiempo que transcurre entre el contacto inicial y el cierre definitivo ($t_2 - t_1$ en la gráfica) es generalmente bastante corto, del orden de los milisegundos o menos. Aunque el rebote es bastante rápido, las puertas lógicas responden rápidamente, de modo que es posible que una puerta lógica cambie de estado cada vez que se presente un rebote. Estos cambios de estado indeseados pueden causar serios problemas en el funcionamiento del circuito lógico total.

Interruptor con filtro capacitivo. La solución a este problema es instalar algún tipo de dispositivo de filtro entre el interruptor y la entrada de la puerta lógica. El dispositivo de filtro debe tomar la entrada con rebote y convertirla en una salida continua. Un método sencillo para conseguirlo se muestra en la Figura 2-12(a).

En el primer contacto, cuando el interruptor se cierra, el condensador C comienza a cargarse a través de la resistencia Thevenin $R_1 // R_2$. Dado que el interruptor permanece cerrado durante el primer rebote por un tiempo muy pequeño, la carga almacenada en C , no es suficiente para afectar la entrada de la puerta. Esto es también cierto para todos los subsecuentes rebotes (el interruptor nunca permanece cerrado el tiempo suficiente para afectar la puerta a causa de la necesidad de cargar el condensador C). Cuando ocurre el cierre permanente, C puede cargarse a la tensión umbral de la puerta y activarla. El filtro de la Figura 2-12(a) sirve también para rechazar señales de ruido de fuentes externas. Esto es, si un pulso extraño de alta velocidad ocurriese en el extremo del interruptor, sería rechazado por el filtro paso bajo y por tanto, no aparecería en las entradas de la puerta.

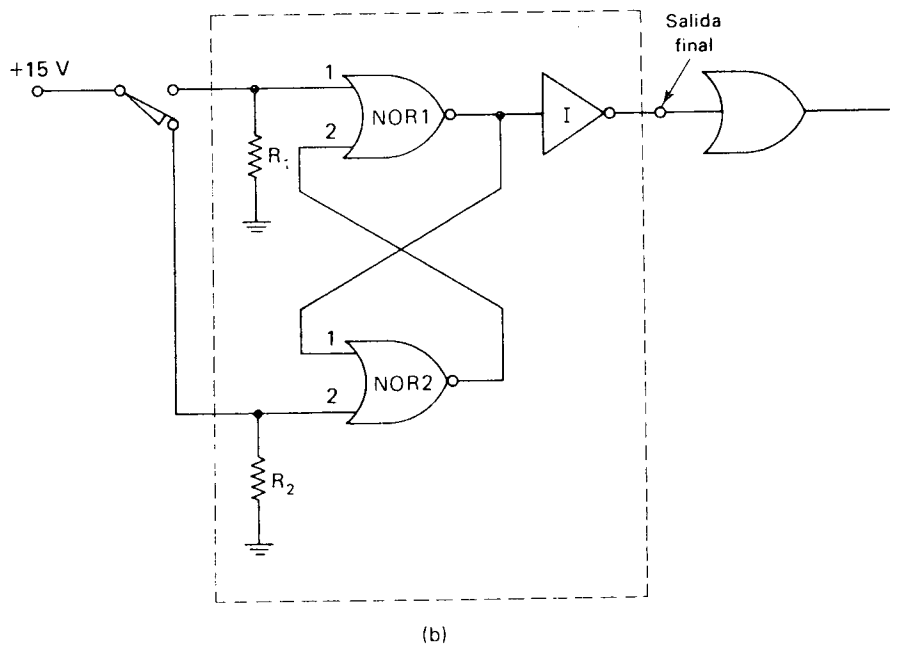
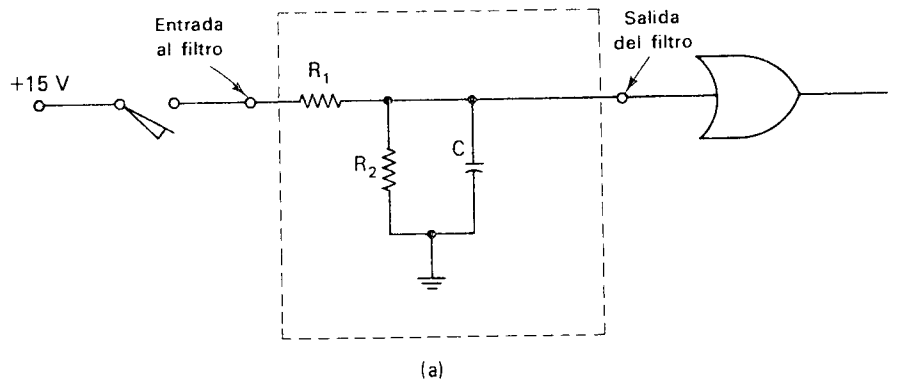


Figura 2-12. (a) Interruptor con filtro RC para eliminar el efecto del rebote de contacto. (b) Eliminador de rebote implementado con puertas de estado sólido.

Obviamente, cuando el condensador se ha cargado completamente, su nivel de voltaje no es igual al de la fuente de alimentación. Solamente puede cargarse al voltaje Thevenin del divisor de voltaje formado por R_1 y R_2 . Esto normalmente no es un problema, porque las puertas de estado sólido operan confiablemente con un voltaje de entrada, menor que el voltaje de la fuente de alimentación.

Eliminadores de rebote. Otro método para eliminar el rebote de contacto, se muestra en la Figura 2-12(b). Este método difiere del ilustrado en la

Figura 2-12(a) en que el disparo ocurre en el *primer* rebote del contacto, en lugar de esperar al cierre definitivo. Después de activado, el eliminador ignora los subsecuentes rebotes. Una desventaja de este circuito es que requiere un interruptor de doble tiro en lugar de un simple contacto N.A. Veamos como funciona.

Cuando el interruptor de fin de carrera está desactivado, su contacto N.C. está cerrado y un nivel alto está aplicado a R_2 y a la entrada 2 de la NOR2. Por tanto, la salida de la NOR2 es un nivel bajo, lo que hace que la entrada 2 de la NOR1 se encuentre en nivel bajo. La entrada 1 de la NOR1 es también un nivel bajo porque la resistencia R_1 la referencia a tierra. Con las dos entradas en nivel bajo, la salida de la NOR1 es un nivel alto; la puerta inversora I hace entonces que la salida final sea un nivel bajo.

La secuencia de eventos, durante el proceso de conmutación es:

- a. Primero se abre el contacto N.C. (interruptor del tipo abre-antes de cerrar), haciendo que la entrada 2 de la NOR2 caiga a nivel bajo. La NOR2 no cambia de estado porque su entrada 1 está aún en nivel alto.
- b. El contacto N.A. se cierra momentáneamente durante el primer cierre. Esto produce un nivel alto momentáneo en la entrada 1 de la NOR1, y ésta cambia su salida a nivel bajo. La inversora produce una salida final de nivel alto. La salida de la NOR1 alimenta la entrada 1 de la NOR2, ahora, la NOR2 tiene sus dos entradas en nivel bajo, por tanto, su salida es un nivel alto. Este nivel alto es aplicado a la entrada 2 de la NOR1. La NOR1 tiene ahora sus dos entradas en nivel alto.
- c. El contacto N.A. rebota y se abre en el primer rebote. Esto produce un nivel bajo a la entrada 1 de la NOR1, pero la entrada 2 mantiene su nivel alto. Por tanto, la NOR1 no cambia de estado, y la salida final permanece en nivel alto.
- d. Durante los siguientes rebotes, cada uno de éstos cambia el nivel lógico de la entrada 1 de la NOR1. Sin embargo, como el contacto N.C. del interruptor continúa abierto, el nivel alto permanece a la entrada de la NOR1, manteniéndola estable.

Cuando el interruptor de fin de carrera es desactivado un poco más tarde, el eliminador de rebote ejecuta la misma secuencia pero al contrario, produciendo una transición brusca de la salida final al nivel bajo. Esto se puede constatar siguiendo la operación del circuito.

Convertidores de señal. Tanto para el filtro capacitivo como para el eliminador de rebote que consideramos anteriormente, se asume que los dispositivos de entrada están conmutando un *nivel lógico* de voltaje (+ 15 V en la Figura 2-12). Además, prácticamente todas las puertas industriales utilizan una fuente de voltaje de 20 V o menos, por tanto, los dispositivos de entrada deben ser capaces de operar confiablemente bajo condiciones de voltaje y corriente relativamente bajas para poder efectuar una conmutación de este tipo. Esto es algunas veces practicable, pero existen muchas situaciones en las cuales no es posible. Algunas veces, el dispositivo de adquisición de datos no puede operar confiablemente en condiciones de bajo voltaje.

Hay dos razones que explican este inconveniente. Primero, el dispositivo de entrada se encuentra lejos físicamente de la sección de toma de decisiones o lógica. Los conductores que unen el dispositivo de entrada con los circuitos de la sección lógica son largos y necesariamente su resistencia es mayor que si fuesen cortos. Una alta resistencia produce una gran caída de voltaje (IR) a lo largo del conductor. Si el voltaje inicial es pequeño, una gran caída de voltaje (IR) en los conductores no puede tolerarse porque el circuito lógico puede confundir un nivel alto con un nivel bajo. Es mejor hacerlo a partir de un voltaje alto de tal manera que el sistema pueda afrontar las pérdidas en los conductores.

Segundo, las superficies de los contactos de los dispositivos de entrada, tienden a acumular polvo y residuos del ambiente; también se puede formar en las superficies óxidos y otros recubrimientos químicos. Esto hace que la resistencia de los contactos aumente y se necesite por tanto, un alto nivel de voltaje, para garantizar que este aumento de la resistencia de los contactos no será significativo.

Además, el hecho de conmutar un voltaje alto produce arco entre los contactos; estos arcos eliminan óxidos y residuos, y ayudan a mantener limpias las superficies.

En muchas situaciones industriales, por consiguiente, es necesario utilizar un nivel alto de voltaje para manejar los dispositivos de entrada. Cuando esto sucede, hay necesidad de un dispositivo interfazador que convierta la señal de entrada de alto voltaje a una señal lógica de bajo voltaje. Tales dispositivos son llamados *convertidores de señal*, *convertidores de entradas iniciales*, *interfazadores de entradas lógicas*, etc. En este libro utilizaremos el término *convertidores de señal*. La Figura 2-13(a) presenta el símbolo esquemático del convertidor de señal y la Figura 2-13(b) un circuito con tres convertidores de señal.

En la mayoría de los diagramas industriales, los convertidores de señal se dibujan con dos terminales, tal como aparece en la Figura 2-13(b), aun cuando, la mayoría en la realidad, tienen cuatro terminales. La representación esquemática es simple y clara e indica la acción de un convertidor de señal, es decir, un bajo voltaje lógico correspondiente al nivel 1, aparece a la salida, cuando una señal de entrada de alto voltaje es aplicada por el cierre del contacto del dispositivo de entrada.

La Figura 2-14 muestra la estructura interna de dos convertidores de señal típicos, utilizados para convertir una señal ac de 115 V a un nivel lógico dc de +15 V.

El circuito de la Figura 2-14(a) es la ya familiar fuente de alimentación de onda completa a partir de un transformador con toma central. El dispositivo de entrada conmuta los 115 V ac al primario del transformador, y el rectificador y el filtro convierten la tensión del secundario a +15 V dc. Note que este tipo de convertidor de señal tiene cuatro terminales, sin embargo, el símbolo esquemático está dibujado con dos únicamente.

Este convertidor de señal proporciona aislamiento eléctrico entre la entrada de alto voltaje y el bajo voltaje de los circuitos lógicos, gracias al acoplamiento magnético de los devanados del transformador.

El aislamiento eléctrico entre los dos circuitos es **deseable**, porque tiende a prevenir que ruidos electromagnéticos y electrostáticos generados por

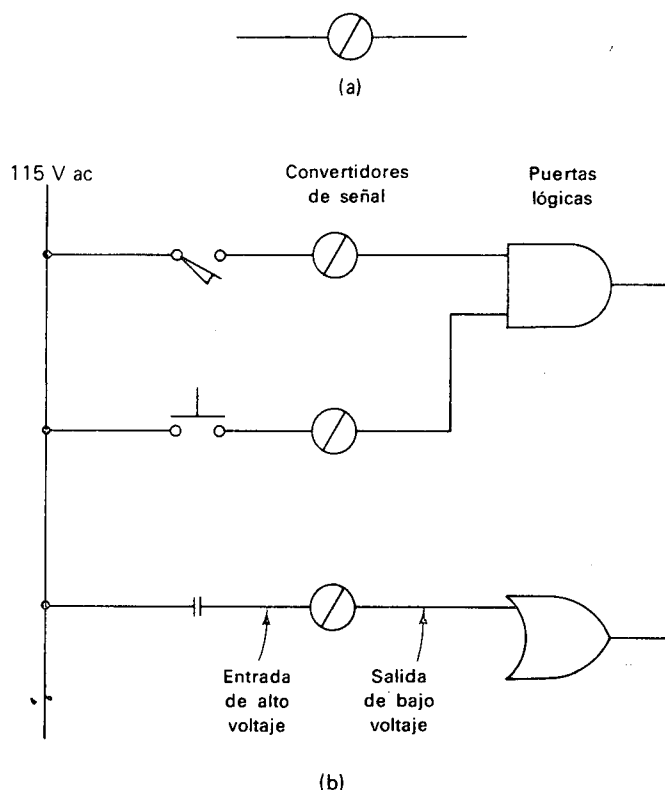


Figura 2-13. Convertidores de señal para convertir una señal de entrada de alto voltaje en una señal lógica de bajo voltaje.

la forma y distribución del circuito de entrada, alcancen el circuito lógico. En un sistema lógico industrial, la captación de ruidos por el circuito de entrada es un problema. Esto es debido a la longitud de los conductores que unen el panel lógico con los dispositivos de entrada y a la tendencia de llevar dichos conductores por ductos cercanos a las líneas de potencia. Las líneas de potencia manejan motores y cajas de control, que son inherentemente ruidosos, y pueden fácilmente inducir ruidos eléctricos indeseados en las líneas que unen los dispositivos de entrada con la sección lógica.

El convertidor de señal ilustrado en la Figura 2-14(b) utiliza un relé de láminas (reed relay). La salida del puente rectificador de onda completa, energiza la bobina del relé, y sus contactos conmutan la fuente de alimentación lógica a los terminales de salida del convertidor. El relé aísla el circuito lógico del circuito de entrada. Este tipo de convertidor de señal no produce su propia señal lógica de voltaje, y por tanto, debe tener una fuente lógica externa. Es por esto, que tiene cinco conexiones, sin embargo, puede dibujarse esquemáticamente como se muestra en la Figura 2-13(b).

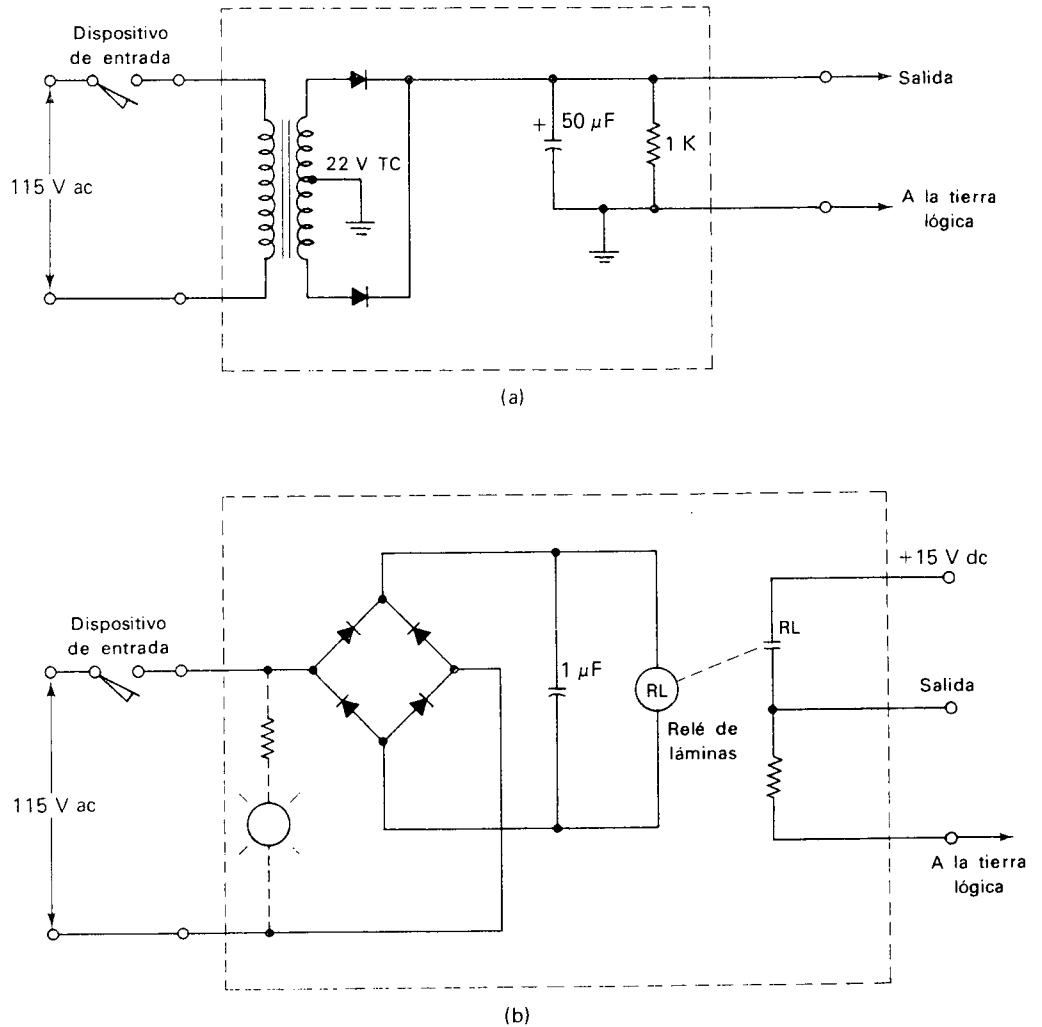


Figura 2-14. (a) Convertidor de señal que utiliza un transformador para aislar el circuito lógico del circuito de entrada. (b) Convertidor de señal que utiliza un relé de láminas para aislar el circuito lógico del circuito de entrada.

Los convertidores de señal ilustrados en la Figura 2-14 tienen ambos un condensador, el cual sirve para filtrar el ruido de alta frecuencia y el rebote de contacto. Por tanto, no requieren de un circuito de filtrado o de un eliminador de rebote conectado a su salida.

Una luz piloto indicadora puede conectarse en el convertidor de señal como se muestra con las líneas punteadas en la Figura 2-14(b). Esta es una ayuda para el personal de mantenimiento. La condición de entrada puede visualizarse rápidamente, y no es necesario conectar un voltímetro para conocer el estado de dicha entrada.

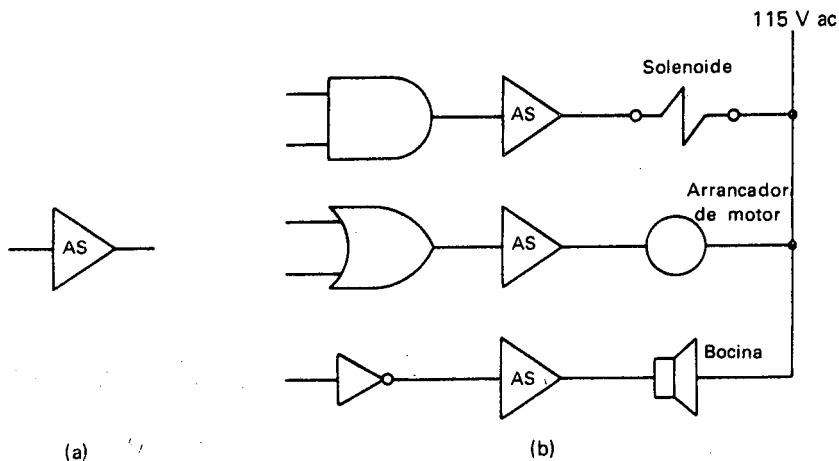
Ocasionalmente los dispositivos de entrada en sistemas industriales son manejados por un alto voltaje dc en lugar de los 115 V ac. Un gran voltaje de produce un arco entre los contactos, mayor que el producido por una fuente ac de la misma magnitud. Por consiguiente, un voltaje dc es más efectivo para eliminar residuos y materiales depositados en la superficie de los contactos. En estos casos, se necesita un convertidor de señal dc-dc. El circuito de la Figura 2-14(b) es adecuado para esta aplicación.

En los últimos años, los convertidores de señal con acoplamiento óptico se han popularizado, debido principalmente a que son livianos, confiables y de bajo costo. No requieren transformador ni relé para aislar eléctricamente los circuitos de entrada de los circuitos lógicos, y además su capacidad de aislamiento es muy buena. Hablaremos de ellos en el Capítulo 11 donde se discutirán los dispositivos fotoeléctricos.

2-8 DISPOSITIVOS DE SALIDA PARA LA LOGICA DE ESTADO SOLIDO

El diagrama lógico de estado sólido del sistema clasificador de piezas manufacturadas (Figura 2-10) muestra los solenoides de pintura y los solenoides directores, manejados directamente por puertas AND. Aunque es posible manejar dispositivos actuadores (solenoides, arrancadores de motor, etc.) directamente a partir de puertas lógicas, esta práctica no es muy usual. Más bien, un *amplificador de salida* se intercala entre el circuito lógico y el dispositivo actuador. El propósito del amplificador de salida es aumentar la potencia de salida del circuito lógico (convertir el bajo voltaje/baja corriente del circuito lógico en un alto voltaje/alta corriente a su salida).

Figura 2-15. Amplificadores de salida, que entregan una salida de alta potencia, a partir de una señal lógica de baja potencia.



El símbolo utilizado para representar un amplificador de salida (algunas veces llamado *manejador* o *buffer*) se muestra en la Figura 2-15(a). La Figura 2-15(b) presenta un diagrama industrial, en el cual aparecen los amplificadores de salida.

El término AS en el símbolo del amplificador de salida algunas veces se omite o se reemplaza por una M, que significa manejar (Driver). Igual que los convertidores de señal, los amplificadores de salida se representan esquemáticamente con dos terminales, uno de entrada y uno de salida. Cuando el terminal de entrada recibe un nivel lógico alto, el terminal de salida energiza el dispositivo actuador. Los amplificadores de salida que actualmente se construyen tienen realmente cuatro terminales.

La mayoría de los amplificadores de salida, se diseñan para manejar una carga que opera con 115 V ac, además, la mayoría de los actuadores industriales, electro-válvulas, arrancadores de motor, bocinas, etc., están diseñados para operar a 115 V ac. Esta situación se presenta en la Figura 2-15(b), en la cual se muestra el terminal común de los actuadores conectado a la línea de 115 V ac.

Otros amplificadores de salida obtienen su potencia de operación a partir de una fuente separada de dc de alto voltaje en lugar de una línea de 115 V ac. Tales amplificadores son utilizados con dispositivos actuadores diseñados para operar a tales voltajes particulares de dc. Los niveles particulares de voltajes dc son 24, 48, y 115 V dc. Un ejemplo de construcción de un amplificador de salida dc se muestra en la Figura 2-16(a).

Los amplificadores de salida de dc, están constituidos por un transistor de potencia, manejado por un pequeño transistor de señal con una resistencia en el emisor. La carga se conecta en serie con el colector del transistor de potencia, y es alimentado por una fuente de 24 V. La fuente de alimentación de 24 V está referenciada a la tierra del circuito lógico por una conexión en la cabina del circuito de control. Todo esto se presenta en la Figura 2-16(a).

El voltaje de la fuente de alimentación del circuito lógico se utiliza como voltaje de polarización de Q_1 . Cuando el terminal de entrada recibe un nivel alto, Q_1 entra en CONDUCCION, y el voltaje a través de R_3 aumenta lo suficiente para hacer que el transistor de potencia entre en CONDUCCION. La corriente de colector de Q_2 energiza el dispositivo actuador. El diodo en paralelo con la carga es el diodo amortiguador, y su función es suprimir la reacción de inducido de la carga cuando se desenergiza.

Debido a la existencia de una tierra común entre los circuitos lógicos y de salida, no existe un completo aislamiento eléctrico entre éstos y el amplificador de salida de la Figura 2-16(a). Se deben tomar precauciones para evitar inyecciones de ruido al circuito lógico.

La Figura 2-16(b) es un ejemplo de un amplificador de salida que utiliza un relé de láminas. Cuando la entrada del amplificador pasa a un nivel alto, el transistor entra en CONDUCCION y energiza el relé. Los contactos del relé conectan la carga a la línea de 115 V ac. Esta disposición proporciona aislamiento eléctrico entre los circuitos lógicos y los circuitos de salida.

Los actuales amplificadores ac de salida, utilizan dispositivos de estado sólido en lugar de relés de láminas. El dispositivo principal de estos amplificadores generalmente es un SCR, el cual, a menudo es disparado por

un transistor monojuntura (UJT). Un diseño típico de un amplificador ac de salida implementado con dispositivos de estado sólido se presentará en el Capítulo 5.

2-9 COMPARACION ENTRE LA LOGICA DE ESTADO SOLIDO Y LA LOGICA DE RELES

Por muchos años, los relés magnéticos han suplido la mayor parte de los requerimientos lógicos de la industria del siglo veinte, y aún son amplia-

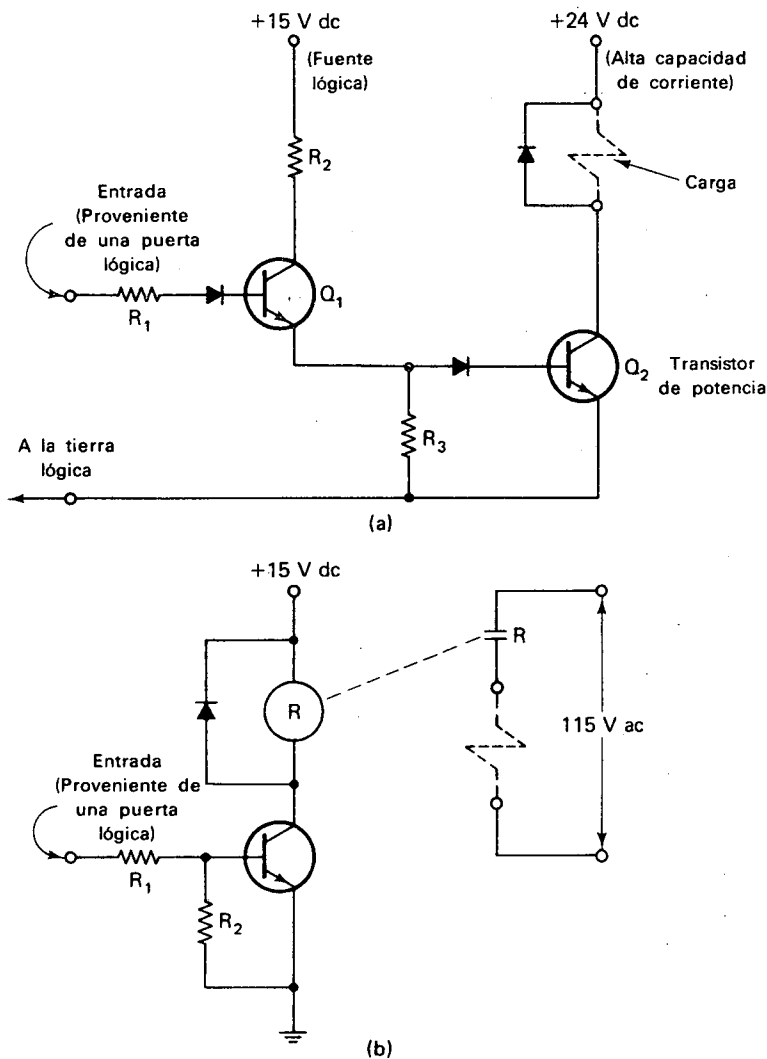


Figura 2-16. (a) Amplificador de salida que utiliza un transistor de potencia para controlar la corriente a través del dispositivo de salida. (b) Amplificador de salida que utiliza el contacto de un relé, para controlar la corriente a través del dispositivo de salida.

mente utilizados. A causa de los mejoramientos en los diseños y en los materiales de construcción, los relés actuales tienen una vida útil de varios millones de operaciones, bajo condiciones normales. Sin embargo, bajo ciertas condiciones y en ciertas circunstancias, se ha demostrado que la lógica de estado sólido es superior a la lógica de relés. Discutiremos ahora las condiciones bajo las cuales, la lógica de estado sólido es preferida y también trataremos algunas de las consideraciones importantes utilizadas para decidir entre los dos tipos de lógica.

Confiabilidad. En la mayoría de las situaciones industriales, la consideración más importante para seleccionar los elementos del circuito lógico, es su confiabilidad de operación libre de mantenimiento. Los relés tienen enlaces mecánicos móviles y contactos, los cuales están sujetos a desgaste. También, sus bobinas demandan una considerable cantidad de corriente para poder crear la fuerza necesaria para mover los enlaces. Esta fuerza también se ejerce sobre los conductores de la bobina y sobre su aislamiento. Estas son las razones por las cuales la esperanza de vida de los relés está limitada a pocos millones de operaciones, como se mencionó anteriormente. Aun cuando esto puede parecer como una extraordinaria longevidad, realmente, debemos pensar cuánto tiempo durará un relé, si su ciclo de operación es de dos veces por minuto. Dos operaciones por minuto son 2.880 operaciones por día, y algo más de un millón por año. A esta tasa de operación, un relé con una vida útil de 2 millones de operaciones, escasamente duraría 2 años. El considerar dos operaciones por minuto durante 24 horas, es normal en un circuito industrial. Muchos relés deben operar a frecuencias mayores que ésta, con su correspondiente reducción en el tiempo de vida útil.

Por el contrario, las puertas de estado sólido, tienen una esperanza de vida ilimitada. No tienen partes móviles y su demanda de corriente es reducida. Salvo por aumentos de temperatura excesivos o sobrecorrientes, un dispositivo de estado sólido duraría para siempre. Es obvio que esta es una ventaja grande de la lógica de estado sólido sobre la lógica de relés.

Las partes constitutivas de un relé están expuestas al ambiente. Partículas de polvo pueden caer en la armadura del relé, interfiriendo su libre movimiento. Sustancias químicas y polvorosas del ambiente pueden adherirse a la superficie de los contactos, causando porosidades. Cuando la superficie del contacto no está libre de suciedad, éste puede llegar a soldarse. El aislante de la bobina también puede deteriorarse por la acción química.

Por el contrario, las puertas de estado sólido pueden ser, y comúnmente son selladas en paquetes que evitan los perjuicios causados por el medio ambiente. Los agentes químicos y las partículas que hay en el ambiente, no pueden interferir en su operación.

Ambientes explosivos. El hecho que los relés estén expuestos al medio ambiente tiene otra consecuencia importante. Los contactos de los relés producen chispas cuando operan, debido al choque de los metales y a la reacción de la carga. Si el ambiente contiene gases explosivos, las chispas son inaceptables. En estos ambientes, los relés pueden utilizarse solamente en recintos herméticos, los cuales resultan costosos.

Las puertas de estado sólido cambian de estado sin que se produzcan chispas, esto las hace apropiadas para ambientes explosivos.

Requerimientos de espacio. Considerando tamaño y peso físicos, la lógica de estado sólido es obviamente más compacta. Este no es generalmente un factor determinante en los sistemas industriales, pero ocasionalmente lo es. Un ejemplo puede ser la situación en la cual, un sistema nuevo se va a instalar en un lugar ocupado previamente por otro sistema y el espacio disponible es escaso. Si el circuito de control fuese extenso, el ahorro de espacio al usar lógica de estado sólido puede ser un factor importante.

Velocidad de operación. Con relación a la velocidad de operación, no es ciertamente un concurso entre los relés y las puertas lógicas. La velocidad de operación de los relés es del orden de los milisegundos, mientras que la mayoría de los dispositivos de estado sólido responden con velocidades de microsegundos e incluso nanosegundos. En términos generales, una puerta de estado sólido es 1.000 veces más rápida que un relé. Nuevamente, esta alta velocidad no es generalmente un factor importante en la lógica industrial, pero podría serlo. La velocidad de operación es importante, si son necesarios cálculos matemáticos en el proceso de toma de decisiones.

Costo. En los circuitos lógicos extensos, que contienen cientos de elementos decisorios, la lógica de estado sólido es barata en su construcción y operación, comparada con el circuito lógico equivalente implementado con relés. Esto, debido a que el bajo costo por puerta, absorbe los gastos extras asociados con la lógica de estado sólido. Los gastos extras incluyen una fuente de potencia dc, los convertidores de señal y los amplificadores de salida, además del material especial para el montaje de los circuitos impresos.

Las puertas lógicas de estado sólido consumen solamente una fracción de la potencia consumida por los relés. Por tanto, en circuitos lógicos extensos, el ahorro de energía puede ser considerable.

Ventajas de la lógica de relés. Mirando el lado positivo de los relés, estos presentan cualidades que no poseen los circuitos de estado sólido. Primero, tal como quedó explícito arriba, la lógica de relés es barata si se trata de circuitos pequeños. Esto se debe a que, los relés no necesitan una fuente de voltaje adicional, no requieren el desarrollo de interfaces para el acoplamiento de los dispositivos de adquisición de datos (entrada) o para los dispositivos actuadores (salida), y su montaje en los paneles es fácil.

Segundo, los relés no están sujetos a la captación de ruidos. Ellos no son afectados por señales de ruido, en cambio, las puertas lógicas sí son susceptibles a dichas señales.

Tercero, los relés pueden operar en ambientes de alta temperatura que se encuentran con frecuencia en la industria. La lógica de estado sólido, en estos ambientes, requiere de un enfriamiento por aire forzado o por un sistema acondicionador de aire. Esto contradice su ventaja relativa al consumo de potencia y confiabilidad, dado que el acondicionador de aire requiere energía para funcionar, y la lógica de estado sólido es confiable solamente, en la medida que lo sea el sistema acondicionador de aire.

Cuarto, y frecuentemente de interés crítico, es que mucho personal de mantenimiento está bastante familiarizado con la lógica de relés y poco familiarizado con la lógica de estado sólido. Dada esta situación, el tiem-

po de reparación de una falla, puede ser largo si se trata de un sistema de estado sólido. De hecho, los procesos de búsqueda de fallas en los sistemas de estado sólido no difieren mucho de los utilizados en los sistemas de relés, sin embargo, hay bastante personal de mantenimiento que no lo realiza.

2-10 CIRCUITO DE ESTADO SOLIDO PARA CONTROLAR EL CICLO DE OPERACION DE UNA REBAJADORA AUTOMATICA

Ahora veremos otros ejemplos de circuitos que utilizan puertas lógicas. El circuito que se presenta en esta sección es simplemente un circuito cíclico que utiliza puertas no-inversoras, AND y OR. Los circuitos lógicos que utilizan puertas no-inversoras son más fáciles de explicar y entender que aquellos que utilizan puertas inversoras.

El circuito que se presenta en la Sección 2-11, es un circuito lógico no muy complicado, que utiliza puertas inversoras NAND.

Finalmente, en la Sección 2-12 veremos un circuito lógico más complejo, y que utiliza puertas NAND. Los circuitos que utilizan puertas NAND y NOR son más confusos a causa de la constante necesidad de pensar al contrario de lo acostumbrado, pero es conveniente aprender a tratar con tales circuitos. Estas son populares en control industrial por las razones dadas en la Sección 2-5: son más baratas, más rápidas y drenan menos corriente que las AND y OR.

Considere la aplicación ilustrada en la Figura 2-17. El propósito de este montaje es practicar dos canales en la parte superior de una pieza de trabajo, ambos en la dirección este-oeste. El primer canal es practicado en la parte norte de la pieza y el segundo en la parte sur. Este trabajo se realiza colocando la pieza en una mesa estacionaria y entre dos barras cuadradas, que impiden su deslizamiento en la dirección este-oeste, pero permiten su movimiento en la dirección norte-sur. La pieza se coloca en la mesa de tal manera que su lado norte se ajuste contra el bloque vertical, el cual toca a la mesa en su extremo norte. El bloque vertical está pegado a la mesa por medio de unos potentes resortes, los cuales solamente permiten el desplazamiento de la pieza, hacia el norte, cuando ésta es forzada por un cilindro hidráulico. El pistón del cilindro hidráulico *B* debe extenderse y presionar la pieza de trabajo contra el bloque vertical, y de esta manera se obtiene su desplazamiento hacia el norte, de algunas pulgadas.

La rebajadora está montada en una armazón móvil, y puede desplazarse hacia el este y hacia el oeste. Cuando el pistón del cilindro *A* está extendido, la armazón se mueve hacia el este. Cuando el pistón del cilindro *A* está retraído, la armazón se mueve hacia el oeste.

El ciclo de la máquina es como sigue:

a. Cuando la pieza de trabajo está colocada correctamente, es decir, entre las barras cuadradas y ajustada contra el bloque vertical, el operador presiona el botón START. El pistón del cilindro *A* se extiende hacia el este, y practica el canal del lado norte.

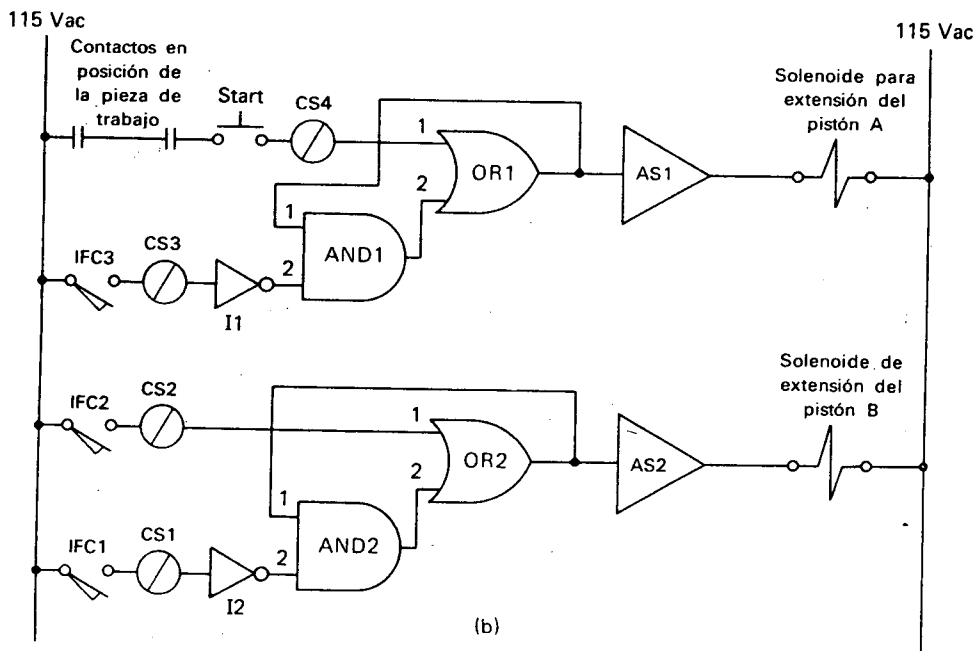
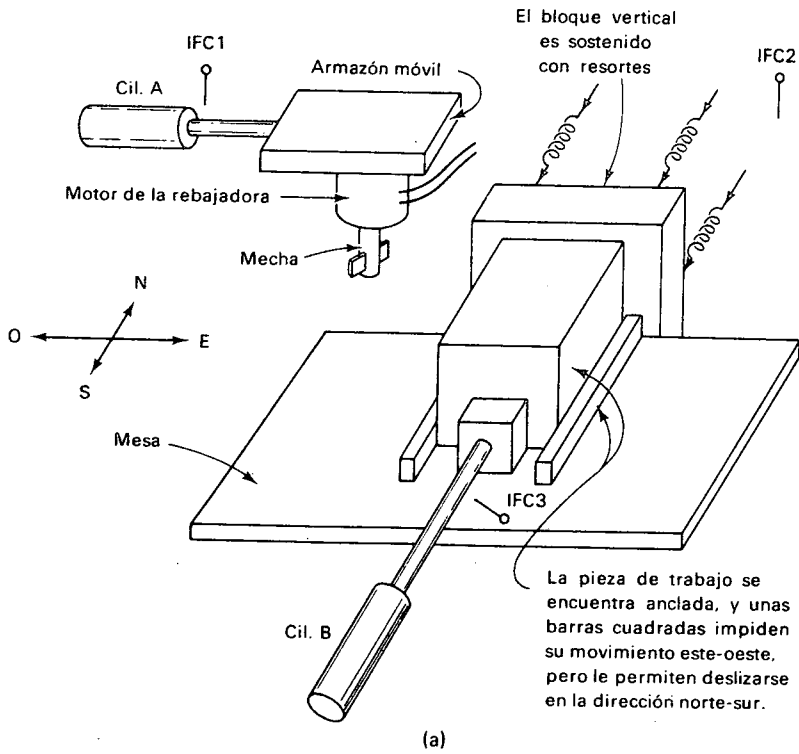


Figura 2-17. (a) Distribución física de la rebajadora automática. (b) Circuito de control de la rebajadora automática.

- b. Cuando el pistón del cilindro *A* hace actuar IFC2, indicando que el primer canal está terminado, el pistón del cilindro *B* se extiende y desplaza la pieza hacia el norte. Cuando el cilindro *B* alcanza su posición de máxima extensión, acciona a IFC3.
- c. El pistón del cilindro *A* se retrae hacia el oeste y practica el canal del lado sur, y se detiene cuando IFC1 se acciona.
- d. El pistón del cilindro *B* se retrae hacia el sur, permitiendo que los resortes retornen la pieza de trabajo a su posición original. Esto completa el ciclo.

El esquema del control se presenta en la Figura 2-17(b). Veamos ahora, como trabaja. Cuando la pieza de trabajo está adecuadamente colocada entre las barras y pegada al bloque vertical, los contactos de “en posición”, los cuales influyen en el convertidor de señal CS4, se cierran. Cuando el botón START se presiona, la salida de CS4 pasa a nivel alto, habilitando OR1. La salida de OR1 habilita AS1, el cual energiza el solenoide asociado al cilindro *A*. La válvula hidráulica del cilindro *A* se opera y el pistón es movido hacia el este. Se practica el primer canal.

OR1 se enclava al enviar un nivel alto a la entrada 1 de la AND1. Esto hace que la salida de la AND1 pase a nivel alto, ya que su entrada 2 está siempre en nivel alto. Esto es debido al hecho que IFC3 está desactivado en este momento, lo que causa un nivel bajo a la entrada de I1, y por tanto un nivel alto a su salida.

Cuando el cilindro *A* termina su operación y la mecha de la rebajadora ha completado el canal, una leva acciona el interruptor IFC2, esto causa un nivel alto a la entrada de OR2 a través de CS2. La salida de OR2 pasa a nivel alto y energiza el solenoide del cilindro *B* por medio de AS2. La válvula del cilindro *B* se opera y el pistón es extendido. Entre tanto OR2 se enclava a través de AND2. Esto sucede porque OR2 entrega un nivel alto a la entrada 1 y de la AND2 y la entrada de la AND2 es siempre un nivel alto. El nivel alto de la entrada 2 proviene de I2, el cual tiene un nivel bajo a su entrada porque el interruptor IFC1 está abierto.

Cuando el pistón del cilindro *B* está completamente extendido, colocando la pieza en la posición precisa para el segundo corte, el interruptor IFC3 es accionado. El contacto N.A. de IFC3 se cierra, aplicando 115 V ac a la entrada de CS3. I1 por tanto, tendrá un nivel alto a la entrada, lo que produce un nivel bajo a la entrada 2 de la AND1. Este hecho suspende el enclavamiento de la puerta OR1, e inhabilita AS1 y desenergiza el solenoide asociado al cilindro *A*. La válvula hidráulica regresa a su posición inicial, haciendo que el aceite fluya hacia el cilindro y por tanto su pistón se retrae hacia el oeste. A medida que la rebajadora se mueve hacia el oeste, practica el segundo canal.

Cuando el pistón del cilindro *A* está completamente retraído, se acciona IFC1. Esto hace que se apliquen 115 V ac a la entrada de CS1, lo que produce un nivel bajo a la salida de I2. Este nivel bajo se aplica a la entrada 2 de la AND2, y esto hace que se suspenda el enclavamiento de OR2. Cuando la salida de OR2 cae a nivel bajo, AS2 desenergiza el solenoide asociado al cilindro *B*. El pistón del cilindro *B* se retrae hacia el sur, permitiendo que los resortes del bloque vertical muevan la pieza a su posición

original. El ciclo de la máquina se completa, y el operador retira la pieza trabajada y coloca una nueva.

2-11 CIRCUITO LOGICO PARA UN ANUNCIADOR DE PRIMERA FALLA

La Figura 2-18 presenta el esquema de un *anunciador de primera falla*. Un anunciador de primera falla es un circuito que informa a los operadores del sistema que uno de los dispositivos de entrada ha dado una señal de aviso y esto ha causado la parada del sistema. Por experiencia, muchos sistemas industriales tienen dispositivos de entrada cuya función es *monitorear* condiciones del sistema, para asegurarse que no existen situaciones peligrosas. Si una condición peligrosa llega a ocurrir, estos dispositivos hacen que el sistema se detenga, eliminando así la situación peligrosa; simultáneamente activan una bocina para avisar a los operadores. Desafortunadamente, cuando los operadores lleguen, puede suceder que la falla se haya autosubsanado; o por el hecho de parar el sistema, puede suceder que sea imposible determinar con exactitud *cuál* fue la condición peligrosa que causó el problema. En una situación así, se necesita un circuito que pueda recordar cuál fue el dispositivo de entrada que dió la alarma inicial e ignore cualquier otra señal de alarma, la cual puede ser causada por el proceso mismo de parar el sistema. Este es el propósito del anunciador de primera falla.

Consideremos como sistema específico, un horno calentado por una mezcla aire/gas. Son tres las condiciones peligrosas que podrían ocurrir en este sistema, (a) la presión de la fuente de gas natural, es muy alta, (b) la presión del aire para la combustión, es muy baja, y por tanto inadecuada para quemar todo el gas, o (c) la temperatura excede el máximo valor seguro de este horno en particular; el máximo valor seguro de temperatura se denomina comúnmente *límite superior de temperatura*, o simplemente *límite superior*.

Cualquiera de estas condiciones es suficientemente peligrosa como para demandar el apagado del horno. Durante el tiempo que el operador tarde en darse cuenta cuál ha sido el problema, puede suceder que la condición peligrosa haya desaparecido. La presión del gas puede aumentar bruscamente y luego normalizarse. La presión del aire puede descender y luego recobrase, etc. El operador no tendrá ningún indicio acerca de la naturaleza del problema, y no será posible ninguna acción correctora. Por tanto, es necesario un anunciador de primera falla. Debe quedar claro que la Figura 2-18 no muestra los circuitos que apagan el horno; muestra *solamente* los circuitos del anunciador de primera falla.

Para monitorear la operación correcta del horno, la situación es como sigue. El interruptor de presión alta de gas, está abierto porque la presión del gas se encuentra por debajo de la presión de calibración del interruptor. Por tanto, CS1 no tiene aplicada la señal de entrada de 115 V ac, y por consiguiente, aplica un nivel lógico bajo a la entrada 2 de la NAND1. El contacto N.C. del interruptor de presión baja de aire está abierto porque la presión del aire se encuentra por encima de la presión de calibración

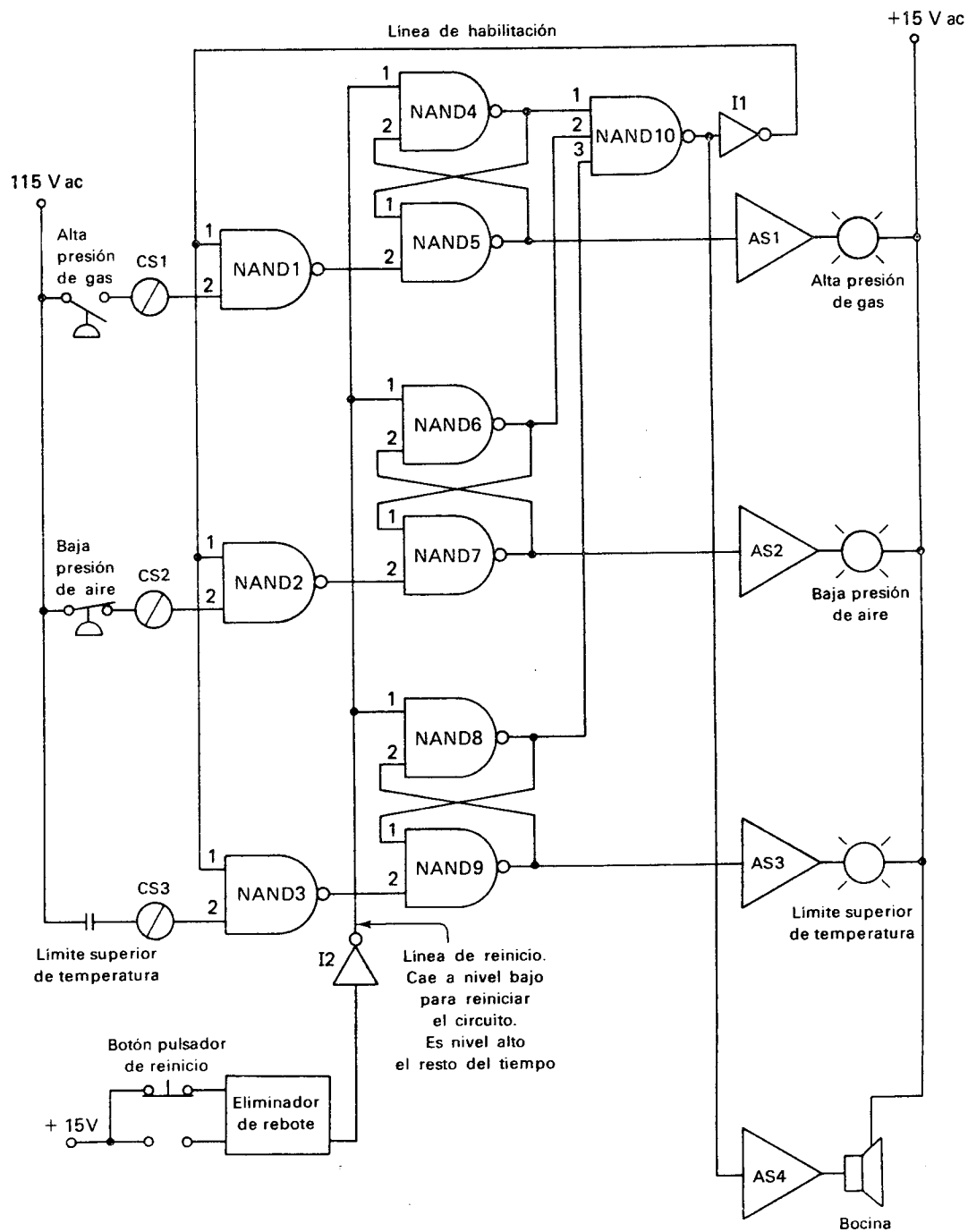


Figura 2-18. Anunciador de primera falla, el cual indica la causa inicial de falla del sistema.

del interruptor. Por tanto, CS2 no tiene aplicada la señal de entrada de 115 V ac, y por consiguiente, aplica un nivel lógico bajo a la entrada 2 de la NAND2. Igualmente, el interruptor de límite superior de temperatura está abierto porque la temperatura del horno se encuentra por debajo de su valor límite, de modo que la entrada 2 de la NAND3 también está en nivel bajo. Las puertas NAND 1, 2 y 3 tienen todas su salida en nivel alto debido al nivel bajo que tienen aplicado a sus entradas número 2.

Concentrémonos ahora en la NAND5. Su entrada 2 está en nivel alto porque la salida de la NAND1 es nivel alto. Su entrada 1 está también en nivel alto debido a una acción anterior en la línea de REINICIO. Veamos qué pasó en el circuito cuando se efectuó un reinicio: Cuando el botón de REINICIO fue pulsado, la salida del eliminador de rebote pasó a nivel alto. Por tanto, la salida de I2 (la línea de REINICIO) pasó a nivel bajo, aplicando un nivel bajo a la entrada 1 de la NAND4. Un nivel bajo en esta entrada garantizó un nivel alto a la salida de la NAND4. Este nivel alto fue realimentado a la entrada 1 de la NAND5. Con ambas entradas en nivel alto, la salida de la NAND5 fue un nivel bajo, el cual fue aplicado a la entrada 2 de la NAND4. Luego, cuando el botón de REINICIO regresó a su posición original, llevando la línea de REINICIO de nuevo a nivel alto, el estado de la NAND4 no cambió. Su salida permaneció en nivel alto porque tenía un nivel bajo aplicado a su entrada número 2.

El párrafo anterior muestra, que mientras el circuito está monitoreando la operación del horno, la NAND4 tiene su salida en nivel alto y la NAND5 tiene su salida en nivel bajo. El mismo raciocinio puede aplicarse a las NAND6 y NAND7 como también a las NAND8 y NAND9. Por tanto, las NAND6 y 8 tienen su salida en nivel alto y las NAND 7 y 9 tienen su salida en nivel bajo. Dado que esto es cierto, los tres amplificadores de salida tienen un nivel bajo a su entrada, proveniente de las NAND 5, 7 y 9. Por tanto, las tres lámparas indicadoras están apagadas.

La NAND10 tiene sus tres entradas en nivel alto, provenientes de las NAND 4, 6 y 8. Su salida es por tanto, un nivel bajo, el cual es aplicado a la entrada de AS4. La bocina está desenergizada. I1 tiene un nivel alto a la salida, el cual es aplicado a las entradas 1 de las NAND 1, 2 y 3. Esta es la situación completa bajo condiciones normales de funcionamiento del horno.

Supongamos ahora que se presenta una falla en la presión del gas, que consiste en una subida brusca bastante alta. Esto hace que se aplique un alto voltaje a la entrada de CS1, el cual entregará un nivel alto a la entrada 2 de la NAND1. Las dos entradas de la NAND1 están ahora en nivel alto, por tanto, su salida cae a un nivel bajo. Esto produce un nivel bajo a la entrada 2 de la NAND5 y hace que su salida pase a nivel alto. Por tanto, AS1 tiene un nivel alto en su entrada, y enciende la lámpara ALTA PRESION DE GAS. La salida de la NAND5 también aplica un nivel alto a la entrada 2 de la NAND4 y lleva su salida a nivel bajo. La salida de la NAND4 cae a nivel bajo, porque su entrada 1 está siempre en nivel alto. El nivel bajo proveniente de la NAND4 es realimentado a la entrada 1 de la NAND5, y esto enclava la salida de la NAND5 en nivel alto. Es decir, la salida de la NAND5 será alta tanto tiempo como dure el nivel bajo

a la salida de la NAND4. Así mismo, la salida de la NAND4 será baja tanto tiempo como dure el nivel alto a la salida de la NAND5. La única manera de suspender este enclavamiento es pulsando el botón REINICIO, y así aplicar un nivel bajo a la entrada 1 de la NAND4.

Hemos visto como la NAND4 y la NAND5 se enclavan y como se enciende la luz indicadora asociada. Ahora, miremos la NAND10. Cuando su entrada 1 pasa a nivel bajo, su salida cambia a nivel alto. Este nivel alto es llevado abajo a la entrada de AS4, el cual hace sonar la bocina de alarma. Entretanto, la salida de I1 (la línea de HABILITACION) pasa a nivel bajo, el cual es aplicado a las entradas 1 de las NAND 1, 2 y 3. El nivel bajo a las entradas de las NAND2 y NAND3 amarra sus salidas en sus condiciones de arranque, es decir, nivel alto. No hay manera de que CS2 o CS3 influyan después de esto, porque las salidas de la NAND2 y de la NAND3 están amarradas a nivel alto por la presencia del nivel bajo en sus entradas número 1. Por tanto, la combinación NAND6-NAND7 no puede cambiar de estado y la combinación NAND8-NAND9 está también congelada. Entonces es imposible que cualquier otra lámpara indicadora se encienda, una vez que la primera se enciende.

Aún, si el interruptor de presión del gas regresa a la condición de abierto (ciertamente puede suceder cuando el horno se apague), la lámpara indicadora de alta presión de gas permanecerá encendida por el enclavamiento de la combinación NAND4-NAND5.

La discusión anterior se basó en que la presión del gas fuese la primera falla, pero desde luego, la acción del circuito es la misma si la presión de aire o el límite superior de temperatura fuese la primera falla. Una falla en la presión de aire enclava la combinación NAND6-NAND7 y amarra la NAND1 y la NAND3 en sus condiciones de arranque, es decir, nivel alto. Una falla de temperatura límite enclava la combinación NAND8-NAND9 y amarra la salida de NAND1 y de NAND2 al nivel alto, cuando la línea de HABILITACION cae a nivel bajo.

Cuando se presiona el botón de REINICIO, la línea de REINICIO cae a nivel bajo y suspende cualquiera de los enclavamientos que hubiese ocurrido. Esto hace que el sistema entero regrese a las condiciones de arranque.

2-12 CIRCUITO LOGICO PARA CONTROLAR EL CICLO DE OPERACION DE UN TALADRO AUTOMATICO

La Figura 2-19(a) muestra un esquema simplificado del taladro automático. La pieza es puesta en posición y asegurada por medio de tornillos. Dos perforaciones deben practicarse a la pieza. Una perforación vertical y una horizontal, y ambas deben pasar por el mismo punto interno. Por tanto, las perforaciones no pueden practicarse simultáneamente. El circuito lógico pone en ejecución el siguiente ciclo:

- a. Cuando la pieza es atornillada en posición, el operador presiona el botón START, lo cual causa que el pistón del cilindro A se extienda. La broca descende y practica la perforación vertical.
- b. Cuando el pistón del cilindro A ha descendido completamente, acciona IFC2, esto hace que el pistón del cilindro A se retracte y que la broca se retire de la pieza.

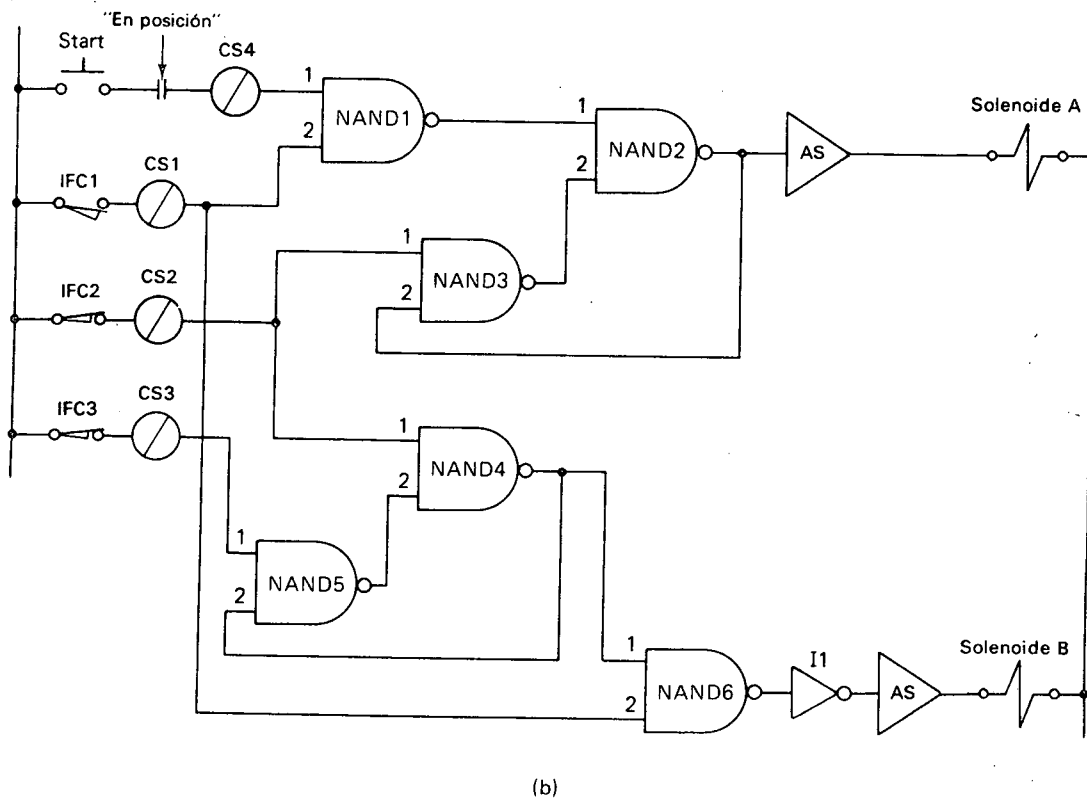
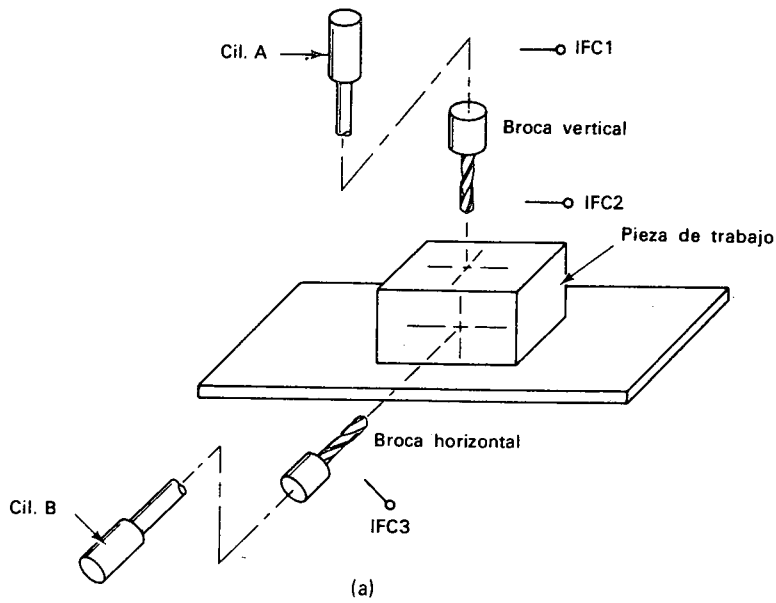


Figura 2-19. (a) Distribución de la operación del taladro automático. (b) Circuito de control para la operación del taladro automático.

- c. Cuando el pistón del cilindro llega arriba, acciona IFC1, lo que hace que el pistón del cilindro *B* se extienda y que la segunda broca practique la perforación horizontal.
- d. Cuando el pistón del cilindro *B* está completamente extendido, acciona IFC3, lo cual hace que el pistón del cilindro *B* se retracte y que la broca se retire de la pieza.

El circuito de control se muestra en la Figura 2-19(b). La descripción de este circuito es más compleja que la descripción de los circuitos de las Figuras 2-17(b) ó 2-18. Veamos ahora cómo funciona.

Cuando la pieza es atornillada en posición, el contacto "en posición" se cierra, y luego el operador presiona el botón START. Estas acciones dan como resultado un alto voltaje a la entrada de SC4, el cual forza la entrada 1 de la NAND1 a nivel alto. Dado que IFC1 está accionado en este momento (el pistón del cilindro *A* se encuentra retraído al comienzo del ciclo), la entrada 2 de la NAND1 está también en nivel alto. Por tanto, la salida de la NAND1 es nivel bajo y es aplicado a la entrada 1 de la NAND2. La salida de la NAND2 pasa a nivel alto, lo cual activa a AS1 y éste energiza el solenoide del cilindro *A*. Por consiguiente, la válvula hidráulica se acciona, y el pistón del cilindro *A* comienza a descender.

Entretanto, la NAND2 se enclava en nivel alto debido a la realimentación a través de la NAND3. La NAND2 aplica un nivel alto a la entrada 2 de la NAND3. Dado que IFC2 está desactivado en este momento, su contacto N.C. está cerrado y la salida de CS2 es nivel alto. Por tanto, la entrada 1 de la NAND3 está en nivel alto en el mismo instante. Con sus dos entradas en nivel alto, la salida de la NAND3 es nivel bajo, el cual es aplicado a la entrada 2 de la NAND2. Por consiguiente, no interesa qué sucede a la entrada 1 de la NAND2, dado que su salida será nivel alto, lo cual, es garantizado por el nivel bajo aplicado a su entrada 2.

Cuando el pistón del cilindro *A* está completamente extendido, acciona a IFC2 y abre su contacto N.C. IFC2. Cuando los 115 V ac son removidos de la entrada de CS2, su salida cae a nivel bajo y se producen las dos acciones siguientes:

- a. Suspende el enclavamiento de la NAND2. Cuando la entrada 1 de la NAND3 cae a nivel bajo, su salida pasa a nivel alto. Este nivel alto es aplicado a la entrada 2 de la NAND2. La entrada 1 de la NAND2 está siempre en nivel alto porque IFC1 ha sido desactivado (y el botón de START ha sido desactivado). Con sus dos entradas en nivel alto, la salida de la NAND2 es nivel bajo y desenergiza el solenoide del cilindro *A*. Por tanto, el pistón del cilindro *A* comienza a retraerse.
- b. El nivel bajo de CS2 también es aplicado a la entrada 1 de la NAND4. La salida de la NAND4 pasa a nivel alto y se enclava a través de la NAND5. Esto es posible porque IFC3 está desactivado en este instante, y aplica un nivel alto a la entrada 1 de la NAND5. Con sus dos entradas en nivel alto, la salida de la NAND5 es nivel bajo y lo aplica a la entrada 2 de la NAND4. Esto enclava en nivel alto la salida de la NAND4, y no interesa que suceda en su entrada 1. Por consiguiente, la NAND4 mantiene el nivel alto aún después que IFC2 sea desactivado.

Los eventos descritos en los dos párrafos anteriores suceden en el instante en que IFC2 sea desactivado. Dado que el solenoide del cilindro A es desenergizado, su pistón comienza a retraerse y desactiva IFC2. Esto hace que se restablezca el nivel alto en la entrada 1 de la NAND3 y en la entrada 1 de la NAND4, pero estos niveles no afectan el estado de dichas puertas. Cuando el pistón del cilindro A está completamente retraído, acciona IFC1 y la salida de CS1 pasa a nivel alto. Este nivel alto es aplicado a la entrada 2 de la NAND6. Dado que la entrada 1 de la NAND6 está siempre en nivel alto (la salida de la NAND4 está enclavada en nivel alto), la salida de la NAND6 cae a nivel bajo. Este nivel bajo es invertido por I1, permitiendo que AS2 energice el solenoide del cilindro B. Por tanto, su pistón comienza a extenderse para practicar la perforación horizontal.

Cuando el pistón del cilindro B, está completamente extendido, acciona IFC3 y abre el contacto N.C. IFC3. La salida de CS3, cae a nivel bajo, lo cual hace que la salida de la NAND5 pase a nivel alto. Esto suspende el enclavamiento de la NAND4, la cual queda con sus dos entradas en nivel alto en este instante. La salida de la NAND4 cae a nivel bajo, el cual es aplicado a la entrada 1 de la NAND6. La salida de la NAND6 pasa a nivel alto, de modo que I2 entregará un nivel bajo a AS2. Por consiguiente, el solenoide del cilindro B se desenergiza, su pistón comienza a retraerse y la broca es retirada de la perforación horizontal.

Cuando comienza la retracción, IFC3 es desactivado y su contacto N.C. se cierra. Esto restaura el nivel alto a la entrada 1 de la NAND5, pero el estado de la NAND5 no se afecta debido a que su entrada 2 está en nivel bajo en este instante.

Así se termina el ciclo de operación del taladro automático, y el operador retira la pieza.

2-13 FAMILIAS LOGICAS—SUS CARACTERISTICAS Y PRINCIPALES CUALIDADES

Hasta este momento, no es mucho lo expuesto acerca del comportamiento *interno* de las puertas lógicas de estado sólido. Hemos venido tratándolas como una caja negra, la cual, a una cierta combinación de entradas digitales produce una cierta salida también digital. Esta es la manera apropiada para entender la esencia de las puertas lógicas de estado sólido y es también la manera más apropiada de tratarlas en la mayoría de las situaciones industriales donde se aplican. Sin embargo, es conveniente tener un conocimiento *somero* de la acción interna de los circuitos lógicos de estado sólido. Esto habilitará al usuario de la lógica para reconocer y/o evitar malas aplicaciones en los circuitos lógicos, y lo ayudará a entender las especificaciones y recomendaciones que el fabricante da para su uso apropiado.

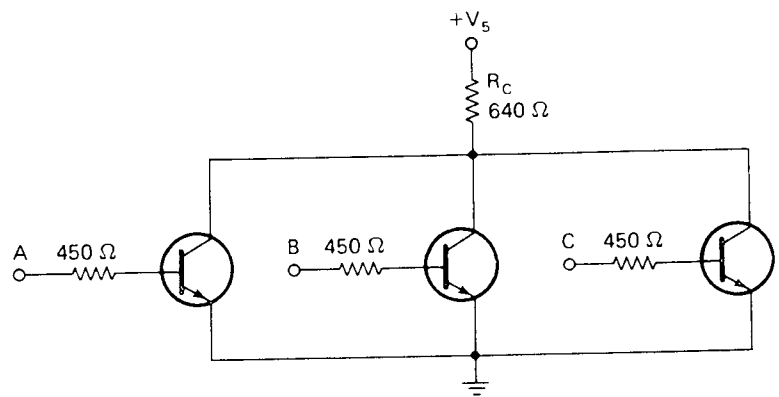
Una *familia lógica* representa un método general de construcción de circuitos lógicos de estado sólido. La esencia de la noción de familia lógica es que ella describe *qué clase de componentes* son utilizados para construir los circuitos y cómo estos *componentes* se interconectan.

2-13-1 La familia RTL (lógica resistencia-transistor)

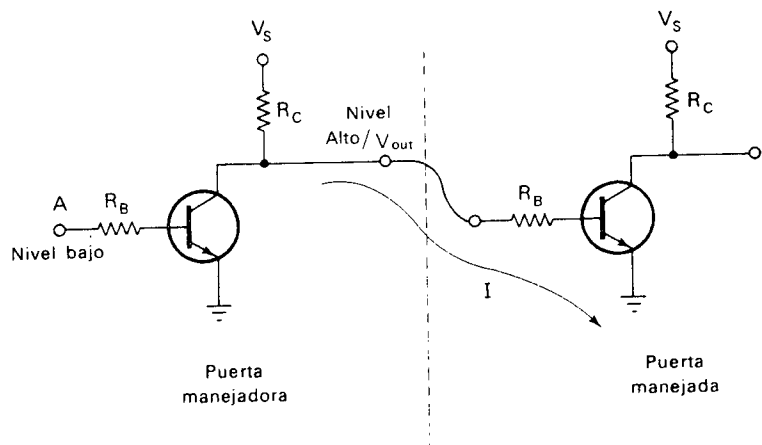
La familia RTL (resistor-transistor logic) es la familia lógica más fácil de entender. Como su nombre lo indica, resistencias y transistores son los componentes utilizados para construir los circuitos. Siendo más específicos, la R significa que la entrada del circuito está conectada a una resistencia y la T significa que la salida del circuito se toma de un transistor.

La puerta básica es la NOR. En la Sección 2-4 expusimos ya la lógica RTL. La Figura 2-6(b) muestra una puerta OR de tres entradas, construida bajo los principios de la RTL. Otra manera popular para construir puertas RTL es haciendo corresponder a cada resistencia de entrada un transistor, y luego unir entre sí los colectores de los transistores. Esta otra forma se muestra en la Figura 2-20(a).

Figura 2-20. (a) Diagrama esquemático de una puerta NOR RTL. (b) La RTL es una familia lógica emisión de corriente. (c) Fan-out de la familia RTL. (d) Conexión-AND de las puertas RTL.



(a)



(b)

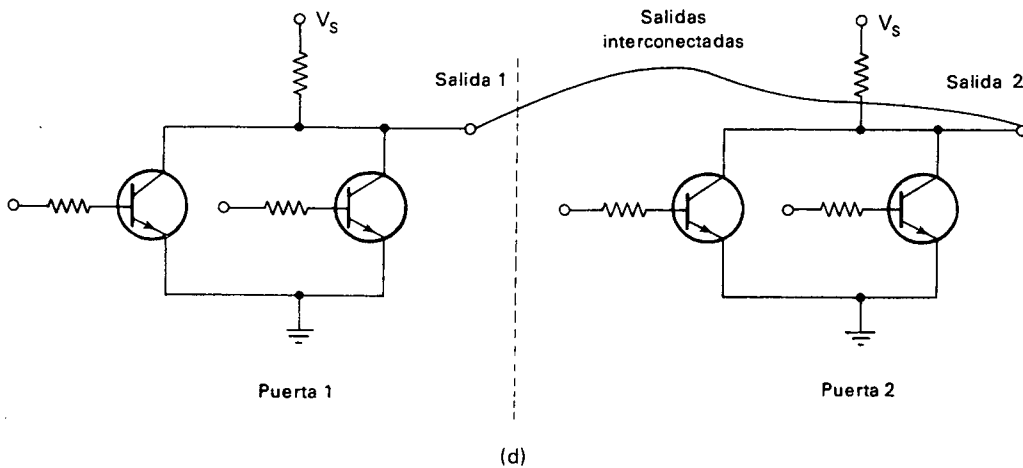
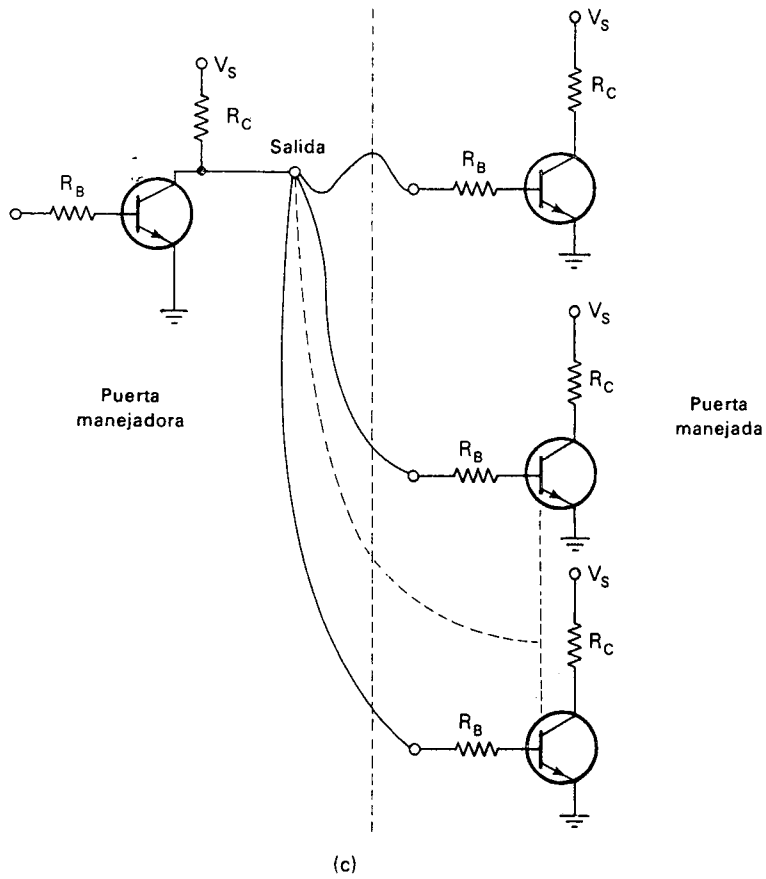


Figura 2-20. (cont.)

En la Figura 2-20(a), si una cualquiera de las entradas A , B , o C pasa a nivel alto, su transistor asociado CONDUCE y lleva la salida a tierra. Por tanto, *cualquier* entrada en nivel alto produce un nivel bajo a la salida. Esta puerta es una NOR. Otros tipos de puertas lógicas pueden implementarse en la familia RTL adicionando componentes extras.

Familia emisión de corriente. La familia RTL está clasificada como familia *emisión de corriente*. Una familia *emisión de corriente* tiene la característica que la corriente en sentido convencional fluye *hacia afuera* de la puerta manejadora y *hacia adentro* de la puerta manejada (la carga). La Figura 2-20(b) muestra una puerta con su salida en nivel alto, la puerta manejadora, siendo aplicada al terminal de entrada de otra puerta, la puerta manejada. Las puertas no están dibujadas completamente, solamente el circuito de salida de la puerta manejadora y el circuito de entrada de la puerta manejada han sido dibujados. Como muestra la Figura 2-20(b), la corriente en sentido convencional fluye de la puerta manejadora hacia la puerta manejada. La puerta manejadora es una *fuentes* de corriente (de allí el término lógica *emisión de corriente*). Las familias lógicas emisión de corriente son opuestas a las familias lógicas *absorción de corriente*, las cuales encontraremos un poco más adelante.

Fan-out (llamado también *factor de carga*). El contraste entre emisión de corriente y absorción de corriente, es importante cuando se trata del *fan-out*. El *fan-out* de una puerta lógica es el número de puertas lógicas, de la misma clase, que se pueden conectar a su salida. Es decir, el *fan-out* es el número de puertas que una puerta puede manejar, asumiendo que las puertas manejadas son idénticas a la puerta manejadora. La Figura 2-20(c) muestra una puerta manejadora conectada a varias puertas manejadas. El *fan out* es una cantidad limitada debido a que si a la salida de una puerta conectamos muchas puertas manejadas, la corriente a través de R_C de la puerta manejadora será muy grande. La suma de las corrientes que toman las puertas manejadas producen una gran caída de voltaje en R_C , de modo que el voltaje del colector no será lo suficientemente grande como para ser tomado como nivel alto. El voltaje de nivel alto habrá caído a un punto tal, que las puertas manejadas no lo reconocerían como nivel alto. Lo podrían interpretar como un nivel bajo.

En una familia lógica emisión de corriente, el problema del *fan-out* (también llamado el problema de carga), se presenta siempre cuando la salida se encuentra en nivel alto, y no cuando se encuentra en nivel bajo. Es fácil ver que cuando la salida se encuentra en nivel bajo, no importa el número de puertas manejadas que se conecten.

El *fan-out* de una puerta RTL está generalmente en el rango de 4 a 10.

Interconexión de las salidas. Ocasionalmente puede suceder que un usuario quiera conectar entre sí las salidas de dos puertas, tal como se muestra en la Figura 2-20(d). A esto se le llama sencillamente *conexión-AND* o *conexión-OR*. Esta práctica no es siempre permisible. un ejemplo es cuando las salidas son del tipo *totem-pole*, como la discutida en el Capítulo 1. Las puertas lógicas RTL generalmente no tienen salidas del tipo *totem-pole*, de modo que la conexión-AND es permitida.

Entradas al aire. Frecuentemente en lógica de estado sólido no todas las entradas de una puerta son necesarias, y surge entonces la pregunta de qué hacer con las entradas no utilizadas. Es una buena idea conectar las entradas no utilizadas a alguna parte del circuito. Pueden ser conectadas a la línea de alimentación o a la línea de tierra, o a otra entrada, dependiendo de las circunstancias, pero no siempre es absolutamente necesario hacerlo. Cuando una entrada no utilizada se deja sin conectar, nos referimos a ella como una *entrada al aire*, o como una *entrada flotante*.

Una entrada al aire es más susceptible a señales indeseadas de ruido que una entrada que se encuentre conectada a alguna parte del circuito. Si el circuito tiene buena inmunidad al ruido esta situación no es importante. Lo que *sí* es siempre importante es saber cómo la puerta lógica interpreta una entrada al aire. Efectivamente, algunas familias lógicas interpretan una entrada al aire como nivel bajo, y otras la interpretan como nivel alto. Por ejemplo, una puerta OR de una familia lógica que veremos más adelante, no tolera una entrada al aire. Si la entrada al aire se interpretase como nivel alto, la salida de la puerta OR será amarrada a nivel alto, sin importar qué pueda suceder en sus otras entradas. Esto volvería la puerta inútil. Este es un buen ejemplo de cuando no es conveniente dejar entradas al aire, sino que es absolutamente esencial conectarlas a algún lugar del circuito. En este ejemplo, la entrada probablemente debe conectarse a tierra.

Las puertas RTL interpretan una entrada al aire como nivel bajo. Esto es obvio, dado que una entrada al aire, no puede entregar corriente al transistor asociado, y esto sucede cuando la entrada es nivel bajo.

Otras cualidades. La familia RTL tiene una velocidad de operación mediana, lo cual no es generalmente de suma importancia en aplicaciones industriales. Tiene un tiempo de propagación típico del orden de 12 nseg, pero puede variar dependiendo del fabricante.

Los circuitos RTL son sencillos, fáciles de visualizar y de entender. Tienen una mediana inmunidad al ruido eléctrico, y su fan-out es aceptable. En un tiempo la RTL fue la familia lógica más popular de uso industrial, pero actualmente ha sido remplazada.

Las puertas lógicas RTL se presentan en tres formas físicas diferentes, a saber:

- a. Componentes discretos montados en una placa de circuito impreso.
- b. Componentes discretos encapsulados en un recipiente de plástico cerrado herméticamente.
- c. Circuitos integrados (CIs)

La apariencia física de estos circuitos lógicos se muestra en la Figura 2-21. La Figura 2-21(a) muestra un circuito impreso con resistencias y transistores discretos.

La Figura 2-21(b) muestra un recipiente de plástico cerrado herméticamente. Los componentes discretos se encuentran montados internamente y en tres dimensiones; el montaje no está limitado a un solo plano.

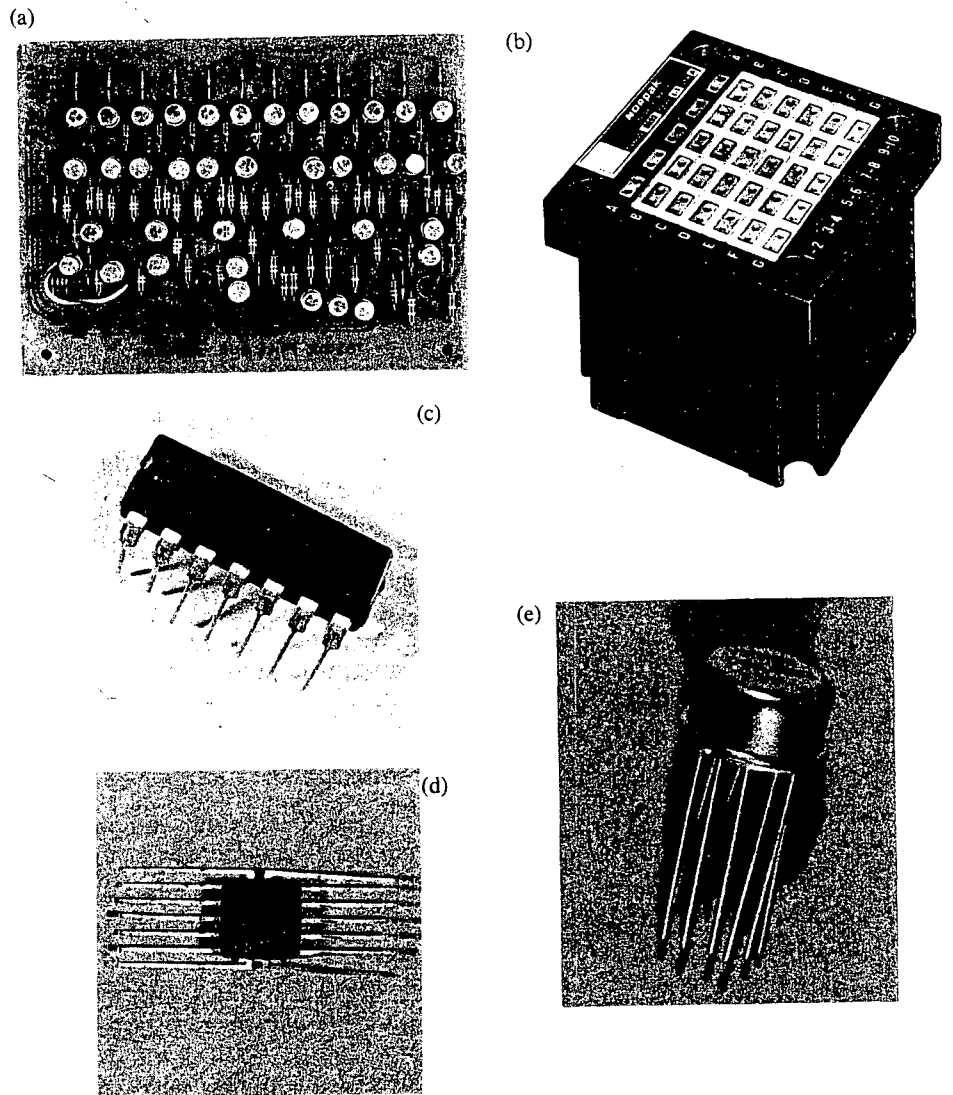


Figura 2-21. Apariencia física de los circuitos lógicos RTL. (a) Componentes discretos montados en una placa de circuito impreso. (b) Componentes discretos encapsulados y cerrados al ambiente. (Cortesía de Square D Company.) (c) CI doble-en-línea. (Cortesía de Motorola, Inc.) (d) CI plano. (Cortesía de Motorola, Inc.) (e) CI de cápsula metálica. (Cortesía de Motorola, Inc.)

Las Figuras 2-21(c), (d), y (e) muestran tres empaquetaduras diferentes de los circuitos integrados. La empaquetadura doble-en-línea, abreviadamente DIP (dual-in-line package), se muestra en la Figura 2-21(c). Usualmente de plástico y es la empaquetadura industrial más utilizada.

La *empaquetadura plana* se muestra en la Figura 2-21(d). Son usualmente de cerámica y pueden resistir mejor las altas temperaturas que los DIP de plástico.

La *empaquetadura de cápsula metálica* se muestra en la Figura 2-21(e). La cápsula metálica es usada solamente en circuitos integrados de 10 terminales o menos. Actualmente, no son predominantes como una vez lo fueron, debido a que la mayoría de los CIs tienen más de 10 terminales. La cantidad de terminales más común es 14 y 16.

2-13-2 La familia DTL (lógica diodo-transistor)

La familia DTL (diode-transistor logic) tiene sus entradas conectadas a diodos y la salida se toma de un transistor. Antes vimos una puerta DTL en la Figura 2-6(a). Una configuración más convencional de una puerta DTL se muestra en la Figura 2-22(a).

La *puerta básica es la NAND*. La puerta mostrada en la Figura 2-22(a) corresponde a una NAND. Veamos como funciona. Si una cualquiera de sus entradas *A*, *B*, o *C* es nivel bajo, su diodo asociado no permite que la base de Q_1 se encuentre a más de 0,6 V por encima del nivel de tierra. La fuente de voltaje de +5 V entregará corriente a través de las resistencias de 1,75 K y 2 K, y a través de ellas la caída será de 4,4 V, dado que el diodo, que tiene su cátodo a nivel bajo, solamente tumba 0,6 V. Con este bajo voltaje en la base de Q_1 , este no CONDUCE, más aún con la presencia de otro diodo en su terminal de emisor, el cual estará también cortado. Con corriente de emisor nula en Q_1 , no se entregará corriente de base a Q_2 , por tanto, Q_2 estará en CORTE. La salida pasa al nivel de voltaje de +5 V de la fuente.

Si sus tres entradas se encuentran en nivel alto, la corriente proveniente de la fuente a través de las resistencias de 1,75 K y 2 K, ya no fluirá por los diodos a tierra, por tanto, fluye hacia la base de Q_1 . Otra manera de decirlo, es que el voltaje en los ánodos subirá por encima de los 0,6 V que estaba antes. Este alto voltaje en la base de Q_1 , lleva Q_1 a CONDUCCIÓN. Q_1 entrega entonces suficiente corriente a la base de Q_2 para saturarlo, llevando la salida a tierra.

Por consiguiente la salida cae a nivel bajo si y sólo si todas sus entradas están en nivel alto. Esto es una función NAND. Otros tipos de puertas pueden construirse en DTL, agregando componentes extras.

Absorción de corriente. La familia DTL está clasificada dentro de la lógica *absorción de corriente*. La familia *absorción de corriente* tiene la característica que la corriente en sentido convencional fluye *hacia* la puerta manejadora *proveniente* de la puerta manejada. La Figura 2-22(b) muestra un nivel bajo de salida de una puerta, la puerta manejadora, que está siendo aplicado a uno de los terminales de entrada de otra puerta, la puerta manejada. Nuevamente, las puertas no han sido dibujadas en su totalidad. Como se muestra en la figura, la corriente en sentido convencional fluye de la puerta manejada hacia la puerta manejadora. La puerta manejadora es un *sumidero* de corriente (de allí el término lógica *absorción de corriente*).

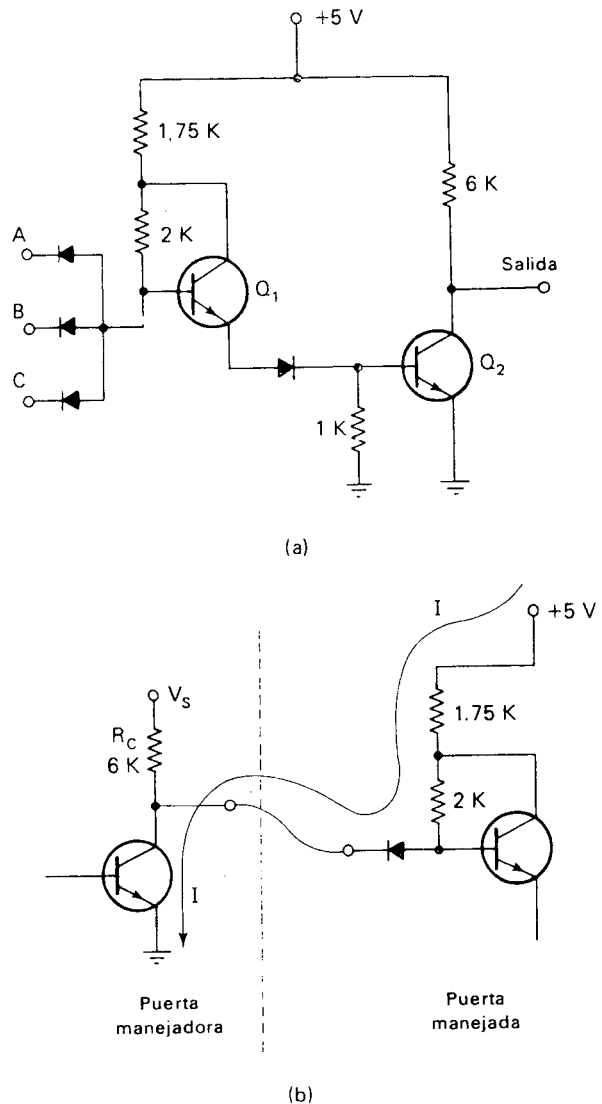


Figura 2-22. (a) Diagrama esquemático de una puerta NAND DTL. (b) La DTL es una familia lógica absorción de corriente. (Cortesía de Motorola, Inc.)

Fan-out. En lógica absorción de corriente, el problema del fan-out ocurre siempre cuando la salida es nivel bajo, y no cuando la salida es nivel alto. En este caso, imagine varias puertas manejadas conectadas a la salida de la puerta manejadora de la Fig. 2-22(b). Si la salida es nivel alto, poca o ninguna corriente fluirá entre las puertas, no es pues importante el número de puertas manejadas que estén conectadas.

Sin embargo, cuando la salida cae a nivel bajo, cada una de las puertas manejadas inyectará corriente al transistor de salida de la puerta maneja-

dora. Si hay muchas puertas manejadas, la suma de sus corrientes puede forzar al transistor de salida a salir de saturación. Recuerde que la *máxima* corriente que puede circular por el colector está dada por:

$$I_{c_{m\acute{a}x}} = \beta I_B.$$

Si las puertas manejadas inyectan mucha corriente en el colector del transistor, en el cual la corriente de colector es cercana a $I_{m\acute{a}x}$, el transistor de salida comienza a disminuir la corriente a través de su resistencia de colector de 6 K. Esto hará que menos de 5 V caigan a través de esta resistencia, y el transistor de salida se sale de saturación. Bajo estas circunstancias el voltaje de salida no será un nivel bajo firme, y algunas de las puertas manejadas podrán interpretarlo como nivel alto.

El fan-out de las puertas DTL es generalmente 8 ó más.

Interconexión de las salidas. Las puertas DTL pueden interconectarse en conexión-AND mientras que no haya transistores de pull-up a la salida (salida totem-pole). La mayoría de las puertas DTL tienen solamente una resistencia de colector; como se muestra en la Figura 2-22(b), de modo que la conexión-AND es segura y permitida.

Entradas al aire. Las puertas DTL interpretan una entrada al aire como nivel alto. Como se mencionó en la Sección 2-13-1, una puerta OR o NOR DTL no tolera una entrada al aire. Las entradas que no se utilicen deben conectarse a una entrada que *esté* siendo utilizada, o deben conectarse a tierra. Una puerta AND o NAND DTL si tolera entradas al aire. El hecho de conectar a alguna parte o dejar al aire una entrada que no se utilice, depende de las condiciones de ruido y otras circunstancias.

Las puertas DTL interpretan una entrada al aire como nivel alto porque una entrada al aire no permite que fluya corriente hacia afuera del terminal de entrada; este mismo resultado se obtiene cuando la entrada está en nivel alto.

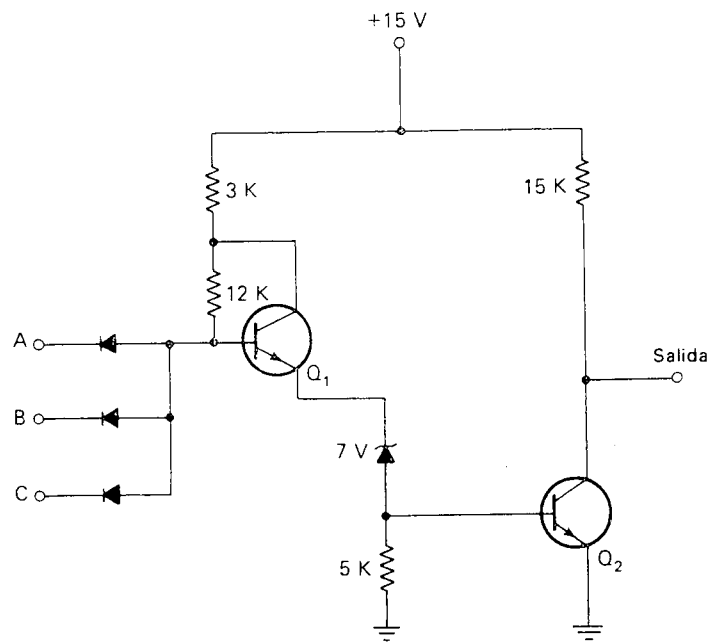
Otras cualidades. La familia lógica DTL tiene una inmunidad al ruido medianamente buena, y tiene un fan-out mayor que el de la familia RTL. La disipación de potencia por puerta es bastante baja, pero esto no es de mucha importancia en la industria. Una puerta DTL típica podría disipar una potencia de 8 mW.

Las puertas DTL, al igual que las puertas RTL, a menudo se construyen con componentes discretos montados en placas de circuito impreso. También son comunes como CIs y estos pueden ser empaquetados como DIPs, planos, y cápsula metálica.

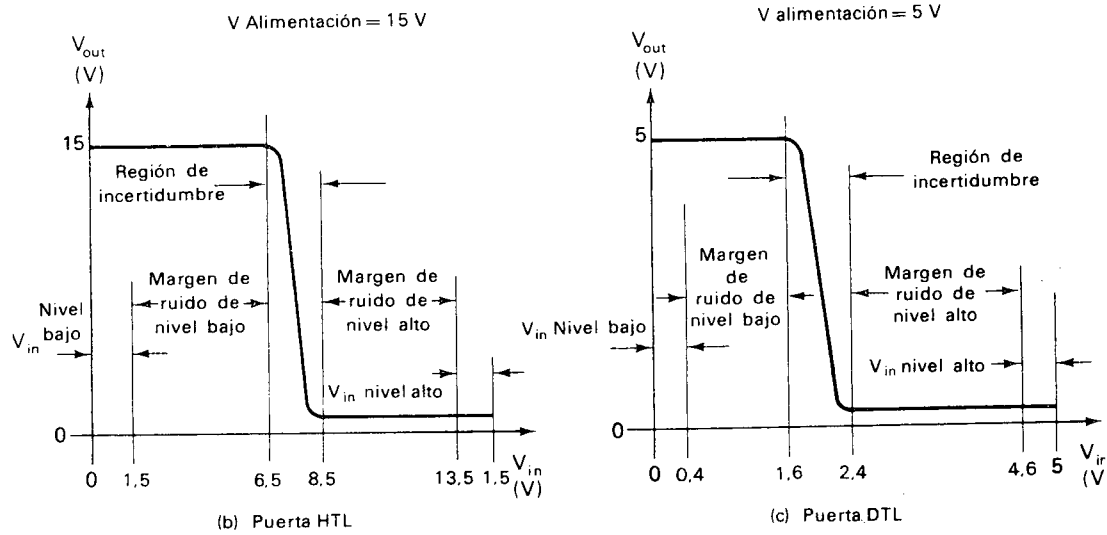
2-13-3 La familia HTL (lógica de umbral alto)

La familia HTL (high-threshold logic) es muy similar en operación y construcción a la lógica DTL. El esquema de la puerta básica se muestra en la Figura 2-23(a).

La puerta básica es la NAND. La puerta HTL de la Figura 2-23(a), opera exactamente igual que la puerta DTL de la Figura 2-22(a) excepto que el



(a)



(b) Puerta HTL

(c) Puerta DTL

Figura 2-23. (a) Diagrama esquemático de una puerta NAND HTL. (b) Curva de transferencia V_{out} vs. V_{in} de una puerta HTL. (c) Curva de transferencia de una puerta DTL. (Cortesía de Motorola, Inc.)

voltaje de entrada necesario para que Q_1 entre en CONDUCCION es mucho mayor. El voltaje de entrada debe ser suficientemente alto para poner a conducir una unión base-emisor y el diodo zener de 7 V. (El diodo de entrada compensa una de las dos uniones base-emisor).

Por consiguiente, el voltaje de entrada debe alcanzar como mínimo 7,6 V para poner a CONducIR a Q_1 y Q_2 . Desde luego, *todas* las entradas deben alcanzar este nivel para hacer que los transistores entren en CONDUCCION y la salida caiga a un nivel bajo. La puerta básica de la Figura 2-23(a) es una NAND. Es posible implementar otras puertas adicionando componentes extras.

Características de la familia HTL. La ventaja importante de la familia HTL es su excelente inmunidad al ruido. Esta excelente inmunidad al ruido es el resultado de necesitar 7,6 V a la entrada para poner en CONDUCCION los transistores. La curva de transferencia de una puerta HTL se muestra en la Figura 2-23(b). Una curva de transferencia es el gráfico de voltaje de salida versus voltaje de entrada, aun cuando sabemos que el voltaje de entrada no varía en forma continua cuando la puerta está en uso.

Compare esta curva de transferencia con la correspondiente a una puerta DTL, la cual se muestra en la Figura 2-23(c).

La curva de transferencia para la HTL muestra que cualquier voltaje de entrada entre 0 y 6,5 V será interpretado como un nivel bajo. Una puerta HTL utilizada correctamente tiene un nivel bajo de salida garantizado entre 0 y 1,5 V, de modo que la entrada de la puerta en cuestión con seguridad estará en este rango [V_{in} Nivel Bajo en la Figura 2-23(b)]. Por tanto, estamos ante una situación en la cual el nivel bajo de entrada proveniente de la salida de otra puerta HTL no será mayor que 1,5 V, pero la puerta que hemos venido investigando, interpreta cualquier voltaje por debajo de 6,5 V como una señal de nivel bajo. Esto produce un margen de seguridad de 5,0 V (6,5 V - 1,5 V), denominado *margen de ruido de nivel bajo* en la Figura 2-23(b). Esto significa que la línea de nivel bajo de entrada puede tolerar hasta 5,0 V de señal de ruido, sin que por esto se produzca un falso cambio de estado de la puerta HTL.

Una situación similar ocurre para las señales de entrada de voltaje de nivel alto. La curva de transferencia muestra que una puerta HTL interpretará cualquier valor de voltaje de entrada entre 8,5 y 15 V como nivel alto. Una puerta HTL utilizada correctamente garantiza un nivel alto de salida comprendido entre 13,5 y 15 V, de modo que la entrada de la puerta en cuestión, con seguridad estará en el rango [V_{in} Nivel Alto en la Figura 2-23(b)]. Esto proporciona un *margen de ruido de nivel alto* de 5,0 V, tal como se muestra en la gráfica. Esto significa que la línea de nivel alto de entrada puede tolerar hasta 5,0 V de señal de ruido sin que se produzca un disparo falso de la puerta HTL.

Un estudio de la curva de transferencia de una puerta DTL muestra que éstas tienen también *márgenes de ruido*, pero no son tan grandes como los de las puertas HTL. Una puerta DTL típica tiene un margen de ruido de nivel bajo de 1,2 V (1,6 V - 0,4 V), y un margen de ruido de nivel alto

de 2,2 V ($4,6\text{ V} - 2,4\text{ V}$). Al comparar las dos familias, vemos que una puerta HTL es menos susceptible a dispararse falsamente que una puerta DTL, porque sus márgenes de ruido son mucho mayores. Esta cualidad hace a la familia HTL atractiva para ser utilizada en ambientes industriales con altos niveles de ruido eléctrico.

La gran magnitud de la fuente de alimentación utilizada por la familia HTL, necesita de resistencias de mayor valor para mantener a un nivel aceptable la disipación de potencia. No obstante, su disipación de potencia es medianamente alta y es del orden de 20 mW por puerta. El valor alto de las resistencias disminuye la velocidad de respuesta de las puertas, y se tiene como resultado un tiempo de propagación del orden de 120 nseg. Son bastante lentas en comparación con las otras familias lógicas, pero como ya se dijo, una baja velocidad no es un gran defecto en controles industriales. En efecto, esto puede ser una cualidad, dado que automáticamente filtra toda señal de ruido que ocurra a muy altas frecuencias.

El fan-out de una puerta HTL es del orden de 10. Desde el punto de vista de este análisis, las puertas HTL son un poco mejores que las DTL. La familia HTL es también de absorción de corriente, igual que la DTL. Las entradas al aire son interpretadas como nivel alto.

Está permitida la conexión-AND de puertas HTL, mientras que no tengan transistor pull-up a la salida. Sin embargo, los transistores de pull-up se utilizan frecuentemente en las puertas HTL [su circuito de salida es diferente al mostrado en la Figura 2-23(a)], de modo que el usuario, debe ser conciente de esto si desea efectuar una conexión-AND de las salidas de las puertas HTL.

Las puertas lógicas HTL son generalmente CIs, y siempre vienen empaquetadas en la forma DIP.

2-13-4 La familia TTL (lógica transistor-transistor)

La familia TTL (transistor-transistor logic) tiene sus entradas conectadas a transistores y su salida se toma de un transistor. La Figura 2-24 muestra la puerta básica TTL.

La puerta básica es la NAND. En la Figura 2-24, si una cualquiera de las tres entradas está en nivel bajo, Q_1 , CONDUCE. Q_1 es un transistor multi-emisor, de modo que si se establece un camino para el flujo de corriente entre base y *uno cualquiera* de los emisores, el transistor CONDUCE. Con Q_1 en CONDUCCION, su colector es llevado a tierra. Esto hace que caiga la polarización de base de Q_2 y éste entra en CORTE. Cuando Q_2 entra en CORTE, impide el paso de corriente de base a Q_4 , de modo que Q_4 entra también en CORTE. Sin embargo, el transistor Q_3 puede alimentarse a través de la resistencia de 1,6K, de modo que Q_3 entra en CONDUCCION, llevando la salida a 5V. Q_3 y Q_4 forman un par de salidas totem-pole; Q_4 es el transistor pull-down, y Q_3 es el transistor pull-up.

Si las tres entradas están en nivel alto, no hay corriente base-emisor a través de ninguno de los tres emisores, en estas condiciones Q_1 está en CORTE. La unión *base-colector* de Q_1 estará polarizada directamente y habrá paso de corriente hacia la base de Q_2 . El transistor Q_2 entra en

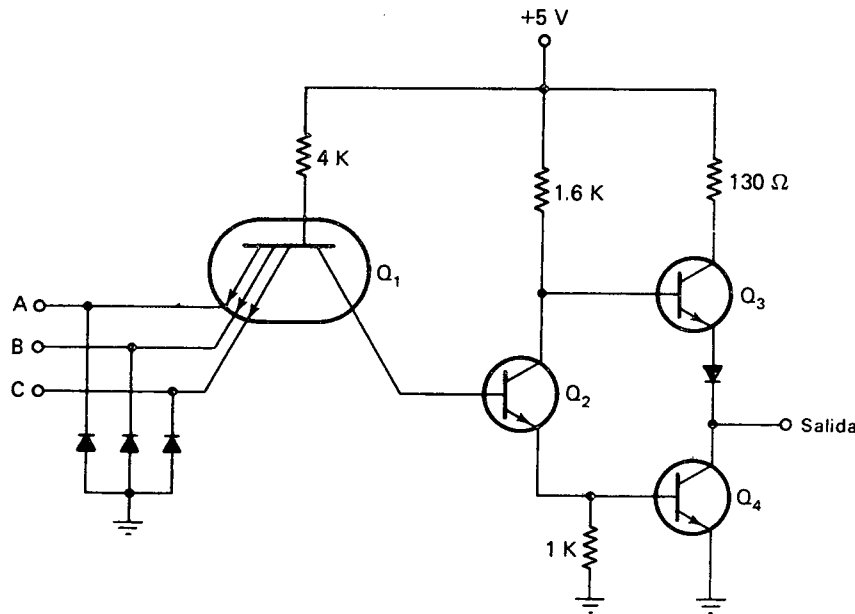


Figura 2-24. Diagrama esquemático de una puerta NAND TTL, donde se muestra el transistor multi-emisor de entrada.

CONDUCCION, haciendo que Q_4 entre en CONDUCCION y la salida es llevada a nivel bajo. Entretanto, Q_3 entra en CORTE porque su voltaje de base cae por debajo de 1V, lo cual no es suficiente para hacer que conduzca la combinación de la unión base-emisor de Q_3 más el diodo colocado en su emisor. El transistor pull-up por consiguiente libera (abre) la conexión entre el terminal de salida y los +5V de la fuente.

La puerta básica es pues la NAND, otras puertas son posibles adicionando componentes extras.

Características de la familia TTL. La familia TTL combina una buena inmunidad al ruido con una baja disipación y una velocidad medianamente alta. La inmunidad al ruido de la familia TTL no es tan buena como la de la HTL, pero es generalmente mejor que la de las RTL y DTL. Su disipación de potencia es baja y es del orden de 10 mW por puerta, y tiene un tiempo de propagación del orden de 10 nseg. La mayoría de las puertas TTL tienen un fan-out de 10.

La familia TTL es de lógica absorción de corriente, dado que la corriente en sentido convencional fluye hacia afuera de un emisor de la puerta manejada y hacia el colector del transistor pull-down de la puerta manejadora. En TTL una entrada al aire es interpretada como nivel alto.

La mayoría de las puertas TTL tienen un transistor pull-up activo en el circuito de salida, de modo que no pueden conectarse en conexión-AND. Unas puertas TTL especiales, denominadas de *colector-abierto* están disponibles si el usuario desea interconectar las salidas.

La familia TTL nunca se implementa con componentes discretos. Las puertas TTL vienen siempre como circuito integrado. La forma DIP y plana son comunes. Actualmente, la familia TTL es la que ofrece la mayor colección de circuitos lógicos comparada con cualquier otra familia y es la más ampliamente usada de todas las familias lógicas.

2-13-5 La familia CMOS (metal-óxido-semiconductor complementario)

La familia CMOS (complementary metal-oxide-semiconductor) no utiliza un transistor bipolar corriente como su dispositivo de amplificación. En su lugar, utiliza un *transistor de efecto de campo* (FET, field-effect transistor), específicamente, un transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor (MOSFET). La Figura 2-25 muestra el diagrama de una puerta NOR CMOS.

No es objeto de este libro los detalles de la operación de las puertas lógicas CMOS. Para hacerlo necesitaríamos una amplia explicación de muchas nociones no triviales acerca de los FETs, tales como la diferencia entre FETs canal-*p* y canal-*n*, y la diferencia entre depleción y ensanchamiento en un FET. Para detalles específicos de la operación de los circuitos lógicos CMOS, consulte cualquier buen libro que trate los FETs en detalle.

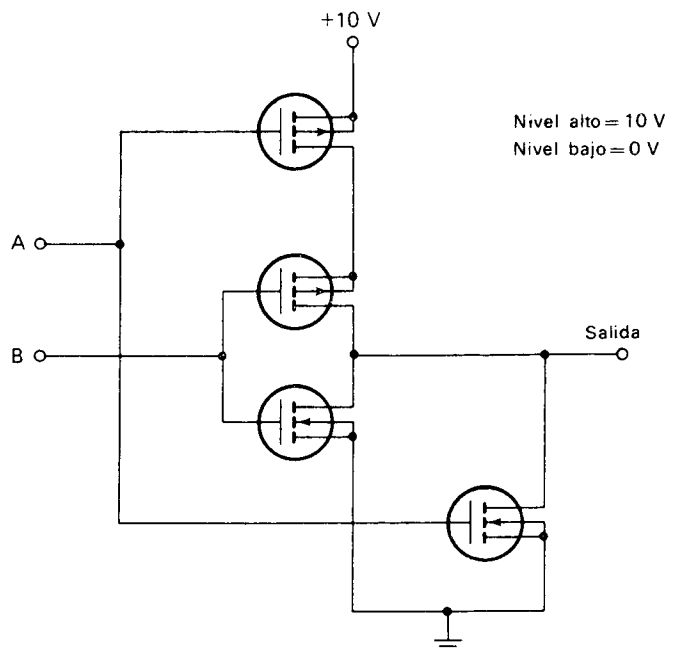


Figura 2-25. Diagrama esquemático de una puerta NOR CMOS, donde se muestran los transistores de efecto de campo.

Basta con decir que la mayor ventaja de la familia CMOS es su consumo de potencia extremadamente bajo. Una puerta CMOS consume y disipa solamente unos 2 nW de potencia cuando es conmutada a 1 KHz; esto es menos de la millonésima parte de la potencia disipada por una puerta TTL, por ejemplo. Además de su minúsculo consumo de potencia, la familia CMOS tiene la cualidad de una inmunidad al ruido mejor que la inmunidad de la familia TTL y tan buena como la que posee la familia HTL. No es usual encontrar estas dos ventajas en un mismo circuito electrónico.

Note también que el esquema de la puerta CMOS en la Figura 2-25 no muestra *ni resistencias ni diodos*. Los circuitos CMOS no utilizan sino MOSFETs como componentes del circuito. Esto los facilita para su fabricación como CIs más baratos. También, dado que un CI MOSFET requiere menos área de cristal de silicio que un CI con diodos y resistencias, la densidad de empaquetamiento puede ser mucho más alta. Esta particularidad permite fabricar circuitos extensos y complejos en un solo "chip" de CI.

A medida que pasa el tiempo la CMOS se vuelve más popular y posiblemente se convertirá en la familia lógica más popular de todas.

Otras características de la CMOS. La familia CMOS no puede clasificarse como lógica emisión de corriente ni como lógica absorción de corriente, dado que prácticamente no circula corriente entre la puerta manejadora y la puerta manejada. Esto es una consecuencia de la alta resistencia dc de entrada de un MOSFET, cercana a 1 trillón de ohmios ($10^{12} \Omega$). La alta resistencia de entrada de un MOSFET permite que un gran número de entradas se puedan conectar a una sola salida. En otras palabras, la familia CMOS tiene un fan-out alto. La mayoría de las puertas CMOS tienen un fan-out por encima de 100, dependiendo de la frecuencia a la cual es conmutada la puerta. Esta es pues otra ventaja de esta familia.

No está permitida la conexión-AND de las puertas CMOS, dado que siempre tienen un FET pull-up en el circuito de salida.

Las puertas lógicas CMOS y otros circuitos digitales CMOS son siempre CIs, nunca componentes discretos. Son empaquetados en la forma DIP y plana.

PREGUNTAS Y PROBLEMAS

1. Explique el propósito de cada una de las tres secciones de un circuito lógico de control industrial.
2. Enumere algunos dispositivos de adquisición de datos (entrada) comúnmente utilizados en sistemas lógicos industriales.
3. Enumere algunos dispositivos actuadores (salida) comúnmente utilizados en sistemas lógicos industriales.
4. ¿Cuáles son los dos tipos de información general que un dispositivo de entrada entrega a un circuito lógico industrial?
5. ¿Cuál es el voltaje comúnmente utilizado en los circuitos de entrada para control industrial en los Estados Unidos?
6. Explique la diferencia entre interruptor de fin de carrera de contacto normalmente cerrado e interruptor de fin de carrera de contacto normalmente abierto. Dibuje el símbolo esquemático de cada uno.

7. Repita la pregunta 6 para contactos de relé.
8. Explique porqué contactos conectados en serie constituyen un circuito AND.
9. Explique porqué contactos conectados en paralelo constituyen un circuito OR.
10. Explique en palabras, la operación de una puerta AND. Haga la tabla de verdad para una puerta AND de dos entradas. Haga luego la tabla de verdad para una puerta AND de cuatro entradas. ¿Cuántas combinaciones diferentes son posibles con cuatro entradas?
11. Repita la pregunta 10 para una puerta OR, una puerta NAND, y una puerta NOR.
12. Con relación a la Figura 2-6(a), dibuje todos los caminos de la corriente si las líneas X y Y están a +5 V y la línea Z se encuentra a 0 V.
13. Repita la pregunta 12, pero con las tres entradas a +5 V.
14. Con relación a la Figura 2-6(b), dibuje todos los caminos de la corriente si las líneas X y Y están a +5 V y la línea Z se encuentra a 0 V.
15. Repita la pregunta 14, pero con las tres entradas a 0 V.
16. Dibuje el circuito lógico que implemente las siguientes condiciones: El solenoide es energizado si IFC1 e IFC2 son ambos actuados o si IFC3 es actuado. Dibuje el circuito utilizando la lógica de relés, dibújelo también utilizando la lógica de estado sólido.
17. Repita la pregunta 16 para estas condiciones: El solenoide se energiza si IFC1, IFC2, e IFC3 son actuados o si IFC1 no es actuado.
18. Repita la pregunta 16 para estas condiciones: La lámpara se enciende si ninguno de los dos, IFC1 e IFC2 es actuado, o si IFC2 es actuado mientras IFC3 no es actuado.
19. Repita la pregunta 16 para estas condiciones: El arrancador de motor se energiza si, IFC1 o IFC2 es actuado en el mismo instante que, IFC3 es actuado o IFC4 no es actuado.
20. Explique el significado del término *fan-out* aplicado a los circuitos lógicos en general y a una puerta en particular.
21. Explique el significado del término *fan-in* aplicado a los circuitos lógicos en general y a una puerta en particular.
22. Describa la diferencia entre un sistema de lógica positiva y un sistema de lógica negativa.
23. Explique la diferencia entre un circuito discreto y un circuito integrado.
24. ¿Por qué es necesario algunas veces interruptores con filtro capacitivo? Describa qué hacen, y enumere algunos de los beneficios que se consiguen al utilizarlos.
25. Repita la pregunta 24, pero relacionada con los eliminadores de rebote.
26. ¿Qué es un convertidor de señal lógico, y qué hacen?
27. Si un convertidor de señal, construido comercialmente, se utiliza para interfazar un dispositivo de entrada con un circuito lógico de estado sólido, bajo circunstancias normales se necesitará también un eliminador de rebote o un interruptor con filtro? ¿Por qué?
28. El convertidor de señal de la Figura 2-14(a), trabajará en dc también como en ac. ¿Por qué?
29. Repita la pregunta 28, pero con relación al convertidor de señal de la Figura 2-14(b).
30. ¿Por qué es buena idea efectuar un aislamiento eléctrico entre los circuitos de entrada y los circuitos lógicos de estado sólido?

31. Enumere algunas condiciones bajo las cuales la lógica de estado sólido es preferida a la lógica de relés.
32. Enumere algunas condiciones bajo las cuales la lógica de relés sería preferida a la lógica de estado sólido.
33. ¿Cuál es el propósito del amplificador de salida utilizado con la lógica de estado sólido?
34. ¿Cuál es el propósito del diodo en el circuito de colector de Q_2 en la Figura 2-16(a)?
35. ¿Cuál es el propósito del diodo en el terminal de base de Q_2 en la Figura 2-16(a)?
36. ¿Puede el amplificador de salida de la Figura 2-16(b) efectuar un aislamiento eléctrico entre el circuito lógico y el circuito de salida? Explique cuidadosamente.

Las preguntas 37 a 39 están relacionadas con el circuito de estado sólido del sistema clasificador de piezas manufacturadas de las Figuras 2-4 y 2-10.

37. ¿Qué condiciones son necesarias para habilitar la AND9?
38. ¿Qué condiciones son necesarias para habilitar la AND14?
39. Explique cómo el cierre momentáneo de uno de los interruptores de fin de carrera de los conductos suspende el enclavamiento de la OR2, OR3, y OR4 si esta era la situación.

Las preguntas 40 a 42 están relacionadas con el anunciador de primera falla ilustrados en la Figura 2-18.

40. Explique como la *primera* falla hace que el circuito ignore las fallas subsecuentes.
41. Explique como el circuito recuerda la falla ocurrida, aun si ésta se autocorrige.
42. Trate de explicar qué pasaría si dos fallas ocurriesen exactamente en el mismo instante. (Lo cual sería una fantástica coincidencia).

Las preguntas 43 a 45 están relacionadas con la rebajadora automática ilustrada en la Figura 2-17.

43. Si IFC3 se quedase pegado en posición cerrado, ¿qué pasaría cuando el operador pulsase el botón START?
44. Si el cierre de IFC3 fallase cuando el pistón del cilindro *B* esté extendido, ¿qué pasaría?
45. Si CS3 funcionase mal de modo que no pudiese entregar un nivel alto a su salida, ¿qué pasaría durante el ciclo de la máquina?

Las preguntas 46 a 52 están relacionadas con el taladro automático ilustrado en la Figura 2-19.

46. El contacto IFC1 es normalmente abierto, pero se le *dibujó* en posición cerrado. ¿Por qué?
47. Al principio del ciclo, cuando se presiona el botón START, ¿qué hace la NAND1? Explique.
48. Cuando el botón START es presionado, explique cómo se enclava la NAND2 (su salida en nivel alto).
49. ¿Qué acción en el sistema suspende el enclavamiento de la NAND2? Explique.

50. ¿Qué acción en el sistema produce el enclavamiento de la NAND4 (salida en nivel alto)? Explique cómo se produce dicho enclavamiento.
51. ¿Cuáles son las dos condiciones necesarias para que la salida de la NAND6 caiga a nivel bajo? Explique.
52. ¿Qué acción en el sistema suspende el enclavamiento de la NAND4? Explique.
53. Explique por qué está permitida la *conexión*-AND de las puertas que tienen en su circuito de salida solamente una resistencia de colector, y no está permitida para las puertas que tienen un transistor pull-up en su circuito de salida.
54. Explique por qué el problema del fan-out, en lógica emisión de corriente, se presenta cuando la salida es nivel alto, pero, en lógica absorción de corriente se presenta cuando la salida es nivel bajo.
55. ¿A qué deben las puertas HTL su inmunidad al ruido?
56. Explique por qué una entrada al aire, en lógica emisión de corriente, se interpreta como un nivel bajo, pero en lógica absorción de corriente se interpreta como un nivel alto.

3

El transistor como interruptor en circuitos con memoria y contadores

Además de su gran utilidad como elementos decisorios, el transistor como interruptor también puede ser utilizado para construir dispositivos lógicos con memoria y circuitos lógicos que pueden contar. Veremos en este capítulo cómo trabajan tales dispositivos y circuitos y se describirán algunos ejemplos de su aplicación en sistemas industriales.

OBJETIVOS

Al terminar este capítulo se estará en capacidad de:

1. Explicar la operación de los flip-flops *RS* y *JK*, considerados como un bloque
2. Describir el funcionamiento de los flip-flops como dispositivos con memoria en los circuitos de control presentados como ejemplo
3. Explicar la operación de los registros de desplazamiento, considerados como un bloque
4. Describir cómo un registro de desplazamiento rastrea información digital concerniente a piezas que se mueven por una banda transportadora
5. Contar hasta 9 en binario
6. Convertir de binario a decimal cualquier número superior a 9

7. Convertir de decimal a BCD y viceversa números mayores que 9
8. Explicar la operación de un contador decadal, considerado como un bloque.
9. Explicar cómo los contadores decadales en cascada pueden contar por encima de 9
10. Explicar el funcionamiento de un decodificador 1 de 10
11. Describir en detalle el funcionamiento de un sistema estampador de cajas de cartón que utiliza contadores decadales y un decodificador 1 de 10
12. Explicar la operación de un monoestable, considerado como un bloque
13. Explicar la utilización de un reloj digital y el funcionamiento de un reloj basado en un multivibrador astable.
14. Describir en detalle el funcionamiento de un sistema de llenado de recipientes que utiliza: monoestables, flip-flops, contadores decadales y un reloj astable
15. Describir la operación de un contador decadal regresivo
16. Explicar el funcionamiento de un codificador decimal a BCD
17. Describir la operación de los relés temporizados incluyendo los cuatro tipos de contactos temporizados
18. Explicar la operación de un temporizador de estado sólido basado en un circuito serie RC
19. Describir en detalle el funcionamiento de un sistema de suministro de material a partir de una tolva, y que utiliza un contador regresivo, un codificador y temporizadores de estado sólido

3-1 FLIP-FLOPS

Un *flip-flop** es un circuito digital con memoria. Su salida es nivel alto o nivel bajo, tal como una puerta lógica, pero se diferencia de ésta en que el flip-flop permanecerá en un estado dado aun cuando la señal de entrada, que produjo dicha salida, sea removida. La salida de un flip-flop cambiará de estado solamente cuando le sea ordenado por otra señal de entrada.

El circuito, el cual es la esencia de todo flip-flop se muestra en la Figura 3-1. En todo momento uno de los transistores está en CONDUCCION y el otro está en CORTE. El funcionamiento del circuito es como sigue: Suponga que el transistor T_1 está saturado. El colector de T_1 estará prácticamente a 0 V, lo cual implica polarización nula de la base de T_2 . Con polarización nula de base el transistor T_2 estará en CORTE y su voltaje de colector será prácticamente $+V_s$. Esto hace que fluya corriente a través de R_{B1} a la base de T_1 , manteniéndolo en saturación. El colector de T_1 permanecerá en 0 V, mientras que el colector de T_2 permanecerá en nivel alto, casi V_s . El colector de T_2 es la salida del flip-flop, la cual será identificada en este libro, por la letra Q . Bajo estas condiciones, Q permanecerá en nivel alto por siempre, es decir, por el tiempo que dure aplicada la alimentación al circuito.

Por otra parte, si hubiéramos supuesto que quien está saturado es T_2 en lugar de T_1 , el razonamiento nos hubiera conducido a otra condición.

*Algunos autores españoles, denominan a este tipo de circuitos, circuitos basculantes o multivibradores biestables. (N. del T.)

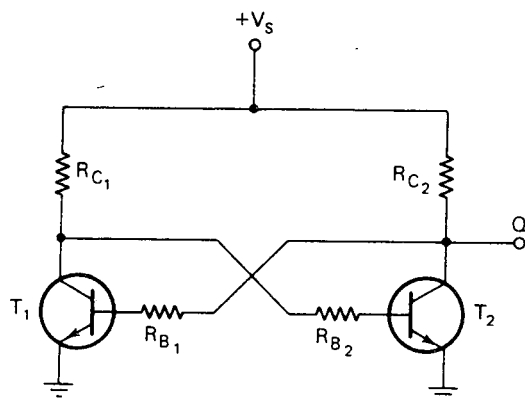


Figura 3-1. Diagrama esquemático de un flip-flop básico.

Hubiésemos encontrado que el colector de T_1 estaría cercano a $+V_s$, mientras que el colector de T_2 estaría a 0 V. Bajo este supuesto hubiésemos concluido que Q permanecería en nivel bajo por siempre, es decir, por el tiempo que durase aplicada la alimentación al circuito.

De acuerdo con la explicación anterior, podemos decir que el circuito tiene memoria. Si es llevado por una señal externa al estado en el cual Q es nivel alto, mantendrá este nivel alto aun cuando la señal de mando desaparezca. Igualmente, si Q es llevada a nivel bajo, mantendrá este nivel bajo aun cuando la señal de mando desaparezca.

La Figura 3-2(a) muestra cómo las señales de mando pueden lograrlo. Si la entrada marcada S pasa a nivel alto, el transistor T_1 es llevado a CONDUCCION porque se le entrega una corriente de base de saturación a través de la resistencia de acoplamiento de 100 K. Cuando T_1 entra en CONDUCCION, T_2 es llevado a CORTE y Q pasa a nivel alto. Si el nivel alto de la entrada S desaparece, y por tanto la línea S cae a nivel bajo, el circuito no cambia de estado. El circuito "recuerda" que la última entrada en pasar a nivel alto fue la entrada S .

Si la entrada R pasa a nivel alto (después que S haya pasado a nivel bajo), pone a T_2 en CONDUCCION a través de su resistencia de entrada de 100 K. Por consiguiente, Q cae a nivel bajo. T_1 es llevado a CORTE porque el colector de T_2 pasó a 0 V. El colector de T_1 sube a V_s y se convierte en otra fuente de corriente de base para T_2 . Si el nivel alto de la entrada R desaparece, el circuito mantiene el mismo estado. El circuito "recuerda" que la última entrada en pasar a nivel alto fue la entrada R .

Para el valor de las resistencias de la Figura 3-2(a), los transistores deben tener betas mayores que 55, para poder que realmente se saturen. Esto es debido a que la resistencia total en el circuito de base es ligeramente mayor que 50 veces la resistencia del circuito de colector, y aún más por el hecho que parte del voltaje aplicado a la base cae en la unión base-emisor cuando ésta entra a conducir.

El circuito de la Figura 3-2(a) es de hecho, un modelo simple de un tipo particular de flip-flop, denominado *flip-flop RS*. Las letras R y S hacen re-

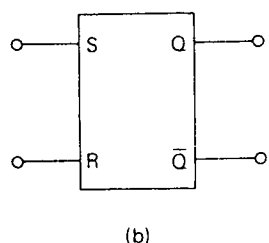
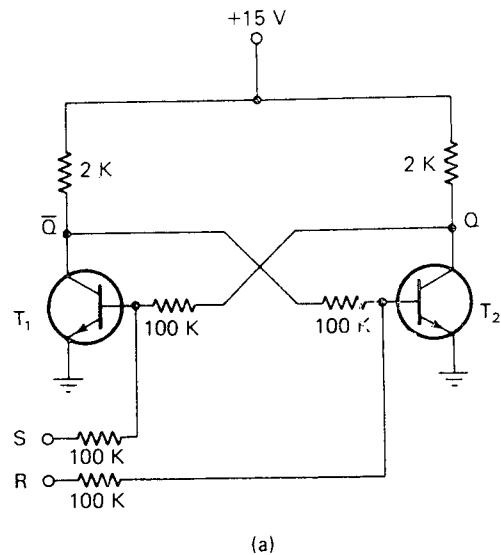


Figura 3-2. (a) Diagrama esquemático de un flip-flop RS donde se muestran las entradas de mando. (b) Símbolo de un flip-flop RS.

ferencia a los términos *reset* y *set*. La Figura 3-2(b) presenta el símbolo esquemático de un flip-flop RS. Cuando aparezca este símbolo, no se necesita recordar la acción interna de los transistores y resistencias. Basta únicamente recordar las relaciones entrada-salida que se describieron para un flip-flop RS. Es decir, Q puede ser nivel alto o nivel bajo; un nivel alto en la entrada S lleva (set) a Q a un nivel alto; un nivel alto en la entrada R regresa (reset) a Q a un nivel bajo. La salida Q permanecerá por siempre en un estado dado, hasta tanto no lo sea ordenado el cambio de estado por la señal de entrada correspondiente.

En casi todos los flip-flops comerciales, hay una segunda salida, denominada \bar{Q} (y se pronuncia “no Q”). Esta salida siempre es la opuesta a la salida Q y se obtiene conectando un terminal de salida al colector de T_1 en la Figura 3-2(a). Cuando Q está en nivel alto, \bar{Q} está en nivel bajo; cuando Q está en nivel bajo, \bar{Q} está en nivel alto. En circuitos digitales, comúnmente se utiliza el término *complemento* para indicar el opuesto de una señal lógica, de modo que \bar{Q} se denomina algunas veces complemento de Q.

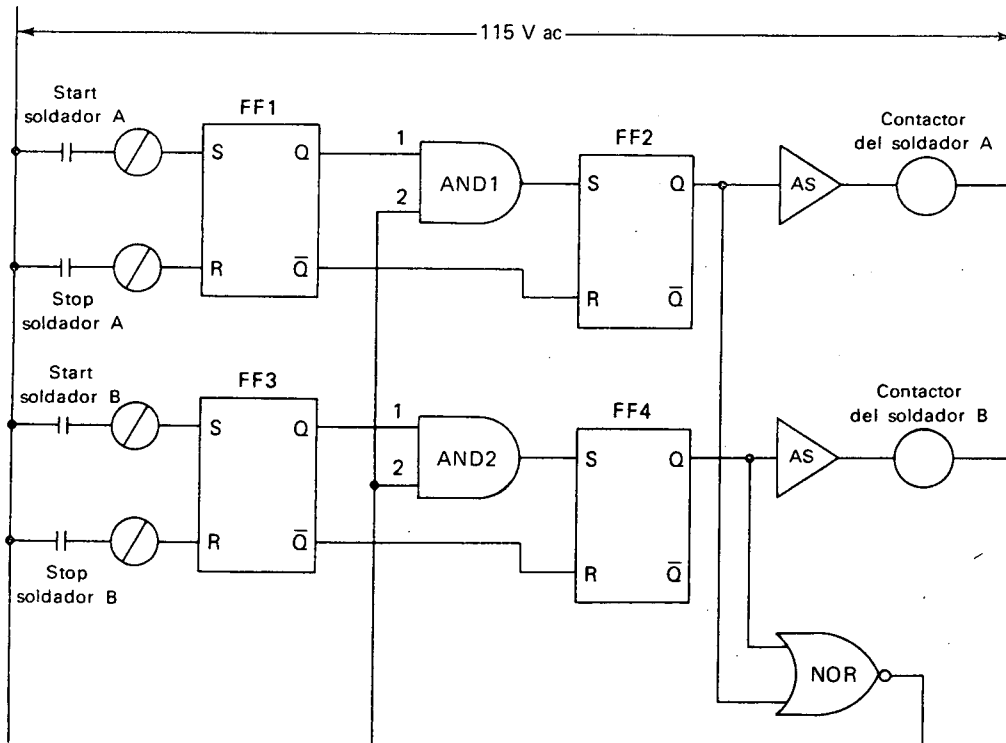
De hecho, la salida \bar{Q} puede o no ser utilizada, todo depende de la aplicación particular del flip-flop, pero siempre está disponible.

De ahora en adelante, utilizaremos la *barra* sobre una letra para significar su complemento. Entonces \bar{A} significa el complemento de la línea A, donde la línea A es una línea en alguna parte de un circuito digital. Si la línea A es 1 (nivel alto), \bar{A} es 0 (nivel bajo); si \bar{A} es 0, A es 1.

3-2 CIRCUITO DE CONTROL PARA UN SOLDADOR UTILIZANDO FLIP-FLOPS RS

Imaginemos una situación en la cual dos soldadores automáticos son alimentados de la misma línea. La línea de alimentación es capaz de entregar la corriente necesaria para manejar uno de los soldadores, pero su capacidad no es suficiente para manejarlos simultáneamente. Por tanto, si una señal de entrada al sistema automático indica que el segundo soldador debe comenzar a soldar cuando el primero está soldando, la iniciación del segundo soldador debe posponerse. Cuando el primer soldador termine, la señal del segundo soldador será habilitada.

Figura 3-3. Circuito de control de un soldador, donde se ilustra la capacidad de memorizar de los flip-flops RS.



Para cumplir con esto, se necesita un circuito, el cual conozca si actualmente se ejecuta una soldadura y además que pueda recibir y *recordar* los requerimientos de entrada para una segunda soldadura. Dado que el circuito debe recordar algo, éste debe contener flip-flops. La Figura 3-3 muestra un circuito que puede ejecutar esta acción.

Veamos cómo trabaja. Si una soldadura es solicitada por el cierre de uno cualquiera de los contactos START SOLDADOR, el flip-flop correspondiente se ACTIVA (su salida Q pasa a nivel alto). Es decir, FF1 o FF3 se ACTIVA porque se aplicará un nivel alto a su entrada S . A modo de ilustración, suponga que el contacto START del soldador A se cierra, lo cual hace que la salida Q de FF1 pase a nivel alto. Este nivel alto se aplicará a la entrada 1 de la AND1. Si el soldador B no ejecuta en este momento una soldadura, la entrada 2 de la AND1 estará también en nivel alto. Esto se explicará en el párrafo siguiente. En este caso, la salida de la AND1 será un nivel alto, el cual será aplicado a la entrada S de FF2. La salida Q de FF2 pasa a nivel alto, lo cual hace que el amplificador energice el contactor del soldador A . Este contactor conectará el transformador del soldador A a la línea de alimentación y se ejecuta la soldadura. La descripción anterior es igualmente aplicable si la soldadura se solicita al soldador B cuando el soldador A está apagado; FF3 se ACTIVARA, habilitando la AND2, la cual ACTIVARA al FF4.

Por tanto, si una soldadura es solicitada por el sistema de control, se atenderá inmediatamente, siempre y cuando el otro soldador no esté soldando en ese instante. Por otro lado, consideremos qué pasaría si el contacto START del soldador A se cierra mientras el soldador B está soldado. En este caso, la entrada 1 de la puerta NOR estaría en nivel alto porque se encuentra conectada a la salida Q de FF4. La salida de la NOR cae a nivel bajo. Este nivel bajo es aplicado a la entrada 2 de la AND1, lo cual garantiza un nivel bajo de salida de la AND1 y previene que FF2 sea ACTIVADO. Por tanto, el soldador A no puede ser puesto en marcha.

Tan pronto el soldador B haya terminado, el contacto STOP del soldador B se cierra, y aplica un nivel alto a la entrada R de FF3. FF3 se DESACTIVA y su salida Q pasa a nivel alto. Este nivel alto se aplica a la entrada R de FF4, DESACTIVANDO dicho flip-flop. Por consiguiente, la salida Q de FF4 cae a nivel bajo, removiendo el nivel alto de la entrada de la puerta NOR, a mismo tiempo, desenergiza el contactor B . La salida de la NOR pasa a nivel alto, habilitando la AND1. En este instante, el nivel alto será aplicado a la entrada S de FF2, lo cual enciende el soldador A .

Por tanto, un requerimiento de soldadura es pospuesto si el otro soldador está en ese momento operando. Sin embargo, el circuito de la Figura 3-3 recuerda el requerimiento y actúa en consecuencia cuando se libera el otro soldador.

3-3 FLIP-FLOPS RS CON ENTRADA DE RELOJ

Aunque el flip-flop RS sencillo de la Sección 3-2 tiene muchos usos en electrónica industrial, el flip-flop que comúnmente se encuentra es el flip-flop RS con entrada de reloj. Un flip-flop RS con entrada de reloj es el que no responde a las entradas S y R al instante que lleguen, sino que respon-

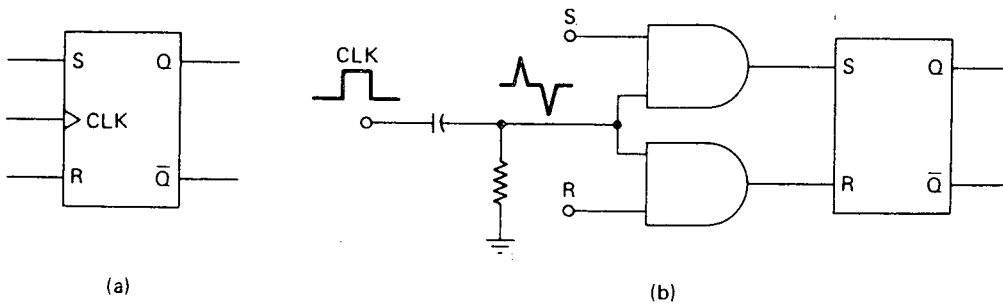


Figura 3-4. (a) Símbolo de un flip-flop RS con entrada de reloj. (b) Un método para construir un flip-flop RS con entrada de reloj.

de más tarde, luego que se reciba una señal de reloj en su entrada de reloj. La Figura 3-4(a) muestra el símbolo esquemático del flip-flop RS con entrada de reloj y la Figura 3-4(b) muestra un método para crear la característica de reloj.

La Figura 3-4(b) contiene un *diferenciador RC*. Un diferenciador RC es un circuito RC con una constante de tiempo muy pequeña. Cuando la línea CLK de la Figura 3-4(b), pasa a nivel alto, el condensador se carga rápidamente al voltaje aplicado. Durante el período de carga aparece un pico de voltaje a través de la resistencia, el cual es aplicado a las dos puertas AND. Por tanto, las puertas AND son habilitadas en el instante mismo en que la línea pasa de nivel bajo a nivel alto. Si hay un nivel alto en una cualquiera de las entradas S o R en este instante, el flip-flop responderá a dicho nivel alto de entrada y será ACTIVADO o DESACTIVADO según se desee.

Note que en el único momento en que aparece un nivel alto al común de las entradas de las dos puertas AND es el instante mismo en que la línea de reloj pasa a nivel alto. La línea de reloj permanece un tiempo en nivel alto pero no entregará un nivel alto al común de las entradas porque el condensador se cargará completamente y no habrá voltaje a través de la resistencia. En el instante en que la línea de reloj pasa de nivel alto a nivel bajo, aparece un pico de voltaje negativo en la resistencia. Un pico negativo no influye en las puertas AND. Por consiguiente, el único instante en el cual el flip-flop responde a las entradas S y R es el instante mismo que la señal de reloj pasa de nivel bajo a nivel alto. Por esa razón, a dichos flip-flops se les denomina flip-flops de *borde positivo* o de *flanco de subida*; el flip-flop de la Figura 3-4(b) será un flip-flop de *disparo en el flanco de subida* o flip-flop de *disparo en el borde positivo*. En la Figura 3-4(a), el pequeño triángulo dibujado dentro del bloque en el terminal CLK indica que el flip-flop es de disparo por flanco.

Muchos flip-flops con entrada de reloj son disparados en el flanco de bajada (borde negativo). Estos flip-flops operan exactamente igual a lo expuesto en los párrafos anteriores, excepto que responden a las entradas S y R solamente en el instante que la línea de reloj pasa del nivel alto al nivel bajo. En un conjunto industrial, se encontrarán los dos tipos de flip-flops, de disparo en el flanco de subida y de disparo en el flanco de bajada. Sin embargo, para evitar confusiones, asumiremos a lo largo de este libro que

TABLA 3-1. Tabla de verdad de un flip-flop *RS* con entrada de reloj, donde se muestra la relación entrada-salida.

<i>S</i>	<i>R</i>	Q_{n+1}
0	0	Q_n
0	1	0
1	0	1
1	1	AMBIGUA

todos los flip-flops con entrada de reloj son de disparo en el flanco de bajada. Esquemáticamente, los flip-flops de disparo en el flanco de bajada se distinguen de los flip-flops de disparo en el flanco de subida por la presencia de un pequeño círculo dibujado en la parte de afuera del bloque y en el terminal CLK. La Figura 3-5 muestra ejemplos de esta notación.

Los flip-flops generalmente se describen por medio de tablas de verdad. Las tablas de verdad de los flip-flops se interpretan un poco diferente a las tablas de verdad de las puertas lógicas, pero tienen el mismo propósito. Ellas muestran la salida del flip-flop para cada combinación de las entradas. La Tabla 3-1 es la tabla de verdad del flip-flop *RS* con entrada de reloj.

Veamos como se interpreta la tabla de verdad. El dígito binario en la columna *S* se refiere al nivel lógico de la entrada *S* en el instante que el flanco de reloj se presenta. Como es usual, el dígito 1 significa nivel alto y el dígito 0 significa nivel bajo. El dígito en la columna *R* se refiere al nivel lógico de la entrada *R* cuando el flanco de reloj se presenta. El término Q_{n+1} en la parte superior de la tercera columna se entiende como el estado de la salida *Q*, justo *después* que el flanco se ha presentado. El subíndice $n + 1$ quiere decir que el flip-flop ha sido disparado "una vez más".

Comencemos por la primera fila de la tabla, vemos que si *S* y *R*, ambas se encuentran en 0 cuando el flanco se presenta, el estado de la salida *Q* es Q_n , lo cual significa que *Q después* del flanco de reloj (Q_{n+1}) es igual a *Q antes* del flanco de reloj (Q_n), es decir, el flip-flop no ha cambiado de estado. Si *Q* estaba en nivel alto, permanecerá en nivel alto; si *Q* estaba en nivel bajo, permanecerá en nivel bajo. En algunas tablas de verdad se escribe "no cambia" en lugar de Q_n . Esta situación es justamente lo que esperaríamos que el flip-flop hiciese en estas condiciones, dado que sabemos que él, mantendrá su estado presente hasta tanto no se le ordene que cambie.

La segunda fila indica que si *S* es 0 y *R* es 1, cuando se presenta el flanco, la salida *Q* sería 0. Se dice que el flip-flop está DESACTIVADO.

La tercera fila indica que si *S* es 1 y *R* es 0, cuando se presenta el flanco, la salida *Q* será 1 después que el flanco haya ocurrido. Se dice que el flip-flop está ACTIVADO.

La cuarta fila indica que si *S* y *R* son ambas nivel alto cuando se presente el flanco, el estado de salida es ambiguo. No se puede asegurar a qué

estado pasará el flip-flop. A esta combinación de las entradas se le llama algunas veces combinación "ilegal" o "no permitida". El diseñador de una aplicación deberá asegurarse que esta combinación de las entradas nunca ocurra en el circuito real.

3-4 CONTROL DE UNA CEPILLADORA UTILIZANDO FLIP-FLOPS RS CON ENTRADA DE RELOJ

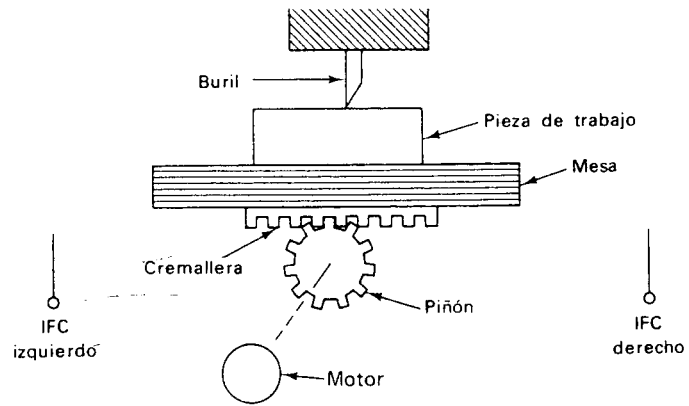
Imaginemos la operación de maquinación en la cual una mesa es desplazada hacia adelante y hacia atrás por un motor reversible. Esto sucedería en una operación de cepillado en la cual el buril de cepillado permanece estacionario y la pieza a trabajar se encuentra montada en una mesa oscilatoria. La Figura 3-5(a) muestra dicha disposición. Cuando el motor gira en una dirección, el conjunto cremallera-piñón mueven la mesa hacia la derecha; cuando el motor gira en la otra dirección, la cremallera y el piñón mueven la mesa hacia la izquierda. Cuando la mesa se ha movido totalmente a la derecha, acciona IFC DERECHO, el cual indica al circuito de control que invierta el sentido de giro al motor y la mesa se mueva hacia la izquierda; cuando se ha movido completamente a la izquierda, acciona IFC IZQUIERDO, el cual indica al circuito de control, que la mesa debe moverse ahora a la derecha. Esta acción continúa tanto tiempo como sea necesario para completar la operación de cepillado.

Cuando el operador juzgue terminada la operación, conmuta un interruptor selector a la posición DETENER CEPILLADO. La mesa continuará moviéndose hasta llegar al extremo izquierdo.

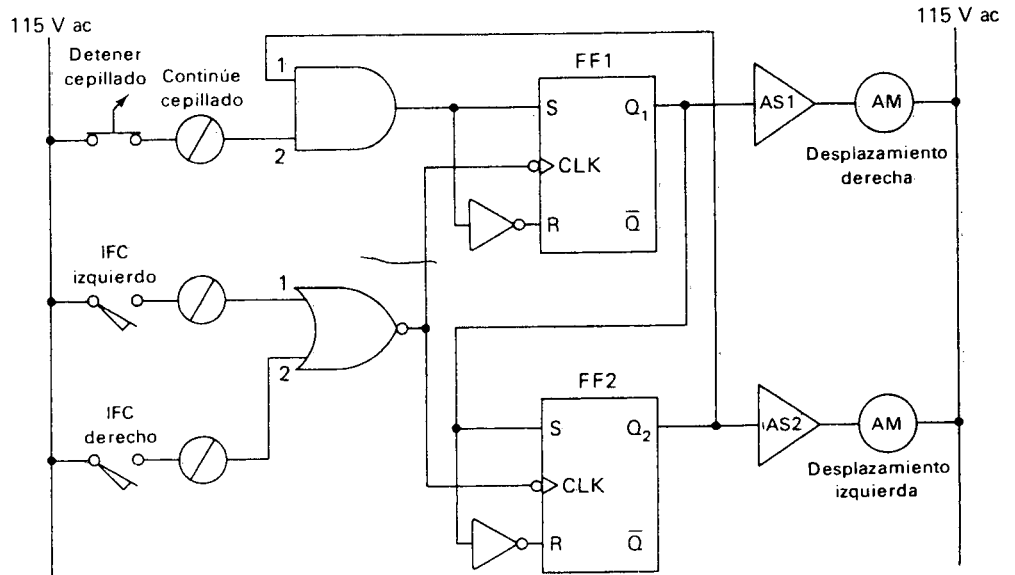
Veamos como trabaja. Asumamos que la mesa se está desplazando hacia la derecha y que el interruptor selector de dos posiciones se encuentra en la posición CONTINUE CEPILLADO. El hecho que el interruptor se haya dibujado cerrado en la Figura 3-5(b) significa que el contacto está cerrado cuando el operador ha seleccionado esta posición. Contrariamente, el contacto se abre cuando el operador selecciona la posición DETENGA CEPILLADO.

Si la mesa se está desplazando hacia la derecha, es debido a que el arrancador de motor DESPLAZAMIENTO A DERECHA está energizado, lo cual implica que FF1 está activado. También, dado que el arrancador de motor DESPLAZAMIENTO A IZQUIERDA está desenergizado, este es el resultado de tener FF2 DESACTIVADO. Por consiguiente, la situación es la siguiente: el nivel alto en Q_1 pone un nivel alto en S de FF2 y a través de I_2 un nivel bajo en R de FF2; el nivel bajo en Q_2 pone un nivel bajo en la entrada 1 de la puerta AND, la cual aplica un nivel bajo a la entrada S y un nivel alto R de FF1.

Cuando el interruptor IFC DERECHO es accionado, energiza el convertidor de señal, el cual aplica un nivel alto a la entrada 2 de la puerta NOR. La salida de la NOR pasa a nivel bajo y entrega un flanco de bajada a las entradas CLK de los dos flip-flops. Dado que las entradas de FF1 le están ordenando que se DESACTIVE, FF1 hace justamente esto; la bobina del arrancador DESPLAZAMIENTO A DERECHA se desenergiza. Las entradas de FF2 en el instante que el flanco se presenta, son: $S = 1$ y $R = 0$, entonces, FF2 se ACTIVA. Cuando Q_2 pasa a nivel alto habilita el amplifi-



(a)



(b)

Figura 3-5. (a) Apariencia física de la cepilladora. (b) Circuito de control del sistema de cepillado, donde se ilustra la aplicación de los flip-flops RS con entrada de reloj.

cadador de salida y él energiza la bobina del arrancador DESPLAZAMIENTO A IZQUIERDA. Por tanto, invierte su desplazamiento y comienza a moverse hacia la izquierda.

Cuando la mesa alcanza el extremo izquierdo, el interruptor IFC IZQUIERDO es accionado. En este instante se sucede la situación contraria. Q_2 es nivel alto y Q_1 nivel bajo, entonces FF1 tiene $S = 1$, $R = 0$ y FF2 tiene $S = 0$, $R = 1$. Esto es válido si IS (interruptor selector) está todavía en la posición CONTINUE CEPILLADO y se está aplicando un nivel alto a la entrada 2 de la puerta AND. Cuando IFC IZQUIERDO se cierra y los terminales de reloj reciben el flanco de bajada proveniente de la NOR, FF1 se ACTIVA y FF2 se DESACTIVA. El motor invierte nuevamente el giro y la mesa comienza a moverse hacia la derecha.

Supongamos ahora que el operador decide dar por terminada la operación de cepillado. En este momento, conmuta IS a la posición DETENER CEPILLADO. Esta acción elimina el nivel alto de la entrada 2 de la puerta AND, forzando su salida a nivel bajo. Por consiguiente, FF1 tiene un nivel bajo en S y un nivel alto en R , sin importar el estado de la entrada 1 de la puerta AND. La próxima vez que la mesa accione IFC IZQUIERDO, ambos flip-flops se desactivarán porque tienen sus entradas $S = 0$ y $R = 1$. Esto es válido para FF1 por el nivel bajo proveniente de la salida de la AND; y es válido para FF2 porque Q_1 está en nivel bajo mientras la mesa se desplaza a la izquierda. Con ambos flip-flops DESACTIVADOS, las dos salidas Q_1 y Q_2 están en nivel bajo y por consiguiente, los dos arrancadores desenergizados. El motor se detiene dejando la mesa en el extremo izquierdo.

Si la mesa se estaba moviendo hacia la derecha cuando el operador conmutó IS, la inversión de giro del motor se sucede cuando la mesa acciona el interruptor IFC DERECHO, porque FF2 está listo para ser ACTIVADO, independiente de la condición de salida de la puerta AND. La mesa siempre se detendrá en el extremo izquierdo.

Podría preguntarse cómo se inicia el ciclo cada vez que una nueva pieza es colocada en la mesa. Este problema se ha dejado como ejercicio al final del capítulo.

Cuando se intenta entender la acción de un flip-flop RS con entrada de reloj en un circuito, es importante fijarse en las condiciones de las entradas S y R en el momento exacto que el flanco se presente. En muchas circunstancias, el hecho de disparar un flip-flop produce cambios casi instantáneos en el estado de las entradas. Este es el caso en la Figura 3-5(b). No debe prestarse mucha atención al hecho de que las entradas cambien de estado inmediatamente después de recibir el pulso de reloj. Lo único importante en el flip-flop es el estado de las entradas en el momento exacto que se presente el flanco de reloj*. Para aclarar esta idea, es conveniente pensar que el flanco de reloj se produce infinitamente rápido. Es decir, pasa de nivel alto a nivel bajo prácticamente en cero tiempo. Si esto fuese cierto, entonces cualquier cambio en las entradas debido al disparo del flip-flop ocurriría un poco más tarde, de modo que el flanco negativo habrá ya pasado cuando se produzcan los cambios.

Desde luego un flanco de reloj real tiene un tiempo de transición un poco mayor que cero, pero esta aproximación nos ayuda a explicar y entender

*Este planteamiento es válido solamente para los flip-flop contruidos bajo el principio denominado Ordenador-Seguidor (master-slave). En este libro se asume que todos los flip-flop son contruidos bajo este principio.

el funcionamiento de los flip-flops *RS* con entrada de reloj. Esto evita confusiones en situaciones en las cuales las entradas cambien cuando el flip-flop sea disparado.

3-5 FLIP-FLOPS *JK*

El flip-flop mas ampliamente utilizado es el *flip-flop JK*. Tiene dos entradas, tal como el flip-flop *RS*, y se denominan *J* y *K*. El funcionamiento de un flip-flop *JK* es muy similar al de un flip-flop *RS* con entrada de reloj, y la sola diferencia radica en que el flip-flop *JK* presenta lo que se denomina un *modo conmutable*.

La Tabla 3-2 presenta la tabla de verdad de un flip-flop *JK*. Veamos como se interpreta. La primera fila muestra que si las entradas *J* y *K* son ambas nivel bajo cuando el flanco de bajada se presente, el estado de *Q* después del flanco (Q_{n+1}) es igual al estado de *Q* antes del flanco (Q_n). El flip-flop no cambia de estado.

TABLA 3-2. Tabla de verdad del flip-flop *JK*.

<i>J</i>	<i>K</i>	Q_{n+1}
0	0	Q_n
0	1	0
1	0	1
1	1	\bar{Q}_n

La segunda y tercera filas muestran la misma situación ya estudiada en los flip-flops *RS* con entrada de reloj. Si $J = 0$ y $K = 1$, la salida *Q* pasa a 0. Si $J = 1$ y $K = 0$, la salida *Q* pasa a 1.

La última fila muestra una nueva posibilidad. Ahora, las dos entradas en nivel alto es una condición válida. Si ambas, *J* y *K* son iguales a 1, el flip-flop cambiará al estado opuesto, o *conmutará*. Es decir, la salida de *Q* después del flanco es el complemento de la salida de *Q* antes del flanco ($Q_{n+1} = \bar{Q}_n$). Dicho de otra forma, si *J* y *K* son ambas nivel alto cuando el flanco de reloj se presente, el flip-flop se **ACTIVARA** si estaba **DESACTIVADO** y se **DESACTIVARA** si estaba **ACTIVADO**.

La Figura 3-6(a) presenta el símbolo esquemático de un flip-flop *JK*, la Figura 3-6(b) presenta una manera de construir un flip-flop *JK* a partir de un flip-flop *RS*.

En la Figura 3-6(b) puede verse porque el flip-flop *JK* conmuta cuando sus dos entradas *J* y *K* se encuentran en nivel alto. Si el flip-flop está **DESACTIVADO**, \bar{Q} es nivel alto y *Q* es nivel bajo. Por consiguiente, la **AND1** estará habilitada cuando se presente el pico positivo de voltaje proveniente del diferenciador *RC*. Esto sucederá, debido a la presencia del inversor, cuando se presente el flanco de bajada en la línea **CLK**. Cuando la salida de **AND1** pasa a nivel alto, la entrada **S** pasa a nivel alto y **ACTIVA** el flip-flop.

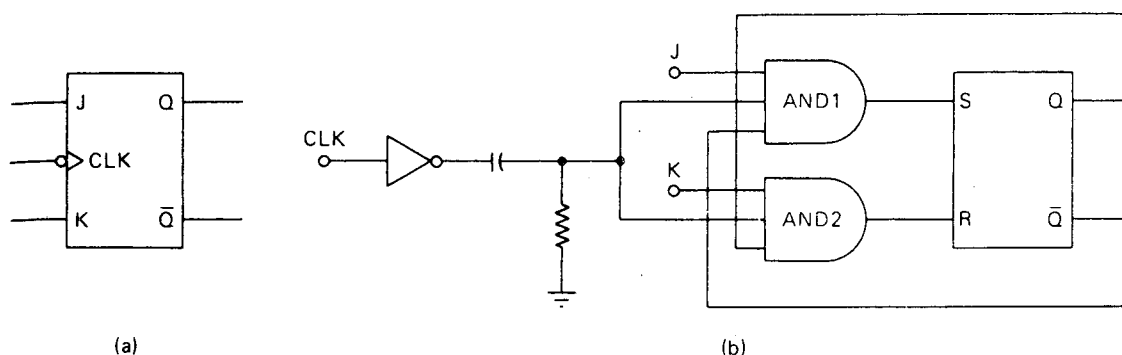


Figura 3-6. (a) Símbolo esquemático de un flip-flop *JK*. (b) Un método para construir un flip-flop *JK*.

Por otra parte, si el flip-flop está ya ACTIVADO, Q es nivel alto y \bar{Q} es nivel bajo. Dado que K es también nivel alto, y la AND2 está habilitada cuando se presenta el pico positivo de voltaje proveniente del diferenciador. Todo esto hace que se aplique un nivel alto a R y por tanto el flip-flop se DESACTIVA.

La capacidad de conmutación de los flip-flops *JK* los hace extremadamente útiles en numerosas aplicaciones, especialmente aquellas en las cuales se necesita contar. En la Sección 3-7 veremos cómo los flip-flops *JK* pueden ser utilizados para contar.

Preset y clear. Es importante conocer una característica más de los flip-flops. Muchos de ellos tienen unas entradas que se denominan *preset* y *clear*. Estas entradas usualmente se muestran provenientes de la parte superior e inferior de un flip-flop, tal como se muestra en la Figura 3-7(a).

Las entradas *preset* y *clear* son independientes de las entradas J y K ; no requieren de un flanco de reloj para manejar el flip-flop. La entrada *preset* ACTIVA el flip-flop independiente de que pasa en las entradas J , K y CLK . La entrada *clear* DESACTIVA el flip-flop, nuevamente sin importar qué pasa en las entradas J , K y CLK .

En la mayoría de los flip-flops, la entrada *preset* debe pasar a nivel bajo para ACTIVAR el flip-flop y la entrada *clear* debe pasar a nivel bajo para DESACTIVARLO. Sin embargo esto no es universal, y algunos flip-flops responden a sus entradas *preset* y *clear* cuando pasan a nivel alto. Con el fin de evitar confusiones, asumiremos en este libro que las entradas *preset* y *clear* deben pasar a nivel bajo para afectar el estado del flip-flop (activas bajas). Usaremos un pequeño círculo dibujado fuera del bloque y en los terminales *preset* y *clear* para que en todo momento recordemos que el flip-flop responde a un nivel lógico bajo.

Una razón obvia por la cual se hace necesaria la presencia de las entradas *preset* y *clear* es que el estado de los flip-flops es aleatorio cuando se aplica la alimentación. Por esta razón, el diseñador del circuito no está seguro de las condiciones de arranque cuando se aplica la alimentación del circuito. Las entradas *preset* y *clear* son necesarias para poner los flip-flops en los estados apropiados antes que el circuito inicie su operación.

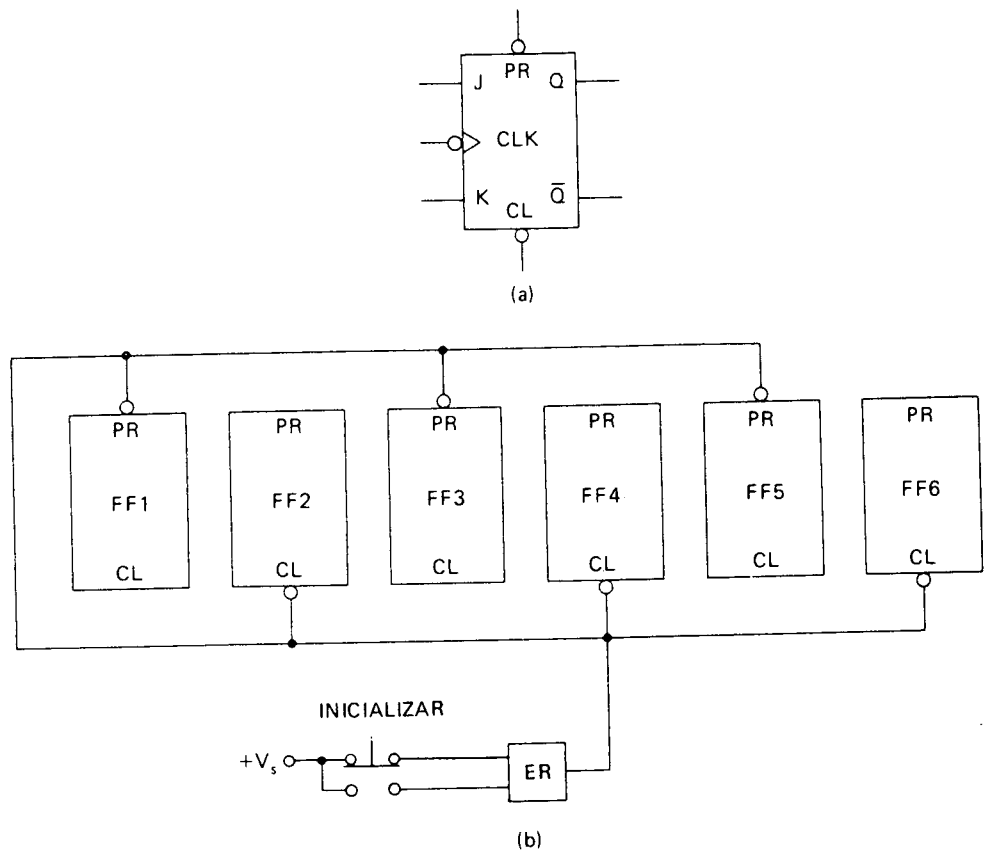


Figura 3-7. Flip-flop JK con entradas preset y clear. (b) Inicialización de una cadena de flip-flops.

En estos casos, las entradas preset y clear son generalmente controladas por interruptores manuales.

Por ejemplo, si un circuito formado por seis flip-flops tiene como condiciones iniciales, que los flip-flops 1, 3 y 5 estén ACTIVADOS y los flip-flops 2, 4 y 6 estén DESACTIVADOS antes que el circuito sea funcional, la situación podría manejarse tal como se muestra en la Figura 3-7(b). Cuando el botón pulsador INICIALIZAR sea pulsado, la salida del eliminador de rebote cae a nivel bajo. El nivel bajo se aplica a los flip-flops tal como se indica, los flip-flops 1, 3 y 5 son ACTIVADOS y los flip-flops 2, 4 y 6 son DESACTIVADOS.

Generalmente, los mandos preset y clear rechazarán las señales provenientes de las entradas J, K y CLK. Es decir, si un flip-flop JK recibe una orden de ACTIVACION proveniente de sus entradas J, K y CLK mientras la entrada CL está en nivel bajo, ignorará las señales sincronizadas con el reloj y obedecerá a la señal clear.

Inicializar los flip-flops cuando se aplica la alimentación es uno de los usos de las entradas preset y clear. Estas entradas son a menudo de gran

utilidad en el funcionamiento normal de un circuito con flip-flops. Veremos ejemplos de algunos de estos usos a medida que avancemos.

3-6 REGISTROS DE DESPLAZAMIENTO

Un registro de desplazamiento está formado por una cadena de flip-flops, los cuales transfieren su contenido de uno a otro. La mejor manera de entender el funcionamiento de un registro de desplazamiento es mirar su diagrama esquemático y observar como trabaja.

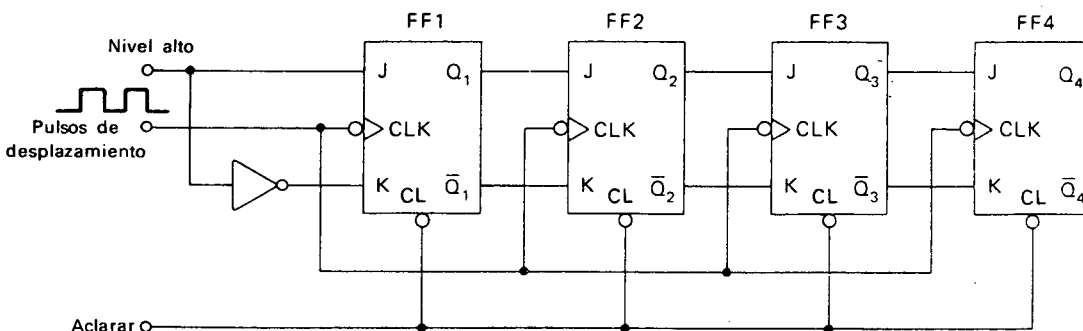
3-6-1 Registros de desplazamiento implementados con flip-flops *JK*

La Figura 3-8 muestra cuatro flip-flops *JK* interconectados de manera que las salidas de un flip-flop manejan las entradas del siguiente. Es decir, Q_1 y \bar{Q}_1 , están conectadas a *J* y *K* de FF2, Q_2 y \bar{Q}_2 están conectadas a *J* y *K* de FF3 y así sucesivamente. El circuito así constituido es un registro de desplazamiento de cuatro bits; se denomina de *cuatro bits* porque tiene cuatro elementos de memoria (flip-flops) y por consiguiente puede almacenar cuatro elementos de información binaria, o *bits*.

Cuando se presenta un flanco de bajada en la línea CLK, es aplicado simultáneamente a los terminales CLK de los cuatro flip-flops. En este instante, todos los flip-flops responden a los niveles de entrada en sus terminales *J* y *K*. Sin embargo, dado que las entradas *J* y *K* de un flip-flop son precisamente las salidas Q y \bar{Q} del flip-flop precedente, el resultado es que toda la información es transferida, o desplazada, un lugar hacia la derecha. Por consiguiente si FF1 está ACTIVADO en el instante que se presente el flanco de bajada en los terminales CLK, FF2 será ACTIVADO. Si FF2 está DESACTIVADO en el instante que se presente el flanco de bajada, FF3 será DESACTIVADO. El único flip-flop que no responde de esta manera es FF1, al cual se le deben aplicar en sus entradas *J* y *K*, señales provenientes de algún circuito externo.

Como ejemplo específico, suponga que la línea ACLARAR en la Figura 3-8 pasa a nivel bajo para inicializar todos los flip-flops al estado DESACTIVADO. Asumamos también que la entrada *J* de FF1 está conectada a un

Figura 3-8. Registro de desplazamiento implementado con flip-flops *JK*.



nivel lógico 1 y K está conectada a un 0, tal como muestra el dibujo. Veamos ahora qué pasa cuando el pulso de marcha se presenta en la línea DESPLAZAMIENTO.

Cuando el primer flanco de bajada alcanza el registro, FF4 es forzado a DESACTIVARSE, porque tiene $J=0$ y $K=1$. Esto es debido a que FF3 está ya DESACTIVADO, y tiene $Q_3=0$ y $\bar{Q}_3=1$. Dado que FF4 está ya DESACTIVADO la orden de desactivación no lo afecta; simplemente permanece DESACTIVADO.

FF3 es ordenado a DESACTIVARSE vía Q_2 y \bar{Q}_2 , y también permanece inalterado. Esto es igualmente válido para FF2, el cual es ordenado por Q_1 y \bar{Q}_1 , y permanece también DESACTIVADO. Sin embargo, FF1 es ACTIVADO porque tiene un 1 en J y un 0 en K . Por consiguiente, al final del primer pulso de desplazamiento, el estado del registro de desplazamiento, leído de izquierda a derecha, es:

1000.

Consideremos ahora qué sucede cuando el segundo flanco de bajada alcance los terminales CLK. FF4 es ordenado a DESACTIVARSE por FF3 porque FF3 está DESACTIVADO en este instante. FF3 es igualmente ordenado a DESACTIVARSE por FF2. FF2, sin embargo, es ordenado a ACTIVARSE porque su entrada J está en nivel alto, debido a Q_1 , y su entrada K está en nivel bajo debido a \bar{Q}_1 . FF2 se ACTIVA en este instante. FF1 todavía tiene $J=1$ y $K=0$ provenientes del exterior, de modo que es ACTIVADO nuevamente, o, en otras palabras, mantiene su estado ACTIVADO. El nuevo estado del registro es:

1100.

Lo que está sucediendo es que toda la información almacenada en los flip-flops es desplazada un lugar a la derecha cada vez que ocurre una señal de desplazamiento. El circuito externo continúa manteniendo un 1 a la entrada del primer flip-flop.

Después del tercer flanco de bajada, la condición sería:

1110,

y después del cuarto pulso de desplazamiento el estado sería:

1111.

Cualquier nuevo pulso de desplazamiento no afectará el contenido del registro, dado que esto causaría la pérdida de un 1 en el extremo derecho (FF4) mientras que otro 1 llegaría por el extremo izquierdo (FF1).

3-6-2 Sistema de inspección y transporte utilizando registros de desplazamiento

El uso de los registros de desplazamiento está muy difundido sobre todo en aplicaciones industriales que involucran un sistema de banda transportadora, donde cada flip-flop del registro de desplazamiento representa una zona del sistema de banda transportadora. El estado de un flip-flop en particular, ACTIVADO o DESACTIVADO, representa alguna característica de la pieza que se encuentra en dicha zona. La característica debe

ser una característica digital, es decir que pueda representarse por un binario 1 ó 0. Un ejemplo que salta a la vista es un sistema de aceptación/rechazo; si la pieza pasa la inspección, será dirigida al próximo puesto de producción, si no pasa la inspección será rechazada.

Pensemos en un sistema de banda transportadora, el cual está dividido, al menos mentalmente, en cuatro zonas físicas. Cada vez que una pieza pasa de una zona a la siguiente, envía una señal de desplazamiento a un registro de desplazamiento. De este modo, la característica binaria de la pieza es desplazada al siguiente flip-flop, al tiempo que ella misma se mueve a la zona siguiente.

Cuando la pieza abandona la cuarta zona de la banda, el bit de información deja el cuarto flip-flop del registro de desplazamiento. Cuando una nueva pieza entra en la primera zona de la banda, un nuevo bit de información es enviado al primer flip-flop del registro. De este modo, el registro de desplazamiento sigue la pista de la información acerca de las piezas en la banda.

En muchas situaciones, a medida que la información es desplazada de un flip-flop a otro, alcanzará un cierto flip-flop donde será obedecida por un circuito detector. El circuito detector lee el bit de información y hace que se ejecute una determinada acción en dicha zona del sistema industrial.

Veamos un ejemplo específico. Suponga que disponemos de una línea de producción en la cual una persona inspecciona una serie de piezas igualmente espaciadas que se mueven por una banda transportadora. Al puesto donde se realiza la inspección la llamaremos zona 1. Unos trabajadores, más adelante, en las zonas 2 y 3 ejecutarán un trabajo adicional sobre la pieza. Sin embargo, si la pieza no pasa la inspección de la zona 1, es inútil ejecutarles algún trabajo en las zonas 2 y 3. Esto es debido al hecho que si al realizarse la inspección en la zona 1, la pieza no pasa dicha inspección, no serán trabajadas en su paso por las zonas 2 y 3.

Debido a ciertas restricciones físicas, las piezas que no pasan la inspección no son retiradas de la banda y colocadas en el recipiente de rechazadas, directamente en la zona 1. En lugar de esto, la pieza continúa por la banda al igual que las piezas buenas hasta llegar a la zona 4. En la zona 4, una compuerta directora se abre hacia la banda y dirige la pieza defectuosa hacia el recipiente de rechazadas. Las piezas buenas abandonan la zona 4 de manera normal y continúan su camino.

El inspector es quien decide si una pieza pasa o no la inspección. Cuando una pieza no pasa la inspección, pulsa el interruptor RECHAZADA mientras la pieza esté todavía en su zona; además marca la pieza para que sea identificada por los trabajadores de las zonas 2 y 3. Esto podría hacerlo pintándola con una brocha, volteándola o cualquier otra cosa. Esta marca indica a los trabajadores en las zonas 2 y 3 que no se haga ningún trabajo a dicha pieza, porque es una pieza rechazada.

Cuando la pieza deja la zona 1, el registro de desplazamiento almacena la información referente si la pieza pasó o no la inspección. A medida que la pieza pasa por las distintas zonas, la información de aceptación/rechazo se acomoda en el registro de desplazamiento. Cuando la pieza llega a la zona 4, el registro de desplazamiento informa a la compuerta, si ésta debe abrirse o no para mandar la pieza al recipiente de rechazadas.

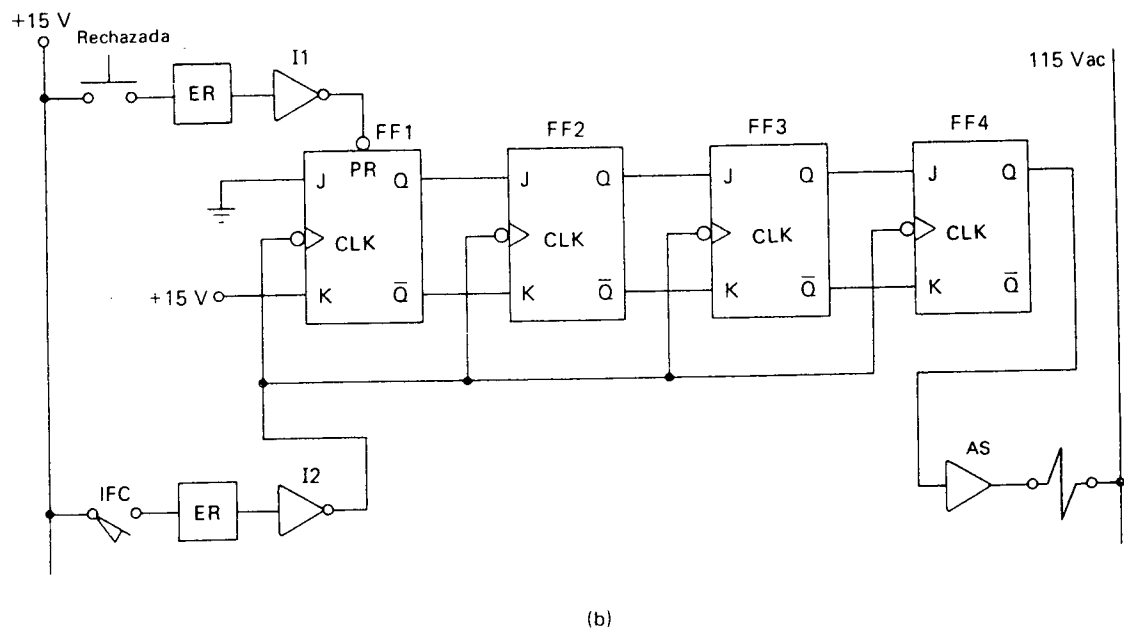
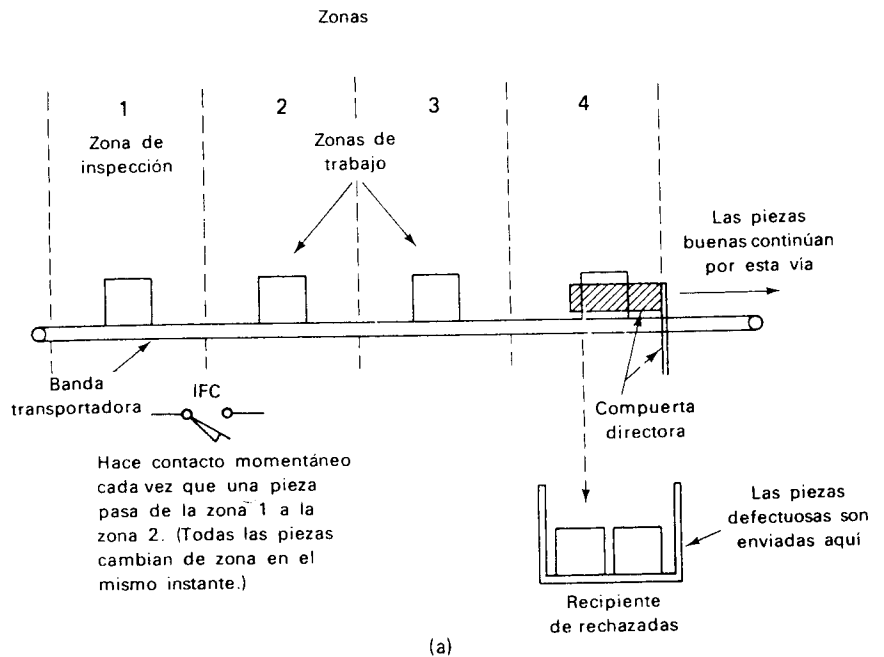


Figura 3-9. (a) Disposición física del sistema de transporte e inspección. (b) Circuito de control del sistema de transporte e inspección, donde se ilustra la utilización de un registro de desplazamiento para rastrear el progreso de las piezas a través del sistema.

Una distribución como la explicada se muestra en la Figura 3-9(a), y el correspondiente circuito de control se muestra en la Figura 3-9(b).

El circuito de la Figura 3-9(b) es realmente bastante simple. Si el interruptor RECHAZADA se presiona mientras la pieza se encuentra en la zona 1, la salida de I1 pasa a nivel bajo, llevando la entrada preset de FF1 a nivel bajo. Esto hace que FF1 pase al estado ACTIVO (Q_1 pasa a nivel alto). Recordemos que se asumió que los flip-flops responden a un nivel bajo en su entrada preset (preset es activa baja). Esto podría ser confuso, dado que lo más natural es que respondiese a un nivel alto. Sin embargo, lo más usual es que responda a un nivel bajo.

A medida que la pieza defectuosa deja la zona 1 y pasa a la zona 2, el interruptor de fin de carrera es accionado momentáneamente. Esto hace que la salida de I2 pase a nivel bajo, lo cual entrega un flanco de bajada a los terminales CLK de los flip-flops. FF2 se ACTIVA en este instante porque Q_1 envía un 1 a su entrada J , y \bar{Q}_1 un 0 a su entrada K . Por consiguiente cuando la pieza defectuosa entra en la zona 2, la información referente a su condición de defectuosa, pasa al flip-flop 2. Una pieza defectuosa en una zona, se indica por la ACTIVACION del correspondiente flip-flop.

FF1 regresa a su estado DESACTIVADO cuando el flanco de bajada se presenta en su terminal CLK debido a que su entrada J está conectada a un nivel bajo y su entrada K a un nivel alto.

Dado que las piezas están igualmente espaciadas, cada pieza en la banda pasa a una nueva zona en el instante que se cierra el contacto del interruptor de fin de carrera, por el paso de una pieza de la zona 1 a la zona 2. De este modo cuando la pieza defectuosa entra en la zona 3, IFC se cierra nuevamente porque la pieza siguiente ha pasado a la zona 2. Se produce un nuevo flanco de reloj, el cual ACTIVA FF3. Cuando la pieza entra en la zona 4, IFC produce un nuevo flanco de reloj, el cual ACTIVA FF4. Cuando Q_4 pasa a nivel alto, energiza el solenoide de la compuerta directora y ésta se abre hacia la banda. A medida que la banda sigue avanzando, la pieza defectuosa es guiada hacia el recipiente de rechazadas, por la compuerta.

Cuando la pieza siguiente entra en la zona 4, FF4 regresa a su estado DESACTIVADO si la pieza es buena. Inmediatamente, la compuerta directora regresa a su posición normal, antes que la pieza llegue a ella.

3-6-3 Registros de desplazamiento integrados

Hasta aquí, nuestras ilustraciones de los registros de desplazamiento han mostrado un conjunto de flip-flops interconectados en serie. Con seguridad, todos los registros de desplazamiento integrados están contruidos de esta manera, pero no siempre se les ilustra de esta forma. Un registro de desplazamiento integrado usualmente se muestra como un bloque que tiene una entrada de reloj (CLK), una entrada de clear (CL), una entrada preset para cada bit (PR $_n$), entradas de desplazamiento para el primer bit (J y K), y salidas por cada bit (Q_n y \bar{Q}_n). La Figura 3-10(a) presenta el símbolo de un registro de desplazamiento de cuatro bits.

Las longitudes comunes de los registros de desplazamiento son cuatro, cinco y ocho bits. Si se necesita un registro de mayor longitud, se pueden conectar en cascada dos o más unidades menores, tal como se muestra en la

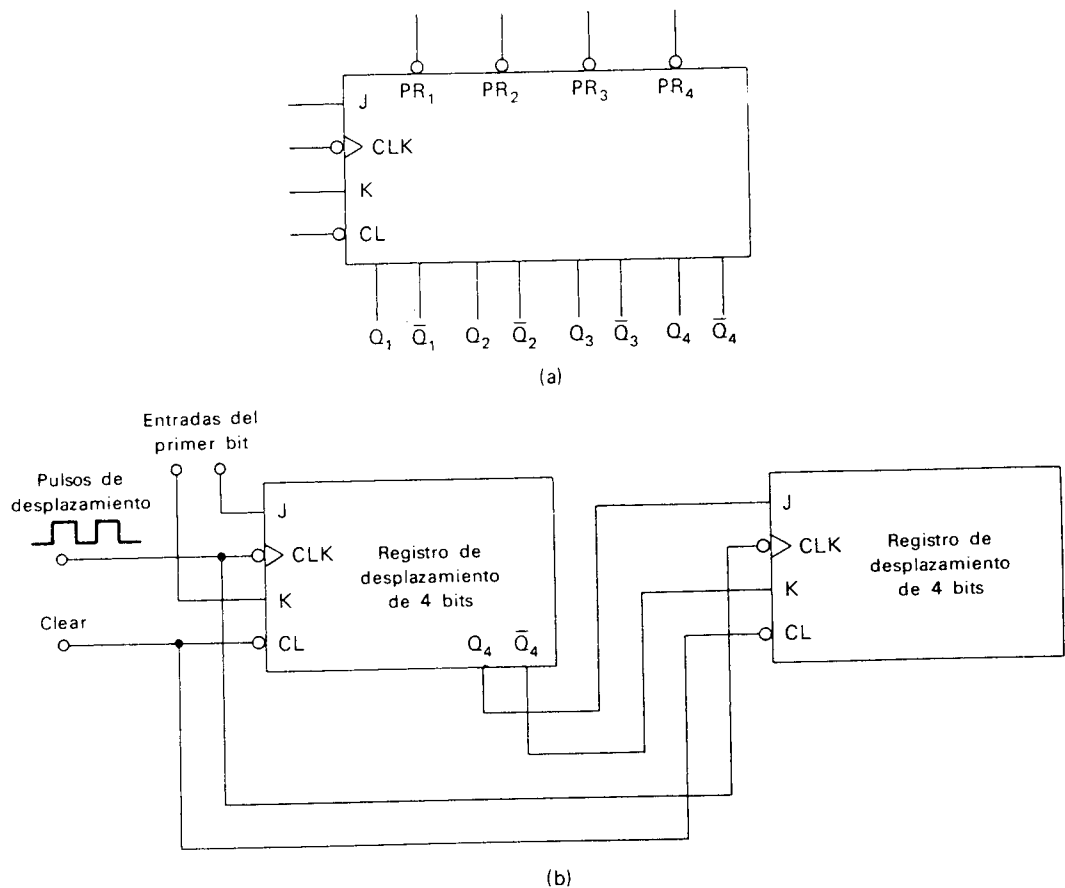


Figura 3-10. (a) Símbolo esquemático de un registro de desplazamiento de 4 bits con entrada clear común y entradas preset individuales. (b) Conexión en cascada de dos registros de desplazamiento.

Figura 3-10(b). En esta figura, dos registros de desplazamiento de 4 bits se han conectado en cascada para formar un registro de 8 bits. Como se muestra en la figura, esto se hace conectando entre sí, las entradas CLK y clear (CL), y por último, se conectan las salidas del último bit a las entradas del primer bit del siguiente registro.

Hay muchos tipos de registro de desplazamiento. Todos presentan la misma operación básica que consiste en el desplazamiento de un bit de información de un lugar al siguiente. Sus características secundarias difieren de uno a otro y de las que hemos discutido. Por ejemplo, algunos registros pueden desplazar la información a derecha o a izquierda. Naturalmente dichos registros de desplazamiento tienen más terminales de los mostrados en la Figura 3-10(a) porque se les debe indicar en qué dirección debe ser el desplazamiento. Algunos registros de desplazamiento tienen una entrada especial denominada LOAD para indicar cuando los bits deben ser "cargados" al registro. Para evitar confusiones, trabajaremos con un solo tipo, el ilustrado en la Figura 3-10(a).

3-7 CONTADORES

Un *contador digital* es un circuito capaz de contar y recordar el número de pulsos de entrada ocurridos. Cada vez que un pulso de entrada es aplicado al terminal CLK del contador, el número almacenado en el circuito se incrementa en uno.

Parece simple, pero no lo es tanto. Dado que los contadores digitales son contruidos en base a flip-flops y puertas lógicas, los únicos dígitos que pueden utilizarse son 0 y 1. Esto es debido al hecho que los transistores en los flip-flops y en las puertas lógicas como sabemos, están siempre en CONDUCCION o en CORTE. No hay una posición intermedia. Por consiguiente, no les es posible almacenar los dígitos 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 ó 9, dado que para almacenarlos demandaría otros estados posibles a los transistores.

Este no es un problema insoluble. Significa que en lugar de trabajar con el sistema de numeración *decimal* que para nosotros es bastante cómodo, los contadores digitales electrónicos, deben trabajar con el sistema de numeración *binario*.

3-7-1 El sistema binario

No nos alcanzaría el tiempo si tratásemos en este libro de adentrarnos en detalles de los sistemas de numeración. Si ya se entiende las bases filosóficas sobre las que un sistema de numeración se construye es mucho mejor. Pero si no se está familiarizado con la construcción de sistemas de numeración en general y en particular del sistema binario, se querrá leer al respecto. Hay disponibles muchos y buenos libros, los cuales explican el sistema binario, como contar en él, como convertir de decimal a binario, etc. Sin embargo, para comprender los contadores digitales en sistemas de control industriales, lo que realmente se necesita saber acerca de los números binarios son dos cosas:

- a. Cómo contar hasta 9 en binario
- b. Cómo interpretar un número decimal codificado en binario (BCD)

3-7-2 conteo en binario

Contar en binario es realmente simple si sabemos que moviéndose una columna (lugar) a la izquierda se aumenta en una potencia de 2. Dijimos que solamente necesitamos saber contar hasta 9, de modo que veamos el código de la Tabla 3-3.

En la Tabla 3-3(a) el número binario equivalente está escrito en la línea correspondiente al dígito decimal entre 0 y 9. Esta secuencia de números debe memorizarse completamente. Se debe ser capaz de convertir mentalmente un dígito decimal en su correspondiente número binario rápidamente. También se debe ser capaz de realizar la conversión en el sentido contrario, de binario a decimal.

En la Tabla 3-3(b) cada número binario se presenta ocupando cuatro lugares, aunque todos los números no requieren de ellos. Es decir, los ceros no significativos no han sido eliminados de las columnas de la izquierda y

TABLA 3.3.

Número decimal	Número binario
(a) Código binario de 0 hasta 9 con los ceros no significativos eliminados.	
0	0
1	1
2	10
3	11
4	100
5	101
6	110
7	111
8	1000
9	1001
(b) Código binario incluyendo ceros no significativos	
0	0000
1	0001
2	0010
3	0011
4	0100
5	0101
6	0110
7	0111
8	1000
9	1001

se han dejado para completar los cuatro lugares. La razón para hacerlo será más clara a medida que avancemos. Estemos preparados para reconocer números binarios escritos en cualquier formato.

3-7-3 Decimal codificado en binario (BCD)

Los números decimales mayores que 9 pueden escribirse en binario puro, y es lo que hacen los sistemas de computación. En la mayoría de los sistemas industriales, los números decimales grandes son manejados por medio de la representación decimal codificado en binario (BCD). En BCD, cada dígito decimal está representado por un número binario de cuatro bits. Entonces, el número decimal 47 será:

0100 0111

en BCD. El número 92 será

1001 0010

en BCD.

Estos dos ejemplos anteriores explican la razón por la cual se deben incluir ceros no significativos en un número binario. Si cada dígito decimal

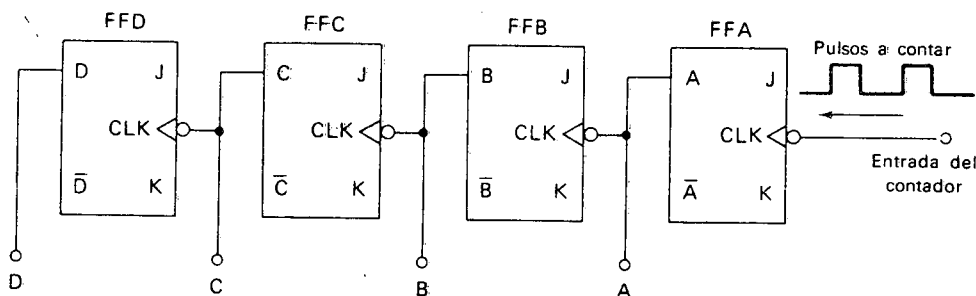


Figura 3-11. Circuito contador construido con flip-flops JK.

se representa por su equivalente binario, debemos reservar cuatro lugares para poder manejar los dígitos 8 y 9. Si se ha definido un campo de cuatro lugares pero el número decimal no requiere de todos ellos, algo debe colocarse en los espacios libres. Este algo generalmente son ceros.

3-7-4 Contadores en base a flip-flops

La Figura 3-11 muestra de qué manera pueden interconectarse cuatro flip-flops JK para formar un contador. La mejor manera para entender este contador es aplicar pulsos, uno a la vez, a la entrada CLK de FFA y observar cuidadosamente qué sucede. Antes de comenzar, notemos algunas pequeñas diferencias en la manera que se muestran los flip-flops. Las entradas J y K se han dibujado ahora al lado derecho del bloque y las salidas al lado izquierdo. También, en lugar de denominar las salidas Q y \bar{Q} , las denominaremos con la letra que identifica al flip-flop. Es decir, las salidas de FFA se denominan A y \bar{A} , las salidas de FFB se denominarán B y \bar{B} , y así sucesivamente.

Ninguna de las entradas J y K de los flip-flops ha sido conectada a alguna parte. Son entradas al aire. Asumiremos que se trata de una familia lógica la cual considera las entradas al aire como nivel alto. Por tanto, todas las entradas J y K son iguales a 1. Bajo estas circunstancias, todos los flip-flops pasarán al estado opuesto, o conmutarán, cada vez que se presente un flanco de bajada en su correspondiente terminal CLK.

Los terminales de reloj no se encuentran conectados en paralelo como cuando se les utilizó en los registros de desplazamiento. En el contador de la Figura 3-11, el terminal de reloj de un flip-flop es manejado por la salida Q de su flip-flop vecino a la derecha. En estas condiciones un flip-flop dado, conmutará, si y sólo si, el flip-flop de la derecha pasa del estado ACTIVADO al estado DESACTIVADO. Es decir, FFB conmutará cuando A pase de nivel alto a nivel bajo. FFC conmutará cuando B pase de nivel alto a nivel bajo. FFD conmutará cuando C pase de nivel alto a nivel bajo.

Asumamos que los cuatro flip-flops están aclarados (su salida en nivel bajo) al empezar el conteo, y dejemos que llegue un pulso al terminal CLK de FFA, que de aquí en adelante denominaremos ENTRADA DEL CONTADOR. Cuando ocurre el flanco de bajada, FFA conmuta del estado DESAC-

TIVADO al estado ACTIVADO. Esta conmutación aplica un flanco de subida al terminal CLK de FFB dado que *A* pasa a nivel alto. Dado que los flancos de subida no tienen efecto sobre estos flip-flops, FFB permanecerá como estaba, es decir, DESACTIVADO. Dado que en *B* no sucede nada, FFC y FFD no cambian. Si las condiciones de entrada fueron:

$$DCBA = 0000,$$

la condición del contador después del primer pulso es:

$$DCBA = 0001.$$

Dejemos ahora que llegue un segundo pulso a la ENTRADA DEL CONTADOR. El flanco de bajada hace que FFA conmute, entonces *A* cae a cero. Este cambio en *A* hace que se presente un flanco de bajada en el terminal CLK de FFB. El flip-flop B conmuta, entonces *B* pasa a nivel alto. Nuevamente en *C* y *D* no sucede nada porque el flanco de subida que se entrega a *C* es inactivo. El nuevo estado del contador es

$$DCBA = 0010.$$

Cuando el tercer pulso alcanza la ENTRADA DEL CONTADOR, FFA conmuta, y *B* no cambia porque recibe un flanco de subida. Igualmente, *C* y *D* permanecen invariables. El nuevo estado del contador es

$$DCBA = 0011.$$

Cuando el cuarto pulso alcanza la ENTRADA DEL CONTADOR, su flanco de bajada hace que FFA conmute. Por consiguiente, su salida *A* pasa de nivel alto a nivel bajo. Se entrega entonces un flanco de bajada a FFB, de modo que también conmuta. La salida *B* pasa de nivel alto a nivel bajo y entonces entrega un flanco de bajada a la entrada CLK de FFC, por consiguiente, FFC también conmuta. La salida *C* pasa de nivel bajo a nivel alto. FFD no es afectado por este flanco de subida. La nueva condición del contador es:

$$DCBA = 0100.$$

TABLA 3-4. Estado del contador después de cada pulso de entrada.

Después del pulso	El estado del contador es			
	<i>D</i>	<i>C</i>	<i>B</i>	<i>A</i>
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

Si hacemos una tabla del estado del contador, después de cada pulso, aparecerá como la Tabla 3-4. La Tabla 3-4 es exactamente igual a la primera mitad de la Tabla 3-3(b). Por tanto, el circuito de la Figura 3-11 está contando apropiadamente. El número binario almacenado en los flip-flops del contador es igual al número de pulsos que han ocurrido.

Si continuamos entregando pulsos, uno a la vez, y rastreamos la operación del contador hasta el noveno pulso, podremos verificar que el circuito cuenta correctamente hasta 9.

3-7-5 Contadores decadales

El contador que se muestra en la Figura 3-11 es excelente, pero desde nuestro punto de vista tiene un serio problema. No parará de contar cuando llegue a 9. En lugar de esto, continuará contando hasta el equivalente binario de 15 y en el dieciseisavo pulso, volverá a cero. Como mencionamos antes, en una situación de computación pura, esto sería deseable, pero en una situación de control industrial, es generalmente indeseable. Los circuitos industriales generalmente están restringidos a números decimales codificados en binario. En el código BCD, el número binario más grande, que siempre deseamos ver es 1001, ó 9. Por tanto, necesitamos un contador que pueda contar hasta 9 y luego regrese a 0 en el décimo pulso. Un contador capaz de hacer esto se denomina *contador decadal*. La Figura 3-12 muestra una manera de construir un contador decadal.

El funcionamiento del contador de la Figura 3-12 es un poco más difícil de entender que el de la Figura 3-11 dado que algunos de los flip-flops no están siendo utilizados estrictamente en modo de conmutación. Específicamente, FFB, y FFD no tienen sus entradas J y K ambas en nivel alto (al aire). La entrada J de FFB está unida a la salida \bar{D} , y la entrada J de FFD está manejada por la puerta AND. Las entradas K de todos los flip-flops es-

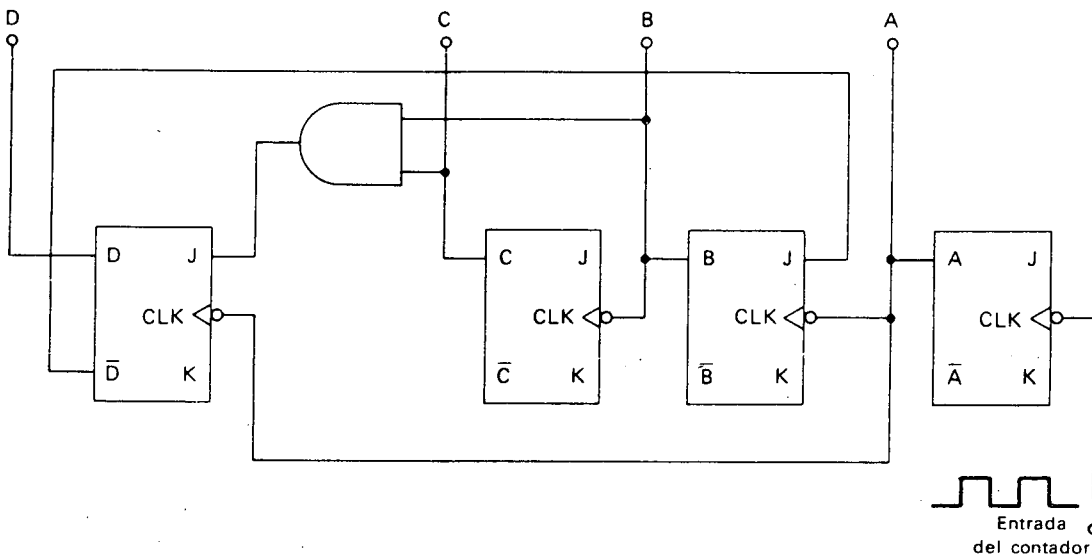


Figura 3-12. Una manera de construir un contador decadal con flip-flops JK y una puerta AND.

tán al aire, por consiguiente están en nivel alto. Para entender el funcionamiento de este contador, empecemos por hacer algunas observaciones acerca de cada flip-flop y nos referiremos a ellas a medida que vayamos viendo como sucede el proceso de conteo.

Primero, FFA. Este flip-flop recibe un flanco de bajada en cada pulso. Dado que J y K ambas están en nivel alto, FFA conmuta en cada flanco de bajada.

Segundo, FFB. Este flip-flop recibe un flanco de bajada solamente cuando FFA es DESACTIVADO. Su entrada J está conectada a la salida \bar{D} , de modo que J es nivel alto si FFD está DESACTIVADO. Por tanto, FFB conmutará solamente si FFD está DESACTIVADO en el instante que se presente el flanco de bajada. FFB será DESACTIVADO si FFD está ACTIVADO cuando se presente el flanco, porque J estará en nivel bajo y K estará en nivel alto.

Tercero, FFC. Este flip-flop recibe un flanco de bajada cuando B pase de nivel alto a nivel bajo, es decir, cuando FFB sea DESACTIVADO. Dado que sus entradas J y K están ambas en nivel alto, FFC conmutará cada vez que reciba un flanco de bajada.

Por último, FFD. Este flip-flop recibe un flanco de bajada cuando FFA sea DESACTIVADO. Si ambas salidas, B y C están en nivel alto, la puerta AND entregará un nivel alto a J . Por consiguiente, FFD conmutará si FFB y FFC están ACTIVADOS cuando se presente el flanco. Si una cualquiera de las salidas B o C están en nivel bajo, J será nivel bajo. K está siempre en nivel alto, entonces FFD será DESACTIVADO si uno cualquiera FFB o FFC está DESACTIVADO cuando se presenta el flanco.

Armados con la información de los párrafos precedentes, vamos a proceder a entregar pulsos, uno a la vez, y a observar cual es la progresión del circuito. Asumamos que al empezar, todos los flip-flops están aclarados, luego el estado inicial del contador es:

$$DCBA = 0000.$$

El primer flanco de bajada se presenta al final del primer pulso. FFA conmuta al estado ACTIVADO. Ningún otro flip-flop recibe un flanco de bajada, de modo que no son afectados. El estado del contador después del primer pulso es:

$$DCBA = 0001.$$

Cuando se presenta el segundo flanco, FFA conmuta al estado DESACTIVADO. FFB recibe un flanco de bajada cuando A pasa a nivel bajo. Dado que FFD está DESACTIVADO en este momento, FFB conmuta al estado ACTIVADO. FFD también recibe un flanco de bajada cuando A pasa a nivel bajo. FFC está DESACTIVADO en este momento, entonces FFD recibe una señal de DESACTIVACION. Debido a que ya está DESACTIVADO, permanece en dicho estado. El estado del contador después del segundo pulso es:

$$DCBA = 0010.$$

Cuando recibe el tercer pulso, FFA conmuta al estado ACTIVADO. Los flip-flops B , C y D no reciben un flanco de bajada, entonces permanecen en

el estado que estaban. El estado del contador después del tercer pulso, es

$$DCBA = 0011.$$

Cuando recibe el cuarto pulso, FFA conmuta al estado DESACTIVADO. FFB recibe un flanco de bajada cuando A pasa a nivel bajo, y conmuta al estado DESACTIVADO dado que FFD está DESACTIVADO en este momento. FFC recibe un flanco de bajada cuando B pasa a nivel bajo, y conmuta al estado ACTIVADO. FFD también recibe un flanco de bajada cuando A pasa a nivel bajo. FFD recibe una señal de DESACTIVACION dado que C estaba en nivel bajo *en el instante que se presentó el flanco de bajada*. Como mencionamos en la Sección 3-4, no nos dejemos confundir por el hecho que las entradas cambien *después* que el flanco se presente. Todo cuanto interesa saber es que C estaba en nivel bajo y por consiguiente la salida de la puerta AND estaba también en nivel bajo, en el instante que el flanco de bajada se presentó en el terminal CLK de FFD. Entonces, FFD recibe una señal de DESACTIVACION y permanece DESACTIVADO. El estado del contador después del cuarto pulso, es:

$$DCBA = 0100.$$

Cuando recibe el quinto pulso, FFA conmuta al estado ACTIVADO. Ningún otro flip-flop recibe un flanco de bajada, de modo que permanecen en su estado anterior. El estado del contador después del quinto pulso es:

$$DCBA = 0101.$$

Cuando recibe el sexto pulso, FFA conmuta al estado DESACTIVADO. Este cambio de estado produce un flanco de bajada, el cual es aplicado a FFB y FFD. FFB conmuta al estado ACTIVADO dado que FFD está DESACTIVADO en este instante. FFD recibe una señal de DESACTIVACION porque B estaba en nivel bajo en el instante que se presentó el flanco. FFC no recibe un flanco de bajada y por consiguiente no cambia. El estado del contador después del sexto pulso es:

$$DCBA = 0110.$$

Cuando recibe el séptimo pulso, FFA conmuta al estado ACTIVADO. Ningún otro flip-flop recibe un flanco de bajada, entonces permanecen en el estado que estaban. El estado del contador después del séptimo pulso es:

$$DCBA = 0111.$$

Cuando recibe el octavo pulso FFA conmuta al estado DESACTIVADO. Cuando A pasa a nivel bajo, entrega un flanco de bajada a FFB y FFD. FFB conmuta al estado DESACTIVADO porque FFD está DESACTIVADO, cuando se presenta el flanco. FFD conmutará al estado ACTIVADO porque B y C están ambas en nivel alto cuando se presenta el flanco. Cuando B pasa a nivel bajo y entrega un flanco de bajada a FFC, entonces FFC conmutará al estado DESACTIVADO.

Si nos parece confuso este funcionamiento, mirémoslo de esta manera. Inspeccionemos el estado del contador, *antes* que se presente el flanco de bajada. Partiendo de este estado, identifiquemos la condición de las en-

tradas J y K . Utilizando luego la tabla de verdad para el flip-flop JK veremos que sucederá en cada flip-flop cuando el pulso de bajada se presente.

Antes que haya ocurrido el octavo pulso, el estado del contador es $A = 1$, $B = 1$, $C = 1$ y $D = 0$. Con las salidas B y C ambas en 1, la puerta AND está habilitada y envía un 1 a la entrada J de FFD. Entonces las dos entradas J y K de FFD están en 1. Por consiguiente, en el próximo flanco de bajada que se presente FFD conmutará. Nuevamente, el estado del contador, antes del octavo pulso es $A = 1$, $B = 1$, $C = 1$ y $D = 0$. la entrada J de FFB está en nivel alto, dado que $D = 1$. FFB conmutará en el próximo flanco de bajada que se presente. Sin importar de qué manera lo veamos, el estado del contador después del octavo pulso, es:

$$DCBA = 1000.$$

Cuando recibe el noveno pulso, FFA conmuta al estado ACTIVADO. Todos los otros flip-flops permanecen en el mismo estado. El estado del contador después del noveno pulso es:

$$DCBA = 1001.$$

Cuando recibe el décimo pulso FFA conmuta al estado DESACTIVADO. Este cambio de estado produce un flanco de bajada, el cual es aplicado a FFB y FFD. FFB recibe una señal de DESACTIVACION porque FFD está ACTIVADO cuando se presenta el flanco. Dado que FFB está ya DESACTIVADO, entonces permanece en este estado. FFD recibe una señal de DESACTIVACION, dado que B (y C) está en nivel bajo en este momento. Por consiguiente FFD pasa al estado DESACTIVADO. El estado del contador después del décimo pulso es

$$DCBA = 0000.$$

La Tabla 3-5 resume los estados de salida del contador. La característica fundamental que hace el contador decadal de gran utilidad es el hecho que regresa a cero, o "inicializa" en el décimo pulso.

3-7-6 Contadores decadales en cascada

El símbolo, como un bloque, de un contador decadal se muestra en la Figura 3-13(a). Se inicializa al estado $DCBA = 0000$ cuando la línea de aclarado (CL) pasa a nivel bajo. Si la línea de aclarado está en nivel alto, el contador se incrementa en 1 cada vez que un flanco de bajada se presenta en el terminal de reloj. A menudo, al terminal CLK se le denomina CONTEO o ENTRADA DEL CONTADOR.

Para contar cantidades mayores que 9 decimal, los contadores decadales pueden conectarse en cascada tal como se muestra en la Figura 3-13(b). El primer contador decadal contiene la representación binaria de las *unidades*, el segundo contador decadal contiene el código binario para las *decenas* y el tercer contador decadal contiene el código binario para las *centenas*.

La salida D del contador de unidades maneja la entrada CLK del contador de decenas tal como se muestra. La salida D del contador de unidades pasa de nivel alto a nivel bajo cuando el contador pasa de 9 (1001) a 0 (0000)

TABLA 3-5. Estado del contador decadal después de cada pulso de entrada, y donde se muestra que el contador se inicializa en cero en el décimo pulso.

Número de pulsos contados	Estados de salida del contador			
	<i>D</i>	<i>C</i>	<i>B</i>	<i>A</i>
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
10	0	0	0	0

en el décimo pulso. Cuando esto sucede, entrega un flanco de bajada a la entrada CLK del contador de decenas y éste se incrementa en uno. Por consiguiente, el contador de decenas se incrementa en uno, cada vez que el contador de unidades recorre su rango completo y regresa a cero.

La relación entre el contador de centenas y el contador de decenas es exactamente la misma.

Para ilustrarlo con números, después que se hayan recibido 9 pulsos de reloj en la ENTRADA DEL CONTADOR de la Figura 3-13(b), el estado de salida del contador de tres etapas es:

0000 0000 1001

Cuando se recibe el décimo pulso, el estado de salida pasa a ser:

0000 0001 0000.

Después que se hayan recibido 99 pulsos, el estado de salida es:

0000 1001 1001,

y al final del centésimo pulso, el estado de salida será:

0001 0000 0000.

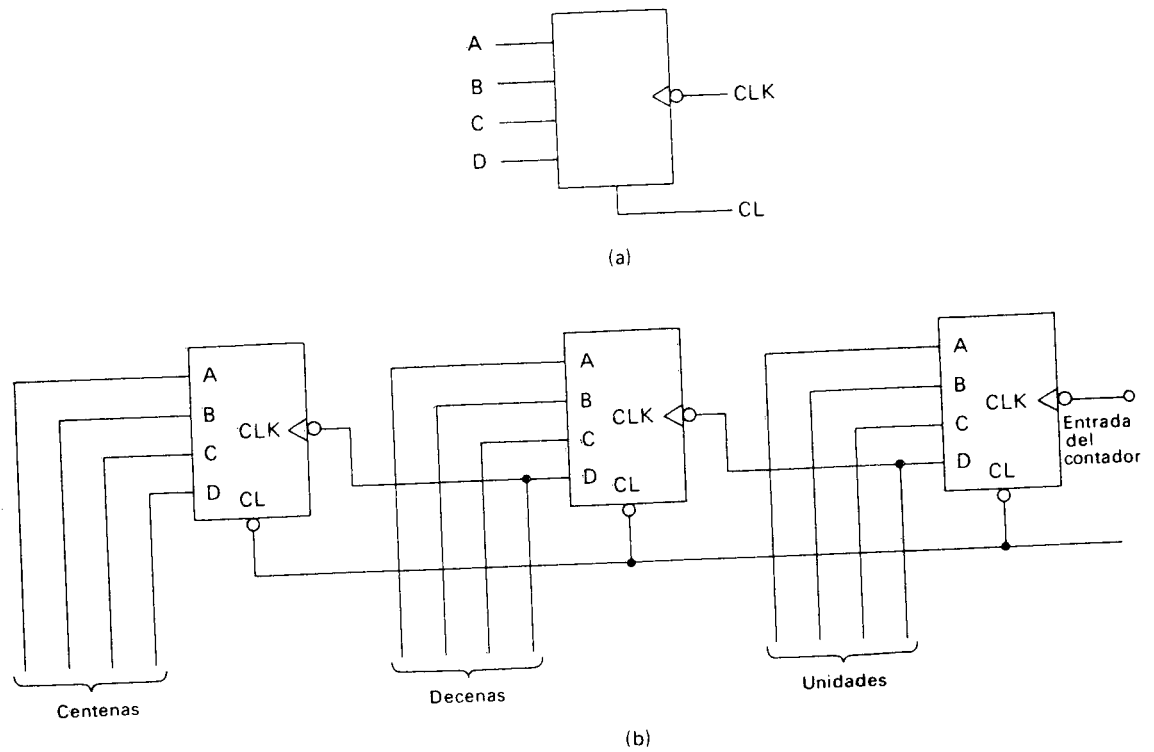


Figura 3-13. (a) Símbolo de un contador decadal como un bloque. (b) Contadores decadales conectados en cascada para contar cantidades mayores que 9.

El contador de tres etapas que se muestra en la Figura 3-13(b) puede contar hasta 999. Si se adiciona una cuarta etapa, la cantidad más alta que podría contar sería 9.999.

Si se reciben 257 pulsos en la ENTRADA DEL CONTADOR de la Figura 3-13(b), las salidas del contador serían:

0010 0101 0111.

Si se reciben 890 pulsos, el estado de salida sería:

1000 1001 0000.

En este momento debemos ser capaces de escribir el estado de salida del contador de tres etapas para cualquier número de pulsos entre 0 y 999.

3-8 DECODIFICACION

En muchas aplicaciones industriales donde se utilizan contadores decadales, el operador del sistema posiciona un interruptor selector de 10 posiciones para "vigilar" el contador y así ejecutar una determinada acción, cuando

do el estado del contador coincide con la selección en el interruptor. Esta idea se ilustra en la Figura 3-14.

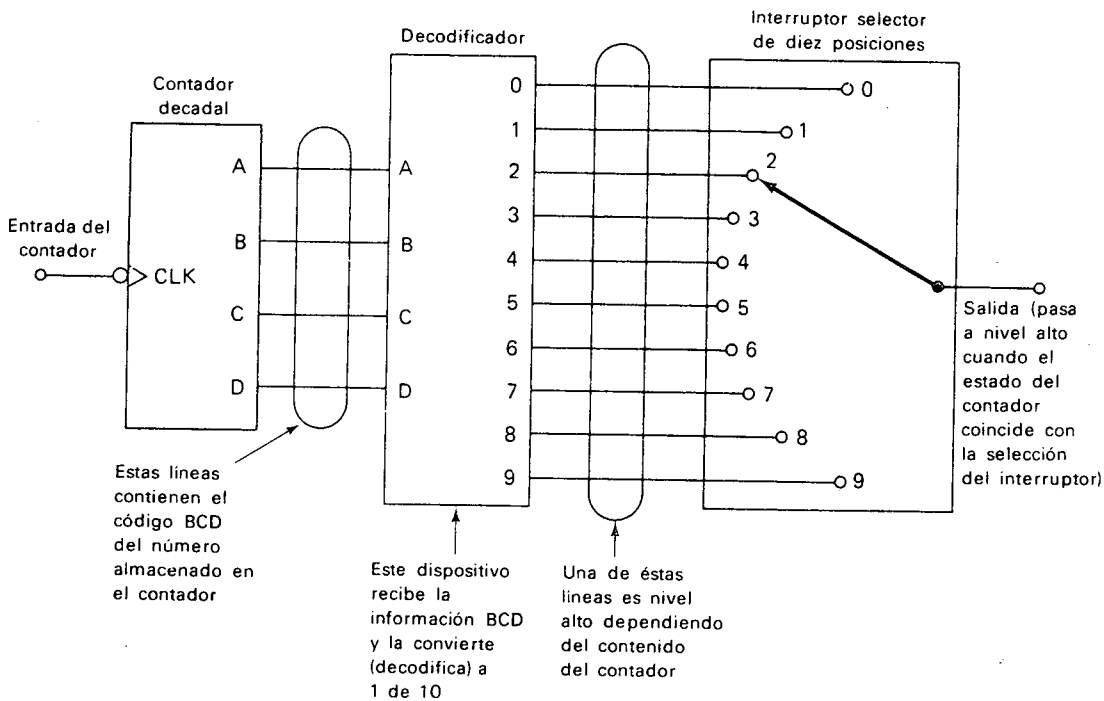


Figura 3-14. Combinación de un contador decadal, un decodificador 1-de-10, y un interruptor selector de 10 posiciones. Esta es una combinación que se encuentra a menudo en circuitos para ciclos de control industriales.

El contador decadal tiene cuatro líneas de salida, *D*, *C*, *B* y *A*, las cuales contienen el código binario del número almacenado en el contador. El bloque que se encuentra entre el contador y el interruptor selector en la Figura 3-14, se denomina *decodificador* porque toma la información codificada en binario y la convierte a información decimal que el operador puede entender. Es decir, si la información binaria representa el dígito decimal 2 ($DCBA = 0010$), el decodificador pone la salida 2 en nivel alto. Si la información binaria representa el dígito decimal 3 ($DCBA = 0011$), el decodificador pone la línea de salida 3 en nivel alto, y así sucesivamente. Dado que convierte números codificados a números decimales no-codificados, el dispositivo se denomina un decodificador.

En la Figura 3-14, si la salida del decodificador coincide con la selección del selector, el terminal común del interruptor pasará a nivel alto. En general, la SALIDA del circuito pasa a nivel alto cuando el contador alcanza el valor seleccionado en el selector de 10 posiciones. El nivel alto a la salida del circuito puede ser utilizado para ejecutar una acción determinada en el

sistema. Esta es la manera como un selector operado manualmente, puede "vigilar" un contador y así ejecutarse alguna acción cuando éste haya contado una cierta cantidad.

La manera más sencilla para construir un decodificador se muestra en la Figura 3-15. Miremos primero la Figura 3-15(a). En ella se presentan 10 puertas AND de cuatro entradas, cada puerta con una combinación diferente de las entradas. Cada combinación de las entradas representa uno de los posibles estados del contador. Por consiguiente, para cada uno cualquiera de los 10 posibles estados de salida, una de las puertas AND será habilitada. Por ejemplo, si el estado del contador es $DCBA = 0101$ (5 decimal), entonces todas las entradas de la puerta AND número 5 serán nivel alto. La Figura 3-15(a) muestra que las entradas a la puerta son \bar{D} , C , \bar{B} y A . Si el estado del contador es $DCBA = 0101$, entonces $\bar{D}C\bar{B}A = 1111$; cuando las cuatro entradas están en nivel alto, la salida es nivel alto. De este modo, si el contador ha contado hasta 5, la salida número 5 del decodificador pasa a nivel alto. Se puede verificar que el decodificador trabaja de igual manera para cada uno de los otros estados de salida.

La Figura 3-15(b) muestra el mismo circuito de la Figura 3-15(a). La única diferencia es que allí se muestran todas las intercomunicaciones. En el esquema dibujado resalta el hecho que realmente hay solamente cuatro entradas al decodificador y que estas cuatro entradas son decodificadas a números decimales entre 0 y 9.

El decodificador de la Figura 3-15 se denomina *decodificador de BCD a decimal* o *decodificador de BCD a 1 de 10*. Hay disponibles otros de decodificadores integrados (BCD a siete segmentos, código Gray a decimal, código exceso tres a decimal, etc.), pero para nuestros propósitos, el término *decodificador* se referirá a un decodificador BCD a decimal, a menos que se especifique lo contrario.

3-9 SISTEMA ESTAMPADOR QUE UTILIZA CONTADORES DECADALES Y DECODIFICADORES

Consideremos una situación en la cual se estampan cajas de cartón por medio de una máquina estampadora y luego son enrutadas por medio de una banda transportadora a uno de dos apiladores. Los apiladores son máquinas que apilan las cajas de manera ordenada en plataformas. Cuando una plataforma está completamente cargada, una compuerta directora gira y enruta las cajas hacia el otro apilador. Mientras la segunda plataforma se carga, la primera plataforma cargada es removida y en su lugar se coloca una plataforma vacía.

Puesto que el sistema maneja cajas de diferente tamaño, el número de cajas por plataforma variará. Por consiguiente, el operador debe poder cambiar fácilmente la indicación concerniente a cajas por plataforma. La distribución, en forma general del sistema, se muestra en la Figura 3-16(a), y la Figura 3-16(b) muestra su circuito de control.

Como se puede observar del dibujo, IFCA es accionado justo antes que una caja sea cargada por el apilador *A*, e IFCB es accionado justo antes que una caja sea cargada por el apilador *B*. Cuando el número indicado de cajas

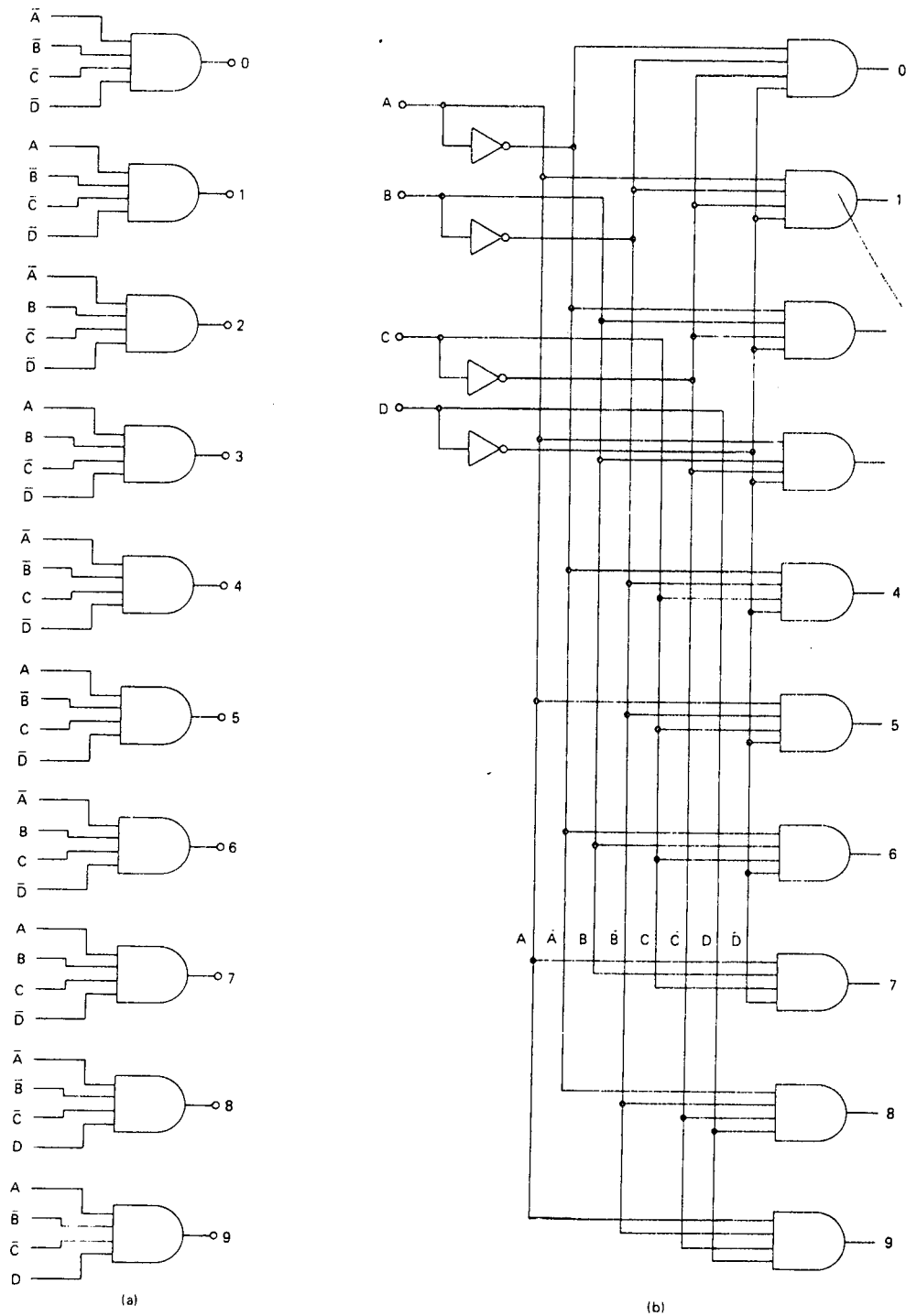


Figura 3-15. (a) Construcción de un decodificador 1 de 10, donde se muestran las entradas a cada puerta decodificadora. (b) Decodificador 1 de 10 donde se muestran las conexiones reales.

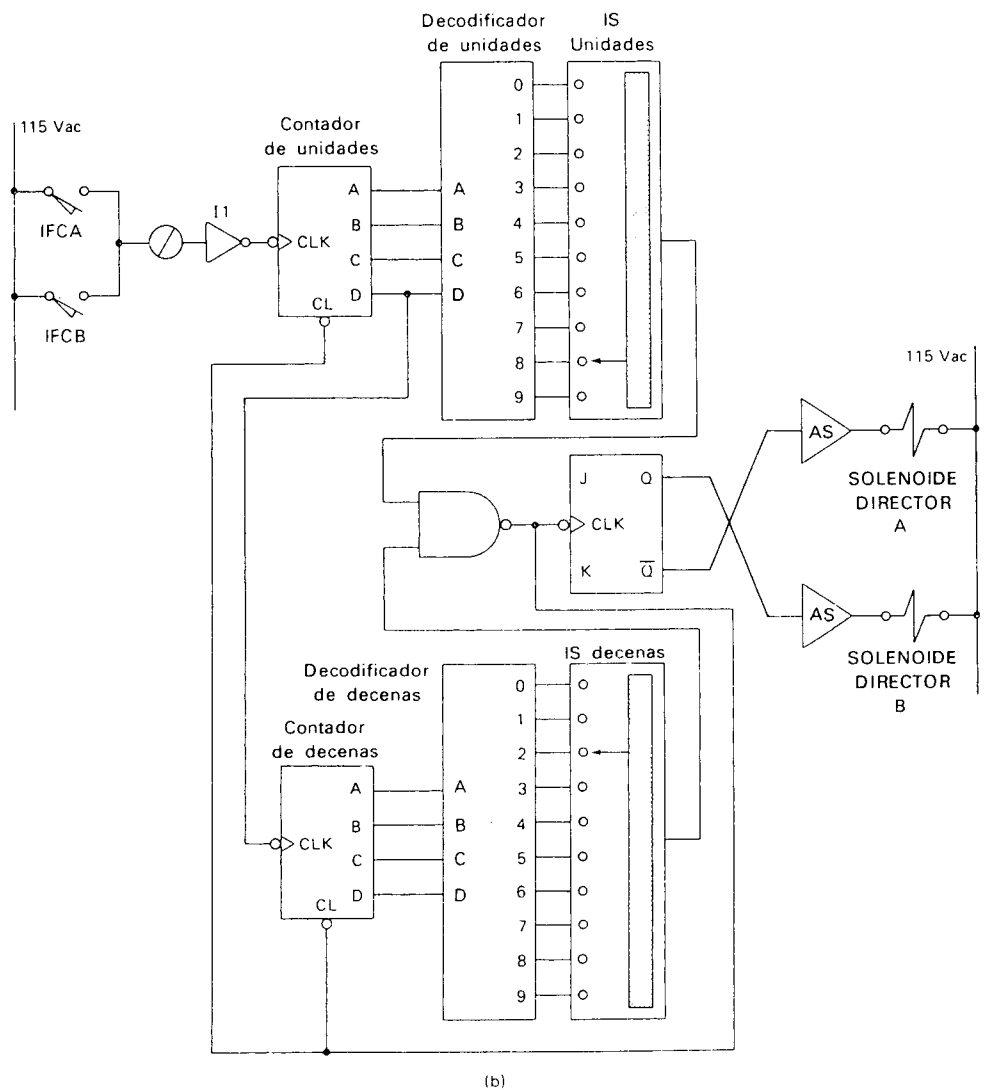
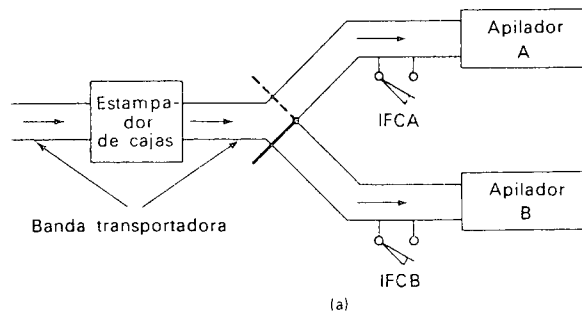


Figura 3-16. (a) Vista superior del sistema estampador. (b) Circuito de control del sistema estampador donde se muestra la operación de los contadores, de los decodificadores 1 de 10, y del selector de 10 posiciones.

ha sido cargado en uno cualquiera de los apiladores la compuerta directora gira hacia la posición opuesta. Las cajas que vienen por la banda son entonces enrutadas al apilador opuesto.

El circuito de control trabaja como sigue. Asumamos que la compuerta directora está enrutando las cajas hacia el apilador A. Esto implica que el SOLENOIDE DIRECTOR A está energizado, lo cual significa que el flip-flop JK está DESACTIVADO. A medida que las cajas pasan por el interruptor IFCA, se cierra momentáneamente su contacto N.A., lo que hace que la salida de II pase a nivel alto. Cuando la salida de II pasa a nivel bajo, entrega un flanco de bajada al contador decadal de unidades, el cual incrementa en uno su cuenta. Tal como se muestra en el dibujo, los selectores están posicionados en 8 para las unidades y 2 para las decenas. Por tanto, la plataforma será cargada con 28 cajas. Cuando la veintiochoava caja pasa por IFCA, el contador pasa al estado:

Decenas	Unidades
0010	1000

En este instante, la salida 2 del decodificador de decenas pasa a nivel alto y también la salida 8 del decodificador de unidades pasa a nivel alto. Por consiguiente los terminales comunes de ambos IS pasan a nivel alto y de hecho las dos entradas de la NAND. Dado que la salida de la NAND pasa a nivel bajo, entrega un flanco de bajada al flip-flop. Con sus entradas *J* y *K* ambas en nivel alto, el flip-flop conmuta al estado ACTIVADO. La salida \bar{Q} cae a nivel bajo, y desenergiza el SOLENOIDE DIRECTOR A; simultáneamente la salida *Q* pasa a nivel alto y energiza el SOLENOIDE DIRECTOR B. Esto hace que la compuerta directora gire a la posición insinuada a trazos en la Figura 3-16(a), de este modo, las cajas siguientes serán enrutadas hacia el apilador B.

Entretanto, la salida de la NAND lleva el terminal CL de ambos contadores a nivel bajo. Esto los inicializa al estado 0000, como preparación para el conteo de las cajas que irán al apilador B. Cuando los contadores son aclarados, las entradas de la NAND regresan a nivel bajo. La salida de la NAND pasa a nivel alto y así remueve la señal de nivel bajo a la entradas CL, dejando los contadores habilitados y listos para contar.

Cuando se hayan cargado 28 cajas en la plataforma B, el flip-flop conmuta regresando al estado DESACTIVADO, y los contadores son de nuevo aclarados. El sistema comienza de nuevo el ciclo cargando la plataforma A.

Si se manipula un tamaño diferente de caja, el operador solamente posiciona los selectores en los números correspondientes. Se puede seleccionar cualquier número de cajas entre 0 y 99.

3-10 MONOESTABLES

El *monoestable* (formalmente: multivibrador monoestable) es un circuito muy útil en sistemas digitales de control industrial. Su salida pasa temporalmente a nivel alto cuando el circuito es disparado; y luego regresa a nivel bajo después de un cierto tiempo fijo. Se utiliza un monoestable siem-

pre que la situación necesite que una cierta línea (de salida) pase a nivel alto por un momento si otra línea (de entrada) cambia de estado.

La Figura 3-17 ilustra la acción de un monoestable. Asumamos que los monoestables son disparados por un flanco de bajada en su terminal de disparo T (trigger). De hecho algunos monoestables son disparados por un flanco de subida en T , pero para simplificar consideraremos solamente monoestables disparados por flancos de bajada.

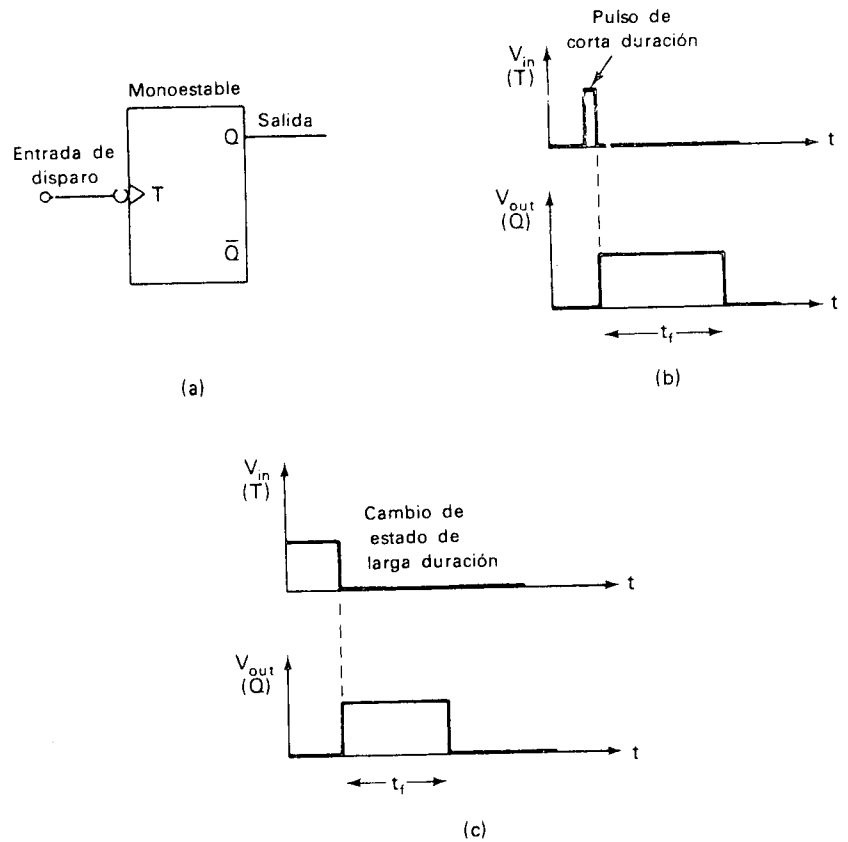


Figura 3-17. (a) Símbolo de un monoestable como bloque. (b) Formas de onda de V_{in} y V_{out} cuando el monoestable es disparado por un pulso de corta duración. (c) Formas de onda de entrada y salida cuando el monoestable es disparado por un cambio de estado de larga duración de la señal lógica.

El símbolo de un monoestable como bloque se muestra en la Figura 3-17 (a). Tiene dos salidas, Q y \bar{Q} . La salida \bar{Q} es el complemento de la salida Q , tal como las salidas de un flip-flop. Cuando el monoestable es disparado, la salida Q pasa a nivel alto mientras que la salida \bar{Q} pasa a nivel bajo. Después de transcurrido un periodo de tiempo (denominado *tiempo de encendido* o *tiempo de paso*, t_f), la salida regresa a nivel bajo y \bar{Q} regresa a nivel alto.

Las formas de onda en la Figura 3-17(b) muestran como un monoestable actúa cuando es disparado por un pulso de corta duración. Cuando se sucede el flanco de bajada del pulso, el monoestable se dispara, o enciende. La salida Q pasa rápidamente a nivel alto y permanece en nivel alto por un período de tiempo igual a t_r . El tiempo de encendido t_r generalmente es ajustable por medio de una resistencia o una capacitancia en el circuito.

Cuando el monoestable es manejado por un pulso de corta duración como en la Figura 3-17(b), actuará como un ensanchador de pulso; es decir, un pulso de entrada de corta duración se convierte a la salida en un pulso de larga duración. O podría actuar como un dispositivo de retardo; es decir, cuando un flanco de bajada se presenta en T , otro flanco de bajada se producirá en Q , pero retardado un tiempo t_r . O puede utilizarse para conformar un pulso irregular, es decir, el pulso de salida de un monoestable está bien formado en lo referente a los flancos tanto de subida como de bajada, independiente de la condición misma del pulso de entrada.

Cuando un monoestable es manejado por un cambio de nivel de larga duración como se muestra en la Figura 3-17(c), actúa más bien como un compresor o reductor de pulso. Los monoestables frecuentemente se utilizan en este modo para aclarar un contador (o un flip-flop) cuando una cierta línea cambia de nivel. Por ejemplo, algunas veces es necesario iniciar el conteo de un contador, tan pronto se suceda un cambio de nivel, pero el contador debe iniciar de cero. Si el cambio de nivel persiste después de suponer iniciada la próxima secuencia de conteo, entonces no podemos utilizar este cambio de nivel *por sí mismo* para aclarar el contador. Esto es debido a que este nuevo nivel mantendrá el contador en el estado de inicialización. Obviamente, lo que se necesita es un circuito capaz de aplicar *temporalmente* una señal de reinicio al contador cuando se produzca el cambio de nivel. La señal de reinicio deberá entonces desaparecer a tiempo para que la próxima ronda de conteo se inicie. Un monoestable ejecuta perfectamente esta acción.

Hemos asumido en este libro que los contadores (y los flip-flops) son inicializados cuando se aplica un nivel bajo a su terminal clear. El hecho que las formas de onda en la Figura 3-17 muestren un pulso de salida de nivel alto puede ser objeto de atención. Sin embargo, hemos visto que los monoestables tienen una salida \bar{Q} , la cual entrega un pulso de nivel bajo durante el tiempo que la salida Q está entregando un nivel alto. La salida \bar{Q} puede ser utilizada para inicializar un contador en una situación como la descrita en los párrafos anteriores.

Hay muchas maneras de construir monoestables, pero la manera más popular se muestra en la Figura 3-18.

Su funcionamiento es como sigue. Cuando el circuito está en reposo, T_2 está CONDUCIENDO y saturado. Su corriente de base se entrega a través de R_{b_2} . El colector de T_2 está prácticamente a tierra, de modo que la salida Q es nivel bajo. La base de T_3 está a sólo 0,6V por encima de tierra debido a la polarización directa de la unión base-emisor.

T_1 está CORTADO porque no tiene polarización de base. Su resistencia de base, R_{b_1} , está conectada al colector de T_2 , el cual está a 0V. Por consiguiente, R_{c_1} está completamente desconectada del emisor a tierra de T_1 , y está libre para que por ella circule corriente de carga al con-

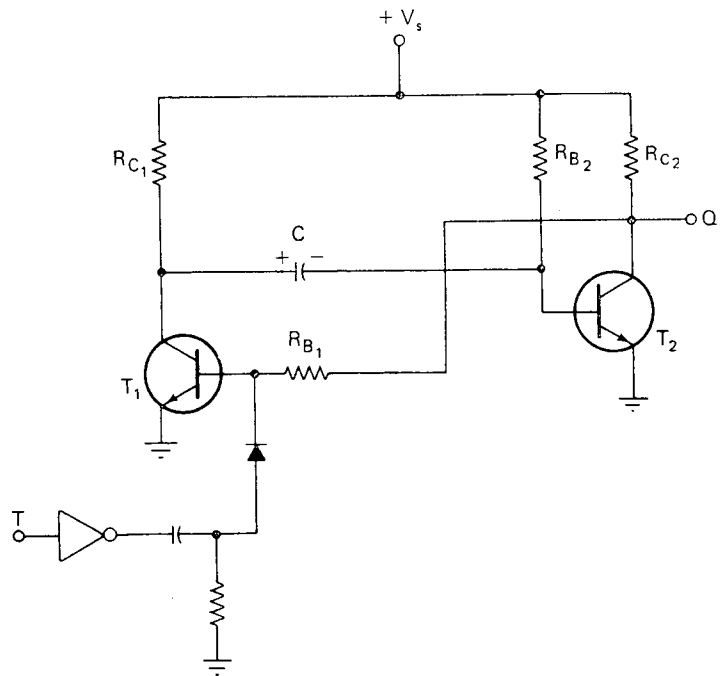


Figura 3-18. Diagrama esquemático de un monoestable.

densador C . Dado que C está conectado a la base de T_2 , la cual está cercana al potencial de tierra, se cargará casi al voltaje de la fuente V_s . La polaridad de la carga en el condensador C es positiva (+) a su izquierda, y negativa (-) a su derecha, tal como se muestra.

Ahora, veamos qué sucede cuando un flanco de bajada se presenta en T . El inversor hace que se aplique un nivel alto al diferenciador RC , el cual aplica un pico positivo de voltaje a la base de T_1 . Esto hace que T_1 entre en CONDUCCION, y que su colector sea llevado a tierra. Dado que la carga en el condensador C no puede desaparecer instantáneamente, el voltaje entre placas del condensador se mantiene. Con el lado positivo (+) del condensador llevado a 0V por T_1 , el lado negativo (-) pasa a un voltaje grande por debajo de tierra. Un voltaje negativo es pues aplicado a la base de T_2 , llevándolo a CORTE. El colector de T_2 aumenta a un valor cercano a V_s y es pues capaz de entregar corriente a la base de T_1 . Por consiguiente, T_1 permanece en CONDUCCION aún después que haya desaparecido el pico de voltaje del diferenciador. Q está ahora en nivel alto y \bar{Q} en nivel bajo.

A medida que el tiempo pasa, una corriente de carga fluye entre las placas de C . El camino de la corriente es hacia abajo a través de R_{B_2} , a través de C , y a través del camino colector emisor de T_1 hacia tierra. Como puede verse, este camino trata de cargar a C en la polaridad contraria; lo que pasa es que el voltaje a través de C se vuelve más pequeño. Cuando el voltaje a través de C pasa por cero y alcanza 0,6 V en la polaridad contra-

ria, entregará una pequeña corriente a la base de T_2 . Esta pequeña corriente de base hace que fluya corriente al colector de T_2 , bajando su voltaje de colector. La reducción del voltaje de colector de T_2 produce una reducción en la corriente de base de T_1 . Este cambio produce una reducción en la corriente de colector de T_1 . El voltaje de colector de T_1 aumenta ligeramente, y de este modo hace aumentar el voltaje de la base de T_2 a un valor más alto aún. Esta acción es regenerativa; una vez se comienza, se precipita. Al final, T_2 está saturada nuevamente, y T_1 está en CORTE. Q es nivel bajo, y \bar{Q} es nivel alto, y el circuito ha regresado a su estado original.

Los monoestables vienen algunas veces como circuitos integrados, y tienen el símbolo esquemático que se presenta en la Fig. 3-17(a). Usualmente están provistos de terminales para que el usuario pueda conectar una resistencia y/o un condensador externos para fijar el tiempo de encendido. Los fabricantes de los monoestables integrados dan gráficos en los cuales se muestra la relación entre t_f y la magnitud de las resistencias y condensadores externos.

Los monoestables están clasificados como *redisparrables* o *no redisparrables*. Redisparrable significa que si un *segundo* flanco de bajada ocurre durante el tiempo de encendido del monoestable, el pulso de salida resultante del primer flanco de bajada, será ampliado más allá de su duración normal. Asumiremos que nuestros monoestables son del tipo no redisparrable; estos ignoran cualquier flanco de disparo que ocurra durante un pulso de salida. En las Secciones 3-12 y 3-14 presentaremos algunos ejemplos de utilización de monoestables en control industrial.

3-11 RELOJES

Muchas veces en circuitos digitales industriales es necesario mantener varios dispositivos digitales sincronizados uno con otro. En otras situaciones, un tren de pulso continuo se necesita como fuente de pulsos para un contador, si el sistema no genera de manera natural sus pulsos para ejecutar sus funciones. En otros casos, lo que se requiere es un circuito el cual proporciona un flujo continuo de pulsos de flancos verticales. A dichos circuitos se les denomina *relojes*.

La Figura 3-19(a) muestra el símbolo de un reloj como un bloque. La forma de onda de salida es una onda cuadrada. Se puede pensar también que es un tren de pulsos simétricos (50% duty cycle). Muchos relojes tienen una salida como esta; y algunos otros tienen un ciclo diferente del 50%.

La frecuencia de salida (rata de repetición del pulso) de un reloj, es ajustada por la magnitud de una resistencia, un condensador, o una inductancia internos del circuito. En el caso de un reloj controlado por cristal, La frecuencia es determinada por el corte del cristal; los relojes controlados por cristal son muy estables en frecuencia. Algunos relojes tienen conectados divisores de frecuencia a la salida. Un divisor de frecuencia, toma la frecuencia de los pulsos de un reloj, la divide por un número entero, y produce un tren de pulsos de salida de menor frecuencia. Algunos sistemas requieren de dos o más señales de reloj de diferente frecuencia, con el objeto de poder sincronizar adecuadamente los eventos.

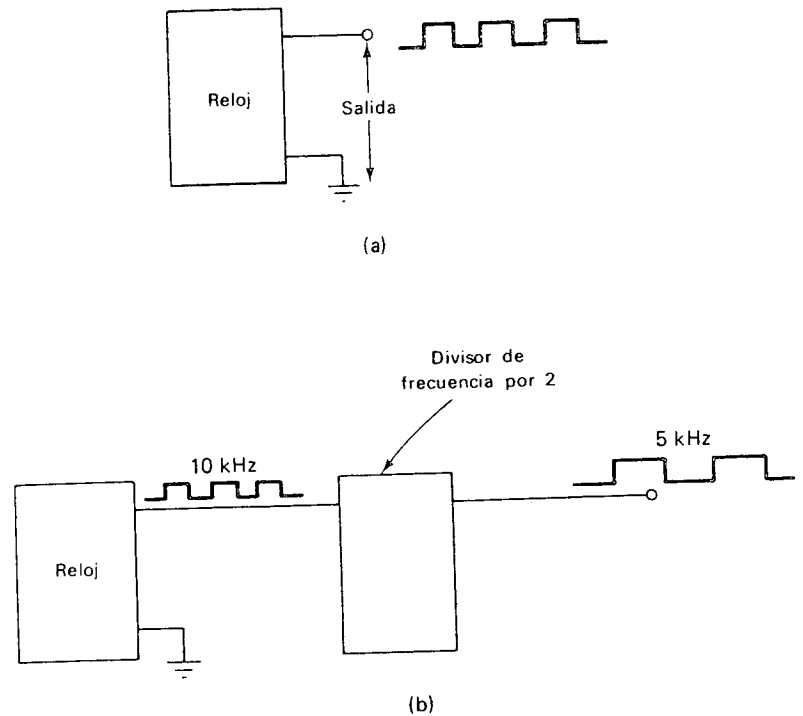


Figura 3-19. (a) Símbolo de un reloj, como bloque. (b) Combinación de un reloj y un divisor de frecuencia para obtener señales de diferente frecuencia.

La manera más simple para construir un reloj cuando la estabilidad de la frecuencia es un factor poco importante, se ilustra en la Figura 3-20. No entraremos en detalles de la operación de este circuito. Basta con decir que si los componentes de ambos lados del circuito son iguales, la salida es

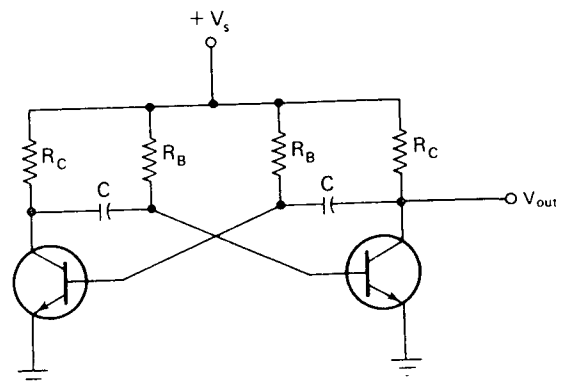


Figura 3-20. Diagrama esquemático que muestra una manera de construir un reloj.

una onda cuadrada y la frecuencia está dada aproximadamente por:

$$f = \frac{0,7}{R_B C} \quad (3-1)$$

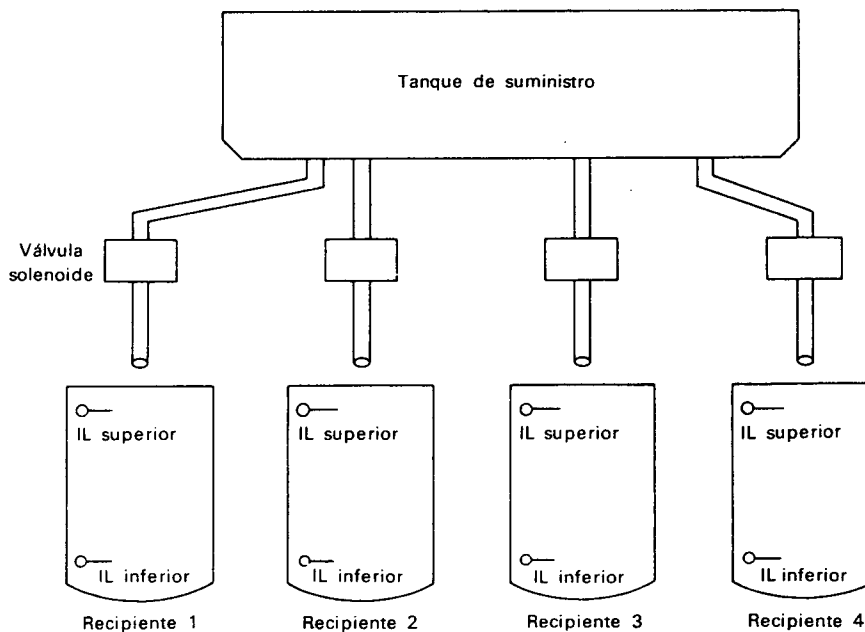
El funcionamiento de este circuito está explicado ampliamente en muchos libros, si esto es de interés. Si no se encuentra referenciado en el índice bajo el nombre de *reloj*, puede aparecer en el índice bajo el nombre formal, *multivibrador astable*.

3-12 SISTEMA DE LLENADO AUTOMÁTICO DE RECIPIENTES QUE UTILIZA UN RELOJ Y MONOESTABLES

Consideremos el sistema ilustrado en la Figura 3-21. Los cuatro recipientes se llenan a partir de un tanque cuando el nivel de líquido caiga por debajo de su nivel inferior de referencia. Es decir, si el nivel en el recipiente 2 cae por debajo de su nivel inferior de referencia, la válvula 2 se abrirá automáticamente y vuelve a llenar el recipiente 2 hasta que el nivel del líquido alcance el nivel superior de referencia. Debido a ciertas restricciones del sistema, es importante que sólo un recipiente sea llenado a la vez.

El circuito para controlar este sistema utiliza un reloj y varios monoestables.

Figura 3-21. (a) Distribución física del sistema de llenado automático de recipientes. (b) Circuito de control para el llenado automático de recipientes, donde se muestra el uso de los monoestables y un reloj astable.



(a)

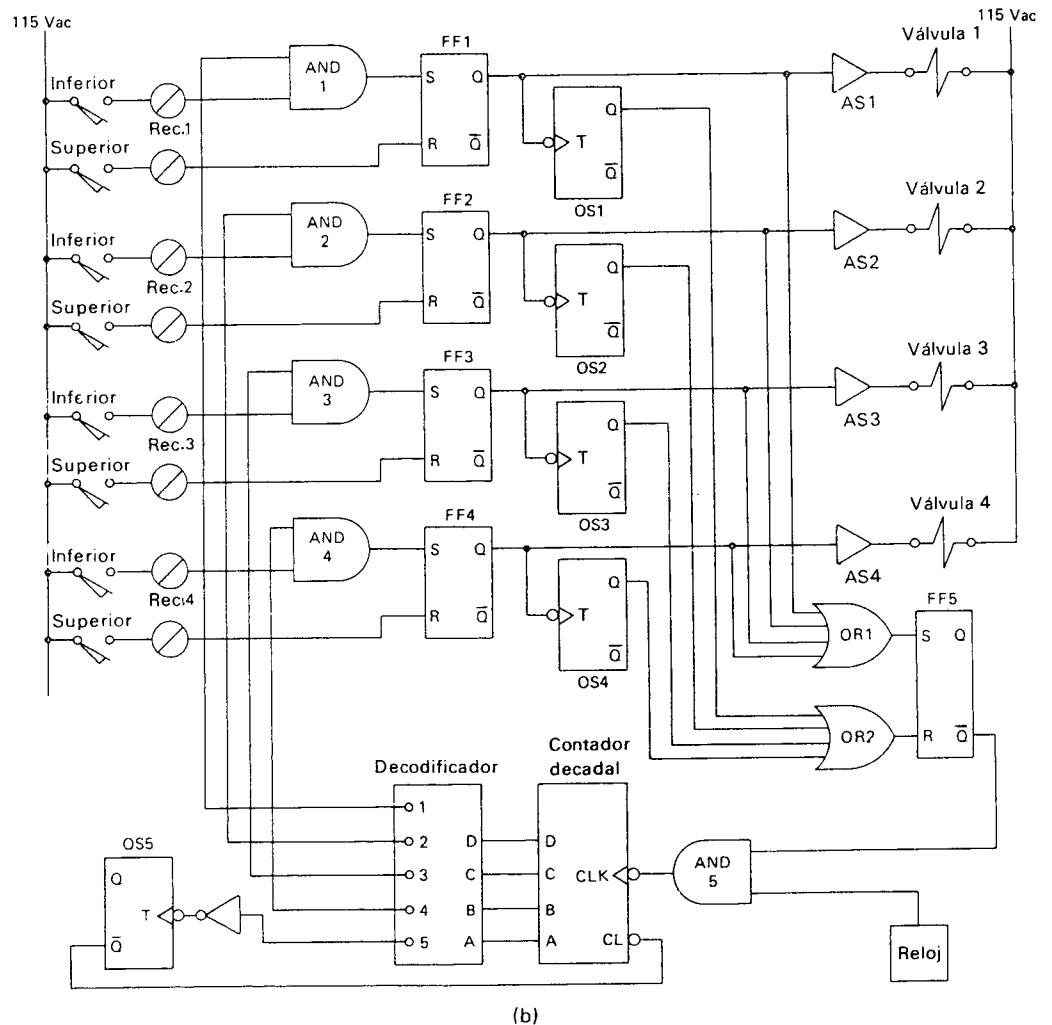


Figura 3-21. (Cont.)

tables. La Figura 3-21(b) muestra dicho circuito. La abreviación OS (one-shot), es utilizada para indicar monoestable.

Veamos como trabaja. Cada recipiente tiene dos interruptores de límite, uno que se cierra cuando el nivel del líquido es bajo y el otro cuando el nivel del líquido es alto.

Si el nivel en todos los recipientes es satisfactorio, FF5 está DESACTIVADO. Su salida \bar{Q} es nivel alto, de modo que la entrada 1 de la AND5, es nivel alto. El reloj está entregando una onda cuadrada a la puerta AND, de modo que la salida de la AND es también una onda cuadrada de la misma frecuencia de la del reloj. Por consiguiente, el contador decadal está contando en forma continua. A medida que el contador va pasando por sus varios estados, el decodificador pasa también por sus estados de salida.

Es decir, primero la salida 1 pasa a nivel alto, luego la salida 2 pasa a nivel alto, mientras la 1 regresa a nivel bajo, luego la salida 3 pasa a nivel alto, mientras la 2 regresa a nivel bajo, y así sucesivamente. Sin embargo, cuando el contador pasa por 5, la salida 5 del decodificador aplica un flanco de bajada al terminal T de OS5 por la presencia del inversor. El monoestable se enciende por algunos microsegundos, y aplica un nivel bajo al terminal CL del contador. El contador inmediatamente es inicializado a cero, cuando esto sucede. El próximo pulso de conteo proveniente de la AND5 hará que la cuenta del contador pase de 0 a 1, dado que la señal de aclarado desapareció antes que el pulso llegara. Este es un ejemplo de como un monoestable puede ser utilizado para reiniciar un contador y luego remover la señal de aclarado a tiempo, para el próximo pulso; esta aplicación se sugirió en la Sección 3-10.

Por tanto, el contador cuenta continuamente a través de los estados 0 a 4; cuando alcanza el estado 5, permanece en este estado solamente por el tiempo necesario para que la señal de aclarado reinicie el contador a 0.

La salida 1 del decodificador habilita parcialmente la AND1. La salida 2 del decodificador habilita parcialmente la AND2, y así sucesivamente. Las puertas AND 1 a 4 son habilitadas parcialmente en sucesión a medida que el decodificador pasa por sus estados.

Si uno de los interruptores de límite de nivel inferior se cierra, la puerta AND que controla, queda habilitada completamente. Por ejemplo, supongamos que el interruptor de límite de nivel inferior del recipiente 3 se cierra. Entonces, tan pronto la salida 3 del decodificador pasa a nivel alto, la salida de la AND3 pasa a nivel alto. Esto hace que se aplique un nivel alto a la entrada S de FF3, el cual se ACTIVA. La salida Q de FF3 energiza AS3, el cual abre la válvula 3 y el recipiente vuelve a llenarse.

Simultáneamente, la salida Q de FF3 aplica un nivel alto a la entrada 3 de la puerta OR1. Esto hace que la puerta OR aplique un nivel alto a la entrada S de FF5, y éste se ACTIVA. Cuando \bar{Q} de FF5 pasa a nivel bajo, la AND5 es inhabilitada y el contador no recibe más pulsos. Por tanto, el contador queda "congelado" en este estado.

A medida que el líquido en el recipiente 3 aumenta, el interruptor de límite se abre, inhabilitando la AND3 y remueve el nivel alto de la entrada S de FF3. El flip-flop permanece ACTIVADO debido a su condición de memoria. El recipiente 3 continúa llenándose hasta que el interruptor de límite de nivel superior se cierra. Esto hace que se aplique un nivel alto a la entrada R de FF3, haciendo que éste se DESACTIVE. Cuando la salida Q pasa a nivel bajo, cierra la válvula 3 e inhabilita la OR1. Por tanto, se remueve el nivel alto de la entrada S de FF5. También el paso de Q de FF3 a nivel bajo, produce un flanco de bajada, el cual se aplica a la entrada de disparo de OS3, y éste se enciende. La salida Q de OS3 pasa a nivel alto por algunos microsegundos, habilitando la OR2. La salida de OR2 pasa temporalmente a nivel alto y aplica un nivel alto a la entrada R de FF5. El flip-flop se DESACTIVA, y su salida \bar{Q} regresa a nivel alto. Cuando esto sucede, los pulsos de reloj son nuevamente enviados a través de la puerta al contador, y continúa la cuenta a partir del estado en que se había detenido.

Si consideramos el problema del reinicio de FF5 cuando se haya completado la operación de llenado, veremos porqué son necesarios los mono-

estables 1 a 4. La OR2, la cual inicializa FF5, no puede ser manejada directamente por la salida \bar{Q} de los flip-flops 1 a 4. En este diseño, cuando uno cualquiera de los flip-flops se ACTIVA, las otras tres salidas \bar{Q} mantendrán la entrada R de FF5 en nivel alto, lo cual evitaría en todo momento que FF5 pasara al estado ACTIVO, de modo que el circuito no trabajaría. En lugar de esto, es necesario aplicar *temporalmente* un nivel alto a la entrada R de FF5 cuando uno cualquiera de los flip-flops 1 a 4 se DESACTIVE. La mejor manera de hacerlo es por medio de monoestables.

3-13 CONTADORES REGRESIVOS Y CODIFICADORES

3-13-1 Contadores decadales regresivos

Los contadores que se discutieron en las secciones precedentes, todos cuentan de manera *progresiva*. Es decir, siempre que se reciba un pulso, la cuenta se incrementa en uno. En muchas situaciones de control industrial, es muy útil disponer de un contador que puede contar de manera *regresiva*. Es decir, cada vez que se reciba un pulso, el número almacenado en el contador, es *decrementado* en uno. Este tipo de contador es especialmente útil cuando se desea que se produzca una señal de salida después de un cierto número preestablecido de pulsos y también para producir otra señal de salida *adelantada* a un número fijo de pulsos. En la Sección 3-15 veremos un ejemplo de un contador regresivo utilizado de esta manera.

La Figura 3-22(a) muestra, en forma esquemática, un contador decadal regresivo. Su funcionamiento es similar al del contador decadal progresivo, salvo que cuenta de manera descendente. Cuando su contenido es cero, el próximo pulso de entrada lo envía al estado 9 ($DCBA = 1001$).

El contador regresivo, además de las salidas, tiene *entradas A, B, C y D* para poder *inicializar* con un número el contador. Cuando el terminal de entrada LOAD pasa a nivel bajo, el número, codificado en BCD, que aparece en las entradas A, B, C y D es inicializado o cargado en el contador. Durante la carga, es ignorado cualquier pulso que se presente en el terminal CLK.

Cuando el terminal LOAD regresa a nivel alto, las entradas A, B, C y D son inhabilitadas, y los pulsos en el terminal CLK decrementarán el contenido del contador.

La Figura 3-22(b) presenta los estados de salida del contador regresivo para 10 pulsos sucesivos de entrada y asumiendo que el contador fue iniciado con 9. Si el contador hubiese sido inicializado en un número menor, naturalmente alcanzará el estado 0 en un menor número de pulsos. Cuando alcanza el estado 0, el próximo pulso de entrada lo enviará de regreso al estado 9.

Algunos contadores pueden contar en una cualquiera de las maneras, ascendente o descendente. Se les denomina contadores *progresivos/regresivos* y tienen una entrada especial de control, la cual se utiliza para indicarle en qué sentido se desea la cuenta.

Los contadores regresivos pueden conectarse igual que los contadores progresivos. Un contador regresivo para conectarse en cascada tiene una salida especial la cual le indica al contador vecino cuando se pasa de 0000

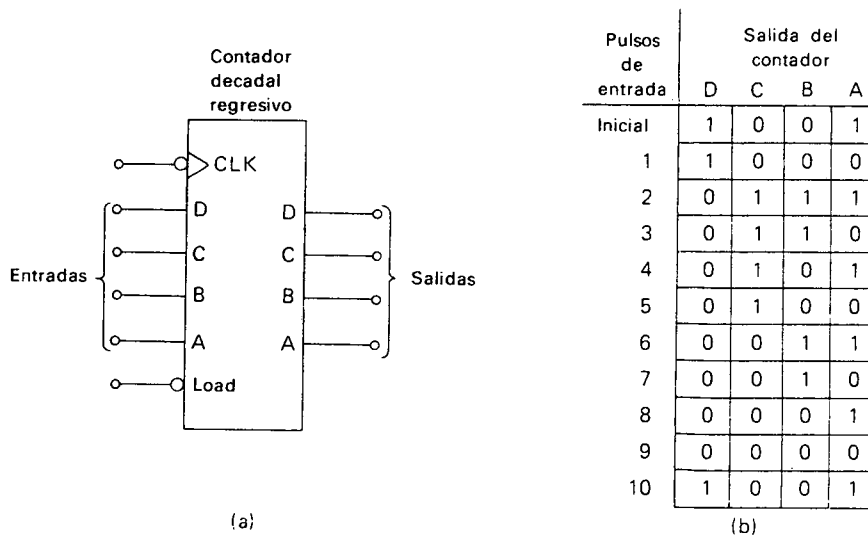


Figura 3-22. (a) Símbolo de un contador decadal regresivo, como bloque. (b) Estado del contador después de cada pulso de entrada.

a 1001. De esta manera el contador de decenas, por ejemplo, puede decrementarse en uno, cada vez que el contador de unidades ha recorrido todo el rango y regresa a 9.

3-13-2 Codificador decimal a BCD

A menudo, un contador regresivo, tiene asociado un *codificador*, de modo que nos ocuparemos ahora de los codificadores. Un codificador es un dispositivo el cual toma un número decimal y entrega un número binario. Es el inverso a un decodificador.

Hay disponibles varios tipos de codificadores, pero nosotros nos concentraremos en el tipo que convierte 1 de 10 entradas decimales en una salida BCD. Un codificador como tal se muestra esquemáticamente en la Figura 3-23(a) y su correspondiente tabla de verdad se presenta en la Figura 3-23(b).

Como podemos ver en la tabla de verdad, la salida es el equivalente de la entrada decimal. Tal como aparece la tabla de verdad, implica que en ningún momento hay dos entradas simultáneamente en nivel alto. Es responsabilidad del diseñador del circuito de control hacerlo seguro, si esto sucede.

Existe siempre la posibilidad que dos o más entradas pasen a nivel alto en el mismo instante, debido a un mal funcionamiento de los circuitos de entrada al codificador. Si es importante saber como responderá el codificador en estos casos, las especificaciones que da el fabricante, nos ayudarán, dado que explican qué sucede en estas situaciones. La mayoría de los codificadores integrados, tienen sus entradas con prioridad superior por si este problema se presenta.

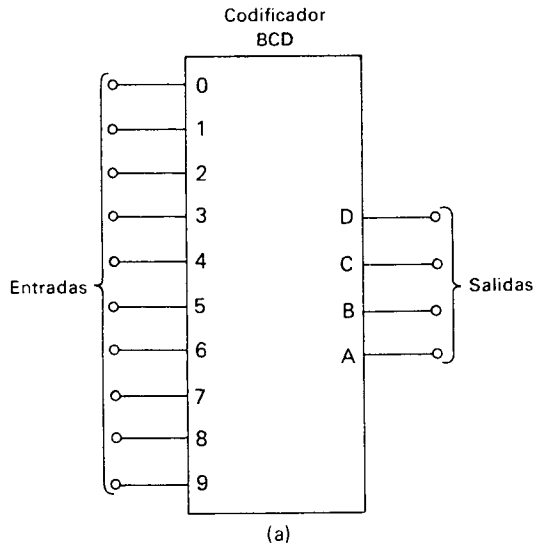


Tabla de
verdad

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

(b)

Figura 3-23. (a) Símbolo de un codificador 1 de 10, como un bloque. (b) Tabla de verdad del codificador, donde se presenta el estado de salida para cada combinación válida de las entradas.

Los codificadores generalmente reciben su entrada de un selector de 10 posiciones. El IS posicionado manualmente por el operador del sistema, y el número seleccionado aparece a la salida de la forma BCD. La salida del codificador puede ser conectado a la entrada de un contador regresivo para inicializarlo. Cuando el terminal LOAD del contador regresivo pase a nivel

bajo, la selección del IS es cargada en el contador. Esta disposición se muestra en la Figura 3-24.

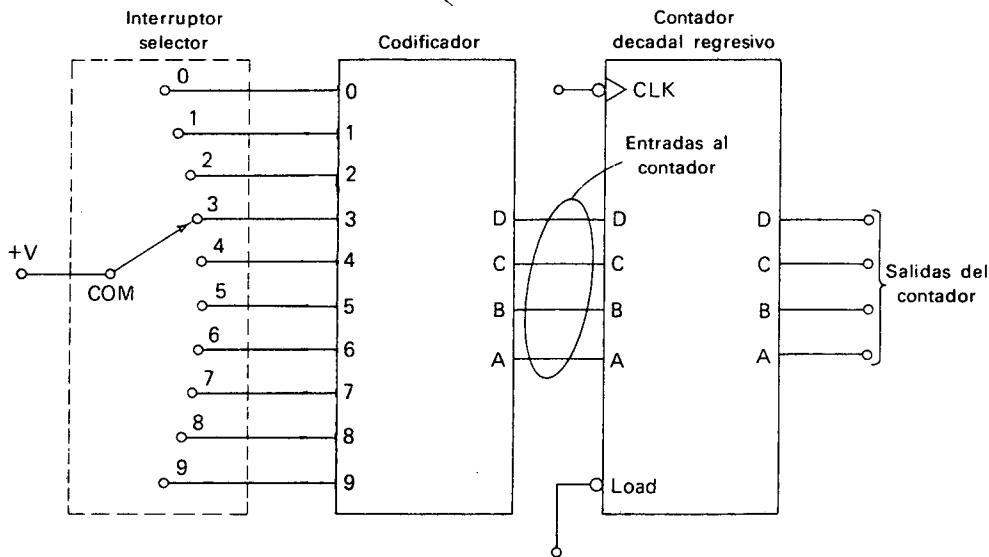


Figura 3-24. Combinación de un interruptor selector de 10 posiciones, un codificador de decimal BCD y un contador regresivo. Esta combinación se encuentra a menudo en los sistemas de control industrial.

Debemos tener cuidado con las entradas a un codificador. Algunas familias lógicas interpretan una entrada al aire como nivel alto. Si un codificador en particular, pertenece a una familia tal, el método simple de entrada que se presenta en la Figura 3-24 no trabajará, porque todas las entradas sin conexión serán tomadas como nivel alto. En tales familias lógicas, el fabricante a menudo resuelve este problema construyendo codificadores que respondan a un nivel bajo, en lugar de hacerlo a un nivel alto. Es decir, cualquiera de las 10 entradas que sea llevada a nivel bajo, será considerada como el número de entrada deseado. Para simplificar nuestra discusión, de ahora en adelante, asumiremos que todos nuestros codificadores integrados responden a un nivel bajo de entrada, y usaremos los pequeños círculos dibujados en el exterior del bloque para recordar este hecho. Por consiguiente, la tabla de verdad de la Figura 3-23(b) debe visualizarse con todas las entradas 0 siendo 1, y todas las entradas 1 siendo 0. El nivel lógico aplicado al terminal común del interruptor selector, es por tanto un nivel bajo (una conexión a tierra), en lugar de un nivel alto (+V), como se indica en la Figura 3-24.

3-14 TEMPORIZADORES

En control industrial, es necesario a menudo, producir un retardo entre la ocurrencia de dos eventos. Por ejemplo, consideremos una situación en la

cual dos motores grandes deben ser arrancados casi al mismo tiempo. Si ambos motores se alimentan de la misma red, no es una práctica aconsejable conectarlos a la línea en el mismo instante, dado que los grandes motores demandan una gran corriente en el momento del arranque y continúan tomando corriente en exceso de su valor nominal por varios segundos después del arranque. La corriente en el motor cae a su valor nominal, solamente después que su rotor ha sido acelerado y gira a la velocidad nominal. Durante el tiempo que el motor toma corriente en exceso, la capacidad de corriente de la red de alimentación podría excederse. Durante este intervalo, no es apropiado arrancar otro motor grande. Los fusibles y corta-circuitos de la línea de alimentación podrían abrirse, desconectando por completo la red. Aún si esto no sucede, la suma de las dos corrientes de arranque, podría producir una gran caída de voltaje en las líneas de alimentación, lo cual resultaría en un bajo voltaje aplicado a los motores. Este bajo voltaje aplicado hace que se prolongue el período de aceleración y podría producirse un sobrecalentamiento de los devanados del motor.

Como acabamos de ver en el argumento anterior, cuando dos motores grandes son alimentados de la misma red, debe existir un *retardo* entre sus instantes de arranque. Esto puede ejecutarse con *relés temporizados*, tal como se muestra en la Figura 3-25.

3-14-1 Retardos en circuitos con relés

En la Figura 3-25(b), dos motores ac trifásicos, de gran potencia son alimentados por una red común de 460 V. Los contactores que conectan los devanados de los motores a la red son controlados por el arrancador de motor A (AMA) y el arrancador de motor B (AMB). La situación del control es tal, que solicita el arranque del motor A y del motor B aproximadamente al mismo tiempo, pero no necesariamente deben arrancar *exactamente* en el mismo instante.

Cuando el contacto de inicialización en la Figura 3-25(a) se cierra, energiza la bobina de AMA y la bobina del relé 1 (R1). Los contactos asociados a AMA en el circuito de alto voltaje, arrancan el MOTOR A. EL MOTOR A demanda una gran corriente, que puede llegar a ser del orden del 1.000% de la corriente de plena carga. El contacto controlado por el relé R1 en la Figura 3-25(a) no se cierra inmediatamente. Su cierre se produce después que haya transcurrido un cierto tiempo. Cuando ya ha transcurrido este tiempo, se cierra y energiza AMB, el MOTOR A ha alcanzado su velocidad nominal y por consiguiente ha disminuido la demanda de corriente.

El cierre retardado del contacto puede conseguirse por varios métodos. El método más popular consiste en utilizar un amortiguador neumático acoplado a la parte móvil del relé. Cuando se energiza la bobina del relé, un resorte ejerce fuerza sobre la parte móvil, tratando de cerrar el contacto, pero el amortiguador neumático (de aire comprimido), impide que esto suceda. A medida que es expulsado el aire comprimido en el amortiguador a través de una válvula de aguja, el movimiento necesario ocurre y el contacto se cierra. De este modo el contacto normalmente abierto no se cerrará inmediatamente después de energizado el relé. Este contacto se cierra des-

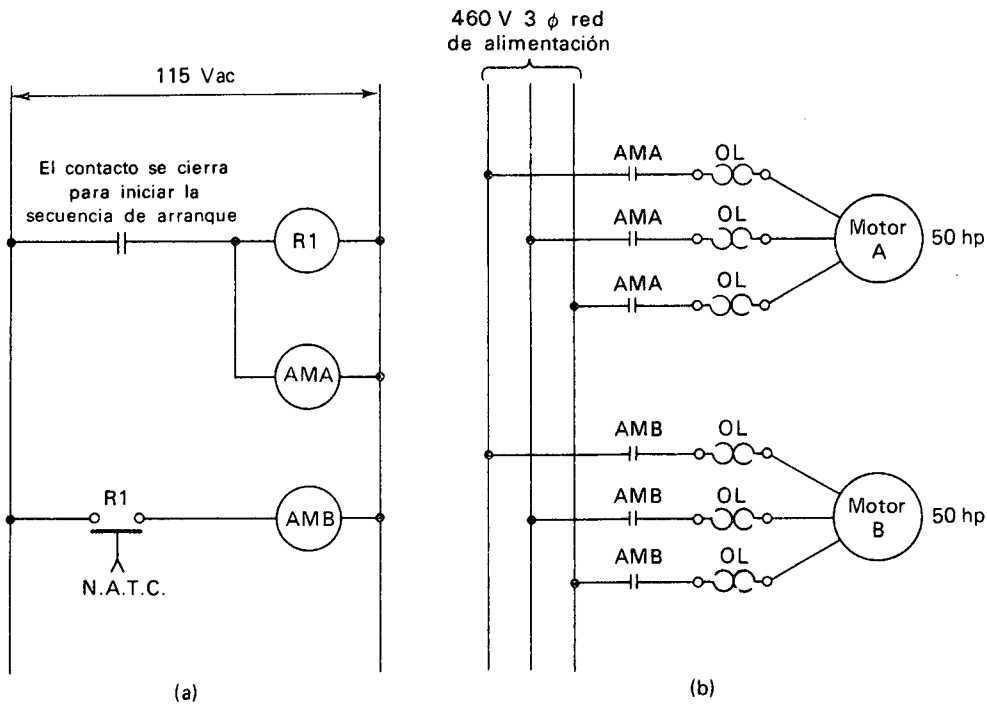


Figura 3-25. (a) Circuito simple con relés con un contacto temporizado. (b) Circuito de potencia para los motores, asociado al circuito de control de la parte (a).


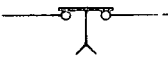
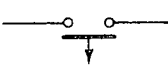
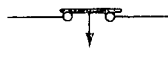
pués de un determinado retardo, el cual es ajustado por la calibración de la válvula de aguja. La abreviación N.A.T.C. en la Figura 3-25(a) significa "normalmente abierto temporizado al cierre". El símbolo poco común, que aparece en la figura, es el aceptado por JIC (Joint Industry Conference) para este tipo de contacto.

Comúnmente se utilizan otros tipos de contactos temporizados. La Tabla 3-6 da sus nombres, símbolos y una breve explicación para cada tipo de contacto. Los dos superiores se denominan con frecuencia, contactos *temporizados a la activación*, y a los relés que tienen dichos contactos, se les denomina relés *temporizados a la activación* porque la acción retardadora se sucede cuando el relé se energiza. Los dos contactos inferiores y los relés que los contienen se denominan con frecuencia *temporizados a la desactivación* porque la acción retardadora se sucede cuando el relé se desenergiza.

Notemos que un contacto temporizado siempre es temporizado en una sola dirección. En la otra dirección, actúa prácticamente instantáneamente tal como contacto normal de un relé.

Un ejemplo de la utilización de un contacto N.C.T.C. se ilustra en la Figura 3-26. En la Figura 3-26(a), un vagón va a llenarse de un material pulverizado proveniente de una tolva en su parte superior. El vagón es co-

TABLA 3-6. Los cuatro tipos de contactos de relé temporizados.

	Nombre	Abreviación	Símbolo	Descripción
Retardo a la energización (temporizado a la activación)	Normalmente abierto temporizado al cierre	N.A.T.C.		Cuando el relé se energiza, el contacto N. A. retarda el cierre. Cuando el relé se desenergiza, el contacto se abre inmediatamente.
	Normalmente cerrado temporizado a la apertura	N.C.T.A.		Cuando el relé se energiza, el contacto N.C. retarda la apertura. Cuando el relé se desenergiza, el contacto se cierra inmediatamente.
Retardo a la desenergización (temporizado a la desactivación)	Normalmente abierto, temporizado a la apertura	N.A.T.A.		Cuando el relé se energiza, el contacto N.A. se cierra inmediatamente. Cuando el relé se desenergiza, el contacto retarda su regreso a la condición inicial de abierto.
	Normalmente cerrado temporizado al cierre	N.C.T.C.		Cuando el relé se energiza, el contacto N.C. se abre inmediatamente. Cuando el relé se desenergiza, el contacto retarda su regreso a la condición inicial de cerrado.

locado debajo de la boquilla de la tolva; el solenoide es energizado y se abre la válvula. Cuando el vagón está suficientemente lleno, el solenoide se desenergiza, la válvula se cierra y el vagón es avanzado. Sin embargo, por algunos segundos quedará un remanente de material en el conducto de la boquilla después del cierre de la válvula solenoide. Para permitir que este material caiga al vagón, su movimiento debe retardarse por algunos segundos después del cierre de la válvula. Un circuito de relés que responde a estas condiciones se muestra en la Figura 3-26(b). Cuando el solenoide se desenergiza, RA también se desenergiza. Un poco más tarde, el contacto N. C. de RA regresa a su posición normal de cerrado; energiza AMV, el cual arranca el motor que mueve el vagón.

3-14-2 Circuito serie resistencia-condensador: Constantes de tiempo

Los ejemplos previos han mostrado la manera de introducir retardos en un circuito de control, mediante la acción de los contactos de un relé. Es posible también retardar o temporizar la energización o desenergización del relé mismo. Esto generalmente se hace tomando partido del hecho que debe transcurrir un cierto tiempo para que un condensador se cargue a través de una resistencia.

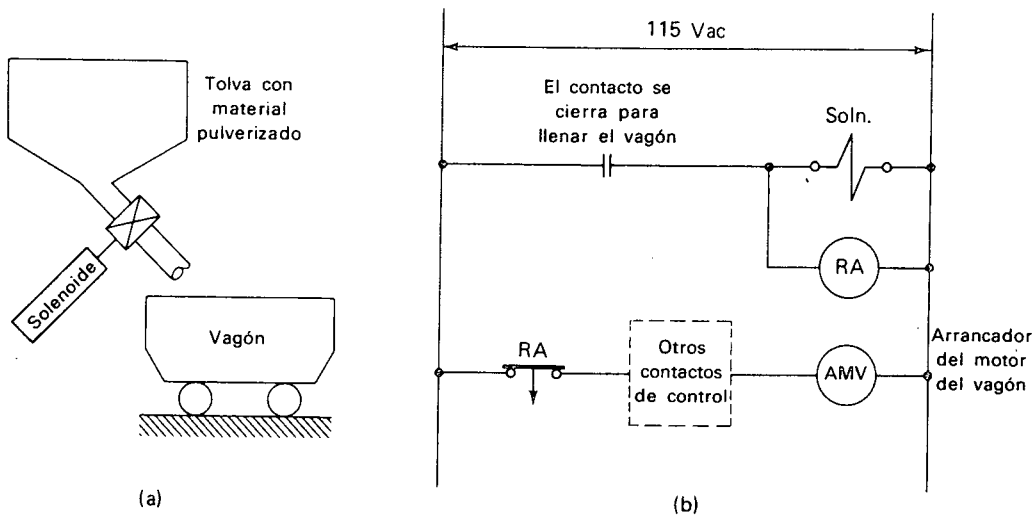


Figura 3-26. (a) Distribución física que presenta el vagón que se llenará a partir de una tolva. (b) Circuito de control simple con relés, donde se ilustra el uso de un contacto temporizado para permitir que el material restante (después del cierre de la válvula solenoide), caiga al vagón antes que éste se mueva.

Recordemos que cuando un condensador se carga a través de una resistencia, y a partir de una fuente dc, la acción de carga está descrita por la curva universal de constante de tiempo. Brevemente, la velocidad con que aumenta la carga (aumenta el voltaje) en un condensador es grande cuando la carga en el condensador es pequeña, y la velocidad decrece a medida que la carga (el voltaje) en el condensador se vuelve grande. El funcionamiento de cualquier circuito serie, resistencia-condensador, puede describirse convenientemente en términos de cuánta *constante de tiempo* ha transcurrido. La constante de tiempo para un circuito serie RC dada por la fórmula:

$$\tau = RC \tag{3-2}$$

donde τ se refiere a la constante de tiempo, medida en segundos; R , se refiere a la resistencia en ohmios; y C la capacitancia medida en faradios, la unidad base de la capacitancia.

Una vez hayamos aceptado la idea de constante de tiempo, el funcionamiento de *todos* los circuitos serie RC puede describirse por medio de la curva universal de constante de tiempo y por ciertas reglas bien conocidas. Las reglas más ampliamente usadas son:

- a. Un tiempo igual a cinco constantes de tiempo es el necesario para cargar el condensador al 99,5% del voltaje de la fuente (el 99,5% generalmente se asocia a la plena carga).
- b. En una constante de tiempo, el condensador se cargará a un 63% del voltaje de la fuente.

El significado de estas reglas se encuentra ilustrado gráficamente en la curva universal de constante de tiempo que se muestra en la Figura 3-27.

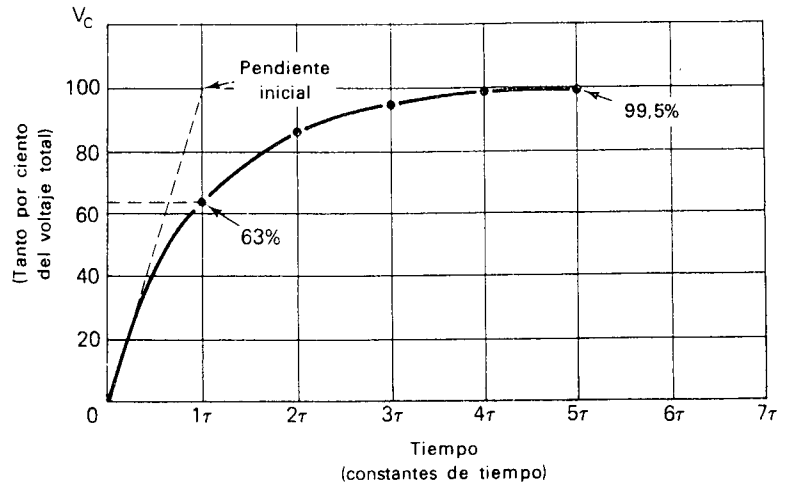


Figura 3-27. Curva universal de constante de tiempo. Esta curva ilustra en detalle como se carga un condensador a partir de una fuente dc. También representa muchos otros fenómenos naturales e importantes.

En nuestras discusiones referentes a los temporizadores de estado sólido, haremos referencia a estas reglas dadas para los circuitos serie RC . Estas reglas serán también muy útiles cuando discutimos otros circuitos de tiempo en capítulos posteriores.

3-14-3 Temporizadores de estado sólido

En un sistema de control de estado sólido, la acción de los relés temporizados es duplicada por los temporizadores de estado sólido. El símbolo, como un bloque, de un temporizador de estado sólido, incluyendo sus formas de onda de entrada y salida se muestra en la Figura 3-28(a). También en las Figuras 3-28(b), (c) y (d) se muestran métodos para alterar las formas de onda con el fin de poder duplicar la acción de los diferentes tipos de contactos temporizados.

La Figura 3-29 presenta un método para construir un temporizador de estado sólido. Veamos cómo trabaja. Cuando la entrada es nivel bajo, no fluye corriente a la base de T_1 , de modo que T_1 está en CORTE. Su colector está cercano a V_s , haciendo que entren en CONDUCCION T_2 y T_4 a través de R_3 y R_{10} . Con T_4 en CONDUCCION, su colector está a nivel bajo y la salida total del circuito es prácticamente 0 V. T_2 es un transistor como interruptor, el cual se encuentra cerrado a tierra en este momento. Este interruptor descarga cualquier carga de C_t a través de D_1 . Por consiguiente, el voltaje en el extremo superior del condensador C_t es prácticamente 0 V, lo cual garantiza que el diodo zener D_2 es un circuito abierto. No puede fluir corriente a la base de T_3 a través de R_7 debido a la presencia del zener. Tampoco fluirá corriente a la base de T_3 a través de R_6 , debido a que R_6 está conectada a 0 V. Por tanto, T_3 está CORTADO, y su voltaje de colector es cercano a V_s . El colector de

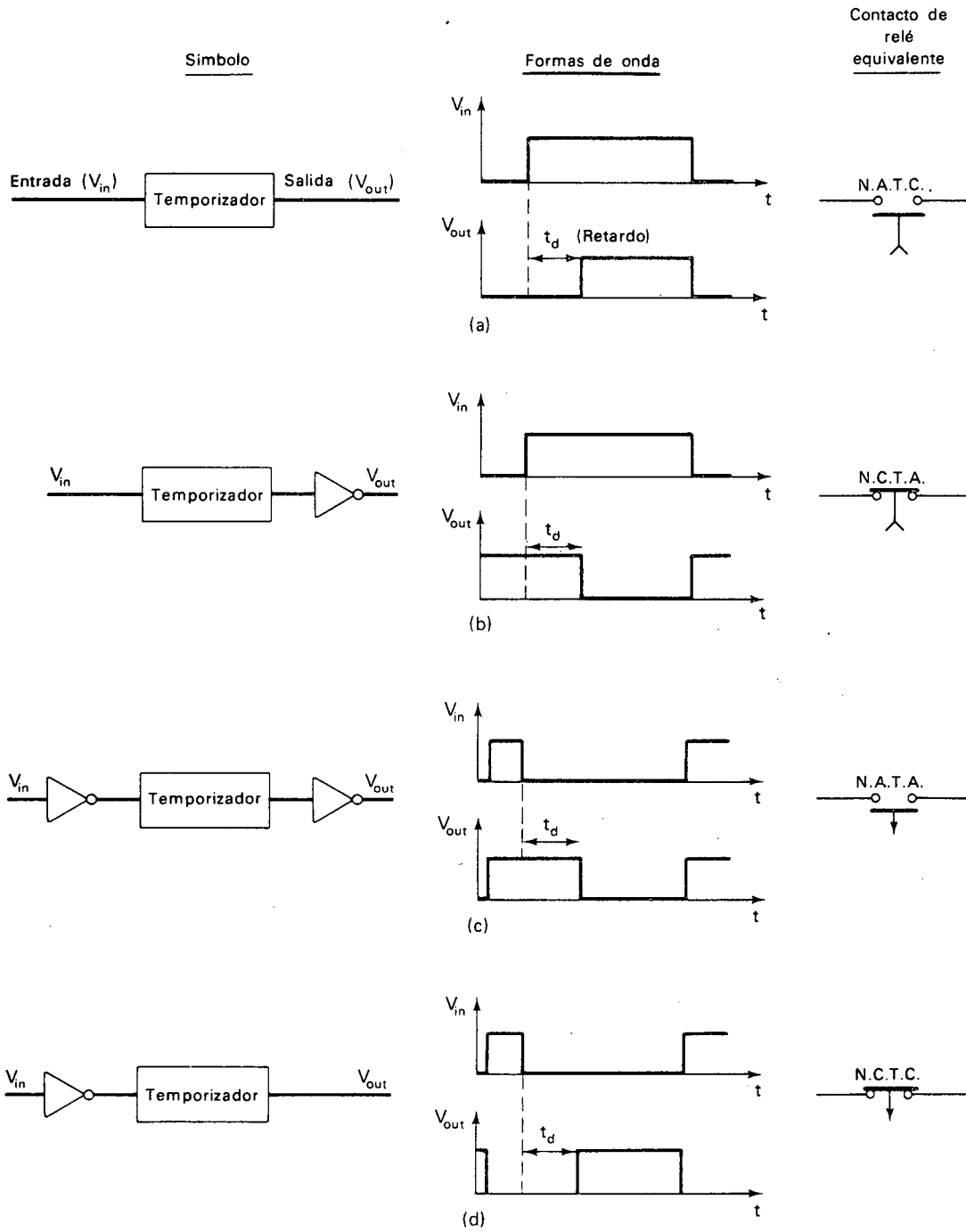


Figura 3-28. Temporizadores de estado sólido y sus formas de onda de entrada-salida. Esta figura muestra la equivalencia entre las cuatro configuraciones de temporizadores y los cuatro tipos de contactos temporizados.

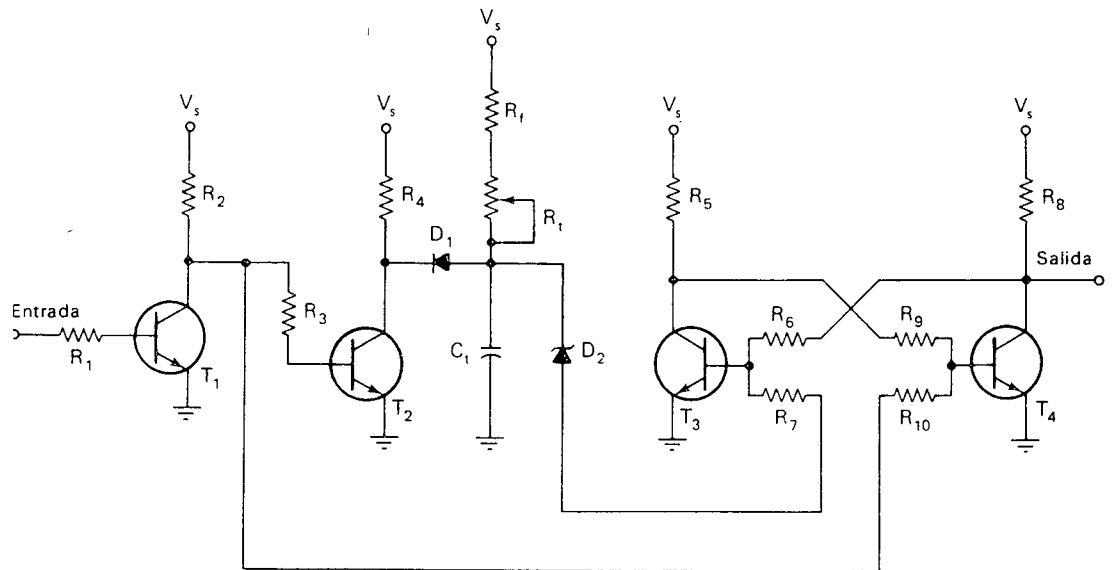


Figura 3-29. Diagrama esquemático donde se muestra una manera de construir un temporizador de estado sólido basado en un circuito de carga RC.

T_3 entrega corriente a la base de T_4 a través de R_4 , constituyéndose en una segunda fuente de corriente de base para mantener T_4 en CONDUCCION.

Cuando la entrada pasa a nivel alto, el colector de T_1 es llevado a tierra. Esto hace que T_2 entre en CORTE y también remueve una de las fuentes de corriente de base de T_4 . T_4 permanece en CONDUCCION porque continúa recibiendo corriente de base a través de R_9 . Cuando T_2 entra en CORTE, se abre el transistor como interruptor, el cual impedía la carga del condensador de tiempo C_t . Por tanto C_t comienza a cargarse con una constante de tiempo igual a $(R_f + R_t)C_t$. El subíndice f en R_f se ha escogido porque es una resistencia fija. El subíndice t en R_t es la resistencia de ajuste de tiempo.

A medida que C_t se va cargando, eventualmente alcanzará un voltaje tal que ponga a conducir el diodo zener. Si simbolizamos el voltaje zener (voltaje de ruptura zener) por V_z , el voltaje necesario para hacer que fluya corriente a través del diodo zener, es $0,6V$ mayor que V_z , debido que cualquier corriente por el diodo zener D_2 debe pasar a tierra a través de la unión base emisor de T_3 .

Cuando el extremo superior de C_t alcanza el voltaje necesario, inyecta una corriente muy pequeña a la base de T_3 a través de D_2 y R_7 . Esto hace que circule una pequeña corriente de colector en T_3 y hace que su voltaje de colector caiga en una pequeña cantidad. Esto reduce la corriente de base a través de R_9 y hace que el voltaje de colector de T_4 aumente un poquito. El aumento en el voltaje de colector de T_4 refuerza la corriente de base inicial en T_3 y la hace mayor. Por tanto, la acción es tal que auto-refuerza, y se precipita. La acción regenerativa de la conmutación

lleva la salida a nivel alto en un tiempo muy pequeño, de modo que el flanco de subida en la forma de onda de salida es prácticamente vertical. De este modo, la salida pasa a nivel alto un cierto tiempo después que la entrada ha pasado a nivel alto. El tiempo de retraso depende de cuánto tiempo toma el condensador C_t en alcanzar el voltaje de ruptura del zener. Este tiempo depende de la constante de tiempo de carga, la cual se ajusta con el potenciómetro R_t .

Cuando la entrada regresa a nivel bajo, T_1 entra en CORTE, haciendo que su voltaje de colector aumente. Esto pone inmediatamente en CONDUCCION a T_4 a través de R_{10} , de modo que el nivel de salida cae inmediatamente a nivel bajo. El colector de T_1 lleva también a T_2 a CONDUCCION, se cierra el interruptor a través de la combinación C_t - D_1 . Cuando el interruptor T_2 se cierra, C_t se descarga a través de D_1 y T_2 a tierra. Esto elimina la fuente de corriente para R_7 . La fuente de corriente para R_6 fue ya removida porque la salida cayó a nivel bajo. Por consiguiente T_3 entra en CORTE, y todo regresa a las condiciones iniciales.

Ejemplo 3-1

En la Figura 3-29, $V_z = 20$ V, el voltaje zener $V_z = 12$ V, $C_t = 50 \mu\text{F}$, $R_f = 10$ K y R_t es un potenciómetro de 100 K. ¿Cuál es el rango posible de retardos?

Solución. Para que circule corriente a través de D_2 hacia la base de T_3 , el voltaje en el condensador debe alcanzar 12,6 V. Esto está dado por:

$$V_c = V_z + 0,6 \text{ V} = 12,0 + 0,6 = 12,6 \text{ V.}$$

12,6 V. es exactamente el 63% del voltaje máximo de 20 V en el condensador. De acuerdo con la regla b en la Sección 3-14-2, el condensador tarda una constante de tiempo en alcanzar el 63% de su voltaje máximo. Por consiguiente, transcurre una constante de tiempo para llevar a T_3 a CONDUCCION después que la entrada ha pasado a nivel alto. El retardo es igual a una constante de tiempo. τ está dada por:

$$\tau = (R_f + R_t)C_t.$$

La mínima constante de tiempo ocurre cuando R_t está completamente fuera. En este caso

$$\tau_{\text{min}} = (10 \text{ K} + 0)(50 \mu\text{F}) = 0,5 \text{ seg}$$

La máxima constante de tiempo ocurre cuando R_t está al máximo. En este caso,

$$\tau_{\text{máx}} = (10 \text{ K} + 100 \text{ K})(50 \mu\text{F}) = 5,5 \text{ seg}$$

El rango de retardos posibles es por tanto de **0,5 a 5,5 seg.**

Ejemplo 3-2

Supongamos que en el temporizador de la Figura 3-29, se sustituye el zener por otro que tiene un $V_z = 16$ V. ¿A qué valor se debe ajustar R_t para obtener un retardo de 8 seg.?

Solución. En este caso, C_t debe alcanzar 16,6 V para llevar a T_3 a CONDUCCION. Su porcentaje es

$$\frac{16,6 \text{ V}}{20,0 \text{ V}} = 83\%$$

del total de la fuente de voltaje. De la curva universal de constante de tiempo de la Figura 3-27, podemos ver que se necesita aproximadamente 1,8 constantes de tiem-

po para cargar el condensador a un 83% del voltaje total. Por tanto

$$(1,8)(\tau) = 8 \text{ seg}$$

$$\tau = \frac{8 \text{ seg}}{1,8} = 4,44 \text{ seg}$$

De modo que se necesita una constante de tiempo de 4,44 seg. para producir un retardo de 8 seg. R_t puede hallarse por:

$$\tau = (R_f + R_t)(C_t)$$

$$R_t = \frac{\tau}{C_t} - R_f = \frac{4,44}{50 \times 10^{-6}} - 10 \times 10^3$$

$$R_t = 88,8 \times 10^3 - 10 \times 10^3 = 78 \times 10^3$$

$$R_t = 78 \text{ K}$$

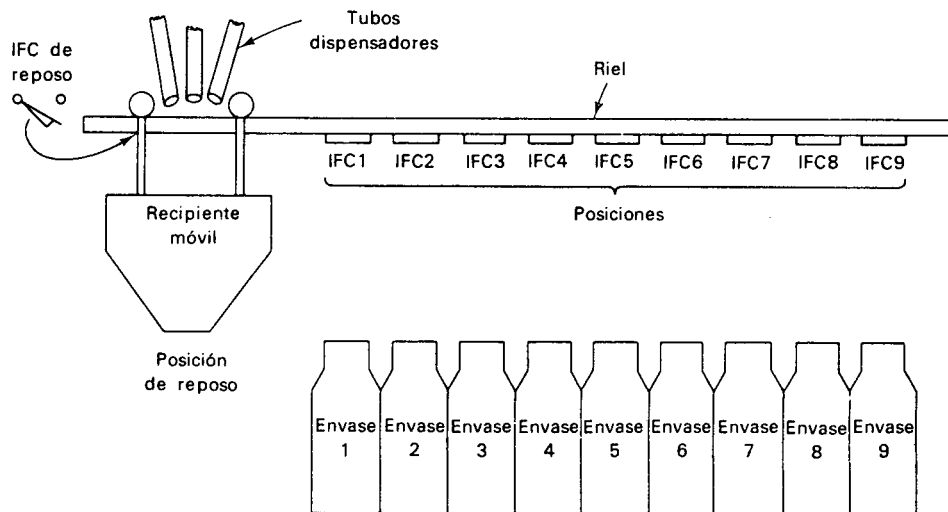
3-15 SISTEMA ENVASADOR QUE UTILIZA UN CONTADOR REGRESIVO, UN CODIFICADOR Y TEMPORIZADORES

El sistema ilustrado en la Figura 3-30 es un método eficiente para mantener muchos envases llenos de material. En este ejemplo hay nueve envases de material los cuales son reenvasados por un recipiente móvil, el cual se desplaza sobre rieles. El dispensador mismo es llenado por medio de unos tubos dispensadores que se encuentran en la posición denominada de reposo. El operador envía el recipiente móvil hacia uno cualquiera de los envases de material que deba llenarse de nuevo. Cuando ha vaciado el material en el envase, el recipiente móvil regresa automáticamente a la posición de reposo en espera de otra carga.

La operación debe ejecutarse rápidamente con el fin de mantener la eficiencia del sistema. Por tanto, el motor que maneja las ruedas del recipiente es de dos velocidades. Cuando el recipiente móvil deja la posición de reposo completamente cargado, arranca a baja velocidad. Después que se ha vencido la inercia, cambia a alta velocidad. Se desplaza a alta velocidad hasta una posición antes de su destino. En este momento, cambia nuevamente a baja velocidad para la aproximación final. Cuando alcanza su destino, para y abre las compuertas de vaciado con el fin de vaciar el material en el envase.

Las compuertas de vaciado permanecen abiertas por un cierto tiempo preestablecido y luego se cierran. El recipiente móvil ya aliviado, regresa a su posición de reposo a alta velocidad.

El circuito de control para este ciclo debe generar dos salidas eléctricas. Una salida debe ocurrir cuando el recipiente llega a su destino; esta hace que el motor se detenga. La otra salida debe ocurrir a una *distancia fija adelantada* para hacer que el motor regrese a la baja velocidad. Esta es el tipo de situación en la cual un contador regresivo es útil, tal como se mencionó en la Sección 3-13. En la Figura 3-30(b) el contador rastrea la posición del recipiente móvil por la cuenta de pulsos generados a medida que el dispensador pasa por la posición de los nueve envases. Para esto hay una leva actuadora montada en el recipiente. A medida que el recipiente se mueve hacia la derecha, actúa un interruptor de fin de carrera cada vez que pasa a través de una nueva posición.



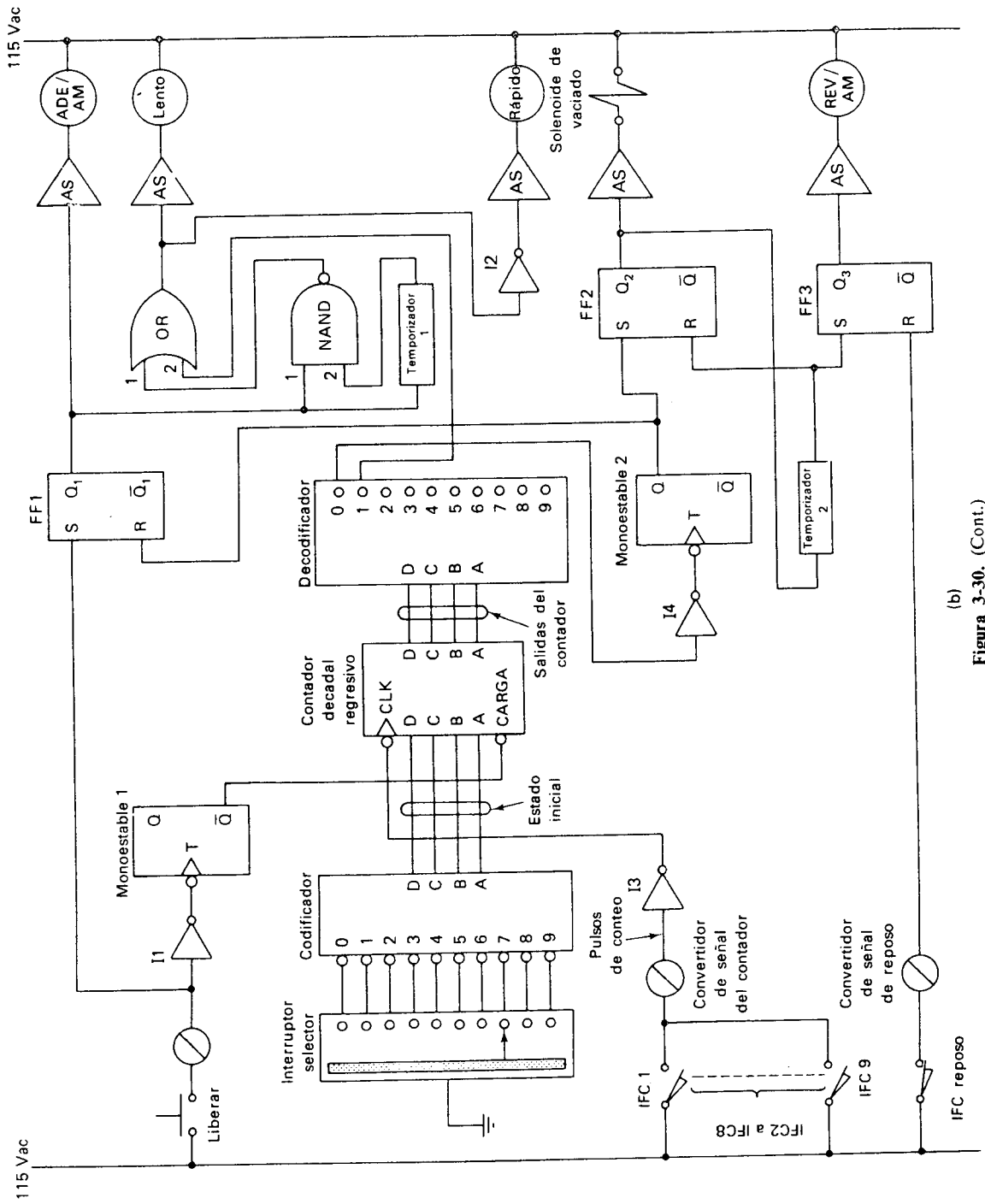
(a)

Figura 3-30. (a) Distribución física del sistema de envasado con un dispensador móvil. (b) Circuito de control para el sistema de envasado, donde se ilustra el uso de un interruptor selector de 10 posiciones, un codificador decimal a BCD, un contador regresivo, y temporizadores.

Veamos cómo trabaja el circuito de control. El operador recibe la señal de que cierto envase necesita material; el método de señalamiento no se muestra. Hace que el recipiente móvil sea llenado con el material apropiado de los tubos dispensadores. Tampoco se muestra este mecanismo. Cuando el recipiente ha sido llenado, el operador marca el destino en el interruptor selector de 10 posiciones. Por ejemplo, si el envase número 7 es el que necesita llenarse de nuevo, el operador posiciona el IS en 7. Después de esto, presiona el botón pulsador LIBERAR, y el sistema de control toma el mando del sistema.

La salida del convertidor de señal LIBERAR pasa a nivel alto, y hace que FFI pase al estado ACTIVADO. Q_1 pasa a nivel alto, energizando la bobina del arrancador adelante del motor, simbolizado ADE AM. Este arrancador alimenta el motor, el cual hace desplazar el recipiente móvil hacia adelante, hacia la derecha en la Figura 3-30(a). Cuando está girando en la dirección adelante, su velocidad depende de cuál de los dos contactores, LENTO o RAPIDO, está energizado. Cuando la salida de la puerta OR es nivel alto, el contactor LENTO se energiza, y el motor gira lentamente. Cuando la salida de la puerta OR es nivel bajo, el inversor I2 hace que se energice el contactor RAPIDO, y el motor gira rápidamente.

Cuando la salida Q_1 inicialmente pasa a nivel alto, aplica un nivel alto a la entrada 1 de la puerta NAND. La salida del TEMPORIZADOR 1 permanece en nivel bajo por un cierto tiempo preestablecido, de modo que la entrada 2 de la NAND permanece en nivel bajo por dicho tiempo. La puerta NAND entrega un nivel alto a la puerta OR, lo que hace que la sali-



(b) Figura 3-30. (Cont.)

da de la OR pase a nivel alto. Por tanto, el motor arranca en baja velocidad. Después de algunos segundos, que corresponden al tiempo de temporizador, la salida del TEMPORIZADOR 1 pasa a nivel alto, haciendo que la salida de la puerta NAND caiga a nivel bajo. Esto suspende el nivel alto de la entrada 1 de la puerta OR. La entrada 2 de la puerta OR está probablemente en nivel bajo en este momento; consideraremos esta situación con atención un poco más adelante. Con sus dos entradas en nivel bajo, la salida de la OR pasa a nivel bajo, y el motor conmuta a alta velocidad.

Entretanto, atrás en I1, su salida pasa a nivel bajo cuando el operador pulsa el botón LIBERAR. Este cambio produce un flanco de bajada el cual se aplica a la entrada *T* de OS1. Cuando el OS1 se enciende, su salida \bar{Q} pasa a nivel bajo, el cual se aplica a la entrada LOAD del contador regresivo. El número BCD presente a la salida del codificador es por tanto cargado en el contador regresivo. Cuando el pulso de salida de OS1 termina, la entrada CARGA regresa a nivel alto, y el contador regresivo está listo para empezar el conteo, cuando se presenten pulsos en su entrada CLK. Todo lo anterior sucede en una fracción de milisegundo; de este modo no hay oportunidad de que el contador pierda cualquier pulso generado, cuando el recipiente móvil accione uno de los interruptores de fin de carrera, IFC1 IFC9.

A medida que el motor acelera el recipiente móvil, éste se aproxima a IFC1. Cuando alcanza y acciona a IFC1, el convertidor de señal del CONTADOR entrega un pulso positivo. I3 lo convierte en un flanco de bajada, y el contador regresivo decrementa una vez. Asumamos que el número que se cargó fue 7 (0111). Después que el recipiente móvil acciona IFC1, el contenido del contador regresivo es 0110, ó 6.

A medida que el recipiente continúa moviéndose hacia la derecha a alta velocidad, entrega un flanco de bajada al contador regresivo cada vez que acciona un interruptor de fin de carrera. Por tanto, el contador está decrementando su contenido. Cuando el recipiente pasa por la posición 5 y acciona IFC5, el quinto pulso se entrega al contador regresivo. Esto hace que su contenido sea 0010 (2) debido a que se inició en 7 y ha recibido 5 pulsos. El recipiente continúa su desplazamiento hacia la derecha y a alta velocidad hasta llegar a IFC6. El sexto pulso hace que el contador pase al estado $DCBA = 0001$. El decodificador reconoce inmediatamente este número como el código binario del número 1 y en consecuencia, envía un nivel alto a su salida 1. Este nivel alto es enviado a la entrada 2 de la puerta OR y pone su salida en nivel alto. Por tanto el motor cambia a baja velocidad.

El recipiente, moviéndose ahora a baja velocidad, llega a su destino, encima del envase 7. Acciona IFC7 y entrega el séptimo pulso al contador regresivo. El contador pasa al estado $DCBA = 0000$. El decodificador lo reconoce como el número 0, de modo que pone su salida 0 en nivel alto. El inversor I4 invierte este nivel alto y enciende OS2. La salida *Q* de OS2 pasa a nivel alto, el cual se aplica a la entrada *R* de FF1. Este flip-flop pasa al estado DESACTIVADO, y en consecuencia desenergiza el arrancador adelante del motor y detiene el motor. El recipiente cargado tiene un bajo momento dado que venía a baja velocidad; él no se desliza después de desenergizado. Se detiene encima del envase 7.

La salida Q de OS2 se aplica a la entrada S de FF2, y lo lleva al estado ACTIVADO. Q_2 pasa a nivel alto, energizando el solenoide de vaciado y a la vez arranca el TEMPORIZADOR 2. Las compuertas de vaciado del recipiente se abren y hacen que el material se vacíe en el envase 7. Después de transcurrido el tiempo necesario para el vaciado completo del material, el TEMPORIZADOR 2 responde, y su salida pasa a nivel alto. Este nivel alto es aplicado a las entradas R de FF2 y S de FF3. FF2 se DESACTIVA, cerrando en consecuencia las compuertas de vaciado, y FF3 se ACTIVADA. Q_3 pasa a nivel alto y energiza el arrancador de reversa del motor, REV AM. Esto hace que el motor gire en la dirección de reversa y a alta velocidad. Por tanto, el recipiente se desplazará rápidamente hacia la posición de reposo. Cuando acciona el IFC REPOSO, el convertidor de señal REPOSO envía un nivel alto a la entrada R de FF3. El flip-flop se desactiva y desenergiza a REV AM, de modo que el recipiente se detiene en la posición de reposo.

Dijimos que consideraríamos con atención la situación de la entrada 2 de la OR cuando el recipiente comienza su movimiento. Antes asumimos que estaría en nivel bajo en ese momento. Este supuesto es válido siempre y cuando el destino sea uno de los envases 2 a 9. Si el destino del recipiente es uno cualquiera de estos envases, el número que se cargará en el contador *no* será 1(0001). Por tanto, cuando se inicie el movimiento del recipiente, el decodificador no estará recibiendo un 1, de modo que su salida 1 no será nivel alto; será nivel bajo. Por tanto, la entrada 2 de la puerta OR es nivel bajo.

Sin embargo, si el destino es el envase 1, el contador será inicializado con $DCBA = 0001$, y la salida 1 del decodificador estará en nivel alto cuando el recipiente inicie su desplazamiento. Bajo esta condición, el motor nunca cambiará a alta velocidad; hará la travesía completa hasta el envase 1 en baja velocidad. Siga la operación del circuito y verifique usted mismo esta situación.

PREGUNTAS Y PROBLEMAS

1. Explique por qué un flip-flop mantendrá su estado presente en forma indefinida en ausencia de una orden de cambio de estado proveniente del exterior.
2. Explique por qué en la Figura 3-3 el contactor del soldador B no puede energizarse, si el contactor del soldador A está ya energizado.
3. Explique detalladamente la diferencia entre un flip-flop RS y un flip-flop RS con entrada de reloj.
4. Explique la diferencia entre un flip-flop de disparo en el flanco de subida y un flip-flop de disparo en el flanco de bajada.
5. ¿Qué combinación de las entradas es ilegal en un flip-flop RS con entrada de reloj? ¿Por qué es ilegal?
6. En la Figura 3-5(b), ¿es posible que alguna vez ambas entradas S y R de FF1 estén en nivel alto en el mismo instante? ¿Por qué?
7. Explique por qué la mesa de la cepilladora de la Figura 3-5 siempre se detiene en su extremo izquierdo y nunca en su extremo derecho.
8. Haga las adiciones necesarias a la Figura 3-5 para permitir que el operador ponga a oscilar la mesa una vez instale la pieza de trabajo.
9. ¿Cuál es la gran diferencia entre un flip-flop JK y un flip-flop RS con entrada de reloj?

10. En un flip-flop, ¿es la señal *clear* prioritaria a una señal de ACTIVACION, que se presente en sus entradas sincronizadas con reloj?
11. Si el registro de desplazamiento de la Figura 3-8 arranca en el estado 0000 y se aplican dos pulsos de desplazamiento teniendo el terminal de entrada de FF1 en nivel alto, ¿cuál será el nuevo estado del registro de desplazamiento?
12. Muestre como el registro de desplazamiento de la Figura 3-8 puede utilizarse para *circular* una información; es decir, la información en FF4 no se perderá cuando se reciba un pulso de desplazamiento, sino que será reciclada.
13. En la Figura 3-9, ¿por qué FF1 siempre contendrá 0, a menos que el inspector cargue un 1 en él?
14. ¿Si se deseara construir un registro de desplazamiento de 10 bits, cuántos registros de desplazamiento integrados de 4 bits se necesitarán? Dibuje un esquema donde se muestren las interconexiones entre los registros integrados.
15. En pocas palabras, ¿por qué es difícil construir circuitos electrónicos que operen con el sistema de numeración *decimal*?
16. ¿Por qué es tan popular en circuitos electrónicos digitales, el sistema de numeración binario?
17. Expresé en BCD el número 45. Hágalo también con los números 761, 834, y 902.
18. Convierta a decimal los siguientes números BCD:
 - a. 0100 0111
 - b. 1000 0101
 - c. 0100 0001 0011
19. Con relación al contador mostrado en la Figura 3-11, ¿cuál es el estado del contador después de tres pulsos? ¿Después de ocho pulsos?
20. Analizando la operación del circuito, ¿cuál es el estado del contador de la Figura 3-11, después de 12 pulsos, después de 15 pulsos, y después de 16 pulsos?

Las preguntas 21 a 25 se refieren al contador de la Figura 3-12.

21. Explique por qué FFB no se ACTIVA cuando llega al décimo pulso.
22. ¿Qué hace que FFD se DESACTIVE en el décimo pulso?
23. Suponga que la puerta AND falló de tal forma que su salida fue siempre nivel bajo. Haga una tabla mostrando la secuencia de conteo del contador en estas condiciones.
24. Suponga que cuando se aplica la tensión al circuito, los flip-flops quedan en un estado aleatorio, tal que $DCBA = 1110$. Si no se aclara el contador antes que lleguen los pulsos de conteo, qué hará el contador. Haga una tabla mostrando la secuencia de conteo.
25. Repita la pregunta 24, pero con un estado aleatorio de los flip-flops igual a $DCBA = 1010$.
26. Explique en palabras la función de un decodificador BCD a decimal.
27. Refiérase a la Figura 3-15(a), qué línea de salida del decodificador pasará a nivel alto si la situación de entrada es $\overline{D}\overline{C}\overline{B}A = 1111$. Repita para $D\overline{C}\overline{B}A = 1111$.

Las preguntas 28 a 30 se refieren al sistema estampador de la Figura 3-16.

28. ¿Qué asegura que los contadores empiecen de cero el conteo, cada vez que se comienza uno nuevo?
29. Suponga que las cajas de cartón se van a cargar en seis grupos de ocho cajas cada grupo. ¿Cuál será la selección de los selectores? ¿Cuál será la salida BCD de los dos contadores que hará que la compuerta directora cambie de posición?
30. Repita la pregunta 29 pero para 7 grupos de 12 cajas cada grupo.
31. Explique en palabras qué hace un monoestable.

32. A los monoestables algunas veces se les denomina *elementos de retardo*. ¿Por qué cree usted que se les llama así?
33. ¿En la Figura 3-18, si se aumenta el valor de C , qué efecto tendría esto en el tiempo de encendido? Explique por qué.
34. ¿Qué medio se utiliza para ajustar el tiempo de encendido de un monoestable integrado?
35. Suponga que disponemos de dos monoestables, uno redispensible y el otro no, ambos con un tiempo de encendido de 10 mseg. Un pulso rápido se aplica a ambos en su entrada de disparo y en el mismo instante. Siete milisegundos después, se aplica un nuevo pulso rápido a las entradas de disparo de ambos monoestables. Haga un esquema que muestre las formas de onda de salida de ambos monoestables.
36. Considere el reloj de la Figura 3-20. Si $R_B = 50 \text{ K}$ y $C = 0,05 \mu\text{F}$, ¿cuál es aproximadamente, la frecuencia de salida?
37. Si el reloj de la pregunta 36 tiene un divisor por cuatro de frecuencia conectado a su salida, ¿cuál es la frecuencia de salida de la forma de onda resultante?
38. En términos generales, ¿cuál es el objeto de un temporizador industrial?
39. En palabras, explique la operación de cada uno de los cuatro tipos de contactos temporizados de un relé, N.A.T.C., N.A.T.A., N.C.T.C., y N.C.T.A..
40. ¿Cuáles son los símbolos estándar para cada uno de los contactos de la pregunta 39?
41. Considere un circuito RC con $R = 1,5 \text{ K}$ y $C = 0,1 \mu\text{F}$. ¿Cuánto tiempo tomaría el condensador en cargarse al total de la fuente dc?
42. En un circuito serie RC con $R = 6,8 \text{ K}$ y $C = 100 \mu\text{F}$, si se le aplica una fuente dc de 30 V, ¿qué tiempo tomará en cargarse a 18,9 V (63% de 30 V)?
43. Refiérase a la Figura 3-29, suponga que $(R_1 + R_2)C_1 = \tau = 0,2 \text{ seg}$. Si $V_s = 30 \text{ V}$ y $V_z = 15 \text{ V}$, ¿cuál es el retardo del temporizador? Utilice la curva universal de constante de tiempo de la Figura 3-27.
44. Repita la pregunta 43 pero con $V_z = 24 \text{ V}$.
45. Explique cada uno de los circuitos de retardo que se muestran en la Figura 3-28. Es decir, explique por qué cada circuito tiene la forma de onda V_{in} V_{out} que se muestra.

Las preguntas 46 a 51 se refieren al sistema envasador de la Figura 3-30.

46. El terminal común del selector de 10 posiciones está unido a tierra. Explique por qué esto es correcto (en oposición a si se conectará al + de la fuente dc).
47. ¿Por qué el terminal LOAD del contador regresivo está conectado a la salida \bar{Q} de OS1 en lugar de conectarse a la salida Q ?
48. Describa completamente el proceso de carga (inicialización) del contador regresivo con el número apropiado.
49. ¿Qué hace que ADE AM se desenergice? Explique el proceso por medio del cual el circuito desenergiza este arrancador de motor.
50. ¿Por qué es necesario que el recipiente móvil regrese a la baja velocidad antes de llegar a su destino?
51. Explique cómo el circuito hace que el recipiente regrese a la baja velocidad antes que llegue a su destino.
52. ¿Por qué es necesario el diodo D_1 en la Figura 3-29?
53. ¿Cuál es el supuesto ideal que siempre se hace respecto a los flancos de subida y de bajada de los pulsos de reloj que disparan los flip-flops?

4

El SCR

En la industria hay numerosas operaciones, las cuales requieren que se entregue una cantidad de potencia eléctrica variable y controlada. La iluminación, el control de velocidad de un motor, la soldadura eléctrica y el calentamiento eléctrico, *son* las cuatro operaciones más comunes. Siempre es posible controlar la cantidad de potencia eléctrica que se entrega a una carga si se utiliza un transformador variable para proporcionar un voltaje de salida variable. Sin embargo, para grandes potencias, los transformadores variables son físicamente grandes y costosos y necesitan un mantenimiento frecuente; estos tres factores hacen que los transformadores variables sean poco utilizados.

Otro método para controlar la potencia eléctrica que se entrega a una carga, es intercalar un reóstato en serie con la carga, para así controlar y limitar la corriente. Nuevamente, para grandes potencias, los reóstatos resultan de gran tamaño, costosos, necesitan mantenimiento y además, desperdician una cantidad apreciable de energía. Los reóstatos no son la alternativa deseable frente a los transformadores variables en el control de potencia industrial.

Desde 1960, está disponible un dispositivo electrónico, el cual no adolece de las fallas antes mencionadas. El SCR es pequeño y relativamente

barato, no necesita mantenimiento y su consumo de potencia es muy pequeño. Algunos SCR modernos pueden controlar corrientes del orden de varios cientos de amperios en circuitos que operan a voltajes tan elevados como 1.000 V. Por estas razones, los SCR son muy importantes en el campo del control industrial moderno. Estudiaremos los SCR en este capítulo.

OBJETIVOS

Al terminar este capítulo y después de realizar las prácticas de laboratorio sugeridas, se estará en capacidad de:

1. Explicar el funcionamiento de un circuito de control de potencia con SCR para controlar una carga resistiva
2. Definir ángulo de disparo y ángulo de conducción y mostrar como afectan el valor promedio de la corriente de carga
3. Definir algunos de los parámetros eléctricos importantes asociados a los SCR, tales como corriente de disparo de puerta, corriente de mantenimiento, voltaje directo en estado de CONDUCCION, etc. y dar el rango aproximado de valores esperados para dichos parámetros
4. Calcular aproximadamente la magnitud de la resistencia y de la capacitancia para un circuito de disparo de un SCR
5. Explicar el funcionamiento y ventajas de los dispositivos de disparo utilizados con los SCR
6. Construir un circuito con SCR para ser utilizado con una fuente de 115 V ac, y medir la corriente y el voltaje de puerta necesarios para el cebado del SCR
7. Construir un circuito detector de cruce de cero y explicar las ventajas de la conmutación a tensión cero sobre la conmutación convencional

4-1 TEORIA Y OPERACION DE LOS SCR

Un *rectificador controlado de silicio* (SCR, silicon controlled rectifier) es un dispositivo de tres terminales utilizado para controlar corrientes relativamente grandes de una carga. La Figura 4-1 muestra el símbolo esquemático de un SCR, junto con los nombres y letras de identificación de sus terminales.

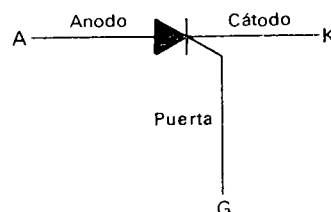


Figura 4.1 Símbolo esquemático y nombres de los terminales de un SCR.

Un SCR actúa de una manera muy similar a un interruptor. Cuando está CONDUCIENDO presenta un camino de baja resistencia para el flujo de corriente de ánodo a cátodo; por consiguiente, actúa como un interruptor cerrado. Cuando está BLOQUEADO, no puede fluir corriente de ánodo a cátodo; por consiguiente, actúa como un interruptor abierto. Debido a que es un dispositivo de estado sólido, la conmutación de un SCR es muy rápida.

El valor promedio de la corriente que fluye por la carga, puede controlarse colocando un SCR en serie con la carga. Esta disposición se muestra en la Figura 4-2. La fuente de alimentación en la Figura 4-2 generalmente es una fuente ac de 60 Hz, pero puede ser una fuente dc en circuitos especiales.

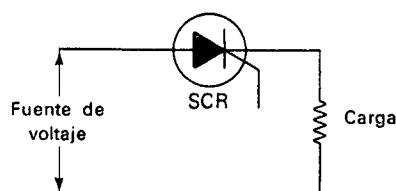


Figura 4-2. Relación circuital entre la fuente de voltaje, un SCR y la carga.

Si la fuente de alimentación es ac, el SCR permanece una cierta porción del período en el estado de CONDUCCION y el resto del período en el estado BLOQUEADO. En una fuente ac de 60 Hz, el período es 16,67 mseg. Son estos 16,67 mseg los que deben repartirse entre el estado de CONDUCCION y el estado BLOQUEADO. La cantidad de tiempo que permanece en cada estado se controla por medio de la puerta. Más adelante describiremos como lo hace.

Si el SCR permanece en el estado de CONDUCCION durante una pequeña porción del período, la magnitud promedio de la corriente por la carga es pequeña. Esto es debido a que la corriente puede fluir de la fuente a la carga y a través del SCR solamente durante un tiempo pequeño. Si la señal de puerta se cambia de tal manera que el SCR permanece en CONDUCCION durante una gran porción del período, entonces la magnitud promedio de la corriente será grande. Esto es debido a que ahora la corriente puede fluir desde la fuente a la carga y a través del SCR durante un tiempo relativamente grande. En esta forma, la corriente por la carga puede variarse ajustando la magnitud de la porción del período en la cual el SCR está en CONDUCCION.

Como su nombre lo sugiere, el SCR es un rectificador, de modo que solamente permite el paso de corriente durante el semiciclo positivo de la fuente ac. El semiciclo positivo es el semiciclo en el cual el ánodo del SCR es más positivo que el cátodo. Esto significa que el SCR de la Figura 4-2 no puede estar en CONDUCCION por más de medio ciclo. Durante el otro medio ciclo, la polaridad de la fuente es negativa, y esta polaridad negativa hace que el SCR quede inversamente polarizado, lo cual impide que circule cualquier corriente hacia la carga.

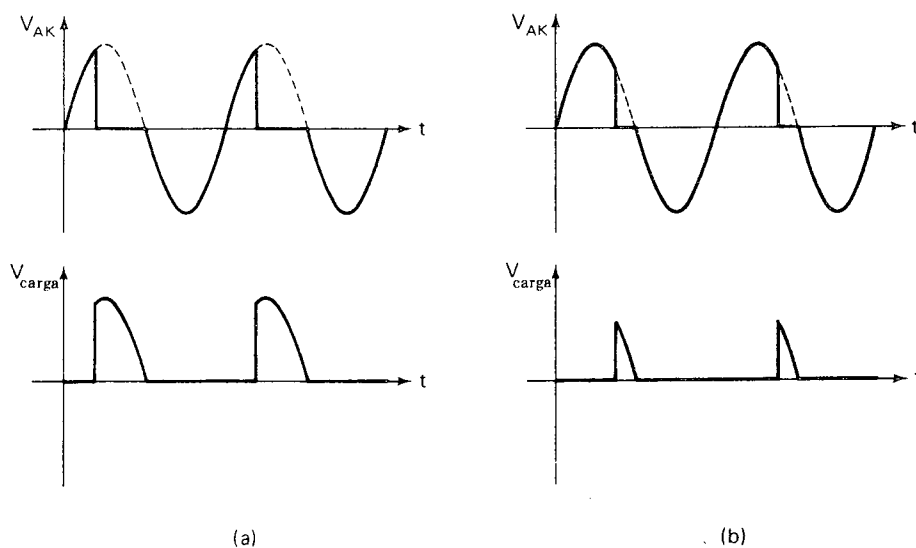


Figura 4-3. Formas de onda ideales del voltaje en terminales del SCR (V_{AK}) y voltaje en la carga. (a) Para un ángulo de disparo de cerca de 60° , y un ángulo de conducción de 120° . (b) Para un ángulo de disparo de cerca de 135° , y un ángulo de conducción de 45° .

4-2 FORMAS DE ONDA EN EL SCR

Los términos popularmente utilizados para describir como está operando un SCR, son *ángulo de disparo* y *ángulo de conducción*. El ángulo de conducción es el número de grados de un ciclo ac durante los cuales el SCR está en CONDUCCION. El ángulo de disparo es el número de grados de un ciclo ac que transcurren *antes* que el SCR pase al estado de CONDUCCION. Desde luego, estos términos están basados en la noción que el período equivale a 360 grados (360°).

La Figura 4-3 muestra las formas de onda en un circuito de control con SCR para dos ángulos de disparo distintos.

Interpretemos primero la Figura 4-3(a). Cuando el ciclo de ac comienza su alternancia positiva, el SCR está BLOQUEADO. Por tanto, el voltaje instantáneo a través de sus terminales ánodo y cátodo, es igual al voltaje de la fuente. Esto es justamente lo que sucedería si se colocara un interruptor abierto en lugar del SCR. El SCR está tumbando la totalidad del voltaje de la fuente, el voltaje a través de la carga (V_{carga}) es cero durante este tiempo. El extremo izquierdo de las formas de onda de la Figura 4-3(a) ilustra este hecho. Más adelante, a la derecha del eje horizontal, la Figura 4-3(a) muestra que el voltaje de ánodo a cátodo (V_{AK}) cae a cero después de cerca de un tercio del semiciclo positivo; este es el punto correspondiente a 60° . Cuando V_{AK} cae a cero, el SCR ha sido "cebado" o ha pasado al estado de CONDUCCION. Por tanto en este caso, el ángulo de disparo es 60° . Durante los próximos 120° el SCR actúa como un interruptor cerrado sin voltaje a través de sus terminales. El ángulo de conducción es 120° . El ángulo de disparo y el ángulo de conducción siempre totalizan 180° .

La forma de onda del voltaje en la carga en la Figura 4-3(a) muestra que cuando el SCR es cebado, el voltaje de la fuente se aplica a la carga. El voltaje de la carga sigue al voltaje de la fuente por el resto del semiciclo positivo, hasta cuando el SCR se BLOQUEA de nuevo. El BLOQUEO del SCR ocurre cuando el voltaje de la fuente pasa por cero.

En general, estas formas de onda muestran que antes de cebado el SCR, la totalidad del voltaje de la fuente cae en terminales del SCR y la carga recibe cero voltaje. Después de cebado el SCR, la totalidad del voltaje de la fuente cae en la carga, y el SCR tumba cero voltaje. El SCR actúa como un interruptor de acción rápida.

La Figura 4-3(b) muestra las mismas formas de onda para un ángulo de disparo diferente. En estas formas de onda, el ángulo de disparo es del orden de 135° y el ángulo de conducción del orden de 45° . La carga recibe el voltaje de la fuente durante un tiempo mucho más corto comparado con el de la Figura 4-3(a). Como resultado, la magnitud del promedio de la corriente resultante es más pequeña.

Ejemplo 4-1

¿Cuál condición causaría el mayor valor promedio de corriente en el circuito de la Figura 4-2, un ángulo de disparo de 30° o un ángulo de disparo de 45° ?

Solución. El ángulo de disparo de 30° , debido a que el SCR permanecería más tiempo en el estado de CONDUCCION. A mayor tiempo en CONDUCCION, mayor el valor promedio de la corriente.

Ejemplo 4-2

Si el ángulo de conducción de un SCR es 90° y se desea un valor promedio de la corriente del doble, ¿cuál es el nuevo ángulo de conducción necesario? La fuente ac es senoidal.

Solución. 180° . En este caso, duplicando el ángulo de conducción se duplica el valor promedio de la corriente por la carga, debido a que los primeros 90° de una onda senoidal son una imagen de los segundos 90° . Sin embargo, en general, *no* es cierto que duplicando el ángulo de conducción, se duplicará el valor promedio de la corriente.

4-3 CARACTERÍSTICAS DE PUERTA DEL SCR

Un SCR es cebado por la inyección de un pulso de corriente en la puerta. Esta corriente de puerta (i_c) fluye a través de la unión entre puerta y cátodo y sale del SCR por el terminal de cátodo. La magnitud de la corriente de puerta necesaria para cebar un SCR en particular se simboliza por I_{GT} . La mayoría de los SCR requieren una corriente de puerta comprendida entre 0,1 y 20 mA para cebarse ($I_{GT} = 0,1$ a 20 mA). Dado que entre puerta y cátodo hay una unión *pn* estándar, el voltaje entre estos terminales (V_{GK}) será ligeramente mayor que 0,6 V. La Figura 4-4 muestra las condiciones que deben existir en la puerta de un SCR para el cebado.

Una vez cebado el SCR, no es necesario que continúe fluyendo corriente por la puerta. El SCR permanece en CONDUCCION por el tiempo que fluya corriente a través de sus terminales principales, de ánodo a cátodo.

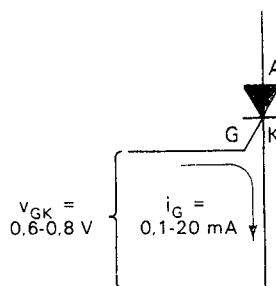


Figura 4-4. Voltaje puerta a cátodo (V_{GK}) y corriente de puerta (i_G) necesarios para cebar un SCR.

Cuando la corriente de ánodo a cátodo (i_{AK}) caiga por debajo de algún valor mínimo, denominada *corriente de mantenimiento*, simbolizada por I_{HO} , el SCR se BLOQUEARA. Esto generalmente ocurre cuando el voltaje ac de alimentación pasa por cero hacia su zona negativa. Para la mayoría de los SCR de mediana potencia, I_{HO} es del orden de 10 mA.

Ejemplo 4-3

En el circuito de la Figura 4-5, ¿qué nivel de voltaje se necesita en el punto x para cebar el SCR? La corriente de puerta necesaria para cebar el SCR 2N3669 es 20 mA bajo condiciones normales.

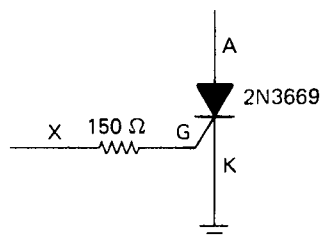


Figura 4-5. Un SCR con una resistencia de $150\ \Omega$ en su terminal de puerta y su terminal de cátodo conectado a la tierra del circuito.

Solución. El voltaje entre el punto X y el cátodo debe ser suficiente para polarizar directamente la unión existente entre los puntos G y K y también para producir una corriente de 20 mA a través de la resistencia de $150\ \Omega$. El voltaje de polarización directo es del orden de 0,6 V. De la ley de Ohm, $V_{XG} = (20\ \text{mA})(150\ \Omega) = 3,0\ \text{V}$. Por tanto, el voltaje necesario es $3,0 + 0,6 = 3,6\ \text{V}$.

4-4 CIRCUITOS TÍPICOS DE CONTROL DE PUERTA

El circuito típico de control de puerta más simple, algunas veces denominado circuito de disparo, se muestra en la Figura 4-6. Este es un ejemplo de utilización de la misma fuente de voltaje para alimentar ambos circuitos, el circuito de control de puerta y el circuito de carga. Esta modalidad es muy común en circuitos con SCR. Las posiciones del SCR y de la carga

se han cambiado con relación a las de la Figura 4-2, pero esto no cambia la operación del circuito.

En la Figura 4-6, si la fuente es ac, el funcionamiento es el siguiente: Cuando el interruptor está abierto, no es posible la circulación de corriente hacia la puerta. El SCR nunca pasará a CONDUCCION, de modo que esencialmente es un circuito abierto en serie con la carga. Por tanto, la carga está desenergizada.

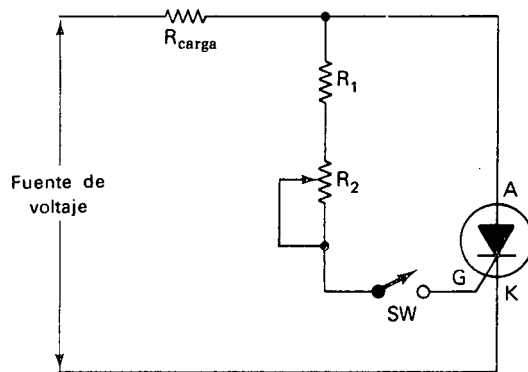


Figura 4-6. Circuito simple de disparo para un SCR.

Cuando se cierra SW, habrá corriente hacia la puerta cuando la fuente de voltaje sea positiva. El ángulo de disparo está determinado por la posición de R_2 , la resistencia variable. Si R_2 es baja, la corriente de puerta será suficientemente grande para cebar el SCR cuando la magnitud de la fuente de voltaje sea baja. Por tanto, el ángulo de disparo será pequeño y la magnitud del promedio de la corriente por la carga será grande. Si R_2 es alta, la fuente de voltaje debe subir a un valor alto para poder entregar suficiente corriente de puerta para cebar el SCR. Esto aumenta el ángulo de disparo y reduce la magnitud del promedio de la corriente de carga.

El propósito de R_1 es el de mantener algún valor fijo de resistencia en el terminal en caso que R_2 sea puesta en cero. Esto es necesario para proteger la puerta de sobrecorrientes. R_1 determina también el mínimo ángulo de disparo. En algunos casos se inserta un diodo en serie con la puerta para proteger la unión puerta-cátodo contra voltajes inversos altos.

Una desventaja de este circuito de disparo simple es que el ángulo de disparo puede ajustarse solamente de 0° a 90° . Este hecho puede entenderse si nos referimos a la Figura 4-7, en la cual se muestra que la corriente de puerta tiende a ser una onda senoidal en fase con el voltaje a través del SCR.

En la Figura 4-7(a), i_G apenas si alcanza a I_{GT} , la corriente de puerta necesaria para cebar el SCR. Bajo esta circunstancia el SCR se ceba a los 90° del ciclo. Puede suceder que si i_G fuese más pequeña, no podría, de ninguna manera, cebarse el SCR. Por tanto, ángulos de disparo mayores a 90° no son posibles con este tipo de circuito de control de puerta.

En la Figura 4-7(b), i_G es un poco más grande. En este caso, I_G alcanza el valor I_{GT} relativamente pronto durante el ciclo, lo cual produce un pronto cebado del SCR.

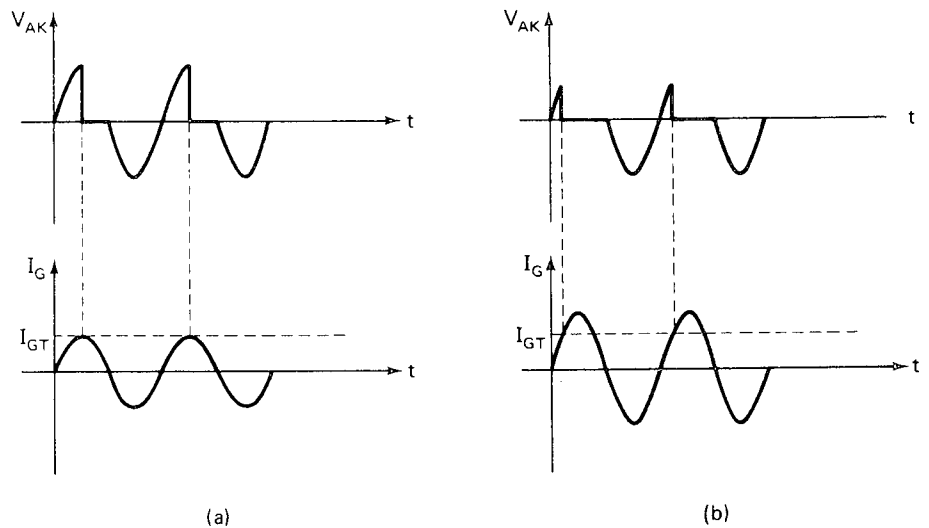


Figura 4-7. Formas de onda ideales del voltaje en los terminales principales del SCR y de la corriente de puerta. La línea a trazos representa la corriente de puerta necesaria para cebar el SCR (I_{GT}). (a) La corriente de puerta es baja, lo cual produce un ángulo de disparo del orden de 90° . (b) La corriente de puerta es grande, lo cual produce un ángulo de disparo cercano a 0° .

Debemos entender que las formas de onda de i_G de la Figura 4-7 son idealizadas. Tan pronto como el SCR de la Figura 4-6 se ceba, el voltaje de ánodo a cátodo cae casi a cero (de hecho de 1 a 2 V para la mayoría de los SCR). Dado que el voltaje de puerta está derivado del voltaje ánodo-cátodo, también caerá prácticamente a cero, suspendiendo la corriente de puerta. Además, dado que la puerta está inversamente polarizada durante el semiciclo negativo de la fuente ac de voltaje, realmente, no hay corriente negativa de puerta tal como se muestra en la Figura 4-7. Entonces en realidad, la curva de i_G es una onda senoidal en fase con la fuente de voltaje *solamente* en la región comprendida entre 0° y el punto de disparo. En cualquier otro momento i_G es cercana a cero.

Un punto más que debemos mencionar. Antes del disparo, la forma de onda de v_{AK} es prácticamente idéntica a la forma de onda de la fuente ac, debido a que la caída de voltaje en la carga, en la Figura 4-6, es despreciable antes del disparo. El voltaje en la carga es pequeño debido a que la resistencia de la carga en circuitos como éste, es mucho más pequeña que la resistencia en el circuito de control de puerta. La resistencia de la carga casi siempre es menor que $100\ \Omega$ y algunas veces menor que $10\ \Omega$. La resistencia fija en el circuito de control de puerta, típicamente es del orden de varios miles de ohmios. Cuando estas dos resistencias se conectan en serie, como sucede antes del disparo, el voltaje a través de la pequeña re-

sistencia de carga, es naturalmente menor. Esto hace que la casi totalidad del voltaje de la fuente aparezca en los terminales del SCR.

Ejemplo 4-4

En la Figura 4-6, asumamos que el voltaje de la fuente es 115 V rms, $I_{CT} = 15$ mA, y $R_1 = 3$ K. Se desea un ángulo de disparo de 90°. ¿A qué valor se debe ajustar R_2 ?

Solución. A 90°, el valor instantáneo del voltaje de la fuente es:

$$(115 \text{ V})(1,41) = 162 \text{ V.}$$

Despreciando la caída de voltaje en la carga y los 0,6 V que caen en la unión puertacátodo (ambos son despreciables comparados con 162 V), la resistencia total del circuito de puerta es:

$$\frac{162 \text{ V}}{15 \text{ mA}} = 10,8 \text{ K.}$$

Por tanto,

$$R_2 = 10,8 \text{ K} - 3 \text{ K} = 7,8 \text{ K.}$$

Ejemplo 4-5

En la Figura 4-6, si la resistencia de la carga es 40Ω y el voltaje de la fuente es 115 V rms ($103,5 V_{avg}$ *, ¿cuál es el promedio de la potencia disipada por el SCR cuando el ángulo de disparo es 0°? Asumamos que el voltaje directo a través del SCR es constante e igual a 1,5 V cuando el SCR está en CONDUCCION y la corriente inversa de fuga a través del SCR es pequeña y prácticamente despreciable. (La corriente inversa de fuga es menor que 1 mA en la mayoría de los SCR.)

Solución. Dado que la potencia disipada por el SCR durante el semiciclo negativo es cero (corriente inversa de fuga despreciable), la potencia promedio resultante es la mitad de la potencia promedio del semiciclo positivo. El promedio de la potencia disipada durante el semiciclo positivo es igual al producto del voltaje directo, V_T , y el promedio de la corriente directa durante el semiciclo positivo ($I_{T_{avg}}$):

$$P_{(semi +)} = (V_T)(I_{T_{avg}})$$

$$I_{T_{avg}} = \frac{103,5 \text{ V} - 1,5 \text{ V}}{40 \Omega} = 2,55 \text{ A}$$

$$P_{(semi +)} = (1,5 \text{ V})(2,55 \text{ A}) = 3,83 \text{ W}$$

$$P_{avg} = \frac{1}{2}(3,83 \text{ W}) = 1,91 \text{ W}$$

Del ejemplo anterior se desprende que el SCR es un dispositivo muy eficiente. En el Ejemplo 4-5 el SCR controla una corriente de carga de varios amperios y disipa solamente cerca de 2 W de potencia. Esto es mucho mejor que un reóstato en serie, a modo de comparación.

La razón de la notoria eficiencia de un SCR es que cuando está BLOQUEADO, su corriente es cercana a cero; y cuando está CONDUCCION, su voltaje es muy pequeño. En cualquiera de estos casos, el producto de la corriente y el voltaje es muy pequeño, lo cual resulta en una baja disipación de potencia.

Es esta baja disipación de potencia, la cual permite que el SCR sea encapsulado en una empaquetadura pequeña, haciéndolo económico. La eco-

*Recuerde que $V_{avg} = (0,90) V$ rms.

nomía y tamaño reducido son las dos características más atractivas de los SCR.

Operación con fuentes DC. Refirámonos nuevamente a la Figura 4-6; si la fuente de voltaje es dc, el circuito funciona de la manera siguiente: Cuando SW se cierra, el SCR se ceba. La resistencia en el terminal de puerta debe seleccionarse para que esto ocurra. Una vez cebado, el SCR permanecerá en CONDUCCION y la carga permanecerá energizada hasta tanto se suprima la fuente de voltaje. El SCR permanece en CONDUCCION aún si el SW se abre, debido a que no se necesita una corriente de puerta para mantener el SCR en CONDUCCION.

No obstante lo simple, este circuito es muy útil en aplicaciones de alarma. En una aplicación de alarma industrial, el contacto SW puede cerrarse cuando ocurra un mal funcionamiento en un proceso industrial. Como alarma contra ladrones, el contacto SW puede cerrarse al abrirse una ventana o por la interrupción de un haz luminoso.

4-5 OTROS CIRCUITOS DE CONTROL DE PUERTA

4-5-1 Retardos en el disparo usando condensadores

El método más simple para mejorar el circuito de control de puerta es adicionando un condensador en el extremo inferior de la resistencia del terminal de puerta, tal como se muestra en la Figura 4-8. La ventaja de este circuito es que el ángulo de disparo puede ajustarse a más de 90° .

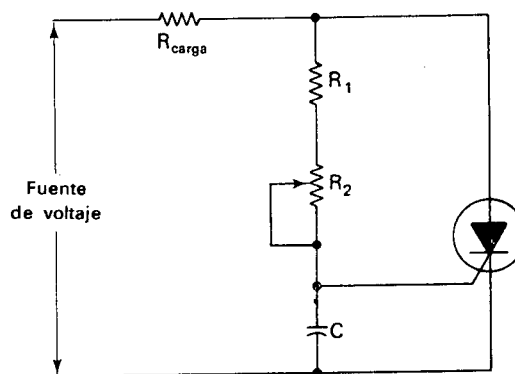


Figura 4-8. Circuito de control de puerta de un SCR el cual es un mejoramiento del circuito de la Figura 4-6. El condensador proporciona un rango amplio para el ajuste del ángulo de disparo.

Esto puede entenderse si nos centramos en el voltaje a través del condensador C . Cuando la fuente ac es negativa, el voltaje inverso a través del SCR es aplicado al circuito de disparo RC , cargando el condensador con su placa superior negativa y su placa inferior positiva. Cuando la fuente entra en su semiciclo positivo, el voltaje directo a través del SCR tiende a cargar C en la polaridad opuesta. Sin embargo, la formación de voltaje en la dirección opuesta es retardada hasta cuando la carga negativa sea remo-

vida de las placas del condensador. Este retardo en la aplicación de un voltaje positivo a la puerta, puede extenderse más allá de 90° . Cuanto mayor sea la magnitud de la resistencia del potenciómetro, más tiempo toma C en cargar positivamente su placa superior, y más tarde se cebará el SCR.

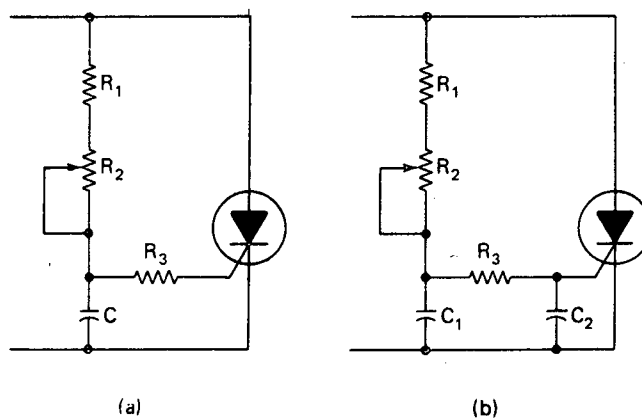
Esta idea puede ampliarse utilizando uno cualquiera de los circuitos de disparo de la Figura 4-9. En la Figura 4-9(a), se ha adicionado una resistencia en el terminal de puerta, y se requiere por tanto que el condensador se cargue por encima de $0,6\text{ V}$ para disparar al SCR. Con la resistencia conectada, el voltaje del condensador debe alcanzar un valor lo suficientemente alto para inyectar la corriente necesaria (I_{GT}) a través de la resistencia y hacia el terminal de puerta. Dado que C ahora se carga a un voltaje más alto, el disparo es aún más retardado.

La Figura 4-9(b) muestra una red RC doble para el control de puerta. En este esquema, el voltaje retardado de C_1 es utilizado para cargar C_2 , resultando aún más retardo en la formación del voltaje de puerta. Los condensadores de la Figura 4-9 generalmente están en el rango de $0,01$ a $1\mu\text{F}$.

Para la magnitud dada de los condensadores, el mínimo ángulo de disparo (máxima corriente de carga), se determina por medio de las resistencias R_1 y R_3 y el máximo ángulo de disparo, (mínima corriente de carga), se determina sustancialmente por la magnitud de la resistencia variable R_2 .

Los fabricantes de SCR proporcionan curvas detalladas para ayudar a la selección de resistencias y condensadores para los circuitos de control de puerta de la Figura 4-9. En términos generales, cuando estos circuitos de control se utilizan con una fuente ac de 60 Hz , la constante de tiempo RC del circuito debe estar en el rango de 1 a 30 mseg . Es decir, para el circuito simple RC de la Figura 4-9(a), el producto $(R_1 + R_2)C_1$, debe estar en el rango de 1×10^{-3} a 30×10^{-3} . Para el circuito doble RC de la Figura 4-9(b), $(R_1 + R_2)C_1$ debe estar comprendido en este rango, lo mismo que R_3C_2 .

Figura 4-9. Circuito mejorado de control de puerta de un SCR. Uno cualquiera de estos circuitos proporciona un rango más amplio de ajuste del ángulo de disparo que el de la Figura 4-8.



Este método de aproximación siempre causará que la operación de cebado se suceda en un punto del rango. La operación de cebado exacta que se desee, puede conseguirse experimentalmente ajustando estos valores aproximados de los componentes.

Ejemplo 4-6

Suponga que para el circuito de control de la Figura 4-9(b) se ha decidido utilizar los condensadores $C_1 = 0,068 \mu\text{F}$ y $C_2 = 0,033 \mu\text{F}$.

- Determine aproximadamente los valores de R_1 , R_2 y R_3 para tener un rango amplio en el ajuste del cebado.
- Una vez construido el circuito, se encuentra que no se puede ajustar el ángulo de disparo a un valor menor de 40° ; ¿qué resistencia debe cambiarse experimentalmente para obtener un ajuste por debajo de 40° ?

Solución

a. La constante de tiempo $(R_1 + R_2)C_1$, debe estar en el rango de 1×10^{-3} a 30×10^{-3} . Para obtener un rango de ajuste amplio, la constante de tiempo debe poder ajustarse en una gran parte de este rango. Como un estimativo, consideremos un rango de ajuste de 2×10^{-3} a 25×10^{-3} .

La mínima constante de tiempo ocurre cuando R_2 está completamente fuera, de modo que:

$$(R_1 + 0)(0,068 \times 10^{-6}) = 2 \times 10^{-3},$$

$$R_1 = 29,4 \text{ K.}$$

se escoge el valor comercial más cercano, que es **27 K**.

La máxima constante de tiempo (máximo ángulo de disparo) ocurre cuando R_2 está completamente en el circuito, de modo que:

$$(R_2 + 27 \times 10^3)(0,068 \times 10^{-6}) = 25 \times 10^{-3},$$

$$R_2 = 340 \text{ K.}$$

El potenciómetro comercial de valor más cercano es **300 K**.

La experiencia ha demostrado que la segunda constante de tiempo, $R_3 C_2$, debe ser cercana al menor valor del rango de ajuste. Asumamos entonces 5 mseg. Por tanto,

$$(R_3)(0,033 \times 10^{-6}) = 5 \times 10^{-3},$$

$$R_3 = \text{del orden de } \mathbf{150 \text{ K.}}$$

b. Cualquiera R_1 ó R_3 deben disminuirse para poder conseguir ángulos de disparo más pequeños, dado que los condensadores se cargarán más rápidamente con resistencias más pequeñas (constantes de tiempo más pequeñas). Usted probablemente ensayará primero con R_3 .

4-5-2 Uso de dispositivos de disparo en el manejo de la puerta

Los circuitos de las Figuras 4-6, 4-8 y 4-9, todos adolecen de dos desventajas:

- Dependencia de temperatura
- La operación de cebado es inconsistente entre varios SCR del mismo tipo

Mirando la desventaja **a**, un SCR tiende a cebarse a más baja corriente a medida que aumenta la temperatura (I_{GT} se baja). Por tanto, con

cualquiera de los circuitos discutidos antes, un cambio en la temperatura produce un cambio en el ángulo de disparo y de hecho, un cambio en la corriente de carga. En muchas aplicaciones industriales, este comportamiento es inaceptable.

El segundo problema es que los SCR, al igual que los transistores, presentan desviaciones en sus características eléctricas con respecto al grupo al cual pertenecen. Es decir, dos SCR de un tipo dado, pueden tener diferencias grandes en sus características. La variación en I_{GT} es la diferencia más seria.

La Figura 4-10 muestra como pueden eliminarse estas dificultades.

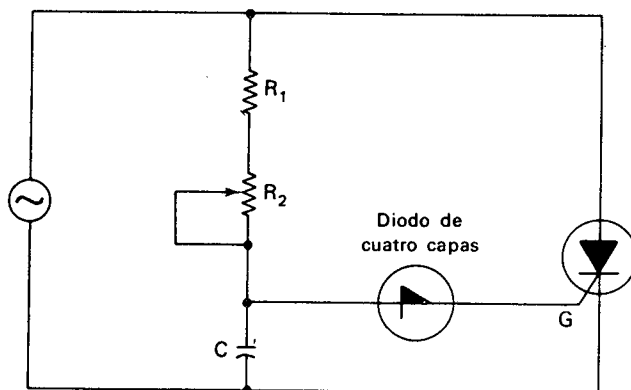


Figura 4-10. Circuito de control de puerta que utiliza un diodo de cuatro capas (diodo Shockley). El diodo de cuatro capas proporciona consistencia en la operación de disparo y reduce la dependencia de temperatura del circuito.

El *diodo de cuatro capas* de la Figura 4-10 tiene un cierto voltaje de disparo (ruptura positiva). Si el voltaje a través del condensador está por debajo del punto de disparo, el diodo de cuatro capas actúa como un interruptor abierto. Cuando el voltaje del condensador alcanza el punto de disparo, el diodo de cuatro capas conduce y actúa como un interruptor cerrado. Esto produce una gran inyección instantánea de corriente hacia la puerta, lo cual proporciona un cebado seguro del SCR.

La ventaja del diodo de cuatro capas es su independencia de la temperatura y el voltaje de disparo puede mantenerse consistente en todas las unidades del mismo tipo. Por tanto, las imperfecciones del SCR no tienen importancia, dado que es el diodo de cuatro capas quien determina el punto de disparo.

Existen otros dispositivos los cuales pueden conectarse en el terminal de puerta y producen el mismo efecto. Todos ellos presentan características de operación similares a las del diodo de cuatro capas, son independientes de la temperatura y presentan pequeñas diferencias respecto a su voltaje de ruptura. Algunos de los dispositivos de disparo más comunes son el interruptor unilateral de silicio, SUS (silicon unilateral switch), el interruptor bilateral de silicio, SBS (silicon bilateral switch), el diac y el transistor monojuntura, UJT (unijunction transistor), todos estos dispositivos se discutirán en los Capítulos 5 y 6.

4-6 METODOS ALTERNATIVOS DE CONEXION DE LOS SCR A LA CARGA

4-6-1 Control unidireccional de onda completa

La Figura 4-11(a) muestra como dos SCR pueden combinarse con un transformador de toma central para efectuar un control de onda completa. Este circuito se asemeja bastante al rectificador de onda completa para una fuente de alimentación dc. Cuando el devanado secundario está en el semiciclo positivo, positivo arriba y negativo abajo, el SCR₁ puede cebarse. Esto conecta la carga a la mitad superior del devanado secundario del transformador. Cuando el devanado secundario se encuentra en el semiciclo negativo, el SCR₂ puede cebarse, conectando la carga a la mitad inferior del devanado secundario. La corriente a través de la carga siempre fluye en la misma dirección, tal como sucede en una fuente dc de onda completa. La Figura 4-11(b) muestra las formas de onda de voltaje en la carga y del voltaje ac de línea para un ángulo de disparo de 45° aproximadamente.

La Figura 4-11(a) muestra dos circuitos de disparo, uno para cada SCR. A menudo estos dos circuitos pueden combinarse en uno solo utilizando uno de los dispositivos de disparo mencionados en la Sección 4-5. Esta práctica de diseño asegura que el ángulo de disparo es el mismo en ambos semiciclos.

4-6-2 Control bidireccional de onda completa

Otra configuración muy común de los SCR es la mostrada en la Figura 4-12(a). En este circuito, el SCR₁ puede cebarse durante el semiciclo positivo y el SCR₂ durante el semiciclo negativo. La corriente por la carga no es unidireccional. La Figura 4-12(c) muestra la forma de onda del voltaje en la carga para un ángulo de disparo de 120° aproximadamente. La Figura 4-12(b) muestra el mismo circuito redibujado de una manera más popular.

4-6-3 Circuitos puente con SCR

Un solo SCR puede controlar ambas alternancias de una fuente ac cuando se conecta como se muestra en la Figura 4-13(a). Cuando la línea ac está en su semiciclo positivo, los diodos *A* y *C* están polarizados directamente. Cuando el SCR se ceba, el voltaje de línea es aplicado a la carga. Cuando la línea ac está en su semiciclo negativo, los diodos *B* y *D* están directamente polarizados. Nuevamente el voltaje de línea es aplicado a la carga cuando el SCR se ceba. La forma de onda en la carga es similar a la mostrada en la Figura 4-12(c).

La Figura 4-13(b) muestra un puente rectificador controlado por un solo SCR, esta vez, la carga está conectada en serie con el SCR. La corriente de carga es unidireccional, y su forma de onda de voltaje es similar a la mostrada en la Figura 4-11(b).

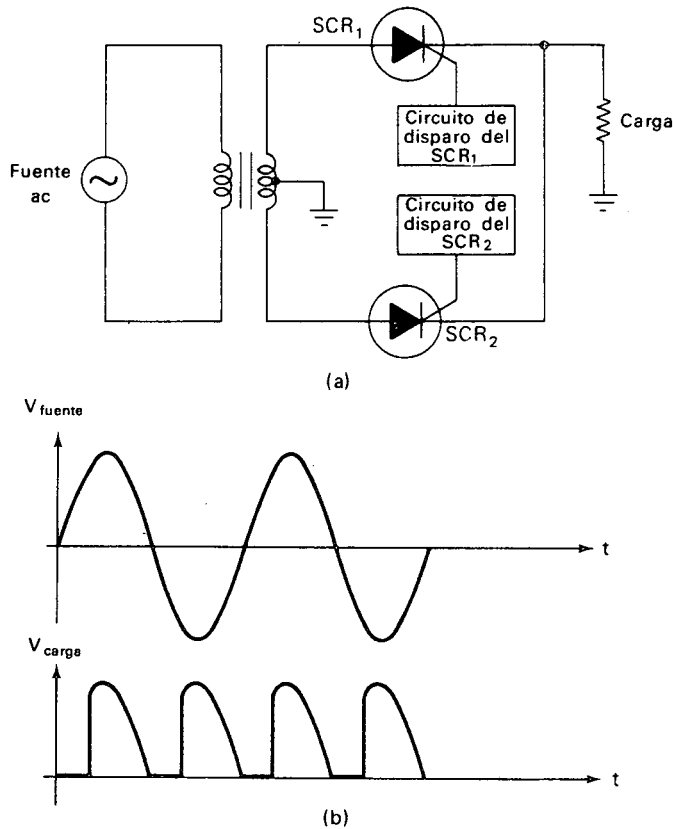


Figura 4-11. (a) Control de potencia de onda completa con rectificación, utilizando dos SCR y un devanado con toma central. (b) Formas de onda del voltaje de la fuente y del voltaje en la carga. Ambos semiciclos ac están siendo utilizados para la entrega de potencia, pero el voltaje en la carga tiene una sola polaridad (es rectificado).

4-7 LOS SCR EN CIRCUITOS DC

Cuando un SCR es utilizado en un circuito dc, no ocurre BLOQUEO automático, porque, desde luego, la fuente de voltaje no pasa por cero. En esta situación, deben utilizarse otros medios para suspender la corriente principal del SCR (reducirla por debajo de I_{HO}). El método obvio para hacerlo es desconectar la fuente de alimentación dc. En la mayoría de los casos, es impracticable.

A menudo, la corriente principal se suspende efectuando un cortocircuito temporal entre ánodo y cátodo. Este procedimiento se ilustra en la Figura 4-14(a), en la cual un transistor como interruptor está conectado en paralelo con el SCR. Cuando el SCR va a ser BLOQUEADO, el circuito de disparo activa el transistor y lo lleva a saturación. La corriente de carga circula momentáneamente por el transistor haciendo que la corriente principal del SCR caiga por debajo de I_{HO} . El transistor se mantiene en

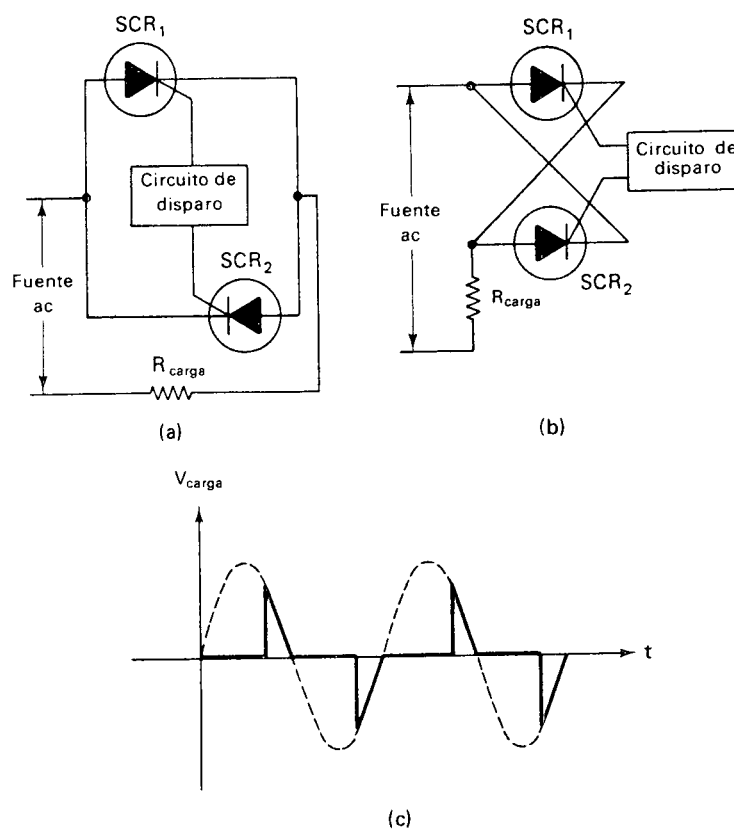
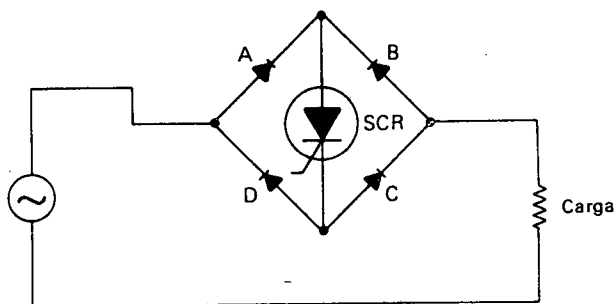


Figura 4-12. (a) Control de potencia de onda completa sin rectificación, utilizando dos SCR. (b) El mismo circuito dibujado de otra manera. (c) Forma de onda del voltaje en la carga. Ambos semiciclos de la onda ac son utilizados en la entrega de potencia, y el voltaje de la carga no es rectificado.

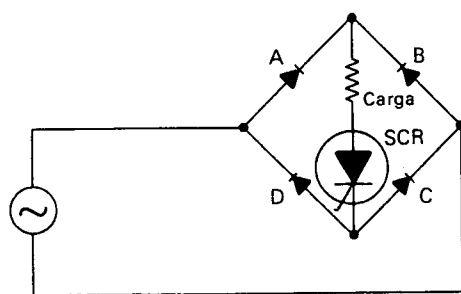
CONDUCCION el tiempo suficiente para que el SCR se BLOQUEE. Este hecho normalmente toma algunos milisegundos en un SCR de mediana potencia. Luego el circuito de disparo suspende la corriente de base, llevando el transistor a CORTE antes que sea dañado por el paso de la gran corriente de carga.

En esta distribución el circuito de disparo es responsable tanto por la CONDUCCION como por el BLOQUEO del SCR. Estos circuitos son naturalmente más complejos que los discutidos en la Sección 4-5, los cuales son solamente responsables de la CONDUCCION.

Puede ejecutarse un BLOQUEO más efectivo si se polariza inversamente el SCR. Un circuito capaz de efectuarlo se muestra en la Figura 4-14(b). En este circuito el condensador se carga con la polaridad indicada cuando el SCR pasa a CONDUCCION. Para el BLOQUEO, el circuito de disparo nuevamente satura el transistor, lo cual efectivamente coloca al condensador en paralelo con el SCR. Dado que el voltaje a través del condensador no puede cambiar instantáneamente, el condensador aplica temporalmente un voltaje inverso al SCR y lo BLOQUEA.



(a)



(b)

Figura 4-13. Un puente de onda completa combinado con un SCR para controlar ambos semiciclos de la línea ac. (a) Con la carga conectada en una de las líneas ac que alimentan el puente, el voltaje en la carga no es rectificado, tal como el mostrado en la Figura 4-12(b). (b) Con la carga conectada en serie con el SCR, el voltaje en la carga es rectificado, tal como el de la Figura 4-11(b).

Ejemplo 4-7

En la Figura 4-14(a), supongamos que el voltaje de la fuente dc es 48 V y que el circuito de disparo funciona como sigue:

- 1) Entrega un pulso de cebado a la puerta del SCR;
 - 2) 6,0 mseg después entrega un pulso a la base del transistor;
 - 3) Repite este ciclo de operación a una frecuencia de 125 Hz.
- a. Describir la forma de onda en la carga. Despreciando V_T .
- b. Si la resistencia de la carga es $12\ \Omega$, ¿cuál es el promedio de potencia entregado a la carga?

Solución

a. Para una frecuencia de 125 Hz, el periodo es:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{125\ \text{Hz}} = 8\ \text{mseg},$$

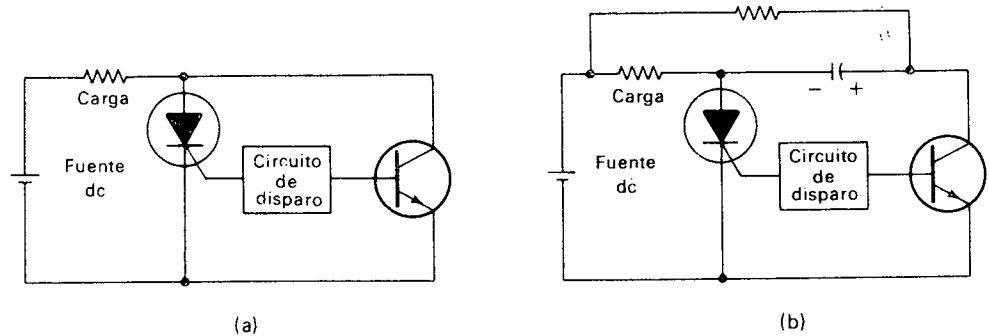


Figura 4-14. Circuitos de conmutación con SCR. (a) El transistor como interruptor cortocircuita el SCR y por tanto lo BLOQUEA. (b) El transistor como interruptor pone en paralelo con el SCR un condensador cargado para polarizarlo inversamente y así BLOQUEAR al SCR.

de modo que la forma de onda en la carga será una onda rectangular, con un nivel alto de 48, permaneciendo 6 mseg en este nivel alto (a 48 V) y 2 mseg en nivel bajo (a 0 V).

$$b. \quad P_{\text{conducción}} = \frac{V_{\text{carga}}^2}{R_{\text{carga}}} = \frac{48^2}{12} = 192 \text{ W}$$

$P_{\text{avg}} = (0,75) (P_{\text{conducción}})$, dado que el SCR está en CONDUCCION durante un 75% del total del período. Por tanto,

$$P_{\text{avg}} = (0,75)(192 \text{ W}) = 144 \text{ W.}$$

PREGUNTAS Y PROBLEMAS

- Las letras SCR significan rectificador controlado de silicio. Explique el uso de la palabra *rectificador* en el nombre del dispositivo.
- ¿Cuáles son las dos cosas que deben sucederse para cebar un SCR?
- Explique, en palabras, qué significa cada uno de los siguientes símbolos:
 - I_{GT}
 - $I_{T, rms}$
 - I_{HO}
 - V_T
- ¿Cuáles son los dos beneficios importantes que se consiguen al utilizar dispositivos tipo-ruptura para el disparo de un SCR?
- Enumere algunos de los dispositivos tipo-ruptura comunes.
- En términos generales, ¿cuál es la magnitud de corriente de puerta necesaria para disparar un SCR de mediana potencia?
- En términos generales, ¿cuál es la magnitud del voltaje que aparece entre los terminales de ánodo y cátodo de un SCR de mediana potencia después del cebado?
- Describa los métodos utilizados para BLOQUEAR los SCR en un circuito dc.
- En la práctica 4-1, el instructor dice que el chasis del osciloscopio debe ser aislado de la tierra física si la fuente ac no lo está. Utilizando dibujos, explique cuidadosamente por qué es esto necesario.
- Explique por qué un SCR es superior a un reóstato en serie para controlar y limitar la corriente a través de la carga.

11. ¿Qué efecto tiene sobre V_T un aumento de la corriente anódica? ¿Específicamente, si se duplica la corriente anódica también se duplicará V_T ?
12. Después de cebado un SCR, ¿qué efecto tiene sobre el SCR la señal de puerta?
13. En la Figura 4-6, el voltaje de la fuente es 115 V rms 60 Hz. El SCR tiene un I_{GT} de 35 mA; $R_1 = 1\text{ K}$; ¿Qué valor de R_2 producirá un ángulo de disparo de 90° ?
14. Si R_2 es puesta a un valor de 2,5 K en la Pregunta 13, ¿cuál será el ángulo de disparo? ¿Cuál es el ángulo de conducción?
15. El circuito de control de puerta de la Figura 4-9(a) es utilizado con una fuente dc de 60 V y con interruptor. La carga, de baja resistencia, se encuentra conectada como se muestra en la Figura 4-8. $R_1 = 1\text{ K}$, $R_2 = 2,5\text{ K}$, $R_3 = 1\text{ K}$, y $C = 0,5\mu\text{F}$. La magnitud de I_{GT} del SCR es 10 mA. Si súbitamente se enciende la fuente, ¿cuánto tiempo transcurrirá antes que el SCR se cebe? *Sug*: Utilice la curva universal de constante de tiempo del Capítulo 3, además del Teorema de Thevenin.
16. Para el circuito de la Pregunta 15, ¿qué valor de C producirá un retardo de 70 mseg entre el cierre del interruptor y el cebado del SCR?
17. Para el circuito de la Figura 4-8, el voltaje de la fuente es 220 V rms, 60 Hz. La resistencia de la carga es 16Ω . Desprecie el V_T del SCR.
 - a. ¿Cuánta potencia se entrega a la carga, si el ángulo de disparo es 0° ?
 - b. ¿Cuánta se entrega si el ángulo de disparo es 90° ?
 - c. ¿Si el ángulo de disparo es 135° , la potencia en la carga será menor o mayor que la mitad de la potencia entregada a un ángulo de disparo de 90° ? Explique.
18. Para la Figura 4-9(a), $C = 0,47\mu\text{F}$. Encuentre las magnitudes aproximadas de R_1 y R_2 para obtener un rango amplio en el ajuste del ángulo de disparo.
19. En la Figura 4-9(a), si $R_1 = 4,7\text{ K}$ y $R_2 = 100\text{ K}$, escoja una magnitud aproximada de C , el cual permitirá ajustar luego el ángulo de disparo.

PRACTICAS DE LABORATORIO SUGERIDAS

PRACTICA 4-1: UN CIRCUITO DE CONTROL DE POTENCIA CON SCR

Propósito

- a. Observar la operación y formas de onda de un SCR manejando una carga resistiva.
- b. Determinar las características eléctricas de un SCR en particular
- c. Observar la estabilidad con respecto a temperatura y cambios en las características cuando se utiliza un dispositivo de disparo (un diodo de cuatro capas)

Procedimiento

Monte el circuito de control de puerta de la Figura 4-9(a), con $R_1 = 47\text{ K}$, $R_2 = 500\text{ K}$ (un potenciómetro), $R_3 = 1\text{ K}$ y $C = 0,1\mu\text{F}$. La resistencia de carga y la fuente se conectan como muestra la Figura 4-8. La fuente ac puede ser 115 V ac, aislada de la tierra física.

Si no es posible disponer de una fuente de 115 V ac aislada de la tierra física, entonces el osciloscopio debe aislarse de ésta por medio de un adaptador de 3 a 2. Es necesario tener cuidado, dado que el chasis del osciloscopio quedará "energizado" durante ciertas partes de esta práctica de laboratorio. Es decir, el chasis tendrá una gran diferencia de potencial con respecto a la tierra física y no debe ser tocado. Mucha gente considera este aspecto inaceptable por ser peligroso. El problema puede

resolverse por otros métodos: 1) Utilice un transformador reductor con 48 V de voltaje secundario aproximadamente, para así aislar el circuito de la tierra física y trabajar la totalidad del circuito a voltaje reducido. 2) Verifique la polaridad de la línea ac para asegurarse que el cátodo del SCR quede conectado a la tierra física. Entonces, utilizando un osciloscopio con entrada diferencial, conecte permanentemente la tierra del osciloscopio al cátodo del SCR y utilice la entrada diferencial para las mediciones del voltaje en la carga y del voltaje en la resistencia de puerta.

Utilice un SCR de mediana potencia y de puerta sensible como el tipo TIC106B o uno equivalente. La carga debe ser una resistencia de potencia de $100\ \Omega$ a 100 W o una bombilla de 100 W. Intercale un amperímetro de 0-1 Amp en serie con la carga.

- a. Coloque las puntas del osciloscopio a través de la resistencia de carga.
 1. Mida y anote los valores mínimo y máximo del ángulo de disparo.
 2. Anote el promedio de la corriente bajo estas circunstancias. ¿Están estas lecturas de acuerdo con lo que usted ya conoce acerca de la relación entre la corriente de carga y el ángulo de disparo?
 3. ¿En cuál dirección se debe girar el potenciómetro de 500 K para aumentar el ángulo de disparo? Explique el porqué de esto.
 4. Dibuje la forma de onda en la carga para un ángulo de disparo intermedio.
- b. Sin modificar la posición del potenciómetro en el numeral 4, conecte el osciloscopio entre ánodo y cátodo del SCR.
 1. Dibuje la forma de onda del voltaje en el SCR para el mismo ángulo de disparo intermedio del numeral 4.
 2. Compare la forma de onda del voltaje en el SCR con la forma de onda del voltaje en la carga. ¿Qué pone de manifiesto esta comparación?
 3. Mida el voltaje entre terminales del SCR una vez cebado (V_T). ¿Es justamente constante? ¿Su magnitud es la esperada?
- c. Coloque el osciloscopio a través de la resistencia de puerta de 1 K. La corriente que fluye hacia la puerta puede calcularse aplicando la ley de Ohm a la resistencia de 1 K.
 1. Mida la corriente de puerta necesaria para cebar el SCR (I_{GT}). ¿En cuánto cambia a medida que variamos el ángulo de disparo?
- d. Coloque el osciloscopio a través de la carga y ajuste el ángulo de disparo en algún valor intermedio. Caliente el SCR y observe lo que sucede con el ángulo de disparo. Un cautín o un fósforo que acerque al empaque plástico del SCR por algunos segundos lo calentará lo suficiente. No toque la envoltura metálica de un SCR con un cautín que tenga el elemento calefactor a tierra. ¿Qué efecto produce en un SCR un aumento en la temperatura?
- e. Conecte un diodo de cuatro capas (1N5793 o similar) en serie con la resistencia de puerta de 1 K. Repita los pasos a y d. ¿Qué diferencia importante nota en este circuito?
- f. Si dispone de varios diodos de cuatro capas del mismo tipo, reemplácelos en el circuito y repita el numeral e. ¿Qué se puede concluir acerca de las características de los diodos de cuatro capas del mismo tipo?

PRACTICA 4-2: CIRCUITO DE CONTROL DE PUERTA CON DOBLE RC PARA EL DISPARO DE UN SCR

Propósito

- a. Observar la posibilidad de ángulos de disparo mayores con un circuito de control de puerta que utiliza un doble RC

b. Observar la forma de onda no sinusoidal que se presenta cuando un SCR maneja un motor o cualquier otra carga inductiva

Procedimiento

Monte el circuito de control de puerta de la Figura 4-9(b). La carga y la fuente ac deben conectarse como se muestra en la Figura 4-8. Nuevamente, la fuente ac de 115 V debe aislarse de la tierra física, pero si no es posible, siga las sugerencias dadas en la práctica 4-1.

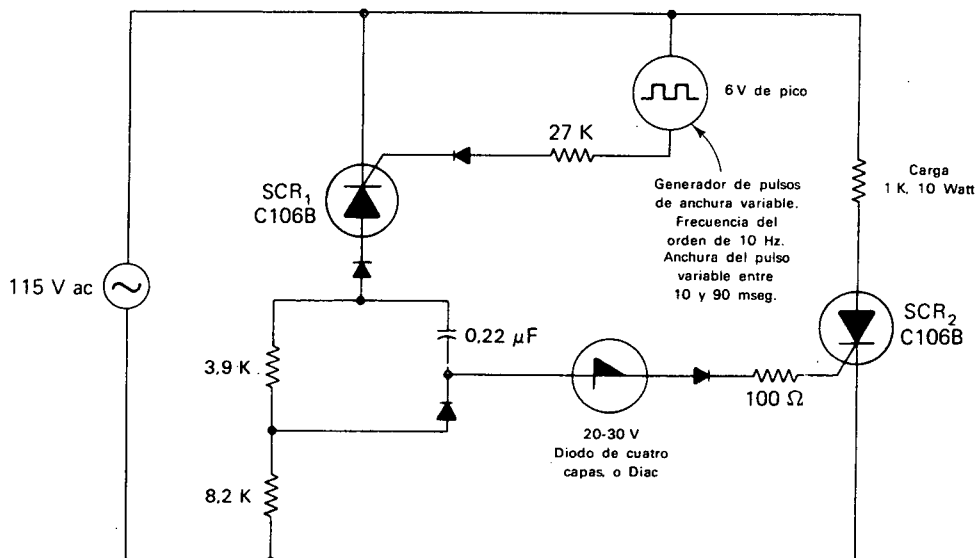
Utilice los siguientes valores de los componentes: $R_1 = 4,7\text{ K}$, $R_2 = 100\text{ K}$ (potenciómetro) $R_3 = 10\text{ K}$, $C_1 = 0,5\ \mu\text{F}$, y $C_2 = 0,05\ \mu\text{F}$. Coloque un diodo rectificador en el terminal de puerta, en serie con la resistencia de puerta de 1 K para protegerla y limitar la corriente de puerta. El SCR debe ser de mediana corriente y poder soportar un voltaje inverso de 200 V , tal como el C106B. Como carga, utilice un motor universal (ac y dc). Tal como el motor de $\frac{1}{4}$ hp de un taladro.

Observe la forma de onda del voltaje en la carga conectando el osciloscopio entre los terminales del motor. Trate de explicar por qué el SCR no se BLOQUEA exactamente cuando el voltaje ac de línea pasa por cero hacia el semiciclo negativo.

PRACTICA 4-3: UN INTERRUPTOR POR CRUCE DE CERO PARA UN SCR

La conmutación por cruce de cero es la técnica que siempre conmuta al estado de CONDUCCION un SCR en el instante mismo en que el voltaje de la fuente es cero. Esto es deseable por dos razones. (a) Evita que se demande una gran cantidad de corriente lo cual ocurre cuando un voltaje relativamente alto se aplica de improviso a una carga de baja resistencia. Por tanto previene choques térmicos en la carga. (b) Elimina interferencia electromagnética, la cual es el resultado de los grandes picos en la corriente de carga.

Figura 4-15. Circuito de control de potencia por detección de cruce de cero. La potencia en la carga se controla por la variación del ancho del pulso.



La Figura 4-15 muestra un circuito de conmutación por cruce de cero. El promedio de la corriente de carga se controla por medio del ancho del pulso de la onda rectangular del generador de pulsos.

Observe la forma de onda de V_{carga} en un osciloscopio. Si se dispone de un osciloscopio de doble trazo, visualice también la forma de onda del generador de pulsos al tiempo con la de carga.

Note que el voltaje en la carga siempre aparece como semiciclos *completos* y que el número de semiciclos en CONDUCCION versus el número de semiciclos BLOQUEADO puede variar. Esta es la esencia del control por detección de cruce de cero.

Coloque cerca al control por detección de cruce de cero, un radio barato. ¿Se oye alguna interferencia electromagnética en el radio? Repita esta prueba con uno cualquiera de los circuitos de las prácticas 4-1 ó 4-2. Comente la diferencia.

¿Puede usted explicar cómo trabaja este circuito? *Sug:* El condensador de $0,22 \mu\text{F}$ se carga durante el semiciclo negativo. El condensador es por tanto la fuente de energía para cebar el SCR₂ cuando la línea ac pasa por cero hacia positivo.

5

El UJT

El transistor monojuntura (UJT, unijunction transistor) es un dispositivo de conmutación del tipo ruptura. Sus características lo hacen muy útil en muchos circuitos industriales, incluyendo temporizadores, osciladores, generadores de onda, y más importante aún, en circuitos de control de puerta para SCR y triacs. En este capítulo se introducirán su teoría y características de operación y algunos ejemplos de cómo pueden utilizarse en tales circuitos. Una descripción más detallada de la utilización de los UJT en circuitos de disparo para los triacs se da en el Capítulo 6.

OBJETIVOS

Al terminar este capítulo se estará en capacidad de:

1. Interpretar la curva característica voltaje-corriente de un UJT e identificar el voltaje de pico, la corriente de pico, el voltaje de valle, y la corriente de valle
2. Explicar las variables del UJT, voltaje de pico (V_p), relación intrínseca entre contactos (η), y voltaje interbase (V_{B1B2}), y calcular uno cualquiera de estos, dados los otros dos
3. Explicar el funcionamiento de un oscilador de relajación y de un temporizador con UJT y calcular los valores apropiados de las resistencias y condensadores de tiempo en estos circuitos

4. Explicar el problema del enganche del UJT, porqué ocurre y cómo resolverlo
5. Explicar el funcionamiento de un circuito de disparo sincronizado con la línea, que utiliza un UJT para el cebado de un SCR, y calcular los valores apropiados de los componentes de tiempo y de estabilización
6. Explicar en detalle el funcionamiento de un circuito de conmutación secuencial de cargas que utiliza varios UJT
7. Explicar el funcionamiento de un amplificador de salida lógico de estado sólido, construido con un SCR disparado por un UJT

5-1 TEORIA Y OPERACION DE LOS UJT

5-1-1 Disparo del UJT

El UJT es un dispositivo de tres terminales, los cuales se denominan emisor, base 1, y base 2. La Figura 5-1(a) muestra el símbolo esquemático y la localización de los terminales. No es buena idea tratar de relacionar mentalmente los nombres de los terminales del UJT con los de un transistor bipolar. Desde el punto de vista del funcionamiento, no hay similitud entre el emisor de un UJT y el emisor de un transistor bipolar. Lo mismo sucede con los terminales de base del UJT y con los del transistor bipolar. En realidad, los nombres de los terminales obedecen a su funcionamiento interno, el cual considera la acción de los portadores de carga, pero el funcionamiento interno del dispositivo no es de importancia para nosotros.

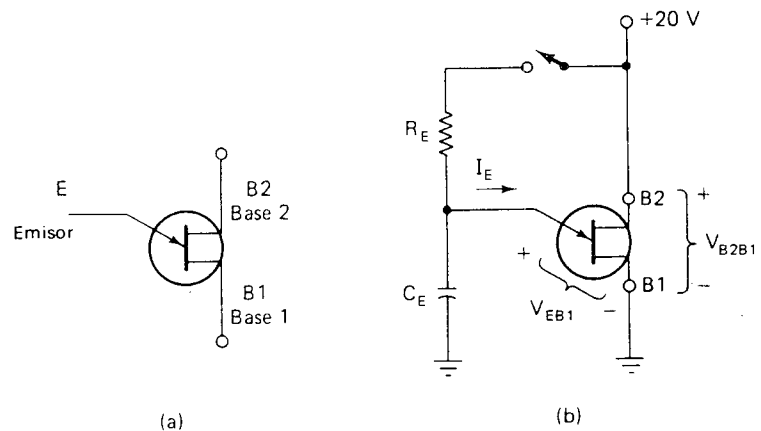


Figura 5-1. (a) Símbolo esquemático y nombre de los terminales del UJT. (b) Un UJT conectado en un circuito simple. Este dibujo muestra la corriente de emisor (I_E) el voltaje emisor a base 1 (V_{EB1}) y el voltaje de base 2 a base 1 (V_{B2B1}).

En pocas palabras, el UJT funciona como sigue. Refiérase a la Figura 5-1(b).

a. Cuando el voltaje entre emisor y base 1, V_{EB1} , es menor que un cierto valor denominado *voltaje de pico*, V_P , el UJT está CORTADO, y no puede fluir corriente de E a $B1$ ($I_E = 0$).

b. Cuando V_{EB1} sobrepasa a V_p en una pequeña cantidad, el UJT se dispara o CONDUCE. Cuando esto sucede, el circuito E a $B1$ es prácticamente un cortocircuito, y la corriente fluye instantáneamente de un terminal a otro. En la mayoría de los circuitos con UJT, el pulso de corriente de E a $B1$ es de corta duración, y el UJT rápidamente regresa al estado de CORTE.

Como se muestra en la Figura 5-1(b), una fuente dc externa está aplicada entre $B2$ y $B1$, siendo $B2$ el terminal más positivo. Como se indica, el voltaje entre los dos terminales de base se simboliza por V_{B2B1} . Para un tipo dado de UJT, el voltaje de pico V_p es un cierto porcentaje fijo del valor V_{B2B1} , más 0,6 V. Este porcentaje fijo se denomina la *relación intrínseca entre contactos*, o simplemente la *relación entre contactos*, del UJT, y se simboliza por η .

Por tanto, el voltaje de pico de un UJT puede escribirse como:

$$V_p = \eta V_{B2B1} + 0,6 \text{ V}, \quad (5-1)$$

donde los 0,6 V corresponden a la caída de voltaje en sentido directo de la unión pn de silicio que existe entre emisor y base 1.

Ejemplo 5-1

Si el UJT de la Figura 5-1(b) tiene una relación entre contactos $\eta = 0,55$ y un voltaje externo V_{B2B1} , de 20 V, ¿cuál es el voltaje de pico?

Solución. De la Ecuación (5-1),

$$V_p = 0,55(20 \text{ V}) + 0,6 \text{ V} = \mathbf{11,6 \text{ V}}.$$

En este caso, V_{EB1} deberá ser mayor que 11,6 V para poder disparar el UJT.

Refirámonos nuevamente al circuito de la Figura 5-1(b). El condensador comenzará a cargarse a través de R_E en el instante mismo que se cierra el interruptor. Dado que el condensador está conectado entre E y $B1$, cuando su voltaje alcance 11,6 V el UJT disparará (asumiendo $\eta = 0,55$ como en el Ejemplo 5-1). Esto permitirá que la carga almacenada en las placas de C_E se descargue rápidamente a través del UJT. En la mayoría de las aplicaciones con UJT, este pulso de corriente de E a $B1$ representa la salida del circuito. Este pulso de corriente puede ser utilizado para disparar un tiristor*, o para poner en CONDUCCION un transistor, o simplemente para producir un voltaje en bornes de una resistencia intercalada entre base 1 y tierra.

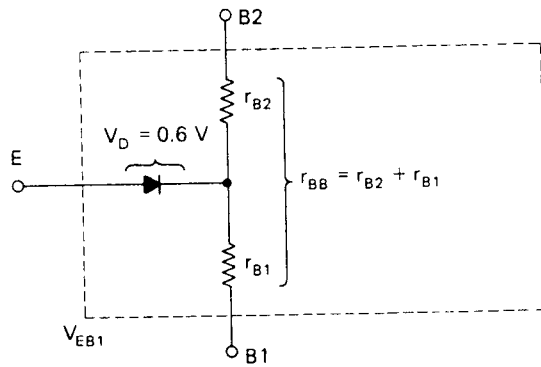
5-1-2 Curvas características voltaje-corriente del UJT

Hay una cierta resistencia interna que existe entre los terminales de base $B2$ y $B1$. Esta resistencia es del orden de 5 a 10 K ohmios en la mayoría de los UJT y se representa en la Figura 5-2(a) por r_{BB} . En la estructura física de un UJT, el terminal de emisor toca el cuerpo del UJT en un sitio entre el terminal $B2$ y el terminal $B1$. Por consiguiente, se forma un

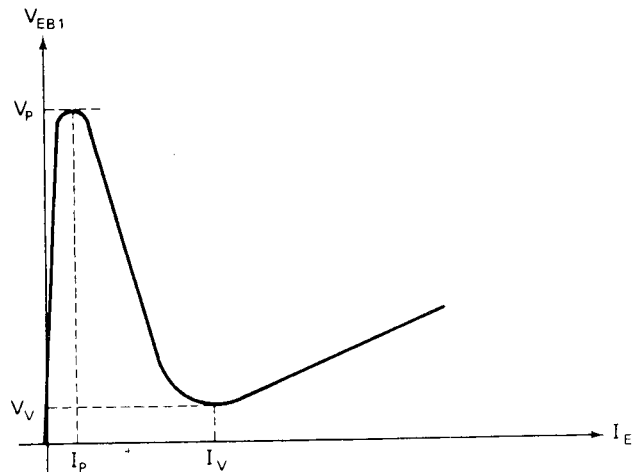
*Término genérico que encierra a los SCR y triacs.

divisor de voltaje, dado que r_{BB} queda dividido en dos partes, r_{B2} y r_{B1} . Esta construcción se muestra en el circuito equivalente de la Figura 5-2(a). El diodo en esta figura indica que el emisor es material tipo p , mientras que el cuerpo del UJT es material tipo n . Por tanto entre el terminal de emisor y el cuerpo del UJT se forma una unión pn .

Figura 5-2. (a) Circuito equivalente de un UJT. La resistencia total entre B2 y B1 se denomina r_{BB} . Está dividida en dos partes, r_{B2} y r_{B1} . El emisor está conectado a la unión de r_{B2} y r_{B1} por medio de un diodo. (b) Curva característica voltaje versus corriente de un UJT (V_{EB1} vs. I_E). Los cuatro puntos importantes en esta curva se denominan voltaje de pico (V_p), corriente de pico (I_p), del voltaje de valle (V_v), y corriente de valle (I_v).



(a)



(b)

El voltaje total aplicado, V_{B2B1} , está dividido entre las dos resistencias internas r_{B2} y r_{B1} . La porción de voltaje que aparece a través de r_{B1} está dada por:

$$V_{r_{B1}} = \frac{r_{B1}}{r_{B1} + r_{B2}} V_{B2B1},$$

la cual es simplemente la ecuación de un divisor de voltaje en serie, aplicada al circuito de la Figura 5-2(a).

Para disparar el UJT, el voltaje de E a $B1$ debe ser lo suficiente para polarizar directamente el diodo en la Figura 5-2(a) y entregar una pequeña corriente al terminal de emisor. El voltaje V_{EB1} necesario para realizar esto, debe ser igual a la suma del voltaje directo en el diodo, más la caída de voltaje a través de r_{B1} ó:

$$V_{EB1} = V_D + \frac{r_{B1}}{r_{B1} + r_{B2}} V_{B2B1},$$

para poder disparar el UJT. Comparando esta expresión con la Ecuación (5-1) se encuentra que la relación entre contactos no es otra cosa que la relación de r_{B1} con la totalidad de la resistencia interna, o:

$$\eta = \frac{r_{B1}}{r_{B1} + r_{B2}} = \frac{r_{B1}}{r_{BB}} \quad (5-2)$$

La resistencia interna total, r_{BB} , se denomina *resistencia interbase*.

Ejemplo 5-2

- Si el UJT en la Figura 5-1(b) tiene una resistencia r_{B1} de 6,2 K y una resistencia r_{B2} de 2,2 K, ¿cuál es la relación entre contactos?
- ¿Cuál es la magnitud del voltaje de pico?

Solución

- De la Ecuación (5-2),

$$\eta = \frac{r_{B1}}{r_{B1} + r_{B2}} = \frac{6,2 \text{ K}}{6,2 \text{ K} + 2,2 \text{ K}} = 0,74.$$

- De la Ecuación (5-1),

$$V_p = (0,74)(20 \text{ V}) + 0,6 \text{ V} = 15,4 \text{ V}.$$

El mecanismo por el cual el UJT se dispara, se muestra en la Figura 5-2(b). Cuando el voltaje de emisor a base 1 alcanza el voltaje de pico V_p y comienza a fluir una pequeña corriente, el UJT "cae bruscamente" a un pequeño voltaje entre los terminales de emisor y base 1. Este pequeño voltaje se denomina *voltaje de valle* y se simboliza por V_v en la Figura 5-2(b). Esta caída brusca ocurre debido al drástico crecimiento del número de portadores de carga disponibles en la región de $B1$ cuando la corriente de emisor comienza a fluir hacia el cuerpo del dispositivo. Visto de fuera, aparece como si r_{B1} cayese casi a cero ohmios en un tiempo muy pequeño.

Es conveniente pensar en r_{B1} como una resistencia cuyo valor varía drásticamente, desde su valor original en estado de CORTE a un valor

cercano a cero ohmios. El valor de la resistencia r_{B2} , por el contrario, permanece fijo en su valor original de estado de CORTE. Cuando r_{B1} cae a un valor cercano a cero ohmios, el circuito emisor a base 1 permite que un condensador externo vacíe su carga a través del dispositivo. Dado que r_{B2} mantiene su valor original de alta resistencia durante este período, no se produce una corriente instantánea grande proveniente de la fuente y de B2 hacia B1.

El condensador se descarga rápidamente hasta el punto donde ya no puede entregar el mínimo de corriente requerida para mantener el UJT en CONDUCCION. Esta corriente mínima requerida se denomina *corriente de valle* y está simbolizada por I_V como se muestra en la Figura 5-2(b). Cuando la corriente de emisor a base 1 cae por debajo de la corriente de valle, el UJT regresa al estado de CORTE. Una vez esté nuevamente en CORTE, no fluye corriente de E hacia B1 y V_{EB1} nuevamente comienza a aumentar hasta V_p , para disparar el UJT por segunda vez.

5-2 OSCILADORES DE RELAJACION CON UJT

El oscilador de relajación es el corazón de la mayoría de los circuitos temporizadores y osciladores que utilizan en UJT. Es esencialmente el mismo circuito que se muestra en la Figura 5-1(b), excepto que se adicionan resistencias en los terminales B2 y B1 para así obtener señales de salida. Estas resistencias externas son pequeñas comparadas con la resistencia interna del UJT, r_{BB} . Las resistencias externas usualmente se simbolizan como R2 y R1. Las magnitudes típicas de dichos componentes para un oscilador de relajación se dan en la Figura 5-3(a).

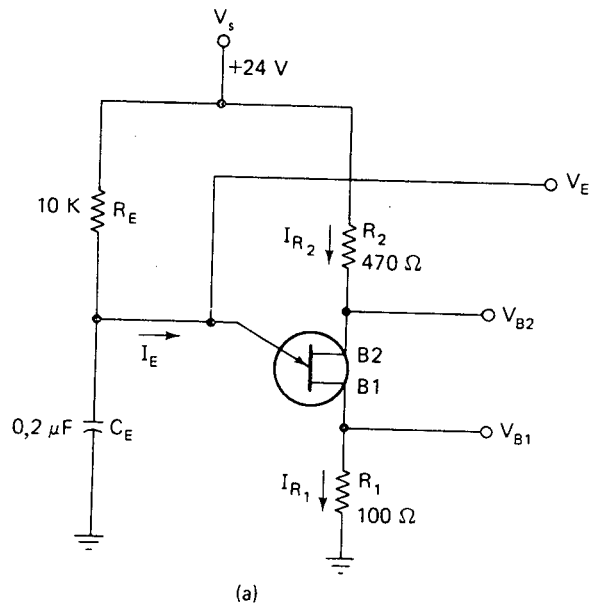
El oscilador funciona según el principio discutido en la Sección 5-1. Cuando se aplica la fuente, C_E se carga a través de R_E hasta que su voltaje alcance el valor V_p . En este momento, el UJT se disparará, siempre y cuando R_E no sea demasiado grande. La limitación en R_E es necesaria porque se debe entregar una cierta corriente mínima de la fuente al emisor, para poder que el UJT se dispare una vez se alcance V_p . Dado que esta corriente debe llegar al emisor a través de R_E , el valor de R_E debe ser lo suficientemente pequeño para permitir el paso de la corriente mínima necesaria. Esta corriente mínima se denomina *punto de corriente de pico* o simplemente *corriente de pico* simbolizada por I_p , y es del orden de algunos microamperios para la mayoría de los UJT. I_p se muestra gráficamente en la curva característica de la Figura 5-2(b).

La ecuación que da el máximo valor permitido de R_E se obtiene fácilmente aplicando la ley de Ohm al circuito de emisor.

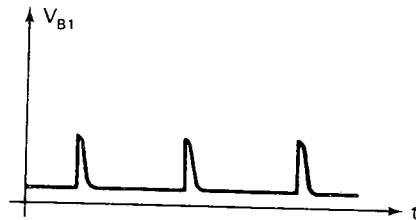
$$R_{E_{\text{máx}}} = \frac{V_s - V_p}{I_p} \quad (5-3)$$

En la Ecuación (5-3) V_s representa el voltaje de la fuente dc. La cantidad $V_s - V_p$ es el voltaje disponible a través de R_E en el instante del disparo.

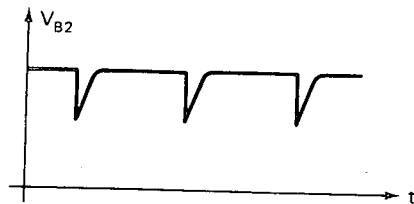
Cuando el UJT se dispara, la resistencia interna r_{B1} cae a un valor cercano a cero, permitiendo que circule un pulso de corriente desde la placa



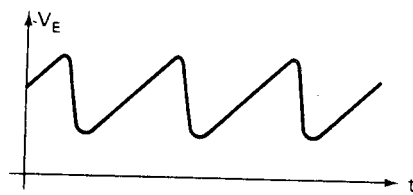
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 5-3. (a) Diagrama esquemático de un oscilador de relajación. Para un UJT dado (η dado), la frecuencia de oscilación depende de R_E y C_E . (b) Forma de onda del voltaje de base 1 a tierra (V_{B1}) para el oscilador de relajación. (c) Forma de onda del voltaje de base 2 a tierra (V_{B2}). (d) Forma de onda del voltaje de emisor a tierra (V_E).

superior de C_E hacia R_1 . Esto hace que aparezca un pulso de voltaje en el terminal $B1$, tal como se muestra en la Figura 5-3(b). Simultáneamente con la aparición del pulso positivo en $B1$, aparece una caída negativa en $B2$. Esto sucede porque la intempestiva caída de r_{B1} produce una súbita reducción de la resistencia total entre V_S y tierra y en consecuencia un aumento de la corriente a través de R_2 . Este aumento en la corriente hace que se incremente la caída en R_2 , creando un pico de caída negativo en el terminal $B2$, tal como se muestra en la Figura 5-3(c).

En el terminal de emisor, se produce una onda en diente de sierra, y se muestra en la Figura 5-3(d). El diente de sierra no es lineal en su rampa de subida, dado que el condensador no se carga a una rata constante. También, la parte baja de la onda no es exactamente cero voltios. Hay dos razones para esto:

- El voltaje de emisor a base 1 nunca alcanza 0 V, únicamente el valor V_V , como lo indica la Figura 5-2(b).
- Siempre existe alguna caída de tensión a través de R_1 , debido a la corriente que fluye a través del cuerpo del UJT. Es decir, siempre existe un camino para la corriente desde la fuente, a través de R_2 , a través del cuerpo del UJT y a través de R_1 hacia tierra.

Sabemos, de una discusión anterior, que en un oscilador de relajación R_E no debe ser muy grande, de lo contrario el UJT estará inhabilitado para el disparo. Igualmente, hay un límite que indica qué tan *pequeña* puede ser R_E para garantizar que el UJT regrese a su estado de CORTE, después de dispararse. Recordemos que la razón por la cual el UJT regresa a su estado de CORTE es que el condensador se descarga a tal punto, que no puede entregar una corriente de emisor igual a I_V , la corriente de valle [ver Figura 5-2(b)]. Esto implica que el UJT no debe estar habilitado para drenar una corriente de emisor a través de una R_E cualquiera. Por tanto, R_E debe ser lo suficientemente grande para impedir el paso de una corriente igual a I_V . La ecuación que permite calcular este valor mínimo de R_E , es

$$R_{E\min} = \frac{V_S - V_V}{I_V}, \quad (5-4)$$

la cual es simplemente la ley de Ohm aplicada al circuito de emisor. La cantidad $V_S - V_V$ es el voltaje aproximado a través de R_E después del disparo. Esta expresión es cierta, dado que después del disparo, el voltaje de emisor a tierra cae casi a V_V (despreciando el pequeño voltaje a través de R_1).

La frecuencia de oscilación de un oscilador de relajación del tipo mostrado en la Figura 5-3(a) viene dada aproximadamente por:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{R_E C_E}. \quad (5-5)$$

La Ecuación (5-5) es bastante aproximada, siempre y cuando el UJT tenga un η del orden de 0,63, lo cual es generalmente el caso. A medida que esté por encima o por debajo de 0,63, la Ecuación (5-5) es menos precisa.

Una manera intuitiva de ver la Ecuación (5-5) es recordando que un circuito RC se carga a un 63% de la totalidad del voltaje aplicado en una cons-

tante de tiempo. Si $\eta = 0,63$, C_E debe cargarse casi a un 63% de V_S para poder disparar el UJT. Para esto requiere un tiempo de carga igual a una constante de tiempo, o, en otras palabras:

$$t_{\text{carga}} = R_E C_E. \quad (5-6)$$

Dado que el disparo y consiguiente CORTE son ambos muy rápidos comparados con el tiempo de carga, el período total de oscilación es casi igual a $R_E C_E$. La frecuencia es el inverso del período, de modo que la Ecuación (5-5) es válida.

La relación entre contactos de un UJT es bastante estable a cambios de temperatura, varía menos de un 10% en un rango de temperatura de operación de -50°C a $+125^\circ\text{C}$ en un UJT de buena calidad. Los osciladores de relajación pueden construirse con una estabilidad en frecuencia del 1% en el mismo rango de temperatura si se ajusta adecuadamente el valor de R_2 de la Figura 5-3(a). La relación entre contactos tiende a *decrecer* cuando aumenta la temperatura, mientras que la resistencia interna total r_{BB} , tiende a *aumentar* con aumentos en la temperatura. La resistencia externa R_2 es constante con cambios en la temperatura, de modo que el voltaje entre los terminales de base, V_{B2B1} , aumenta con aumentos de temperatura, dado que r_{BB} es una gran porción de la resistencia total entre V_S y tierra. Por tanto, V_{B2B1} , aumenta a medida que η disminuye. Estos dos efectos tienden a cancelarse si R_2 está adecuadamente seleccionada. Bajo estas condiciones V_p se mantiene constante. Si V_p es constante, la frecuencia de oscilación también es constante, dado que C_E siempre deberá cargarse al mismo valor para disparar el UJT sin importar la temperatura.

La estabilidad de grupo, es decir, la variación entre UJT del mismo número y tipo, no es tan buena como su estabilidad con temperatura. Dos UJT supuestamente idénticos, pueden tener relaciones entre contactos que difieren en un 30% o más. Por esta razón, los osciladores de relajación con UJT contienen algún tipo de ajuste fino si se necesita una frecuencia de oscilación precisa. Esto se consigue fácilmente conectando un potenciómetro en serie con R_E .

Ejemplo 5-3

Refirámonos al oscilador de relajación de la Figura 5-3. Asumamos que el UJT tiene las siguientes características:

$$\begin{aligned} \eta &= 0,63, & r_{BB} &= 9,2 \text{ K}, & V_V &= 1,5 \text{ V}, \\ r_{B1} &= 5,8 \text{ K}, & I_P &= 5 \mu\text{A}, \\ r_{B2} &= 3,4 \text{ K}, & I_V &= 3,5 \text{ mA}. \end{aligned}$$

- Encuentre V_p
- ¿Cuál es aproximadamente la frecuencia de salida?
- Probar que una R_E de 10 K está en el rango aceptable. El rango es $R_{E \text{ min}} < R_E < R_{E \text{ máx}}$
- Describe la forma de onda que aparece a través de R_1 . ¿Qué tan grandes son los picos? ¿Qué voltaje aparece a través de R_1 durante el tiempo que el UJT está en CORTE?

Solución

a. De la Ecuación (5-1)

$$V_P = (0,63)(V_{B2B1}) + 0,6 \text{ V.}$$

El voltaje de base 2 a base 1 puede encontrarse por la proporción:

$$\frac{V_{B2B1}}{V_s} = \frac{r_{BB}}{R_{\text{total}}} = \frac{r_{BB}}{R_2 + r_{BB} + R_1},$$

$$\frac{V_{B2B1}}{24 \text{ V}} = \frac{9200 \Omega}{470 \Omega + 9200 \Omega + 100 \Omega},$$

$$V_{B2B1} = 22,6 \text{ V.}$$

Por tanto,

$$V_P = (0,63)(22,6 \text{ V}) + 0,6 \text{ V} = 14,8 \text{ V.}$$

b. Dado $\eta = 0,63$, la Ecuación (5-5) predice con bastante precisión, una frecuencia de oscilación de:

$$f = \frac{1}{(10 \text{ K})(0,2 \mu\text{F})} = \frac{1}{2 \times 10^{-3}} = 500 \text{ Hz.}$$

c. De la Ecuación (5-3),

$$R_{E\text{máx}} = \frac{V_s - V_P}{I_P} = \frac{24 \text{ V} - 14,8 \text{ V}}{5 \mu\text{A}} = 1,84 \text{ M.}$$

De la Ecuación (5-4),

$$R_{E\text{mín}} = \frac{V_s - V_P}{I_v} = \frac{24 \text{ V} - 1,5 \text{ V}}{3,5 \text{ mA}} = 6,4 \text{ K.}$$

El valor de R_E de 10 K utilizado, se encuentra en el rango de 6,4 K a 1,84 M, luego, es aceptable. Esto permitirá un flujo de corriente de emisor suficiente para disparar el UJT, pero no lo suficiente para impedir su paso al estado de CORTE.

d. El valor máximo del pico a través de R_1 viene dado aproximadamente por:

$$V_{R_1} = V_P - V_V = 14,8 \text{ V} - 1,5 \text{ V} = 13,3 \text{ V.}$$

Esta ecuación es válida porque el voltaje en el condensador siempre es igual al voltaje del emisor a base 1 más el voltaje a través de R_1 . En el instante del disparo, el voltaje en el condensador es igual a V_P , y el voltaje de emisor a base 1 es aproximadamente igual a V_V . Naturalmente, el valor de pico de V_{R_1} ocurre en el instante mismo del disparo del UJT, de modo que puede calcularse por la ecuación inmediatamente anterior.

El nivel de voltaje al cual V_{R_1} regresa cuando el UJT pasa a CORTE puede calcularse por la fórmula de división en un circuito serie:

$$\frac{V_{R_1}}{R_1} = \frac{V_s}{R_{\text{total}}},$$

$$\frac{V_{R_1}}{100 \Omega} = \frac{24 \text{ V}}{470 \Omega + 9200 \Omega + 100 \Omega},$$

$$V_{R_1} = 0,25 \text{ V.}$$

La forma de onda de V_{R_1} puede describirse por tanto como una onda de voltaje con un valor mínimo de 0,25 V en la cual se suceden picos de subida con un máximo de 13,3 V, los cuales ocurren a una frecuencia de 500 Hz.

5-3 CIRCUITOS DE TIEMPO CON UJT

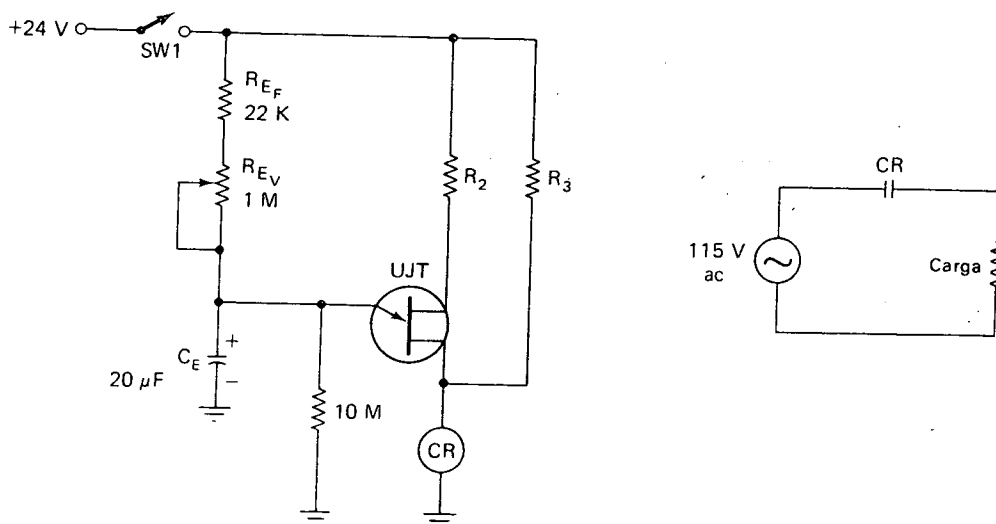
5-3-1 Relé temporizado con UJT

La Figura 5-4 muestra un ejemplo de un circuito de tiempo con UJT para retardar la acción de un relé. En este circuito, la alimentación de voltaje se aplica a la carga cuando *acciona* el relé CR. Esto ocurrirá un cierto tiempo (ajustable) después de cerrarse SW1. El retardo se ajusta, ajustando R_{E_v} . El circuito trabaja como sigue.

Cuando SW1 se cierra, se aplican los 24 V al extremo superior de R_3 , una cierta cantidad de corriente comienza a fluir hacia la bobina del relé CR. R_3 se ha calculado de tal manera que su corriente no es lo suficiente para *accionar* el relé, pero es lo suficientemente grande para mantenerlo energizado una vez haya sido accionado. Esto es posible debido a que la corriente de mantenimiento es generalmente la mitad de la corriente necesaria para accionarlo. Es decir, la bobina de un relé, la cual requiere una corriente de 0,5 A para mover la armadura y de hecho conmutar los contactos, requerirá solamente 0,25 A para *mantener* el cierre de los contactos.

El condensador C_E de $20 \mu\text{F}$ se carga a través de R_{E_f} y del potenciómetro R_{E_v} de 1 M, a una rata determinada por el valor seleccionado de R_{E_v} . Cuando C_E alcanza un alto voltaje suficiente, el UJT se dispara, llevando la carga del condensador hacia la bobina del relé CR. Esta corriente es suficiente para energizar la bobina, accionando CR. El pulso de corriente en la bobina cesa casi inmediatamente, pero ahora la corriente por R_3 es suficiente para mantener energizado el relé. El contacto N.A. de CR se cierra y aplica la alimentación a la carga. El tiempo de retardo

Figura 5-4. Circuito de tiempo con UJT. El relé CR se acciona un cierto tiempo después del cierre del interruptor. El tiempo de retardo puede variarse por medio del potenciómetro R_{E_v} .



está dado por la Ecuación (5-6):

$$t = (R_{E1} + R_{E2})C_E.$$

5-3-2 Monoestable mejorado utilizando un UJT

En la Sección 3-10, encontramos los monoestables, y vimos algunas de sus aplicaciones en circuitos digitales industriales. En la Figura 3-18 se introdujo un método para construir monoestables. Este diseño es adecuado en la mayoría de las aplicaciones de monoestables, pero tiene dos inconvenientes:

- Cuando se completa el pulso de salida, el monoestable no está inmediatamente listo para ser disparado nuevamente. Tiene un cierto *tiempo de recuperación* distinto de cero. El tiempo de recuperación es el tiempo que debe transcurrir entre la terminación de un pulso de salida y la llegada de un nuevo pulso de disparo.
- Es difícil, con este diseño, conseguir tiempos largos de encendido. No pueden conseguirse pulsos de salida mayores a pocos segundos.

Refirámonos a la Figura 3-18 y veamos que estos problemas existen realmente. Veamos la razón del problema a.

En el instante que termina el pulso de salida, el voltaje a través de C es cercano a cero. De hecho, es casi 0,6 V, con su terminal positivo a la derecha, lo suficiente para polarizar directamente la unión base emisor de T_2 . En este instante, T_2 entra en CONDUCCION y T_1 en CORTE. Cuando esto sucede, C comienza a cargarse a través de R_C , a través de la unión base-emisor de T_2 y a tierra. Hasta cuando el condensador no se cargue completamente, el monoestable no está listo para ser disparado nuevamente. Es decir, C debe cargarse a un voltaje igual a $V_S - 0,6$ V, con su borne positivo a la izquierda, antes que el monoestable pueda dispararse nuevamente. Si un pulso de disparo llega al monoestable antes que el condensador se haya cargado completamente, el pulso de salida resultante será muy corto.

Para la carga completa de C , debe transcurrir un tiempo igual a cinco constantes de tiempo. Por tanto, el tiempo de recuperación viene dado por:

$$t_{rec} = 5(R_{C1})C.$$

Veamos la razón del problema b. La duración del pulso de salida (tiempo de encendido) es igual al tiempo que toma C en *descargarse* cuando T_1 CONDUCE. El camino de descarga es hacia abajo de V_S , a través de R_{B2} , a través de C , a través de T_1 , hacia tierra. Cuando C se ha descargado a 0 V y ha cambiado de polaridad (casi 0,6 V como se mencionó), pone en CONDUCCION a T_2 . Cuando T_2 entra en CONDUCCION, el monoestable regresa a su estado estable y se termina el pulso de salida. Por tanto, las magnitudes de C y de R_{B2} determinan la duración del pulso de salida.

Para obtener pulsos de salida de larga duración, cualquiera de los dos C ó R_{B2} o ambos deben aumentar su valor. Sin embargo, sabemos de una discusión anterior que a medida que C se aumenta, se aumenta el tiempo de recuperación. Por tanto, C debe mantenerse en un valor razonablemente bajo. En cuanto a R_{B2} se refiere, no puede hacerse tan grande como que-

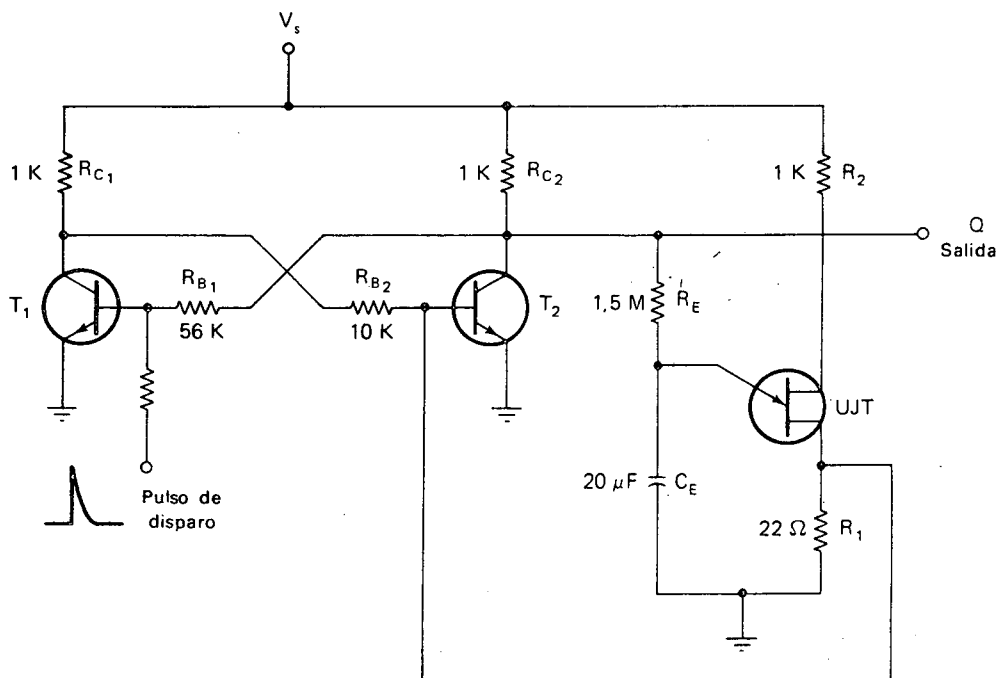
ramos, dado que puede impedir el paso de T_2 a saturación. Para que pase suficiente corriente de base para saturar a T_2 , R_{B2} debe mantenerse en un valor razonablemente bajo. Dado que tanto C como R_{B2} deben mantenerse en valores bajos, es por tanto imposible conseguir tiempos de encendido largos.

Estos dos problemas pueden eliminarse si se utiliza el monoestable mejorado que se muestra en la Figura 5-5, el cual contiene un UJT.

Veamos como funciona. En estado estable, T_2 está en CONDUCCION y T_1 se mantiene en CORTE. La razón por la cual T_2 está en CONDUCCION y no T_1 es que R_{B2} es más pequeña que R_{B1} (10 K comparada con 56 K). Esto asegura que T_2 entre en CONDUCCION y su colector a 0 V mantiene a T_1 CORTADO. El hecho que el colector de T_2 esté a 0 V significa que el condensador C_E está completamente descargado.

Cuando llega un pulso de disparo al terminal de disparo, T_1 es llevado al estado de CONDUCCION. Esto hace que T_2 pase a CORTE porque el colector de T_1 cae a 0 V. Cuando T_2 pasa a CORTE, su colector sube rápidamente a un voltaje casi igual a V_S , por consiguiente, el pulso de salida aparece en el terminal Q. Cuando esto sucede, C_E comienza a cargarse. Su camino de carga es partiendo de V_S , a través de R_{C2} , a través de R_E , y hacia C_E . Cuando V_{CE} alcanza el voltaje de pico del UJT, el UJT se dispara. Este disparo produce un pulso de salida en R_1 en la base 1 del UJT. Este pulso positivo es realimentado a la base de T_2 , lue-

Figura 5-5. Monoestable construido con un UJT. Este monoestable es superior al monoestable de la Figura 3-18, dado que tiene un tiempo de recuperación igual a cero y puede entregar pulsos de salida de larga duración.



go, lo hace regresar a CONDUCCION. El pulso de salida del monoestable termina en este instante.

Ahora preguntémosnos si este circuito adolece de las inconveniencias del circuito de la Figura 3-18. ¿Es necesario que transcurra un tiempo de recuperación para que el monoestable pueda ser disparado nuevamente? La respuesta es no, porque el único condensador en el circuito, C_E , está completamente descargado y listo para cargarse nuevamente cuando se le requiera. (C_E se descarga completamente a través del circuito de E a $B1$ del UJT.)

¿Existe un límite en el tiempo de encendido? Nuevamente la respuesta es no, porque ahora el tiempo de encendido está determinado por R_E y C_E . Estos componentes pueden escogerse de valores altos sin que se produzcan efectos contrarios en el resto del circuito. Los valores de R_E y C_E dados en la Figura 5-5 producirán un tiempo de encendido de cerca de 30 seg., dado que el tiempo para alcanzar V_p es casi una constante de tiempo, o:

$$\begin{aligned} t_f &= (1,5 \text{ M})(20 \mu\text{F}) \\ &= (1,5 \times 10^6)(20 \times 10^{-6}) = 30 \text{ seg.} \end{aligned}$$

5-4 USO DEL UJT EN CIRCUITOS DE DISPARO DE LOS SCR

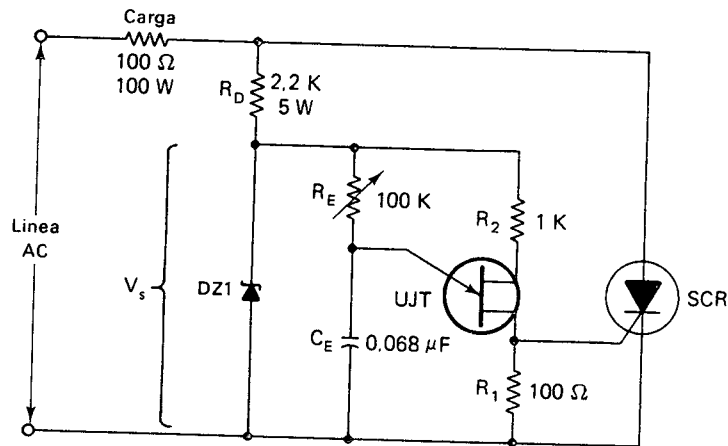
El UJT es casi el dispositivo ideal para el disparo de los SCR. La mayoría de los principios de disparo del UJT discutidos en este capítulo en asociación con los SCR, se aplican igualmente bien a los triacs, como veremos en el Capítulo 6.

Hay varias razones para la compatibilidad entre los UJT y los SCR:

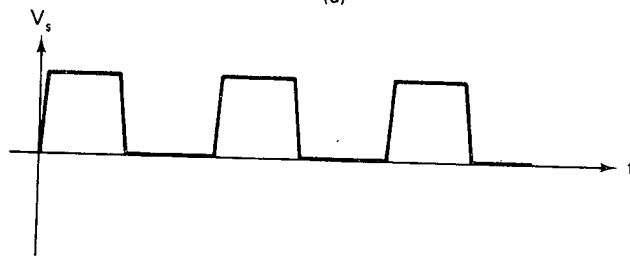
- El UJT produce una salida tipo pulso, la cual es excelente para efectuar con seguridad el paso a CONDUCCION de un SCR sin que se exceda la capacidad de disipación de potencia de la puerta del SCR.
- El punto de disparo del UJT es prácticamente estable en un amplio rango de temperatura. Puede hacerse más estable con un pequeño esfuerzo, como se explica en la Sección 5-3. Este hecho anula la inestabilidad en temperatura de los SCR.
- Los circuitos de disparo con UJT se facilitan para el control realimentado. A medida que avancemos, exploraremos estos métodos de control.

5-4-1 Circuito de disparo con UJT (sincronizado con la línea) para un SCR

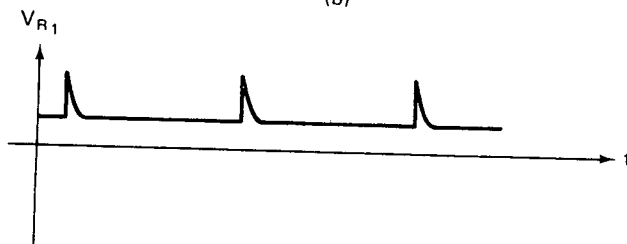
El método clásico para disparar un SCR con un transistor monojuntura, se muestra en la Figura 5-6(a). En este circuito, el diodo zener DZ1 recorta la forma de onda de V_s al voltaje zener (generalmente del orden de 20 V para ser utilizado con una fuente ac de 120 V) durante el semiciclo positivo de la línea ac. Durante el semiciclo negativo, DZ1 está directamente polarizado y mantiene a V_s cercano a 0 V. La forma de onda de V_s se muestra en la Figura 5-6(b).



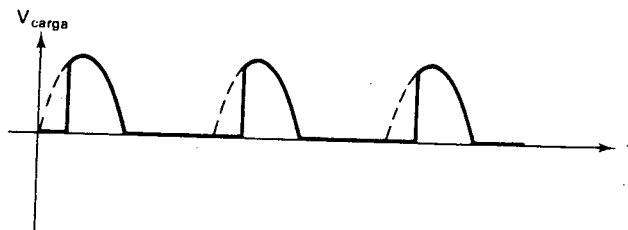
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 5-6. (a) Un UJT utilizado para disparar un SCR. Cuando el UJT se dispara, dispara al SCR. El ángulo de disparo se ajusta por medio de R_E . (b) Forma de onda de V_s . Es casi una onda cuadrada perfecta. (c) Forma de onda de V_{R_1} , la cual se aplica a la puerta del SCR. El voltaje residual de V_{R_1} (voltaje entre picos) debe ser menor que el voltaje de puerta necesario para cebar el SCR. (d) Forma de onda del voltaje en la carga, con un ángulo de disparo del orden de 60° .

Una vez se ha estabilizado el voltaje de V_s , lo cual ocurre prontamente cuando la línea ac cruza por cero hacia positivo, C_E comienza a cargarse a través de R_E . Cuando C_E alcanza el valor de pico del UJT, el UJT se dispara, produciendo un pulso de voltaje a través de R_1 . Este pulso ceba al SCR; de este modo hace que fluya corriente por la carga durante el resto del semiciclo positivo. Las formas de onda de V_{R_1} y V_{carga} se muestran en las Figuras 5-6(c) y (d) respectivamente.

Este circuito proporciona una sincronización automática entre el pulso de disparo del UJT y la polaridad del SCR. Es decir, cada vez que el UJT entregue un pulso, hay garantía de que el SCR se encuentra con el voltaje de ánodo a cátodo en la polaridad correcta, para que pase al estado de CONDUCCION. Un oscilador de relajación simple y alimentado con una fuente dc, no proporciona dicha sincronización; los pulsos del UJT tienen la misma probabilidad de ocurrencia tanto para el semiciclo negativo como para el positivo. Desde luego, los pulsos que ocurran durante el semiciclo negativo, serán inútiles.

La potencia en la carga se controla por medio del potenciómetro R_E . Cuando R_E es baja, C_E se carga rápidamente, lo cual produce un disparo temprano del UJT y de hecho del SCR. Cuando R_E es grande, C_E se carga más lentamente, lo cual produce un disparo retardado y de hecho un bajo promedio de corriente de carga.

5-4-2 Magnitud de los componentes de un circuito de disparo con UJT

En el circuito de la Figura 5-6(a), se debe tener especial cuidado en la selección de R_1 . El valor de R_1 debe mantenerse tan bajo como sea posible y a la vez que sea capaz de generar un pulso de voltaje suficiente para cebar realmente al SCR. Hay dos razones para esto:

a. Aún después de disparado el UJT, hay flujo de corriente a través de R_1 , debido a la conexión entre el cuerpo del UJT y V_s . Esta corriente fácilmente puede alcanzar varios miliamperios dado que la resistencia de CORTE del UJT, r_{BB} , es solamente del orden de 10 K. Esto se muestra por la ecuación siguiente:

$$I_{R_1} = \frac{V_s}{R_2 + r_{BB} + R_1} = \frac{20 \text{ V}}{10 \text{ K}} = 2 \text{ mA}$$

En este cálculo, R_1 y R_2 se han despreciado, dado que siempre son pequeñas comparadas con r_{BB} . Debido a esta corriente no despreciable, R_1 debe mantenerse en un valor bajo, para que el voltaje en sus terminales, el cual se aplica a la puerta del SCR, sea también bajo. De otra forma, el SCR puede cebarse inadvertidamente.

b. Con un valor pequeño de R_1 , hay menos posibilidad que un pulso de ruido pueda cebar falsamente al SCR. Las fuentes externas de ruido (la armadura de motores dc, soldadores, cajas de control, etc.), crean señales de ruido indeseables, las cuales pueden hacer que suceda esto. Las resistencias de valor pequeño son menos propensas a captar señales de ruido que las de gran valor. Específicamente, cuando R_1 se mantiene en valores bajos, hay menos posibilidad que una señal de ruido que aparezca en ella pueda disparar el SCR.

Un método para seleccionar los componentes de la Figura 5-6(a) se presentará enseguida. Asumamos que el UJT es del tipo 2N4947, el cual tiene las características típicas siguientes a una tensión de alimentación de 20 V:

$$\begin{aligned} r_{BB} &= 6 \text{ K}, & I_V &= 4 \text{ mA}, \\ \eta &= 0,60, & V_V &= 3 \text{ V}, \\ I_P &= 2 \mu\text{A}. \end{aligned}$$

Si DZ1 tiene un voltaje de ruptura zener de 20 V, entonces la corriente a través de R_1 antes del disparo está dada por:

$$I_{R_1} = \frac{20 \text{ V}}{R_2 + r_{BB} + R_1}.$$

Nuevamente despreciando R_2 y R_1 , dado que son pequeñas comparadas con r_{BB} , la corriente vale aproximadamente:

$$I_{R_1} = \frac{20 \text{ V}}{r_{BB}} = \frac{20 \text{ V}}{6 \text{ K}} = 3,3 \text{ mA}$$

Dado que la mayoría de los SCR se ceban a un V_{GK} del orden de 0,7 a 1,0 V, es por tanto razonable hacer que V_{R_1} no sea mayor que 0,3 V mientras el UJT está esperando la señal de disparo. Esto nos da un margen de ruido del orden de 0,4 V (0,7 V - 0,3 V), el cual es generalmente adecuado. Por tanto:

$$R_1 = \frac{V_{R_1}}{I_{R_1}} = \frac{0,3 \text{ V}}{3,3 \text{ mA}} = 100 \Omega.$$

Como se explicó en la Sección 5-3, R_E debe ser lo suficientemente pequeña para permitir la circulación de la corriente necesaria, I_P , hacia el emisor para disparar el UJT. También R_E debe ser lo suficientemente grande para impedir que el UJT quede enganchado; es decir, R_E no debe permitir que por el emisor circule una corriente igual o mayor a la corriente de valle, I_V , después que C_E se haya descargado. Si una corriente igual a I_V continúa fluyendo, el UJT no regresará al estado de CORTE y se dice que está *enganchado*.

De la Ecuación (5-4),

$$R_{E \text{ min}} = \frac{V_s - V_V}{I_V} = \frac{20 \text{ V} - 3 \text{ V}}{4 \text{ mA}} = 4,25 \text{ K}$$

lo cual significa que R_E debe ser mayor que 4,25 K para garantizar el CORTE del UJT.

Es necesario hacer notar para el circuito de la Figura 5-6(a), que el enganche del UJT no puede durar más allá de un semiciclo, puesto que V_s desaparece cuando la línea ac se invierte. Sin embargo, aún un enganche durante medio ciclo es indeseable debido a que podría resultar en una corriente de puerta hacia el SCR en forma continua durante la totalidad del ángulo de conducción. Este efecto hace que se incremente la disipación de potencia de la puerta y podría producir daño de la puerta del SCR por acción térmica.

Siguiendo, encontramos que V_p está dado por la Ecuación (5-1):

$$V_p = \eta V_{B_2B_1} + V_D = (0,60)(20 \text{ V}) + 0,6 \text{ V} = 12,6 \text{ V},$$

donde $V_{B_2B_1}$ ha sido tomado como 20 V, lo cual es bastante correcto debido a los valores de R_2 y R_1 .

De la Ecuación (5-3),

$$R_{E_{\text{máx}}} = \frac{V_s - V_p}{I_p} = \frac{20 \text{ V} - 12,6 \text{ V}}{2 \mu\text{A}} = 3,7 \text{ M},$$

lo cual significa que R_E debe ser menor que 3,7 M para poder que entregue suficiente corriente al emisor para el disparo del UJT.

El valor de R_E , puede calcularse promediando $R_{E_{\text{mín}}}$ y $R_{E_{\text{máx}}}$, este valor de hecho es adecuado, tendríamos entonces:

$$R_E = \frac{4,25 \text{ K} + 3,7 \text{ M}}{2} = 1,85 \text{ M}.$$

Sin embargo, en situaciones en las cuales se desea encontrar el valor óptimo entre dos valores que difieren en varios órdenes de magnitud, se acostumbra a tomar la *media geométrica*, en lugar del promedio (la media aritmética). Haciendo esto tenemos:

$$R_E = \sqrt{(R_{E_{\text{mín}}})(R_{E_{\text{máx}}})} = \sqrt{(4,25 \times 10^3)(3,7 \times 10^6)} \\ = 125 \text{ K}.$$

El potenciómetro de valor estándar más cercano es 100 K, de modo que

$$R_{E_v} = 100 \text{ K}.$$

Para calcular el valor correcto de C_E , se admite que cuando toda la resistencia variable esté en el circuito, el tiempo de carga para alcanzar V_p será casi igual a la mitad del periodo de la línea ac (tiempo de un semiciclo). Esto nos permitirá un amplio rango de ajuste en el ángulo de disparo.

El tiempo de carga para V_p se da aproximadamente por medio de la Ecuación (5-4). En una línea ac de 60 Hz, el tiempo de un semiciclo es del orden de 8 mseg, luego:

$$R_{E_{\text{total}}} C_E = 8 \times 10^{-3},$$

o,

$$C_E = \frac{8 \times 10^{-3}}{110 \times 10^3} = 0,073 \mu\text{F}.$$

El valor estándar más cercano es $C_E = 0,068 \mu\text{F}$.

R_2 es difícil de calcular y generalmente se determina experimentalmente o con ayuda de gráficas. Para la mayoría de los UJT, la mejor estabilidad con temperatura se consigue con un valor de R_2 comprendido entre 500Ω y 3 K. Las hojas de características detalladas que proporciona el fabricante, contienen gráficos los cuales ayudan al usuario a la elección de R_2 para una respuesta deseada con la temperatura. En la mayoría de los casos, se consigue buena estabilidad cuando $R_2 = 1 \text{ K}$.

Una manera para determinar el valor de DZ1 y R_d es como sigue. Asumamos que DZ1 es un diodo zener de no más de 1 W. Esta es una condi-

ción razonable dado que las características de regulación del zener tienden a inclinarse a grandes márgenes de potencia, y su costo aumenta considerablemente.

Si DZ1 puede disipar una potencia promedio de 1 W, puede disipar casi 2 W durante el semiciclo positivo, porque la potencia disipada durante el semiciclo negativo es despreciable, debido a la pequeña caída de voltaje cuando el diodo se polariza directamente ($P = VI$). Por tanto, la corriente promedio permitida por el zener durante el semiciclo positivo será:

$$I = \frac{P_{\text{semi } +}}{V_z} = \frac{2 \text{ W}}{20 \text{ V}} = 100 \text{ mA.}$$

R_d debe seleccionarse de tal manera que no deje pasar más de 100 mA, en promedio, durante el semiciclo positivo. En una aproximación aceptable, el voltaje promedio a través de R_d durante el semiciclo positivo será de 100 V, porque:

$$V_{\text{linea}} - V_z = 120 \text{ V} - 20 \text{ V} = 100 \text{ V.}$$

Por tanto,

$$R_d = \frac{100 \text{ V}}{100 \text{ mA}} = 1 \text{ K.}$$

Naturalmente, R_d debe escogerse de mayor valor, para así obtener un margen de seguridad. Si un margen de seguridad en la disipación de potencia de 2 a 1 se considera aceptable, esto nos lleva a hacer una escogencia:

$$R_d = 2,2 \text{ K.}$$

El rango de potencia de R_d puede determinarse asumiendo una caída de 100 V rms a través de la resistencia.

$$P_{R_d} = \frac{V^2}{R_d} = \frac{(100)^2}{2,2 \text{ K}} = 4,5 \text{ W}$$

Esto nos lleva a seleccionar una resistencia de 5 W, que es el valor estándar más cercano por encima de 4,5 W. Desde luego, todos estos cálculos son aproximados y deberán probarse experimentalmente.

5-4-3 Circuito de conmutación secuencial que utiliza UJT para el control de puerta

Un ejemplo interesante de la combinación UJT-SCR es el circuito de conmutación secuencial que se muestra en la Figura 5-7. En este circuito, las tres cargas son energizadas en secuencia, y cada una se energiza por un determinado período de tiempo. Los tiempos pueden variarse individualmente. Es decir, sería posible tener la carga 1 energizada durante 5 seg, después de los cuales se desenergizaría la carga 1 y se energizaría la carga 2 durante 10 seg, después de los cuales la carga 2 se desenergizaría y la carga 3 se energizaría durante 7 seg. Los tiempos de 5, 10, y 7 seg pueden ajustarse independientemente.

Este circuito trabaja de la manera siguiente. La secuencia comienza cuando se aplica un pulso positivo en el terminal START que aparece aba-

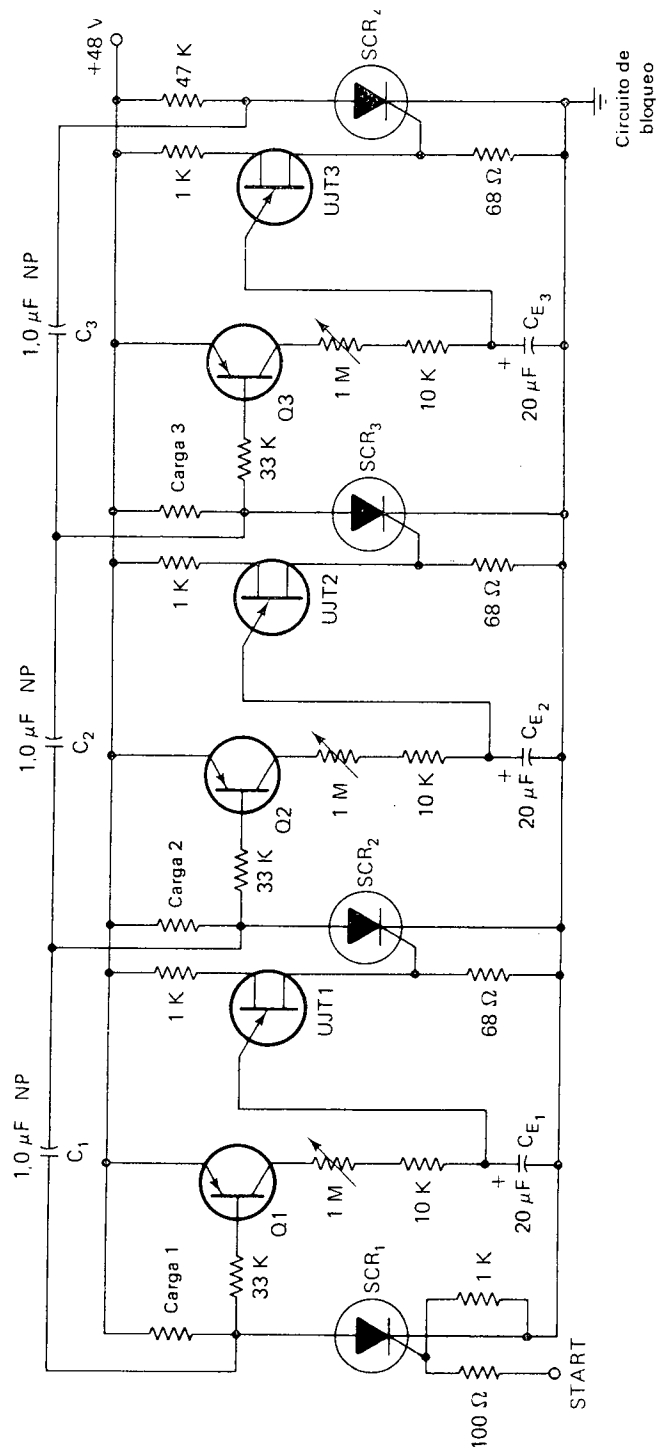


Figura 5-7. Circuito de conmutación secuencial que utiliza pares UJT-SCR. Cuando un UJT se dispara, hace que el SCR siguiente se cebé. Cuando el SCR se cebá, conecta un condensador de conmutación cargado, entre los terminales principales del SCR precedente, con lo cual, lo BLOQUEA.

jo a la izquierda en la Figura 5-7. Esto produce un voltaje entre puerta y cátodo del SCR1, y el SCR se ceba. Cuando el SCR1 se ceba, se energiza la carga 1 porque el extremo superior está conectado a +48 V y su terminal inferior está conectado a tierra a través del SCR.

También cuando se ceba SCR1, el terminal izquierdo de C_1 es conectado a tierra a través del SCR. El terminal derecho del condensador está conectado a través de la resistencia de la carga 2 a los +48 V de la fuente. C_1 se carga rápidamente a los 48 V porque la resistencia de carga es bastante baja. La polaridad de la carga es con el más en el lado derecho y el menos en el lado izquierdo.

Mientras por el SCR1 y la carga 1 está circulando corriente, el transistor *npn* Q_1 también conmuta al estado de CONDUCCION, debido a que la corriente de base fluye a través de la resistencia de base de 33 K, a través del SCR1, a tierra. La red RC que incluye a C_{E1} se cargará hasta el voltaje de pico del UJT1, haciendo que éste entregue un pulso de corriente a la resistencia de 68Ω de su base 1. Esto a su vez ceba el SCR2, energizando la carga 2. Cuando el SCR2 se ceba, el terminal positivo (el derecho) de C_1 es conectado a tierra a través de SCR2. El condensador se había cargado previamente a 48 V, y dado que el condensador no puede descargarse instantáneamente, el potencial de -48 V del terminal izquierdo de C_1 se aplica al ánodo de SCR1. Esto efectivamente polariza inversamente al SCR1 durante un instante, lo lleva al estado de BLOQUEO y desenergiza la carga 1. El transistor Q_1 también es llevado a CORTE, de modo que C_{E1} no puede cargarse nuevamente.

La acción que acabamos de mencionar se repite en la segunda etapa del circuito de conmutación, con C_{E2} que se carga a través de Q_2 a una rata determinada por el potenciómetro de 1 M en serie con C_{E2} . Cuando ha transcurrido el tiempo especificado, el UJT2 se dispara, lo cual ceba el SCR3 y conecta los terminales de C_2 en paralelo con SCR2. C_2 se cargó con el más a la derecha y el menos a la izquierda, durante el tiempo que la carga 2 estuvo energizada, de modo que ahora SCR2 es polarizado inversamente, y por tanto se BLOQUEA.

Cuando ha transcurrido el tiempo de energización de la carga 3, el UJT3 se dispara, haciendo que SCR4 se ceba. El único propósito del SCR4 es conectar a C_3 en paralelo con SCR3, para llevarlo al estado de BLOQUEO. El SCR4 a su vez se BLOQUEA, después que termine el pulso de voltaje en su puerta. Esto sucede porque la resistencia de 47 K en su terminal de ánodo es tan grande que la corriente que circula a través de los terminales principales del SCR4 es menor que la corriente de mantenimiento. Es decir:

$$I_{AK} = \frac{48 \text{ V}}{47 \text{ K}} = 1 \text{ mA},$$

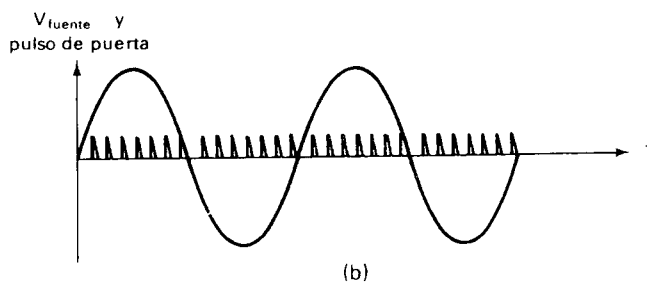
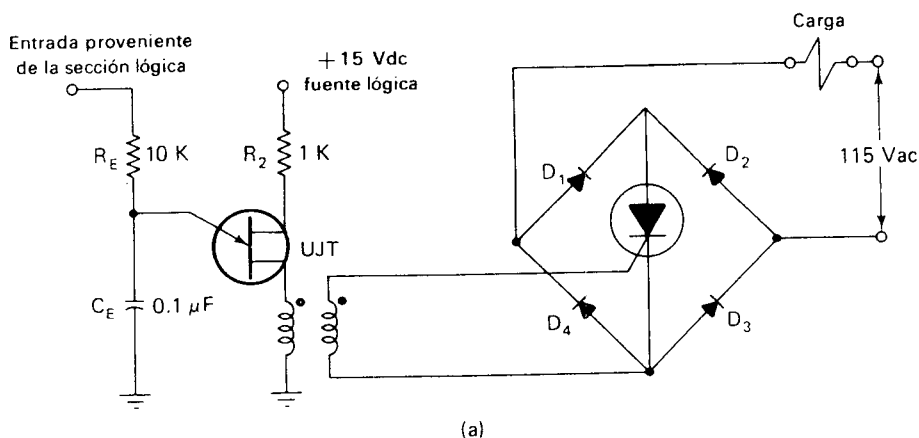
la cual está por debajo de la corriente de mantenimiento de un SCR de mediana potencia. La I_{HO} de un SCR mediano es del orden de 10 mA, como se mencionó en la Sección 4-3.

El principio de operación de la Figura 5-7 puede extenderse fácilmente a cualquier número de etapas. Tales circuitos podrían aplicarse fácilmente en una situación de control industrial en la cual hay varias cargas que deben energizarse en una secuencia dada.

5-4-4 Amplificador de salida lógico utilizando una combinación UJT-SCR

En la Sección 2-8, discutimos los amplificadores de salida utilizados para interfazar un circuito lógico de bajo voltaje y los dispositivos actuadores industriales. Como se mencionó, los amplificadores de salida a menudo contienen un SCR con un UJT en su circuito de control de puerta. Un diseño popular de tal amplificador de salida se muestra en la Figura 5-8(a).

Veamos cómo trabaja el amplificador de salida. Miremos primero el extremo derecho de la Figura 5-8(a). La carga, en este caso una bobina solenoide, está conectada en la línea de potencia ac y en serie con el puente rectificador, el cual está controlado por un único SCR. Por medio de este método se pueden controlar ambos semiciclos de la línea ac, tal como se explicó en la Sección 4-6-3, Figura 4-13(a). Recordemos que durante el semiciclo positivo de la línea ac, los diodos D_1 y D_3 están polarizados directamente, y el SCR está también polarizado directamente y en capacidad de cebarse. Si el SCR se ceba, el voltaje de la línea ac aparecerá a través de la carga por el resto del semiciclo positivo. Durante el semiciclo negativo, los diodos D_2 y D_4 están polarizados directamente, y el SCR está también polarizado directamente y en capacidad de cebarse. Por tanto, si se ceba, el voltaje negativo de la línea ac aparecerá en terminales de la carga por el resto del semiciclo negativo.



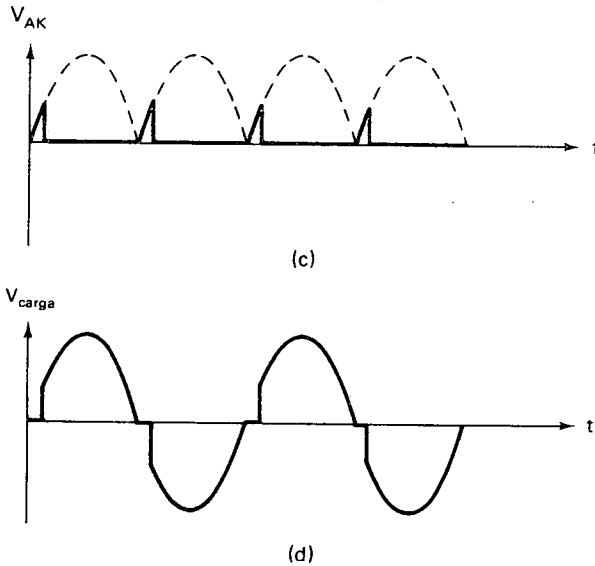


Figura 5-8. (a) Diagrama esquemático de un amplificador de salida lógico que utiliza un UJT y un SCR. Cuando la línea de entrada pasa a nivel alto, hace que el oscilador de relajación comience a oscilar a alta frecuencia, entregando un tren de pulsos de puerta, poco espaciados, al SCR. (b) El tren de pulsos de puerta, relacionados con la fuente ac de 115 V. (c) Forma de onda de V_{AK} , donde se muestra que el SCR se ceba prácticamente al comienzo de cada semiciclo. (d) Forma de onda del voltaje en la carga.

La puerta del SCR se controla por medio de un *transformador de pulsos*. Los transformadores de pulsos son transformadores diseñados especialmente para transformar pulsos rápidos de voltaje. Frecuentemente se les encuentra en los circuitos de disparo de puerta de los SCR. El devanado secundario del transformador se conecta entre la puerta y el cátodo del SCR. Por tanto, si se produce un pulso de voltaje en el devanado secundario del transformador, el SCR pasará al estado de CONDUCCION.

El devanado primario del transformador está conectado en el terminal de base 1 del UJT. Luego, cuando el UJT se dispare, un impulso de corriente fluirá a través del devanado primario del transformador. Este impulso crea un pulso de voltaje en el devanado secundario, el cual ceba al SCR. El arreglo circuital de la Figura 5-8(a) es un ejemplo de una situación en la cual la fuente de potencia para el circuito de control de puerta *no* es la misma fuente que maneja la carga. En efecto, el circuito de control de puerta está completamente aislado de los terminales principales del circuito. El acoplamiento entre los dos circuitos, es el acoplamiento magnético entre los devanados primario y secundario del transformador de pulsos. Esto proporciona las ventajas inherentes de un aislamiento eléctrico entre un circuito de potencia ruidoso y el circuito electrónico de bajo voltaje.

El disparo de UJT se determina como siempre por R_E y C_E y la señal de entrada en el extremo de R_E . Si esta entrada es un nivel bajo, C_E no puede cargarse, de modo que el UJT nunca se dispara. En este caso, el SCR nunca se ceba, y la carga está desenergizada.

Sin embargo, si la entrada de voltaje proveniente del circuito lógico es un nivel alto (+15 V en este ejemplo), el circuito de emisor comenzará a cargarse con un tiempo de carga dado por la Ecuación (5-6):

$$\begin{aligned} t_{\text{carga}} &= R_E C_E \\ &= (10 \text{ K})(0,1 \mu\text{F}) = 1 \text{ mseg.} \end{aligned}$$

Por el tiempo que la señal de entrada permanezca en nivel alto, el circuito con el UJT operará como un oscilador de relajación, produciendo pulsos de salida espaciados en casi 1 mseg. Estos pulsos de salida crean continuamente pulsos de puerta para el SCR; de este modo le están continuamente ordenando el cebado. La llegada continua de pulsos de disparo a la puerta, se ilustra en la Figura 5-8(b).

Con esta cortina de pulsos de disparo llegando a la puerta del SCR, puede verse que el SCR es forzado a CONducIR prácticamente al comienzo de cada semiciclo. Lo *más tarde* que entra a CONducIR es 1 mseg después de iniciado el semiciclo; la mayor probabilidad es de que se cebe antes que transcurra 1 mseg. No existe sincronización entre V_{AK} y el circuito de control de puerta, pero en este caso no es necesario.

La forma de onda del voltaje entre los terminales principales del SCR se ha dibujado en la Figura 5-8(c), asumiendo casi 1 mseg de retardo entre el cruce por cero y el cebado. La forma de onda resultante en la carga se muestra en la Figura 5-8(d). El resultado total es que la carga se energiza cuando la señal de entrada pasa a nivel alto.

PREGUNTAS Y PROBLEMAS

1. ¿El transistor monojuntura es un dispositivo de variación continua o un dispositivo de conmutación? Explique.
2. En términos generales, ¿cuál es el rango de valores de η ?
3. En el oscilador de relajación de la Figura 5-3, ¿qué efecto tendría en la frecuencia de oscilación el duplicar a C_E ? ¿El duplicar a R_1 ?
4. Explique por qué existe un límite máximo en el valor de la resistencia del circuito de emisor de un UJT?
5. Explique por qué existe un límite mínimo en el valor de la resistencia del circuito de emisor de un UJT.
6. ¿Por qué al intercalar una resistencia en el extremo B_2 de un UJT en un oscilador de relajación, la frecuencia de oscilación tiende a estabilizarse con cambios de la temperatura? Explique los dos efectos de temperatura los cuales tienden a cancelarse uno con otro.
7. La Ecuación (5-5) para un oscilador de relajación es aproximada solamente. Identifique las dos razones por las cuales no es exacta.
8. En la Figura 5-4, del temporizador de relé con UJT, ¿cómo podría desenergizarse la carga?
9. Cuando un UJT es utilizado para disparar un tiristor, tal como en la Figura 5-6, ¿por qué es necesario limitar el valor de R_1 ?
10. ¿En el circuito de la Figura 5-6, el condensador C_E comenzará a cargarse nuevamente, inmediatamente después de disparado el UJT durante el semiciclo positivo? Explique.

11. En la Figura 5-7, C_1 , C_2 y C_3 están marcados no polarizados (NP). ¿Por qué deben ser no polarizados?
12. En la Figura 5-7, los SCR 1 a 3 son CORTADOS conectándoles un condensador cargado negativamente entre sus terminales de ánodo y cátodo. ¿Qué es lo que hace que el SCR4 se CORTE?
13. Explique detalladamente porqué el monoestable de la Figura 5-5 puede redisparrarse inmediatamente después de encendido, a diferencia del monoestable de la Figura 3-18 el cual no puede redisparrarse, sino hasta que haya transcurrido un cierto tiempo de recuperación. Centre su explicación en C de la Figura 3-18 y C_E de la Figura 5-5.
14. ¿Por qué es necesario que el oscilador de relajación en el circuito de control de puerta en la Figura 5-8 tenga una alta frecuencia?
15. Es importante la relación de fase entre los devanados primario y secundario del transformador de pulsos de la Figura 5-8(a). Explique qué sucedería si se cambia la fase.
16. En el circuito de la Figura 5-1(b), asuma que la relación entre contactos es 0,70. Calcule el punto de voltaje de pico, V_p .
17. En el oscilador de relajación de la Figura 5-3, si $R_E = 10\text{ K}$, $C_E = 0,005\ \mu\text{F}$, y $\eta = 0,63$, ¿cuál es aproximadamente la frecuencia de oscilación? ¿Cuál sería el efecto en la frecuencia si fuese mayor que 0,63? ¿Cuál el efecto si fuese menor que 0,63?
18. ¿Cuál es el mayor retardo posible en la Figura 5-4? Asuma $\eta = 0,63$.
19. Para el monoestable de la Figura 5-5, calcule R_E y C_E para obtener un pulso de salida de duración 5 seg. Asuma $\eta = 0,63$. ¿Es el valor de R_{C2} importante en la determinación del tiempo de encendido?
20. En la Figura 5-7, suponga que los SCR tienen voltaje de disparo de puerta $V_{GT} = 0,7\text{ V}$. ¿Cuál es el valor mínimo permitido de r_{BB} para los UJT, de modo que los SCR no se ceben sino hasta que se les ordene? Desprecie la consideración de margen de ruido.

PRACTICAS DE LABORATORIO SUGERIDAS

PRACTICA 5-1: OSCILADOR DE RELAJACION CON UJT

Propósitos

- a. Determinar la relación intrínseca entre contactos de un UJT
- b. Observar y graficar las formas de onda de salida de un oscilador de relajación con UJT
- c. Observar la estabilidad con temperatura de un oscilador de relación con UJT

Procedimiento

- a. Encontrar la relación entre contactos de un UJT.
 1. Con un óhmetro, mida la resistencia interbase, r_{BB} de un UJT.
 2. Encuentre el valor individual de las dos resistencias de emisor de un UJT, r_{B1} y r_{B2} . Esto no puede hacerse con precisión con un óhmetro. En lugar de ello, conecte una fuente dc variable entre emisor y base 1 en serie con un amperímetro de 0 a 10 mA en el terminal de emisor. Ajuste el voltaje de la fuente dc hasta que el amperímetro lea 5 mA. Mida el voltaje V_{EB1} y réstele 0,6 V que es la caída en la unión pn. Lo que queda de voltaje, de hecho está aplicado a

r_{B1} . Utilice la ley de Ohm para calcular r_{B1} :

$$r_{B1} = \frac{V_{EB1} - 0,6 \text{ V}}{5 \text{ mA}}$$

¿Por qué un óhmetro da una falsa lectura para r_{B1} y r_{B2} , y sí da una lectura correcta para r_{BB} ?

3. Repita el paso 2 en el circuito de emisor a base 2 para encontrar r_{B2} .
 4. Calcule la relación entre contactos del UJT, a partir de la Ecuación (5-2).
- b. Encontrar el voltaje de pico del UJT.
1. Monte el circuito de la Figura 5-3, con $R_E = 100 \text{ K}$, $C_E = 100 \mu\text{F}$, y $V_S = 15 \text{ V}$ dc. Los valores de R_1 y R_2 son los dados en el dibujo. Instale un interruptor en la línea de alimentación de V_S . Coloque un voltímetro de 50 V a través de C_E y un voltímetro de 10 V a través de R_1 . Descargue completamente a C_E ; luego cierre el interruptor y vigile los voltímetros. ¿Cuál es el valor de V_P para este circuito? ¿Está este valor de acuerdo con lo esperado según la Ecuación (5-1)?
 2. Repita el paso 1 anterior pero con $V_S = 10 \text{ V}$.
 3. Mida el retardo antes del disparo. ¿Está este valor de acuerdo con lo esperado según la Ecuación (5-6)? ¿Depende el retardo de V_S ? Explique.
- c. Abra el interruptor y cambie R_E a 22 K y C_E a 0,5 μF . Retire los voltímetros y conecte a través de C_E y R_1 las entradas verticales de los canales 1 y 2 de un osciloscopio de doble trazo, para así observar las formas de onda de V_{C_E} y V_{R1} . Si no dispone de un osciloscopio de doble trazo, utilice un osciloscopio de un solo trazo y primero observe V_{C_E} , luego cambie la entrada y observe V_{R1} .
1. Utilizando los métodos del Ejemplo 5-3, pronostique la apariencia de las formas de onda de V_{C_E} y V_{R1} . Bosqueje lo que espera ver en cada forma de onda.
 2. Cierre el interruptor y ajuste los controles del osciloscopio hasta visualizar varios ciclos de las formas de onda. Dibuje las formas de onda reales. ¿Están de acuerdo con su pronóstico? Trate de explicar las discrepancias.
- d. Caliente el UJT con un caudín. ¿La frecuencia de oscilación cambia a medida que cambia la temperatura? Experimente con varios valores de R_2 hasta lograr la mejor estabilidad con temperatura. En este momento, un contador de frecuencia sería muy útil, pero si no dispone de uno, puede detectar los cambios en frecuencia vigilando atentamente el período de oscilación en la pantalla del osciloscopio.

PRACTICA 5-2: CURVAS CARACTERISTICAS DEL UJT

Propósitos

- a. Observar y graficar las curvas características voltaje-corriente de un UJT para varios voltajes interbase
- b. Observar las variaciones respecto a las características de grupo en varios UJT del mismo tipo

Procedimiento

- a. Monte el circuito de la Figura 5-9. Este circuito visualiza la curva del voltaje V_{EB1} versus la corriente I_E de un UJT.

De acuerdo con la Práctica 4-1, la fuente ac debe aislarse de la tierra física. Si no es posible, entonces el chasis del osciloscopio debe aislarse de la tierra física por medio de un adaptador tres a dos y no debe tocarse.

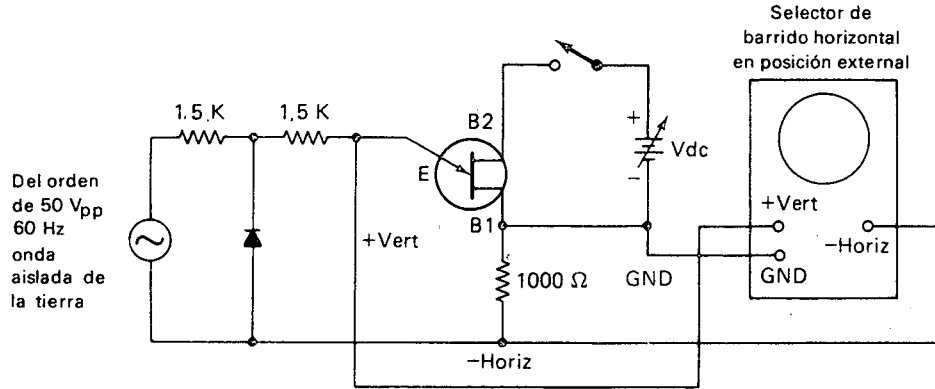


Figura 5-9. Circuito para visualizar la curva voltaje vs. corriente de un UJT. V_{EB1} se aplica a la entrada vertical del osciloscopio. La señal que aparece a través de la resistencia de 1.000Ω , la cual representa a I_E , se aplica a la entrada horizontal.

El amplificador vertical del osciloscopio, en la Figura 5-9, se conecta entre el terminal del emisor y el terminal de base 1, de modo que responde a V_{EB1} .

Con el barrido horizontal inhabilitado y el selector horizontal en la posición EXTERNAL, el amplificador horizontal del osciloscopio se conecta a través de la resistencia de 1.000Ω del terminal de base 1. La única manera de que fluya corriente a través de esta resistencia es que provenga del emisor, dado que la corriente proveniente de base 2 retorna al terminal negativo de la fuente dc antes de pasar a través de la resistencia de 1.000Ω . Por tanto, la señal que aparece en esta resistencia *representa* la corriente de emisor, dada por la siguiente ecuación:

$$I_E = \frac{V_{\text{horiz}}}{1000 \Omega}$$

Coloque la ganancia del amplificador horizontal a 1 vol/cm. Con esta selección, cada centímetro de deflexión horizontal representa 1 mA de corriente de emisor, dado que:

$$1 \text{ mA/cm} = \frac{1 \text{ volt/cm}}{1000 \Omega}$$

Note que la Figura 5-9, muestra la señal I_E aplicada al terminal de entrada *negativo* del amplificador horizontal, porque la señal que aparece en la resistencia de 1.000Ω estará "atrasada" o desfasada 180° con respecto a la situación real de la corriente. La entrada horizontal negativa la reinvierte, o la pone en fase. Si su osciloscopio no dispone de una entrada horizontal negativa, utilice la entrada positiva; y la curva característica aparecerá invertida respecto a la que se muestra en la Figura 5-2(b).

b. Con la ganancia vertical del osciloscopio seleccionada a 2 V/cm, ajuste la fuente dc variable para obtener 10 V.

1. Cierre el interruptor y observe la curva V - I del UJT. Haga cuidadosamente un dibujo de la curva, poniendo especial atención a V_p , V_v , I_p e I_v . Deberá aumentar la sensibilidad horizontal para ver con precisión el valor I_p . A una sensibilidad del orden de 5 mv/cm, cada centímetro representa $5 \mu\text{A}$ de corriente de emisor.

2. Repita el paso 1 anterior pero con la fuente variable ajustada a 15 V ($V_{B2B1} = 15$ V).
 3. Repita para $V_{B2B1} = 20$ V, y luego a 30 V. Explique qué sucede en la curva.
- c. Sustituya el UJT por varios del mismo tipo, y compare sus características a $V_{B2B1} = 20$ V. ¿Qué tanto difieren los UJT del mismo grupo en cuanto a V_p ? ¿Qué tanto en I_V ? ¿Qué tanto en V_V ?

PRACTICA 5-3: CIRCUITO DE CONTROL DE PUERTA CON UJT PARA UN SCR

Propósito

- a. Montar y observar el funcionamiento de un circuito de control de puerta con UJT para utilizarse con un SCR

Procedimiento

- a. Monte el circuito UJT-SCR de la Figura 5-6. Utilice los valores de los componentes calculados en la Sección 5-4-2. Si no dispone de una resistencia de 2,2 K a 5 W para R_d , una resistencia de 6,8 K a 2 W puede servir. DZ1 puede entonces utilizarse a $1/2$ w.

Como es ya usual, la fuente ac debe aislarse de la tierra física, o el chasis del osciloscopio debe aislarse y desde luego, no tocarse. Utilice cualquier UJT de buena calidad (2N4947, por ejemplo) y cualquier SCR de mediana potencia y buena calidad (por ejemplo, el TIC106B).

1. Utilice el osciloscopio para estudiar las formas de onda de V_{CE} , V_{R1} , V_{AK} y V_{carga} . Grafique todas estas formas de onda con la misma referencia de tiempo para un ángulo de disparo del orden de 90° . ¿Aparecen todas de la forma como las esperaba?
 2. ¿Cuál es el mínimo ángulo de disparo?
 3. ¿Cuál es el máximo ángulo de disparo?
- b. Reajuste el ángulo de disparo a 90° aproximadamente. Caliente el SCR con un cautín. ¿Qué sucede con el ángulo de disparo? ¿Tiene sentido?

6

El triac y otros tiristores

El comportamiento de los triacs es semejante al de los SCR, con la excepción que pueden conducir en cualquiera de las dos direcciones. Los triacs y los SCR forman parte de la familia de los *tiristores*. El término tiristor incluye todos los dispositivos semiconductores los cuales presentan un funcionamiento *inherente* como dispositivo de CORTE y CONDUCCION, en oposición a aquellos que presentan un cambio gradual en la conducción. Todos los tiristores son dispositivos de conmutación regenerativos, y no pueden operar en forma lineal. De este modo; un transistor no es un tiristor porque aun cuando *puede* operar en CORTE y CONDUCCION, ésta no es su naturaleza inherente; es posible para un transistor operar linealmente.

Algunos tiristores pueden *llevarse* al estado de CONDUCCION, tal como vimos en el Capítulo 4 para los SCR. Los triacs operan de manera idéntica. Otros tiristores no pueden llevarse al estado de CONDUCCION, pero pasan a este estado cuando el voltaje aplicado alcanza un cierto valor de ruptura. Ejemplos de este tipo de tiristor son los diodos de cuatro capas y los diacs. Los tiristores pequeños, los cuales no conmutan la corriente principal, generalmente se denominan *dispositivos de disparo*, usaremos dicho término en este libro. Estos dispositivos son muy útiles en circuitos de disparo de puerta de los tiristores que conmutan grandes cargas, tales como los triacs. En este capítulo trataremos los dispositivos tiristores de disparo además de los triacs.

OBJETIVOS

Al terminar este capítulo y después de realizar las prácticas de laboratorio sugeridas, se estará en capacidad de:

1. Explicar el funcionamiento de un triac que controla ambas alternancias de una fuente ac que maneja una carga resistiva
2. Definir y discutir los parámetros eléctricos importantes de los triacs, tales como corriente de disparo de puerta, corriente de mantenimiento, etc.
3. Explicar el funcionamiento de los dispositivos tipo ruptura en circuitos de disparo de triacs y discutir las ventajas de la utilización de dichos dispositivos
4. Describir el comportamiento voltaje-corriente de los siguientes dispositivos de disparo: diacs, diodos de cuatro capas, interruptores bilaterales de silicio (SBS), e interruptores unilaterales de silicio (SUS)
5. Explicar el fenómeno de histéresis que se presenta en los triacs y por qué ocurre, y explicar cómo puede eliminarse con un circuito de disparo con SBS
6. Explicar en detalle el funcionamiento de una realimentación por resistencia para disparar un UJT en un circuito de disparo para un triac
7. Explicar en detalle el funcionamiento de una realimentación por voltaje para disparar un UJT en un circuito de disparo para un triac
8. Calcular el valor de las resistencias y condensadores en un circuito de disparo con UJT para un triac bien sea que emplee realimentación por resistencia o por voltaje
9. Construir un circuito de control con triac para controlar una carga resistiva, y medir algunos de los parámetros eléctricos del triac
10. Construir un circuito el cual permita visualizar en un osciloscopio la curva característica voltaje-corriente de un tiristor
11. Interpretar la curva característica de un tiristor, identificando voltajes de ruptura directos, voltajes de ruptura inversos y corrientes de mantenimiento

6-1 TEORIA Y OPERACION DE LOS TRIACS

Un *triac* es un dispositivo de tres terminales utilizado para controlar el valor promedio de la corriente que fluye a una carga. Un triac es diferente de un SCR en que puede conducir corriente en *una cualquiera* de las dos direcciones cuando es llevado a CONDUCCION. El símbolo esquemático de un triac se muestra en la Figura 6-1(a), junto con los nombres y abreviaturas de sus terminales.

Cuando el triac es BLOQUEADO, no puede fluir corriente entre sus terminales principales independiente de la polaridad de la fuente externa aplicada. Por tanto, el triac actúa como un interruptor abierto.

Cuando el triac es llevado a CONDUCCION, presenta una resistencia muy baja al paso de la corriente en el camino de un terminal principal al otro, donde el sentido del flujo depende de la polaridad de la fuente externa aplicada. Cuando el voltaje es más positivo en *MT2*, la corriente fluye de *MT2* a *MT1*. Cuando el voltaje es más positivo en *MT1*, la corriente fluye de *MT1* a *MT2*. En cualquier caso el triac actúa como un interruptor cerrado.

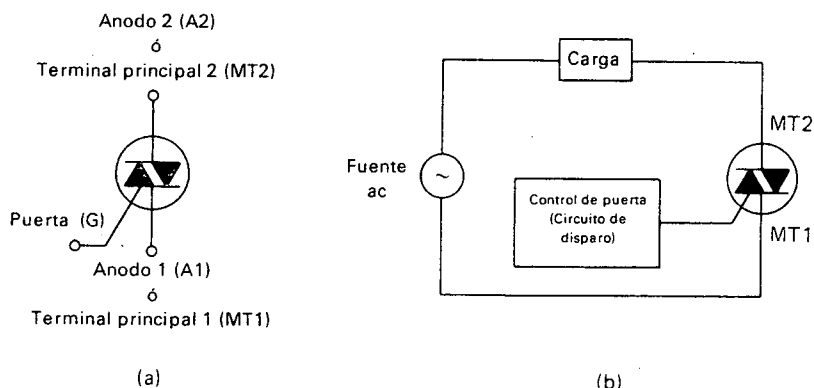


Figura 6-1. (a) Símbolo esquemático y nombre de los terminales de un triac. (b) Circuito con triac donde se muestra cómo se conectan la fuente de voltaje, la carga y el triac.

Las relaciones circuitales entre la fuente de voltaje, el triac y la carga se ilustran en la Figura 6-1(b). El triac está conectado en serie con la carga al igual que un SCR, tal como muestra la figura. El valor promedio de la corriente que se entrega a la carga puede afectarse variando la cantidad de tiempo por ciclo que el triac permanece en estado de CONDUCCION. Si permanece en el estado de CONDUCCION durante una pequeña porción del tiempo de ciclo, el promedio de la corriente que fluye durante muchos ciclos será bajo. Si permanece en el estado de CONDUCCION durante una gran porción del tiempo de ciclo, entonces el promedio de la corriente será alto.

Un triac no está limitado a 180° de conducción por ciclo. Con el adecuado arreglo de disparo, puede conducir por la totalidad de los 360° por ciclo. Entonces proporciona control de potencia de onda completa en lugar del control de potencia de media onda posible con un SCR.

Los triacs tienen las mismas ventajas que tienen los SCR y los transistores sobre los interruptores mecánicos. No tienen el rebote de contacto, no se produce arco en contactos parcialmente abiertos, y pueden operarse mucho más rápido que los interruptores mecánicos, por tanto permiten un control de corriente más preciso.

6-2 FORMAS DE ONDA EN LOS TRIACS

Las formas de onda en los triacs son similares a las formas de onda en los SCR, excepto que pueden cebarse en el semiciclo negativo. La Figura 6-2 muestra las formas de onda de voltaje en la carga y voltaje en el triac (entre los terminales principales) para tres condiciones diferentes.

La forma de onda de la Figura 6-2(a) muestra al triac en CORTE durante los primeros 30° de cada semiciclo; durante estos 30° el triac está actuando como un interruptor abierto. Durante este tiempo la totalidad del voltaje de línea cae a través de los terminales principales del triac, y no se aplica voltaje a la carga. Entonces no hay flujo de corriente por el triac

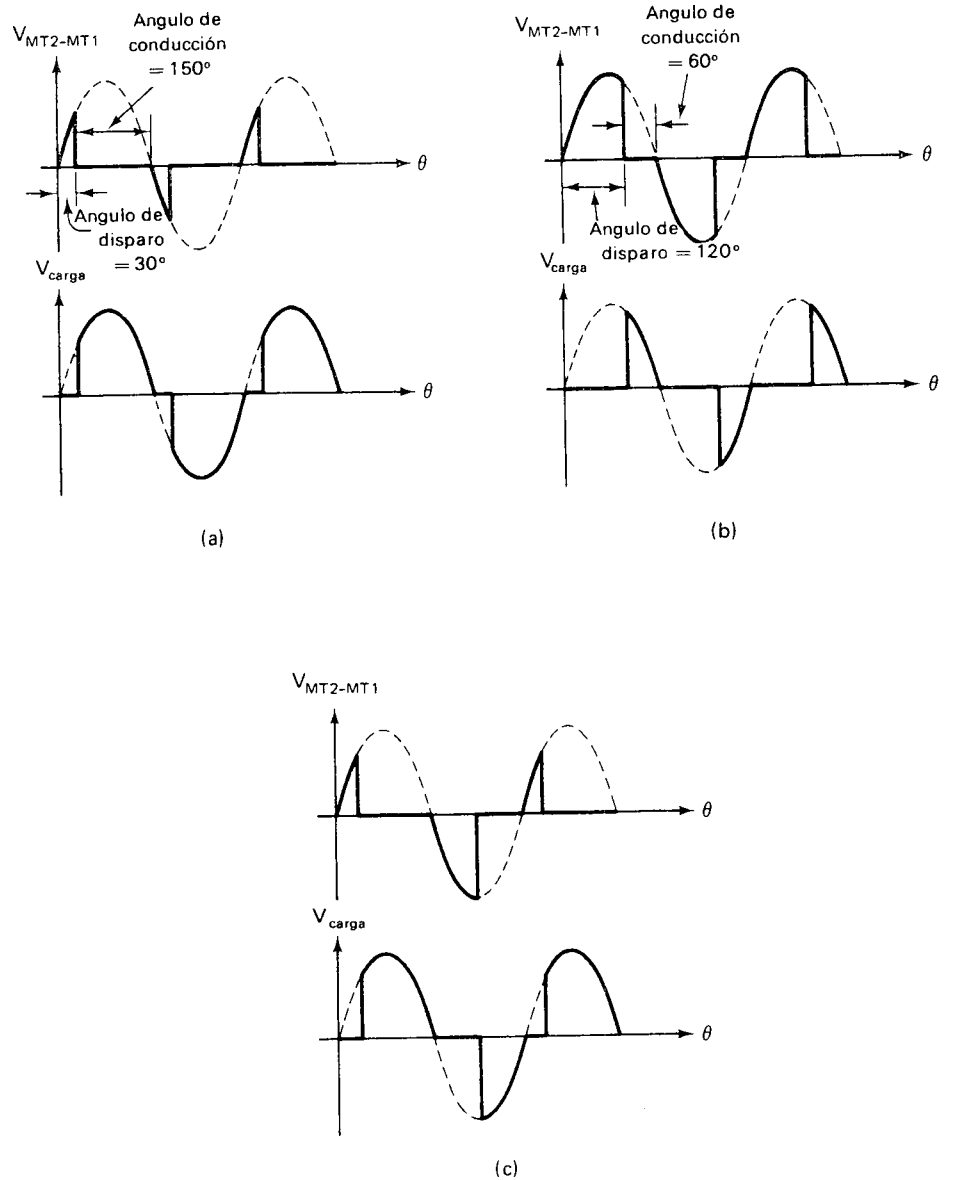


Figura 6-2. Formas de onda del voltaje entre los terminales principales del triac y del voltaje en la carga para tres condiciones diferentes. (a) Angulo de disparo igual a 30° en ambos semiciclos, positivo y negativo. (b) Angulo de disparo igual a 120° para ambos semiciclos. (c) Angulos de disparo desiguales para el semiciclo positivo y el semiciclo negativo. Generalmente, esto no es deseable.

o por la carga. La porción del semiciclo durante el cual existe esta situación se denomina *ángulo de disparo*, igual que para el caso del SCR.

Continuando con la Figura 6-2(a), después de transcurridos los 30° , el triac se ceba o CONDUCE, y actúa como un interruptor cerrado. En este instante el triac comienza a conducir a través de sus terminales principales y a través de la carga y continúa la conducción de corriente por el resto del semiciclo. La porción del semiciclo durante la cual el triac está en CONDUCCION se denomina *ángulo de conducción*. El ángulo de conducción en la Figura 6-2(a) es 150° . Las formas de onda muestran que durante el ángulo de conducción la totalidad del voltaje de línea se aplica a la carga, y cero voltaje aparece a través de los terminales principales del triac.

La Figura 6-2(b) muestra la misma forma de onda con un ángulo de disparo más grande. El ángulo de disparo es 120° y el ángulo de conducción es 60° en la Figura 6-2(b). Dado que la corriente fluye durante una pequeña porción de la totalidad del ciclo en este caso, el promedio de corriente es menor que cuando se encontraba en la condición de la Figura 6-2(a). Por tanto se transfiere menos potencia de la fuente a la carga.

Los triacs, al igual que los SCR y muchos otros dispositivos semiconductores, presentan un notorio rango de variación en sus características eléctricas. Este problema es especialmente evidente con los triacs porque usualmente sucede que los requerimientos de disparo son diferentes para las dos polaridades de la fuente de voltaje. La Figura 6-2(c) muestra formas de onda las cuales ilustran este problema. La forma de onda del triac en la Figura 6-2(c) muestra un ángulo de disparo más pequeño en el semiciclo positivo que en el semiciclo negativo, esto es debido a la tendencia del triac a dispararse más fácilmente en el semiciclo positivo. Otro triac del mismo tipo podría presentar una tendencia a dispararse más fácilmente durante el semiciclo negativo; en este caso el ángulo de disparo negativo sería más pequeño. Algunas veces tal inconsistencia en la operación de disparo no puede tolerarse. En la Sección 6-3 se discutirán los métodos para eliminar desigualdades en los ángulos de disparo.

6-3 CARACTERISTICAS ELECTRICAS DE LOS TRIACS

Cuando un triac está polarizado con un voltaje externo más positivo en *MT2* (llamada *directa* o polarización de terminal principal *positivo*), generalmente se dispara por una corriente que fluye de la puerta a *MT1*. Las polaridades de los voltajes y las direcciones de las corrientes en este caso se muestran en la Figura 6-3(a).

Cuando está polarizado como se muestra en la Figura 6-3(a), el disparo del triac es idéntico al disparo de un SCR. El terminal *G* es positivo con respecto a *MT1*, lo cual hace que la corriente de disparo fluya hacia el dispositivo desde el terminal de puerta y hacia afuera del dispositivo por el terminal *MT1*. El voltaje de puerta necesario para disparar el triac está simbolizado por V_{GT} ; la corriente de puerta necesaria para el disparo está simbolizada por I_{GT} . La mayoría de los triacs de mediana potencia tienen un V_{GT} del orden de 0,6 a 2,0 V y una I_{GT} de 0,1 a 20 mA. Como es usual estas características varían considerablemente con cambios en la

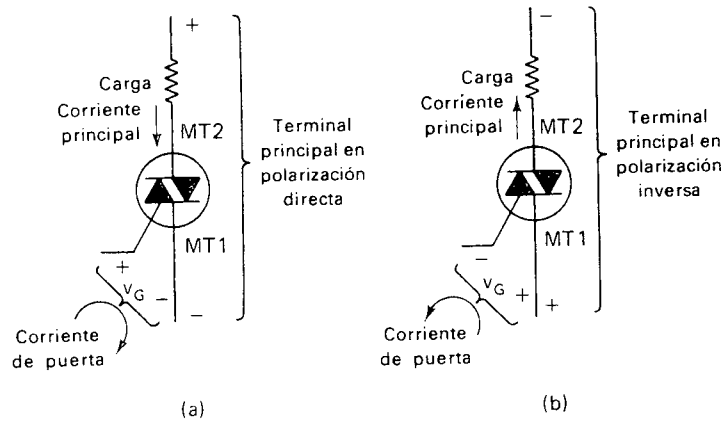


Figura 6-3. (a) Situación cuando un triac está con terminal principal polarizado directamente. Normalmente, la corriente de puerta y el voltaje de puerta tendrán las polaridades indicadas. (b) Situación en otro instante cuando el triac está polarizado inversamente. Normalmente la corriente y el voltaje de puerta son también invertidos.

temperatura. Las variaciones típicas de las características con la temperatura se encuentran graficadas en las hojas de datos que proporciona el fabricante.

Cuando el triac está polarizado más positivo en *MT1* (denominado *inverso* o polarización de terminal principal *negativo*), como se muestra en la Figura 6-3(b), el disparo generalmente se ejecuta enviando corriente de puerta al triac por el terminal *MT1* y hacia afuera del triac por el terminal *G*. El voltaje de puerta será negativo con respecto a *MT1* para realizarlo. La polaridad de los voltajes y las direcciones de las corrientes para el caso de polarización inversa se ilustran en la Figura 6-3(b).

Para un triac en particular, la I_{GT} para polarización directa puede ser bastante diferente de la I_{GT} para polarización inversa, tal como se mencionó en la Sección 6-2. Sin embargo, si se consideran muchos triacs del mismo tipo, la I_{GT} para polarización directa será igual a la I_{GT} de polarización inversa.

Un triac, al igual que un SCR, no requiere que continúe circulando corriente de puerta una vez ha sido cebado. El triac permanece en CONDUCCION hasta que cambie la polaridad de sus terminales principales o hasta que la corriente principal caiga por debajo de la corriente de mantenimiento, I_{HO} . La mayoría de los triacs de mediana potencia tienen una I_{HO} del orden de 100 mA o menos.

Otras características eléctricas importantes las cuales se aplican a los triacs son (a) el valor rms de la máxima corriente principal permitida, $I_{T(RMS)}$ y (b) el valor del voltaje de ruptura, V_{DROM} , el cual es el voltaje máximo de pico aplicado entre los terminales principales que puede bloquear el triac en cualquier dirección. Si el voltaje instantáneo aplicado entre los terminales *MT2* y *MT1* excediera V_{DROM} , el triac se rompe y comienza a dejar circular corriente por los terminales principales. Esto no daña el triac, pero significa una pérdida del control de puerta. Para preve-

nir la ruptura, el triac deberá tener un valor de V_{DROM} mucho mayor que el valor de pico del voltaje ac que maneja el circuito. Los valores más usuales de V_{DROM} para los triacs son 100, 200, 400 y 600 V.

Para muchos fabricantes, la secuencia de valores de $I_{T(RMS)}$ disponibles es 1, 3, 6, 10, 15, y 25 A; otras secuencias similares son también usadas por fabricantes de triacs.

Otro valor eléctrico importante el cual lo dan los fabricantes en las hojas de especificaciones es V_{TM} , voltaje a través de los terminales principales en estado de CONDUCCION. Idealmente, el voltaje en estado de CONDUCCION deberá ser 0 V, pero generalmente V_{TM} está entre 1 y 2 V en los triacs reales, lo mismo que para los SCR. Un valor de V_{TM} bajo es deseable porque significa que el triac en condición cerrado duplica la acción de un interruptor mecánico, aplicando la totalidad del voltaje a la carga. También significa que el triac mismo disipa una potencia muy pequeña. La potencia disipada en el triac está dada por el producto de la corriente principal y el voltaje entre los terminales principales. Es indeseable una gran disipación de potencia desde el punto de vista de protección del triac de las altas temperaturas y también desde el punto de vista de transferencia económica de energía de la fuente a la carga.

6-4 METODOS DE DISPARO PARA TRIACS

6-4-1 Circuitos RC de control de puerta

El circuito de disparo más simple para un triac se muestra en la Figura 6-4(a). En la Figura 6-4(a), el condensador C se carga a través de R_1 y R_2 durante la porción del semiciclo correspondiente al ángulo de disparo. Durante el semiciclo positivo, $MT2$ es positivo respecto a $MT1$, y C se carga con el positivo en su placa superior. Cuando el voltaje en C es lo suficientemente grande para entregar a través de R_3 la corriente de puerta (I_{GT}) necesaria para disparar el triac, el triac se ceba.

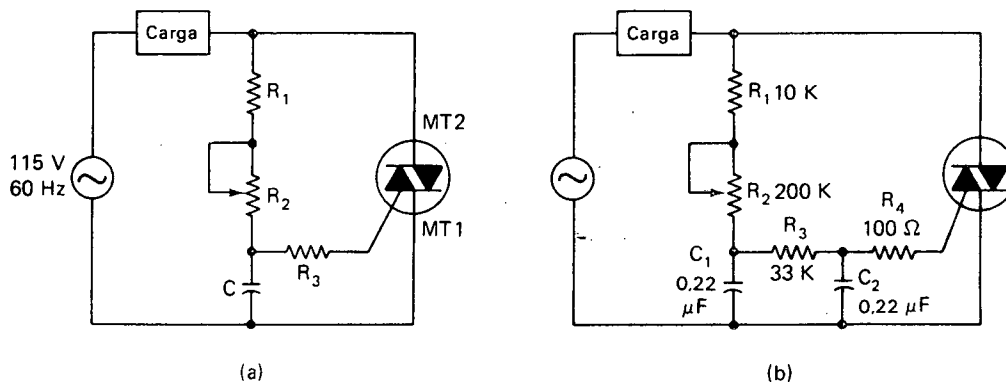


Figura 6-4. (a) Circuito simple de control de puerta (circuito de disparo) para un triac. El ángulo de disparo se ajusta por medio del potenciómetro R_2 . (b) Un circuito de control mejorado, el cual proporciona un amplio rango de ajuste del ángulo de disparo.

Durante el semiciclo negativo, C se carga con el negativo en su placa superior. Nuevamente, cuando el voltaje a través del condensador es lo suficiente para entregar a través de R_3 la corriente necesaria de puerta en la dirección inversa para disparar el triac, el triac se ceba.

La velocidad de carga del condensador C se ajusta por medio de la resistencia R_2 . Con una R_2 grande, la velocidad de carga es lenta, produciendo un ángulo de disparo grande y un promedio de corriente pequeño. Con una R_2 pequeña, la velocidad de carga es rápida, el ángulo de disparo es pequeño, y la corriente de carga es grande.

Al igual que con los circuitos de disparo para los SCR, una red RC simple no puede retardar el disparo del triac muy por encima de 90° . Para establecer un rango de ajuste amplio del ángulo de disparo, la red RC doble de la Figura 6-4(b) es generalmente la utilizada. La figura muestra las magnitudes típicas de los componentes que se utilizan con un triac de mediana potencia.

6-4-2 Dispositivos de disparo en circuitos de control de puerta para triacs

El circuito de control de puerta de la Figura 6-4 puede mejorarse adicionando un dispositivo de disparo en el terminal de puerta, como se muestra en la Figura 6-5(a). El dispositivo de disparo dibujado en la Figura 6-5(a) es un *diac*, pero hay varios otros dispositivos de disparo los cuales también pueden utilizarse. La utilización de un dispositivo de disparo en el circuito de disparo de puerta de un triac presenta algunas ventajas importantes sobre los circuitos de control de puerta con RC simple. Estas ventajas parten del hecho que un dispositivo de disparo entrega un *pulso* de corriente de puerta en lugar de una corriente de puerta sinusoidal.

La habilidad de un dispositivo de disparo para proporcionar un pulso de corriente puede entenderse al estudiar la Figura 6-5(b), la cual muestra una curva característica voltaje-corriente de un diac. (Un diac también se conoce por el nombre de *diodo bidireccional de disparo* y *diodo simétrico de disparo*.)

Interpretemos ahora la curva característica del diac. La curva muestra que para voltajes aplicados en sentido directo menores que el *voltaje de ruptura directo* (simbolizado $+V_{BR}$) el diac prácticamente no permite flujo de corriente. Una vez alcanzado el voltaje de ruptura directo, el diac conmuta a conducción y la corriente aumenta rápidamente a la vez que el voltaje a través de los terminales disminuye. Refiérase a la Figura 6-5(b) para ver esto. Este aumento rápido de la corriente en la curva característica explica la habilidad del diac para producir pulsos de corriente.

En la región de voltaje negativo, la operación es idéntica. Cuando el voltaje aplicado en sentido inverso es menor que el *voltaje de ruptura inverso* (simbolizado $-V_{BR}$) el diac no permite flujo de corriente. Cuando el voltaje aplicado alcanza $-V_{BR}$, el diac conmuta a conducción en la dirección opuesta. Esto está graficado como una corriente negativa en la Figura 6-5(b). Los diacs se fabrican de manera que son relativamente estables con temperatura y tienen una pequeña tolerancia en los voltajes de ruptura. Hay una pequeñísima diferencia entre los valores del voltaje de

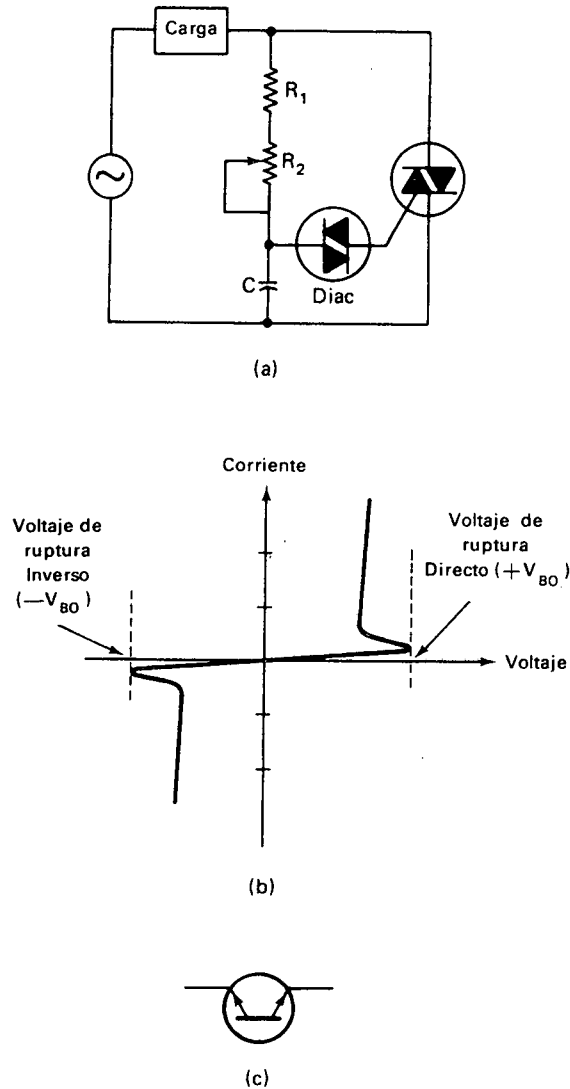


Figura 6-5. (a) Circuito de control de puerta que contiene un diac (diodo de disparo bidireccional). Este método de disparo presenta varias ventajas sobre los métodos mostrados en la Figura 6-4. (b) Curva característica voltaje-corriente de un diac. (c) Otro símbolo esquemático para representar un diac.

ruptura directo y el voltaje de ruptura inverso en un diac. La diferencia es típicamente menor que 1 V. Esto permite que el circuito de disparo mantenga prácticamente iguales los ángulos de disparo en ambos semiciclos de la fuente ac.

El funcionamiento del circuito de la Figura 6-5(a) es igual al del circuito de la Figura 6-4(a) con excepción que el voltaje en el condensador debe aumentar hasta alcanzar el voltaje de ruptura del diac para poder entregar co-

riente de puerta al triac. Para un diac, el voltaje de ruptura sería bastante más alto que el necesario en la Figura 6-4(a). El valor más popular del voltaje de ruptura para los diacs es 32 V ($+V_{BI} = +32\text{ V}$, $-V_{BI} = -32\text{ V}$). Este valor es conveniente para su uso con una fuente ac de 115 V. Por tanto cuando el voltaje en el condensador alcanza 32 V, en una cualquiera de las polaridades, el diac se dispara, entregando el pulso de corriente para CONDUCCION a la puerta del triac. Dado que el voltaje del condensador debe alcanzar un valor más alto cuando se utiliza un diac, la constante de tiempo de carga debe reducirse. Esto significa que la Figura 6-5(a) deberá tener componentes de valor más pequeño (los valores de resistencia y capacitancia) que los de la Figura 6-4(a).

Un segundo símbolo esquemático para el diac se muestra en la Figura 6-5(c). Este símbolo es usado con menos frecuencia y se prefiere el símbolo del diac que se muestra en la Figura 6-5(a).

Ejemplo 6-1

Suponga que el circuito de la Figura 6-5(a) contiene un diac con $V_{BI} = \pm 32\text{ V}$. Suponga también que los valores de la resistencia y el condensador son tales que el ángulo de disparo es $= 75^\circ$. ¿Ahora si el diac de 32 V se reemplaza por otro de 28 V y no se cambia nada más, qué sucede con el ángulo de disparo? ¿Por qué?

Solución. Si el diac de 32 V se reemplaza por otro de 28 V, esto significa que el condensador deberá cargarse solamente a $\pm 28\text{ V}$ para cebar el triac, en lugar de a $\pm 32\text{ V}$. Con los valores dados de los componentes C puede ciertamente cargarse a 28 V en menos tiempo del que toma para cargarse a 32 V. Por tanto hace que el diac se dispare más tempranamente en el semiciclo, y el ángulo de disparo se **reduce**.

6-5 INTERRUPTORES BILATERALES DE SILICIO

6-5-1 Teoría y operación de un SBS

Hay otro dispositivo de disparo el cual es capaz de disparar los triacs. Su nombre es el *interruptor bilateral de silicio* (SBS), y es popular en circuitos de control de bajo voltaje. Los SBS tienen un voltaje de ruptura menor que el de los diacs, el valor más popular es $\pm 8\text{ V}$. La curva característica voltaje-corriente de un SBS es similar a la del diac, pero el SBS tiene una región de "resistencia negativa" más pronunciada. Es decir, su declinación en voltaje es más drástica después que entra en el estado de conducción. La Figura 6-6(a) muestra esquemáticamente un SBS. Su curva característica voltaje-corriente se muestra en la Figura 6-6(b). Nótese que cuando el SBS conmuta al estado de conducción el voltaje a través de sus ánodos cae casi a cero (del orden de 1 V). Se dice que SBS tiene un *voltaje de descenso* de 7 V, porque el voltaje entre A2 y A1 decrece en casi 7 V cuando entra en CONDUCCION.

La curva característica de la Figura 6-6(b) es para cuando el terminal de puerta del SBS esté desconectado. El terminal de puerta puede utilizarse para alterar la operación básica voltaje-corriente de un SBS, como lo veremos enseguida. Sin embargo, el SBS es bastante útil aun sin su terminal de puerta, debido a su virtud de ruptura drástica de A2 a A1.

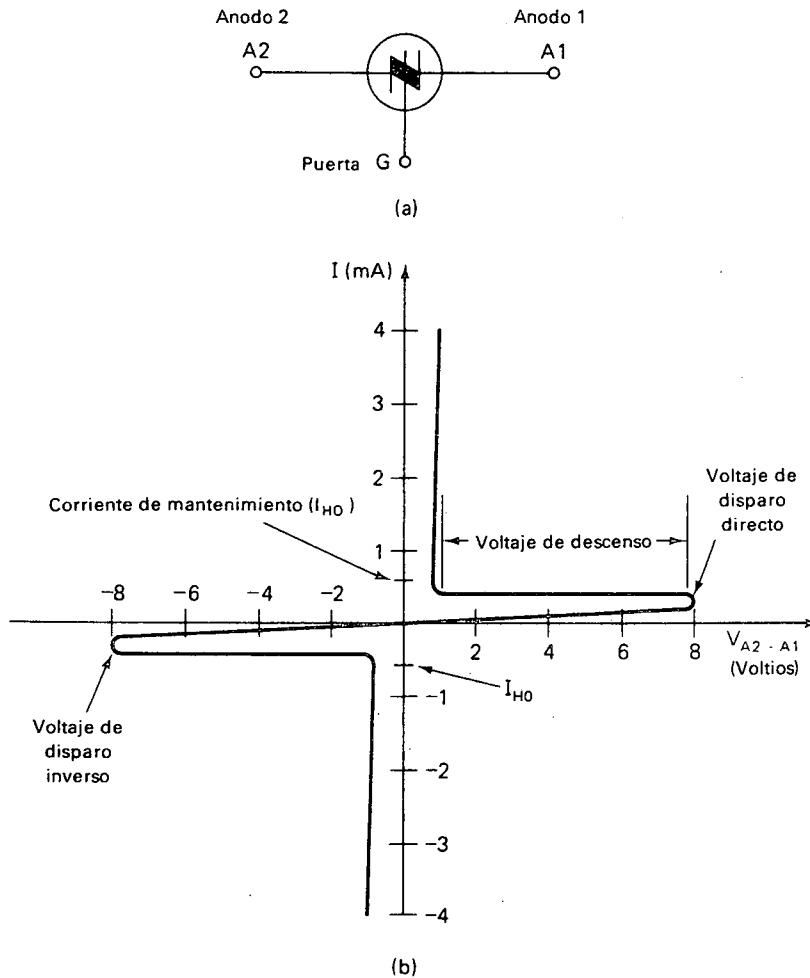


Figura 6-6. (a) Símbolo esquemático y nombre de los terminales de un SBS (silicon bilateral switch). (b) Curva característica voltaje-corriente de un SBS, donde se indican los puntos importantes.

Para utilizar un SBS sin su terminal de puerta, éste debe instalarse en lugar del diac en la Figura 6-5(a). Debido al bajo V_{BO} del SBS, los componentes de tiempo de la red RC tendrán que aumentarse en valor. Se preguntará por qué se quiere utilizar un SBS en un circuito de control en lugar del diac. Bien, en términos generales el SBS es un dispositivo superior comparado con el diac. El SBS no solamente presenta unas características de conmutación más vigorosas, como lo indica la Figura 6-6(b), sino que el SBS es más estable con temperatura y más simétrico y presenta una dispersión de grupo menor que la del diac.

Para decirlo con números, un SBS moderno tiene un coeficiente de temperatura del orden de $+0,02\%/^{\circ}C$. Esto significa que su V_{BO} aumenta en solamente $0,02\%$ por grado de cambio en temperatura, lo cual significa sola-

mente una variación de $0,16 \text{ V}/100^\circ\text{C}$, que es un índice de muy buena estabilidad con temperatura.

Los SBS son simétricos con un margen de casi $0,3 \text{ V}$. Es decir, la diferencia en magnitud entre $+V_{BO}$ y $-V_{BO}$ es menor que $0,3 \text{ V}$. Esto prácticamente proporciona ángulos de disparo idénticos en los semiciclos positivo y negativo.

La variación de grupo que presentan los SBS es menor que $0,1 \text{ V}$. Esto significa que la diferencia en V_{BO} entre todos los SBS de un mismo grupo es menor que $0,1 \text{ V}$. En contraste, la variación de grupo de los diacs es del orden de 4 V .

6-5-2 Utilización del terminal de puerta de un SBS

Como se mencionó en la Sección 6-5-1, el terminal de puerta de un SBS puede utilizarse para alterar su operación básica de disparo. Por ejemplo, si se conecta un diodo zener entre G y $A1$, como se muestra en la Figura 6-7(a), el voltaje directo de disparo ($+V_{BO}$) cambia aproximadamente al V_z del diodo zener. Con un diodo zener de $3,3 \text{ V}$ conectado, $+V_{BO}$ será igual a $3,3 \text{ V} + 0,6 \text{ V}$ (hay una unión pn interna). Esto dará:

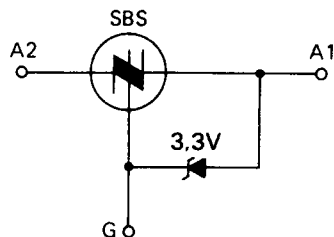
$$+V_{BO} = 3,9 \text{ V}.$$

El voltaje de disparo inverso no será afectado y permanecerá en -8 V . La nueva operación voltaje-corriente será como la dibujada en la Figura 6-7(b). Este modo de operación sería útil si se deseara obtener ángulos de disparo diferentes para los semiciclos positivo y negativo (lo cual no sería usual).

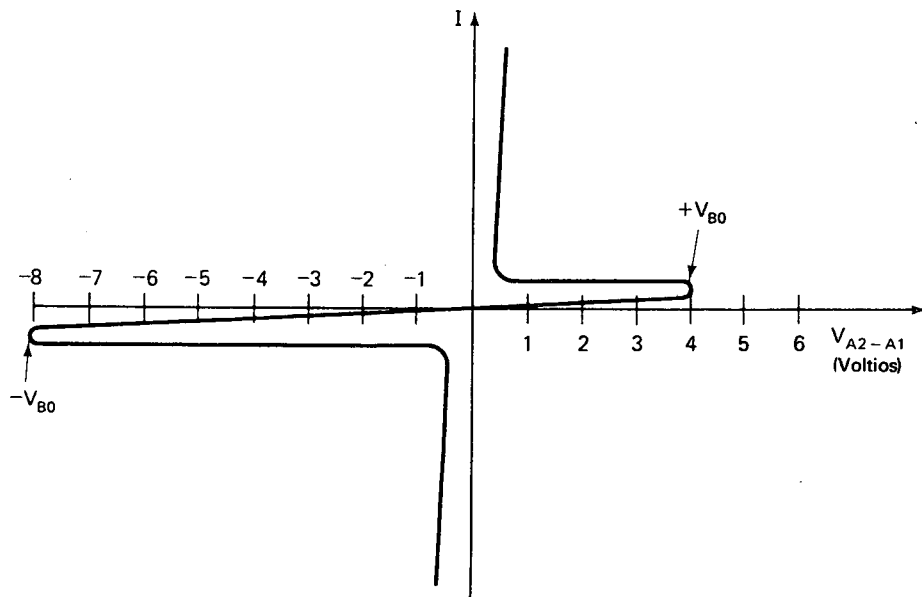
6-5-3 Eliminación de la histéresis del triac con un SBS

Una de las cosas más importantes acerca de la utilización de un SBS con terminal de puerta en los circuitos de disparo de triacs es que puede eliminar el efecto de *histéresis* o *centelleo*. Entendamos primero en qué consiste el problema de histéresis. La explicación de la histéresis es un poco complicada, así que veámosla.

Refirámonos a la Figura 6-5(a). Supongamos que R_2 está ajustada de tal forma que C no puede cargarse completamente a los 32 V en ninguna de las dos direcciones. En este caso, el diac nunca se disparará y la carga estará completamente desenergizada. Si la carga fuese una carga luminosa, no se iluminaría. Dado que C nunca pierde su carga almacenada, siempre comienza un nuevo semiciclo con una carga residual de la polaridad contraria. Es decir, cuando comienza un semiciclo positivo de la fuente ac, la carga inicial en C es tal que su placa superior es negativa y la inferior positiva; esta carga ha sido dejada por el semiciclo negativo precedente. Igualmente, cuando comienza un semiciclo negativo de la fuente ac, la carga inicial en C es tal que su placa superior es positiva y la inferior negativa, dejada por el semiciclo precedente. El efecto de esta carga inicial es que el condensador tomará más tiempo en cargarse al voltaje de disparo del diac.



(a)



(b)

Figura 6-7. (a) Un SBS combinado con un diodo zener para alterar el punto de disparo en dirección directa. (b) Curva característica de la combinación SBS-zener. El voltaje de disparo directo es menor, pero el voltaje de disparo inverso permanece invariable.

Supongamos ahora que hacemos decrecer lentamente el valor de R_2 hasta cuando el condensador *escasamente* se cargue al V_{B0} del diac. Asumamos que la primera ruptura ocurre en el semiciclo positivo (da lo mismo que ocurra en el semiciclo positivo o negativo). Cuando el diac se dispara, descarga parte de la carga + que se ha almacenado en la placa superior de C . El camino de descarga es a través del circuito de G a $MT1$ del triac. Durante el resto del semiciclo positivo, no se sucede más carga de C , porque el triac cortocircuita la totalidad del circuito de disparo cuando entra en CONDUCCION. Por tanto cuando termina el semiciclo positivo,

comienza el próximo semiciclo negativo y la carga $+$ inicial en la placa superior de C es *menor* de lo que fue para los semiciclos negativos precedentes. Esta vez el condensador tiene un “arranque rápido”, a la vez que intenta cargarse a $-V_{B1}$.

Debido a este arranque rápido, C alcanzará el valor $-V_{B1}$ más temprano en el semiciclo negativo que para el caso de $+V_{B1}$ en el precedente semiciclo positivo. Además dado que C perderá parte de la carga $-$ de su placa superior cuando el diac se dispare durante el semiciclo negativo, comenzará el próximo semiciclo positivo con menos carga inicial que antes. Por tanto se disparará más temprano en el próximo semiciclo positivo.

El resultado total de este fenómeno es: Podemos ajustar el valor de R_2 para escasamente cebar al triac, esperando obtener una luz muy tenue de la lámpara, pero tan pronto se sucede el primer cebado, todos los cebados siguientes se suceden más temprano en el semiciclo. Es imposible obtener un ajuste fino desde la condición de apagado completo a la condición de encendido tenue. En lugar de esto, la lámpara “centellea”.

Lo que se puede hacer, una vez la lámpara se ha encendido, es reajustar la resistencia R_2 a un valor más alto para retardar el disparo del diac un poco más en el semiciclo. En otras palabras, debemos girar el potenciómetro hacia atrás para poder obtener una luz verdaderamente tenue, Esto se puede demostrar con casi cualquier atenuador luminoso comercial en su casa. A no ser que sea uno muy bueno presentará centelleo y consiguiente reducción de la luz producida a medida que se regrese la posición de la perilla.

Lo que tenemos aquí es una situación en la cual un mismo valor dado de R_2 puede producir dos resultados completamente distintos de circuito, dependiendo de la *dirección* en la cual R_2 cambie. Este fenómeno ocurre con bastante frecuencia en electrónica y de hecho, en la naturaleza. Su nombre usual es *histéresis*. El centelleo de un triac es un ejemplo específico de histéresis.

Ejemplo 6-2

Supongamos que se requiere que el valor de la resistencia R_2 sea de $5.000\ \Omega$ para escasamente producir el disparo del diac de la Figura 6-5(a).

- Si el valor de R_2 es $6.000\ \Omega$ y lo reducimos a $5.025\ \Omega$, ¿se producirá alguna iluminación?
- Si el valor de R_2 es $4.700\ \Omega$ y lo aumentamos a $5.025\ \Omega$, ¿se producirá alguna iluminación?
- ¿Con qué palabra se puede resumir este comportamiento?

Solución

- Cuando $R_2 = 6.000\ \Omega$, el diac no se disparará porque R_2 debe caer a $5.000\ \Omega$ para escasamente disparar el diac. Si reducimos el valor de R_2 a $5.025\ \Omega$, el valor de la resistencia aún es un poco grande para permitir el disparo del diac, de modo que el triac no se ceba, y no se produce ninguna iluminación.
- Si el valor de R_2 es $4.700\ \Omega$, este valor es menor que el necesario para escasamente producir el disparo, de modo que el diac se disparará y ceba el triac y encenderá la lámpara. Si aumentamos el valor de la resistencia a $5.025\ \Omega$, el diac continuará disparándose porque el condensador siempre comenzará a cargarse con una carga opuesta en sus placas, más pequeña que en el caso del numeral a. Esta carga

más pequeña resulta del hecho que el condensador se ha descargado parcialmente en el semiciclo anterior. Con el diac disparado, se ceba el triac, y la lámpara emitirá algo de luz.

c. El hecho de que a 5.025Ω viniendo de *arriba* (de 6.000Ω) no se produzca luz, pero que a 5.025Ω viniendo de *abajo* (de 4.700Ω) se produzca algo de luz significa que para un valor dado de resistencia se producen dos resultados completamente diferentes, dependiendo de la dirección de aproximación. Por tanto podemos describir el comportamiento como una histéresis.

La histéresis del triac puede eliminarse casi completamente con el circuito de la Figura 6-8(a). Para entender cómo funciona, investiguemos la operación del SBS cuando fluye una pequeña cantidad de corriente por su terminal de puerta. Refirámonos a las Figuras 6-8(b) y (c).

La Figura 6-8(b) muestra una resistencia R colocada en el terminal de puerta de un SBS y una cierta cantidad de corriente, I_G , fluyendo de A2 a G. Esto implica que el voltaje aplicado a la resistencia es negativo respecto a A2.

Si fluye una pequeña corriente de puerta entre A2 y G, la característica de ruptura directa se cambia drásticamente. El voltaje $+V_{BO}$ cae casi a 1 V, como se muestra en la Figura 6-8(c). Esto significa que el SBS se disparará tan pronto como el voltaje de A2 a A1 alcance 1 V. Como muestra la curva $-V_{BO}$ no es afectado por la corriente de puerta de A2 a G.

Miremos ahora la Figura 6-8(a). Supongamos que R_2 está ajustada de tal manera que el condensador no puede alcanzar los ± 8 V para disparar el SBS. El triac no se cebará, y la lámpara estará apagada. Durante el semiciclo positivo, C se cargará con el positivo en su placa superior y el negativo en la inferior. Veamos ahora qué sucede cuando la fuente ac completa el semiciclo positivo y se aproxima a 0 V. Cuando la línea superior de la fuente es cercana a cero con relación a la línea inferior, esto significa que el extremo superior de R_3 es cercano a cero voltios con relación al extremo inferior de C. Sin embargo, el extremo superior de C es positivo respecto a su extremo inferior en este instante, porque el condensador está cargado. Por tanto hay un voltaje aplicado entre A2 y el extremo superior de R_3 ; este voltaje es positivo en A2 y negativo en el extremo superior de R_3 . El diodo D_1 queda polarizado directamente y permite que fluya una pequeña corriente de puerta al SBS. El camino es hacia el SBS por A2 y fuera de éste por G, a través de D_1 , y a través de R_3 . Con esta pequeña corriente I_G , aún con un pequeño voltaje directo de A2 a A1 el SBS se disparará como muestra la Figura 6-8(c). Hay un pequeño voltaje directo entre A2 y A1 en este instante, que corresponde al voltaje en el condensador. Mientras este voltaje sea mayor de casi 1 V, el SBS se disparará. Cuando el SBS se dispara, vacía la carga del condensador a través de R_4 . Por tanto el semiciclo negativo de la fuente ac comienza con el condensador descargado casi por completo. El resultado total es que el condensador comenzará a cargarse con la misma carga inicial (casi cero) independiente de si el triac se ha cebado o no. Por tanto se elimina la histéresis del triac.

Se deja como pregunta al final del capítulo explicar el propósito del diodo D_2 .

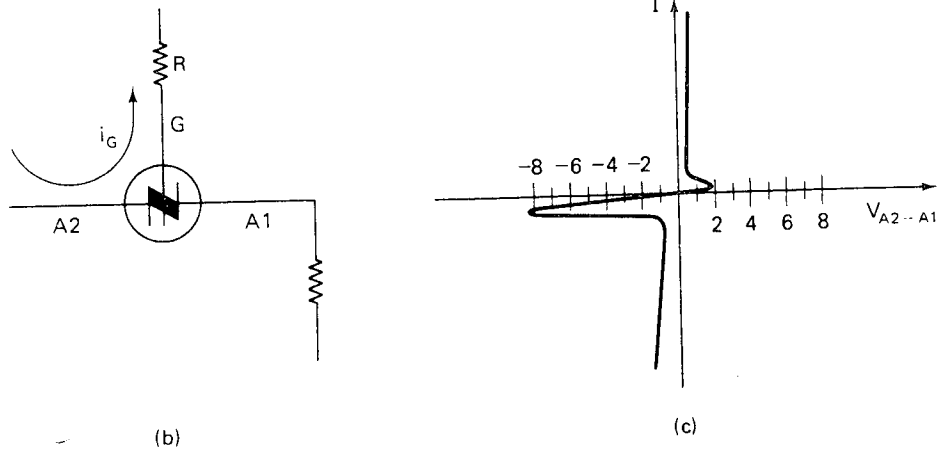
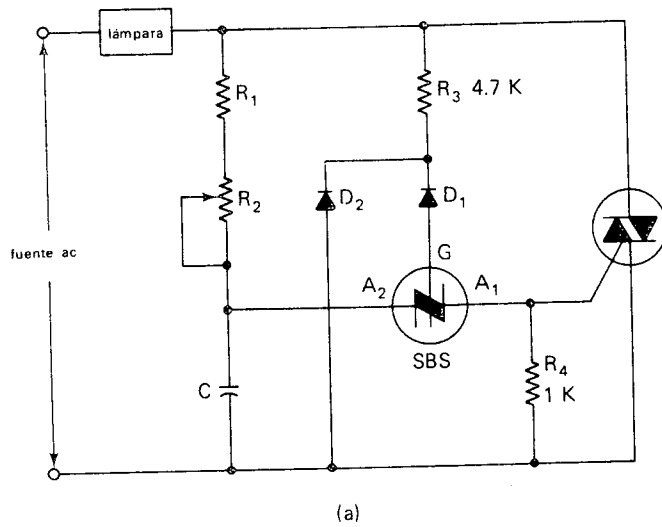


Figura 6-8. (a) Circuito más complejo para el disparo de triacs. Por medio de este circuito puede eliminarse el centelleo del triac. (b) Dirección de la corriente de puerta a través del SBS a medida que la fuente ac se aproxima al cruce por cero. (c) El voltaje de disparo directo es muy bajo cuando está fluyendo corriente de puerta en el SBS.

6-6 DISPOSITIVOS DE DISPARO UNILATERALES

El diac y el SBS están clasificados como dispositivos de disparo *bilaterales* o *bidireccionales* porque pueden dispararse en una cualquiera de las dos direcciones. Existen también dispositivos de disparo los cuales se disparan en una sola dirección; estos se clasifican como dispositivos de disparo *unilaterales* o *unidireccionales*. Hemos visto ya un dispositivo unila

teral de disparo, el diodo de cuatro capas, en la Sección 4-5. Ahora veremos en detalle dos dispositivos de disparo unidireccionales, el diodo de cuatro capas y el *interruptor unilaterial de silicio* (SUS). Aún cuando los dispositivos de disparo unilaterales se encuentran más frecuentemente en los circuitos de disparo para SCR, pueden utilizarse también en los circuitos de disparo para triacs si tienen un circuito extra de soporte.

Los símbolos esquemáticos y nombres de los terminales de un diodo de cuatro capas y de un SUS se muestran en las Figuras 6-9(a) y (b). Su característica de operación voltaje-corriente se ilustra en la Figura 6-9(c).

Como podemos ver, el funcionamiento de los diodos de cuatro capas y de los SUS es similar al de los SBS a excepción de que solamente es posible el disparo en sentido directo. La *ruptura inversa* puede suceder, pero solamente a un voltaje mucho mayor que $+V_{BI}$. La ruptura inversa es destructiva para el dispositivo.

El SUS, al igual que el SBS, tiene un terminal de puerta el cual puede alterar el funcionamiento básico de disparo que se muestra en la Figura 6-9(c). Conectando un diodo zener entre la puerta y el cátodo del SUS, el voltaje de disparo puede reducirse a:

$$V_{BI} = V_z + 0,6 \text{ V.}$$

Cuando se hace esto, el cátodo del diodo zener debe conectarse a la puerta del SUS, y el ánodo del zener debe conectarse al cátodo del SUS.

El SUS puede dispararse a un voltaje ánodo-cátodo muy bajo (casi 1 V) si hay flujo de corriente de ánodo a puerta. Esta es la misma clase de control que se ilustra en la Figura 6-8 para un SBS.

La operación de disparo de un diodo de cuatro capas no puede alterarse.

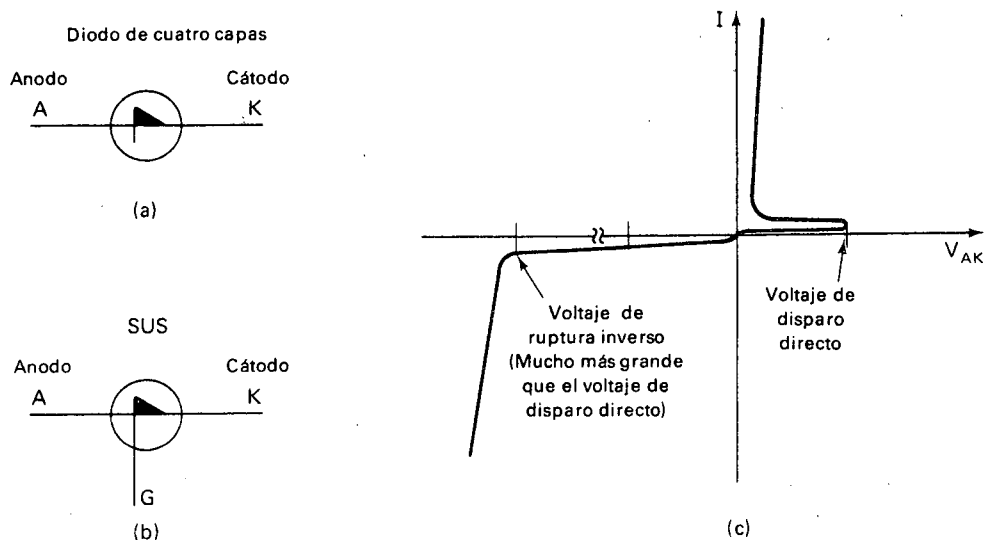


Figura 6-9. (a) Símbolo esquemático de un diodo de cuatro capas. (b) Símbolo y nombres de los terminales de un SUS (silicon unilateral switch). (c) Curva característica voltaje-corriente de un SUS.

Los diodos de cuatro capas están disponibles con voltajes de disparo que van desde 10 hasta 400 V. Pueden conducir grandes pulsos de corriente si estos son de corta duración. Algunos diodos de cuatro capas pueden conducir pulsos de corriente de hasta 100 A.

Los interruptores unilaterales de silicio son dispositivos de bajo voltaje y baja corriente. La mayoría de los SUS tienen un voltaje de disparo de 8 V y un límite de corriente menor que 1 A.

6-7 EL DIODO DE CUATRO CAPAS UTILIZADO PARA DISPARAR UN TRIAC

La Figura 6-10(a) muestra un ejemplo de la utilización de un diodo de cuatro capas y su circuitería de soporte en un circuito de control de puerta de un triac.

Veamos cómo funciona. A medida que la fuente ac pasa por sus alternancias positiva y negativa, el puente rectificador entrega un voltaje rectificado de onda completa al circuito de tiempo RC . Este voltaje se denomina V_{puente} en la Figura 6-10(c). El voltaje a través del condensador, V_C , tiende a seguir a V_{puente} , con un atraso determinado por la posición de R_2 . En algún punto en el semiciclo V_C alcanzará el voltaje de disparo del diodo de cuatro capas, que se muestra en la Figura 6-10(d) y que es 20 V. Cuando se alcanza dicho punto, el diodo de cuatro capas se dispara y permite que el condensador se descargue a través del devanado primario del transformador de pulsos.

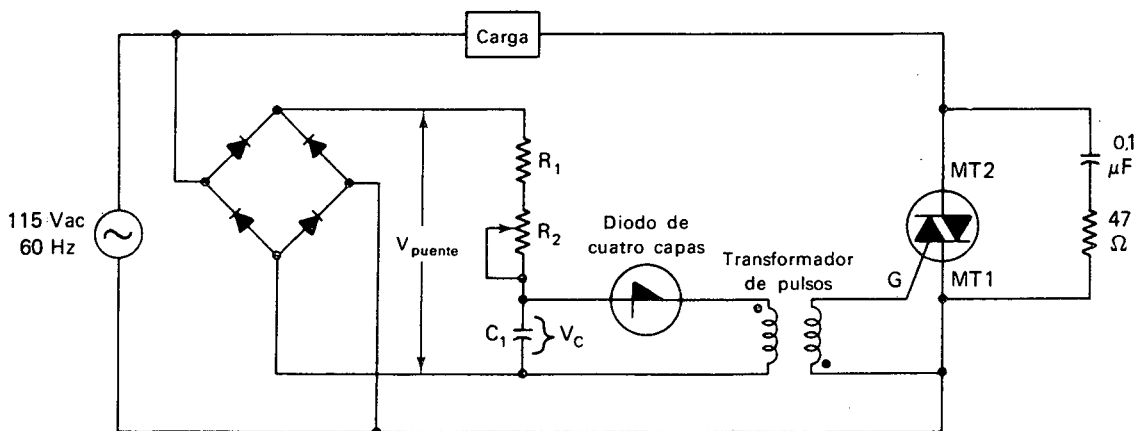
La descarga del condensador produce un impulso de corriente en el devanado primario del transformador, tal como se muestra en la Figura 6-10(e). El impulso de corriente continúa hasta que el condensador se descarga al punto donde no puede entregar una corriente igual a la de mantenimiento del diodo de cuatro capas.

El transformador de pulsos acopla este pulso de corriente al circuito $G-MT1$ del triac, con lo cual ceba el triac. La forma de onda de la corriente de puerta está graficada en la Figura 6-10(f). El transformador de pulsos es necesario porque el circuito de tiempo RC debe aislarse eléctricamente del circuito $G-MT1$, debido a que el circuito RC está manejado por un puente rectificador el cual está conectado a $MT1$. Es decir si se removiera el transformador de la Figura 6-10(a) y el circuito de disparo se conectaría directamente de G a $MT1$, habría un cortocircuito a través del diodo inferior derecho del puente. Puede verificarlo usted mismo.

Notemos que el pulso de I_{sec} siempre fluye en la misma dirección sin hacer caso de la polaridad de los terminales principales. Aun cuando no ha sido mencionado hasta ahora, la dirección de la corriente de puerta del triac no tiene necesariamente que concordar con la polaridad de los terminales principales. Es decir, un triac con polaridad positiva en sus terminales principales puede cebarse con una corriente negativa de puerta. Así mismo, cuando el triac tiene polaridad negativa en sus terminales principales, puede cebarse con una corriente de puerta positiva. Los SCR no son así; una corriente inversa de puerta dañará al SCR.

Para hacer claridad, los cuatro modos de disparo de un triac se resumen como sigue:

- a. Terminal principal con voltaje positivo, corriente de puerta positiva
- b. Terminal principal con voltaje positivo, corriente de puerta negativa



(a)

Figura 6-10. (a) Diagrama esquemático completo de un circuito de control para un triac que contiene un diodo de cuatro capas y un transformador de pulsos. (b) Forma de onda del voltaje ac de la fuente. (c) Voltaje rectificado de onda completa (V_{puente}) el cual se aplica al circuito de disparo. (d) Forma de onda del voltaje en el condensador, donde se muestra el alcance del V_{bc} del diodo de cuatro capas. (e) Corriente por el primario del transformador de pulsos. (f) Pulsos de corriente invertidos producidos por el secundario del transformador. (g) Forma de onda del voltaje en la carga.

- c. Terminal principal con voltaje negativo, corriente de puerta negativa
- d. Terminal principal con voltaje negativo, corriente de puerta positiva

La expresión terminal principal con voltaje positivo significa que $MT2$ es más positivo que $MT1$; el terminal principal con voltaje negativo es lo contrario. Corriente de puerta positiva significa corriente en sentido convencional fluyendo hacia la puerta y hacia afuera del terminal principal 1; corriente de puerta negativa es lo contrario.

Los triacs modernos disparan muy bien en los modos **a**, **b** y **c**, pero son más difíciles de disparar en el modo **d**. Por tanto se evita el modo **d**. Por esta razón, siempre que ambas polaridades de terminal principal deban dispararse por la misma dirección de corriente de puerta, la dirección es la *negativa*.

Un pulso de corriente de puerta puede entregarse fácilmente con sólo invertir el pulso del secundario del transformador. Esto ha sido hecho en la Figura 6-10(a). Notemos que los puntos de fase del transformador indican que cuando la corriente primaria *entra* al transformador por su terminal superior, la corriente secundaria *sale* del transformador por el terminal inferior del devanado. Esta es la dirección negativa de la corriente de puerta, como se estableció antes. I_{sec} se muestra en dirección negativa en la Figura 6-10(f).

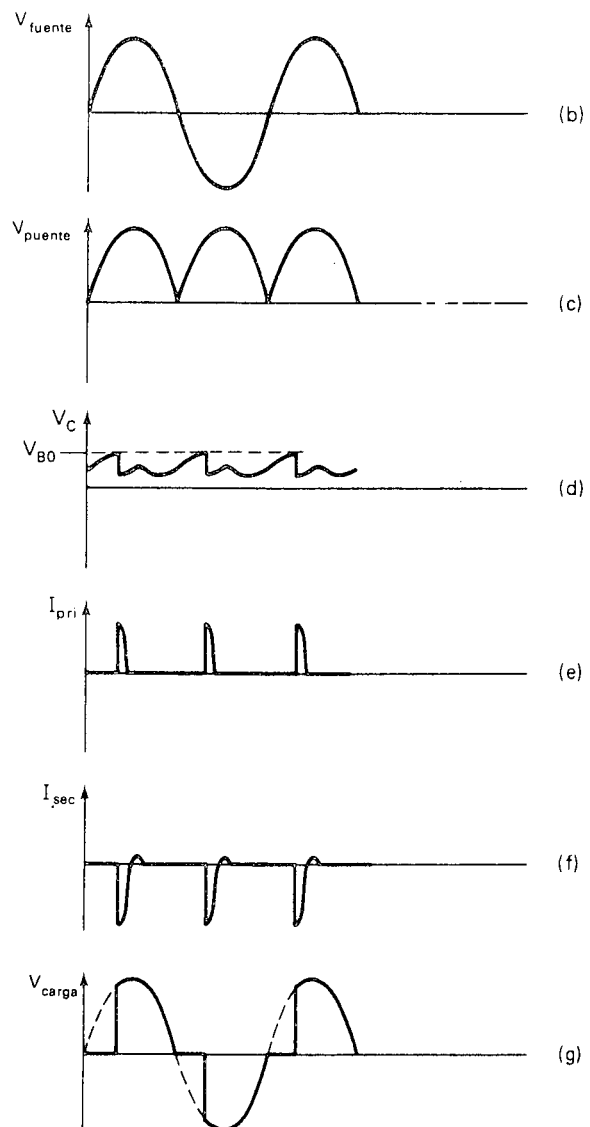


Figura 6-10. (Cont.)

En el instante que ocurre el pulso de I_{sec} en el circuito de puerta, el triac se ceba y hace que el voltaje de línea aparezca a través de la carga. Esto se encuentra dibujado en la forma de onda de la Figura 6-10(g). El ángulo de disparo puede reducirse o aumentarse ajustando el valor de R_2 a un valor más pequeño o más grande respectivamente.

6-8 VELOCIDAD DE AUMENTO CRITICA DEL VOLTAJE APLICADO A UN TRIAC BLOQUEADO (dv/dt)

En la Figura 6-10, notemos la presencia del circuito RC conectado en paralelo con el triac. Dichos circuitos RC algunas veces se instalan a través de los triacs en las aplicaciones industriales. El propósito de este circuito es el de impedir que señales transitorias de alta velocidad de aumento aparezcan a través de los terminales principales del triac. La razón de la necesidad de eliminar los aumentos rápidos de voltaje es que todos los triacs tienen un cierto *valor de velocidad dv/dt* , el cual corresponde a la máxima velocidad de aumento del voltaje entre los terminales principales que puede soportar. Si esta velocidad de aumento se excede, el triac puede accidentalmente pasar al estado de CONDUCCION, aun cuando no ocurra señal de puerta.

Para la mayoría de los triacs de mediana potencia, el valor de dv/dt es del orden de $100 \text{ V}/\mu\text{seg}$. A pesar de lo grande que sea cualquier onda transitoria que aparezca a través de los terminales principales, siempre que tenga una pendiente menor que el valor de dv/dt , el triac no pasará a CONDUCCION sin señal de puerta. Si se presenta una onda transitoria que tenga una pendiente voltaje vs tiempo mayor que el valor de dv/dt , el triac puede pasar a CONDUCCION.

Debemos enfatizar que esto no es lo mismo que el V_{DROM} de ruptura. El valor de V_{DROM} de un triac es el máximo pico de voltaje que el triac puede soportar sin dispararse por ruptura, al aproximarse *lentamente* a este valor de voltaje. El valor de dv/dt se refiere a ondas *rápidas* de voltaje, las cuales pueden tener un valor de pico menor que V_{DROM} . El hecho es que aun cuando la onda transitoria sea de pequeña magnitud, su *pendiente* causará el cebado del triac.

Si la fuente ac está garantizada libre de ondas transitorias, el circuito supresor RC de la Figura 6-10(a) no es necesario. Sin embargo, en los ambientes industriales las líneas ac están mezcladas con ondas transitorias debidas a las operaciones de conexión y desconexión, etc. Por tanto el circuito supresor RC casi siempre se incluye.

La supresión de transitorios de hecho es proporcionada por la parte C del circuito RC . El condensador de $0,1 \mu\text{F}$ en la Figura 6-10 tiende a cortocircuitar el triac para señales de alta frecuencia. Por consiguiente cualquier transitorio de alta velocidad que aparezca en la línea ac, caerá a través de la resistencia de carga, dado que C presenta una impedancia muy baja a cualquier señal de alta velocidad.

La razón de la inclusión de R es limitar la gran corriente de descarga cuando el triac pasa a CONDUCCION bajo condiciones normales de operación. La resistencia R de hecho no interviene en la supresión de los transitorios de alta velocidad; su único propósito es el de limitar la descarga del condensador C a través de los terminales principales del triac.

Los valores de R y C que se muestran en la Figura 6-10 son típicos. Dichos circuitos supresores RC se usan también con los SCR, porque éstos tienen el mismo problema con los transitorios de alta velocidad de aumento.

6-9 LOS UJT COMO DISPOSITIVOS DE DISPARO PARA TRIACS

Hasta ahora, el ángulo de disparo de todos nuestros circuitos con triacs y SCR ha sido seleccionado ajustando el valor de resistencia de un potenciómetro. En el control de potencia industrial hay veces que el punto de cebado se selecciona por medio de una señal de voltaje de realimentación. Una señal de voltaje de realimentación es un voltaje el cual de alguna manera representa la condición actual de la carga. Por ejemplo, en el caso de una carga luminosa, un voltaje proporcional a la intensidad luminosa podría utilizarse como señal de realimentación para controlar automáticamente el ángulo de disparo del triac y por consiguiente la intensidad de la luz producida; cuando se tiene un motor como carga, un voltaje proporcional a la velocidad del eje podría utilizarse como señal de realimentación para controlar el ángulo de disparo y en consecuencia la velocidad del motor. Siempre que se efectúa un control del cebado de un triac (o un SCR) por medio de una señal de voltaje de realimentación, el dispositivo popular de disparo es el UJT.

Algunas veces la señal de realimentación toma la forma de la variación de una resistencia en lugar de la variación de un voltaje. En este caso también el UJT es compatible con la situación de realimentación.

La Figura 6-11 ilustra un montaje de disparo con UJT visto con frecuencia para utilizarse con realimentación. En la Figura 6-11(a), la cual muestra un circuito completo de control de potencia, se ha esquematizado una realimentación por resistencia. La resistencia R_f es una resistencia variable que varía a medida que cambian las condiciones de carga. El mismo circuito ha sido adaptado para realimentación por voltaje sustituyendo R_f por la red de alimentación de voltaje dibujada en la Figura 6-11(b). La realimentación por resistencia es un poco más simple, de modo que comenzaremos por ésta.

6-9-1 Circuito de disparo con UJT y con realimentación por resistencia

El transformador T_1 es un *transformador de aislamiento*. Un transformador de aislamiento tiene una relación de vueltas 1:1, y su propósito es aislar eléctricamente los circuitos primario y secundario. En este caso el transformador de aislamiento está aislando el circuito de potencia ac del circuito de disparo. Muchos transformadores de aislamiento incluyen componentes para supresión de transitorios. Cuando incluyen dichos componentes, las señales transitorias de alta frecuencia que aparecen en el primario *no* son transmitidas al devanado secundario, de este modo ayudan a mantener el circuito secundario libre de ruido.

La onda senoidal de 115 V ac proveniente del secundario de T_1 se aplica a un puente rectificador. La salida del puente rectificador de onda completa se aplica a una combinación resistencia-diodo zener, la cual entrega entonces una forma de onda de 24 V sincronizada con la línea ac. Esta forma de onda está dibujada en la Figura 6-11(c).

Cuando se ha estabilizado la fuente de 24 V, C_1 comienza a cargarse. Cuando se ha cargado al V_p del UJT, el UJT se dispara y crea un pulso de

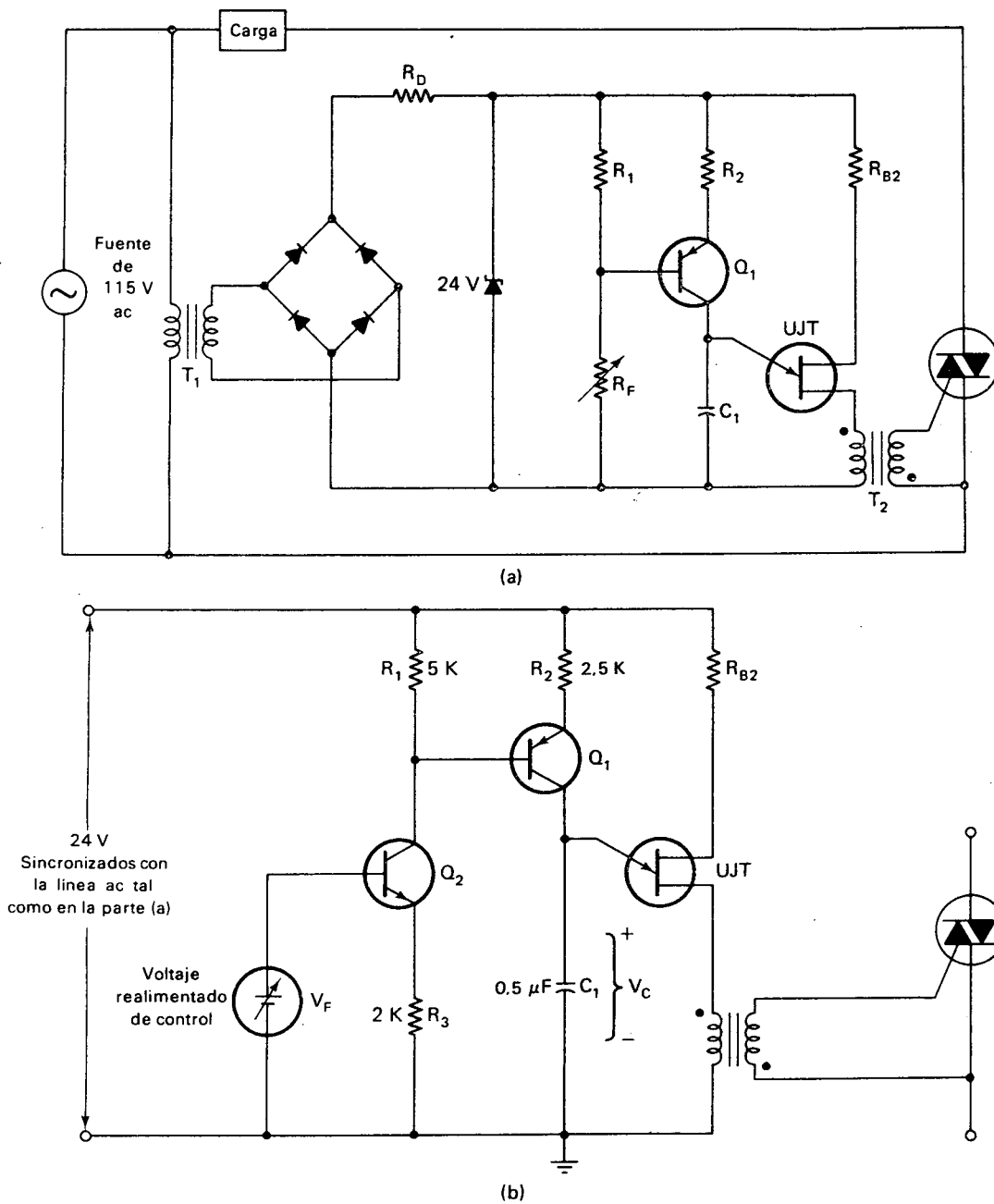


Figura 6-11. (a) Diagrama esquemático completo de un circuito de control con triac. El circuito de disparo utiliza un UJT y una fuente de corriente constante, la cual es controlada por la realimentación por resistencia. (b) El mismo circuito de disparo de la parte (a) con la excepción que la fuente de corriente es controlada por la realimentación por voltaje. (c) Voltaje de onda completa recortado por el zener, el cual maneja el circuito de disparo. (d) Forma de onda cuando alcanza el V_p del UJT (15 V en este caso). (e) Pulsos de corriente provenientes del secundario del transformador de pulsos. (f) Forma de onda del voltaje en la carga.

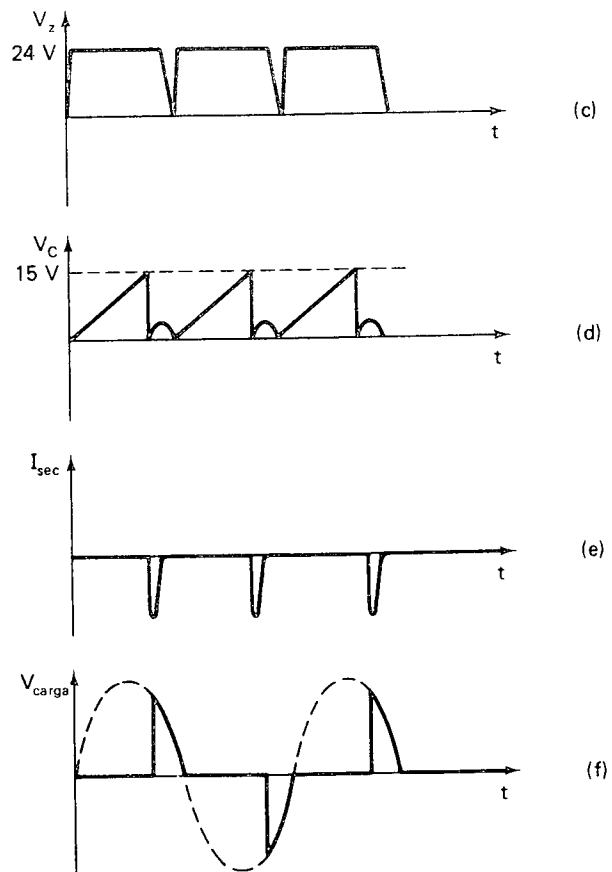


Figura 6-11. (Cont.)

corriente en el devanado primario del transformador de pulsos T_2 . Este pulso se transmite al devanado secundario, y el pulso del secundario se entrega a la puerta del triac, pasándolo a CONDUCCION por el resto del semiciclo. Las formas de onda correspondientes al voltaje del condensador, V_c , la corriente secundaria de T_2 , I_{sec} , y al voltaje en la carga, V_{carga} , están dibujadas en las Figuras 6-11(d), (e) y (f). En estas formas de onda el ángulo de disparo es del orden de 135° .

La velocidad a la cual C_1 se carga está determinada por la relación de R_f a R_1 . R_f y R_1 forman un divisor de voltaje. Entre ellas se dividen los 24 V de la fuente dc que alimenta al circuito de disparo. Si R_f es pequeña comparada con R_1 , entonces R_1 recibe una gran parte de los 24 V de la fuente. Esto hará que el transistor Q_1 , *pnp*, conduzca bastante, dado que el voltaje en R_1 está aplicado a su circuito de emisor a base. Con Q_1 conduciendo bastante, C_1 se carga rápidamente, porque C_1 se carga por la corriente de colector de Q_1 . Bajo estas condiciones el UJT se dispara tempranamente en el semiciclo, y el promedio de la corriente es alto.

Por el contrario, si R_F es grande comparada con R_1 , entonces el voltaje en R_1 será más pequeño que el anterior debido al efecto de la división del voltaje. Esto hace que aparezca un voltaje más pequeño a través del circuito de emisor a base de Q_1 , reduciendo la polarización de Q_1 . Con Q_1 conduciendo menos, la velocidad de carga de C_1 se reduce, y toma más tiempo en alcanzar el voltaje V_p del UJT. Por tanto el UJT y el triac se disparan más tarde en el semiciclo y el promedio de la corriente de carga es menor que en el caso anterior.

El circuito de carga de C_1 mostrado produce una velocidad *constante* para el crecimiento del voltaje a través del condensador, tal como lo muestra la Figura 6-11(d). La pendiente de la forma de onda del voltaje es constante porque la corriente de carga del condensador es constante. Ahora analicemos cuantitativamente este circuito de una *fuentes de corriente constante*.

Primero, considerando a R_F y R_1 como un circuito serie, podemos afirmar que:

$$V_{R_1} = (24 \text{ V}) \frac{R_1}{R_1 + R_F}, \quad (6-1)$$

lo cual expresa la proporcionalidad entre el voltaje y la resistencia de un circuito serie. Desde luego, estrictamente hablando, R_1 y R_F no conforman realmente un circuito serie. El terminal de base de Q_1 está conectado al punto de unión de las dos resistencias; debido a esto, por R_F circula un poquito más de corriente que por R_1 . Sin embargo, si estas resistencias están adecuadamente seleccionadas, la corriente que drenan será bastante mayor que la corriente de base del transistor. Con una corriente de base muy pequeña en comparación, el porcentaje de diferencia entre la corriente por R_F y la corriente por R_1 es despreciable. Dado esto, es correcto entonces considerar a R_F y R_1 como un circuito serie, y la Ecuación (6-1) se justifica.

El voltaje V_{R_1} aparece a través de R_2 y de la unión base-emisor de Q_1 . Dado que R_2 está en el terminal de emisor de Q_1 podemos afirmar que:

$$V_{R_1} = (I_{E_1})R_2 + 0,6 \text{ V},$$

donde I_{E_1} corresponde a la corriente de emisor de Q_1 . Si Q_1 es un transistor de beta alto, su corriente de colector es prácticamente igual a su corriente de emisor; esto nos lleva a una buena aproximación,

$$V_{R_1} = (I_{C_1})R_2 + 0,6 \text{ V},$$

donde I_{C_1} es la corriente de colector en el transistor y también la corriente de carga del condensador C_1 . Despejando de esta ecuación I_{C_1} y combinando con la Ecuación (6-1), obtenemos

$$I_{C_1} = \frac{V_{R_1} - 0,6 \text{ V}}{R_2} = \frac{1}{R_2} \left[\frac{(24 \text{ V})R_1}{R_1 + R_F} - 0,6 \text{ V} \right] \quad (6-2)$$

La Ecuación (6-2) muestra el hecho que la corriente de carga del condensador aumenta a medida que R_F disminuye, y muestra también que para un valor dado de R_F la corriente de carga es constante para todo tiempo.

Intuitivamente hablando, este circuito es capaz de mantener una corriente constante porque reduce el voltaje colector-emisor de Q_1 a medida que aumenta el voltaje en el condensador. Es decir, por cada voltio que aumente V_{C_1} , V_{CE} de Q_1 decrece en 1 voltio. En esta forma, el aumento continuo del voltaje en el condensador no puede retardar el flujo de corriente como normalmente sucede en un circuito RC simple.

Con I_C , una constante, la velocidad de crecimiento del voltaje es constante, dado que para cualquier condensador:

$$\frac{\Delta v}{\Delta t} = \frac{I_C}{C}, \quad (6-3)$$

donde $\Delta v/\Delta t$ es la velocidad de cambio del voltaje en el condensador. Por tanto siempre que la corriente sea constante, la velocidad de crecimiento del voltaje será constante, como se muestra en la Figura 6-11(d).

Ejemplo 6-3

Para el circuito de la Figura 6-11(a), asumamos las condiciones siguientes: $R_1 = 5 \text{ K}$, $R_F = 8 \text{ K}$, $R_2 = 2,5 \text{ K}$, $\beta_1 = 150$, $C_1 = 0,5 \mu\text{F}$, $\eta = 0,70$.

- Encontrar V_{R_1} .
- Encontrar I_{C_1} .
- ¿Cuál es la velocidad de crecimiento del voltaje a través de C_1 ?
- ¿Cuánto tiempo transcurre entre el comienzo de un semiciclo y el cebado del triac?
- ¿Cuál es el valor del ángulo de disparo?
- ¿Qué valor de R_F podría producir un ángulo de disparo de 120° ?

Solución

- Asumiendo que R_1 y R_F están en serie, podemos utilizar la Ecuación (6-1):

$$V_{R_1} = (24 \text{ V}) \frac{5 \text{ K}}{5 \text{ K} + 8 \text{ K}} = 9,2 \text{ V}.$$

- De la Ecuación (6-2),

$$I_{C_1} = \frac{1}{2,5 \text{ K}} \left[\frac{(24 \text{ V})(5 \text{ K})}{5 \text{ K} + 8 \text{ K}} - 0,6 \text{ V} \right] = 3,45 \text{ mA}.$$

- De la Ecuación (6-3),

$$\frac{\Delta V_C}{\Delta t} = \frac{I_C}{C} = \frac{3,45 \times 10^{-3}}{0,5 \times 10^{-6}} = 6,9 \times 10^3 \text{ V/seg} = 6,9 \text{ V/mseg}.$$

- El condensador debe cargarse al V_p del UJT, lo cual está dado por:

$$V_p = \eta V_{B_2B_1} + 0,6 \text{ V} = (0,70)(24 \text{ V}) + 0,6 \text{ V} = 17,4 \text{ V}.$$

El tiempo necesario para cargarse a este valor puede encontrarse de:

$$t = \frac{V_p}{\Delta v/\Delta t} = \frac{17,4 \text{ V}}{6,9 \text{ V/mseg}} = 2,5 \text{ mseg}.$$

- Llamamos θ al ángulo de disparo. Dado que 360° representan un ciclo y que el periodo de una fuente de 60 Hz es 16,67 mseg, podemos establecer la siguiente proporción:

$$\frac{\theta}{2,5 \text{ mseg.}} = \frac{360^\circ}{16,67 \text{ mseg.}}$$

$$\theta = 54^\circ.$$

f. Para un ángulo de disparo de 120° , el tiempo transcurrido entre el cruce por cero y el cebado está dado por la proporción:

$$\frac{t}{120^\circ} = \frac{16,67 \text{ mseg.}}{360^\circ},$$

$$t = 5,55 \text{ mseg.}$$

El punto de disparo del UJT sigue siendo 17,4 V, de modo que el ángulo de disparo corresponde a 5,55 mseg, la velocidad de crecimiento del voltaje del condensador debe ser:

$$\frac{\Delta v}{\Delta t} = \frac{17,4 \text{ V}}{5,55 \text{ mseg.}} = 3,14 \text{ V/mseg.}$$

Aplicando la Ecuación (6-3), nos dá una corriente de carga de:

$$\frac{I_{C_1}}{C_1} = \frac{\Delta v}{\Delta t},$$

$$I_{C_1} = \frac{3,14 \text{ V}}{1 \times 10^{-3} \text{ seg}} (0,5 \times 10^{-6}) = 1,57 \text{ mA.}$$

De la Ecuación (6-2), podemos encontrar a R_F :

$$I_{C_1} = 1,57 \text{ mA} = \frac{1}{2,5 \text{ K}} \left[\frac{(24 \text{ V})(5 \text{ K})}{(5 \text{ K} + R_F)} - 0,6 \text{ V} \right]$$

Resolviendo esta ecuación para R_F , obtenemos:

$$R_F = 21,4 \text{ K.}$$

Por tanto si la resistencia de realimentación se aumenta a 21,4 K, el ángulo de disparo se aumentará a 120° , y en concordancia se reducirá la corriente de carga.

6-9-2 Circuito de disparo con UJT y con realimentación por voltaje

Como se estableció anteriormente, los UJT son también compatibles con circuitos con realimentación por voltaje. Mentalmente remplacemos la resistencia R_F de la Figura 6-11(a) por el circuito con el transistor *npn* que se muestra en la Figura 6-11(b). Ahora el voltaje de realimentación variable V_F controla el ángulo de disparo del triac. Veamos, de una manera cuantitativa, como trabaja. Aplicando la ley de Ohm al circuito de emisor a base de Q_2 , obtenemos:

$$V_F = (I_{E_2})R_3 + 0,6 \text{ V}$$

en la cual I_{E_2} representa la corriente de emisor del transistor Q_2 . Dado que la corriente de colector es casi igual a la corriente de emisor en un transistor de alta ganancia, esta ecuación puede escribirse como:

$$I_{C_2} = \frac{V_F - 0,6 \text{ V}}{R_3}$$

I_{C_2} , la corriente de colector de Q_2 , es la misma corriente que atraviesa a R_1 si despreciamos la corriente de base de Q_1 . Por tanto V_{R_1} , el cual maneja a Q_1 , está determinado por I_{C_2} . Es decir,

$$V_{R_1} = (I_{C_2})R_1$$

$$V_{R_1} = \frac{R_1}{R_3}(V_F - 0,6 \text{ V}). \quad (6-4)$$

De aquí en adelante, el funcionamiento del circuito es idéntico al circuito de realimentación por resistencia. A mayor V_{R_1} , mayor la velocidad de carga del condensador y más prontamente se disparan el UJT y el triac. A menor V_{R_1} , menor la velocidad de carga del condensador y más tarde se dispararán el UJT y el triac.

Notemos que Q_2 tiene un valor grande de resistencia conectada a su terminal de emisor. Esto proporciona una alta impedancia de entrada para la fuente de V_F lo cual implica que el circuito es una carga liviana para la fuente de voltaje de realimentación. Notemos también que la fuente de voltaje de realimentación está aislada eléctricamente de las líneas de la fuente ac principal mediante los transformadores T_1 y T_2 , los cuales aíslan completamente el circuito de disparo.

El beta y la temperatura de Q_2 no afectan el funcionamiento normal de el seguidor de emisor. Es decir, si Q_2 trata de conducir mucho, el voltaje desarrollado a través de R_3 subirá un poco y regulará la corriente de base de Q_2 . Esto cancela cualquier tendencia del transistor mismo a conducir una corriente de colector mayor que la normal. Por el contrario, si Q_2 arranca débilmente (no conduciendo lo suficiente), el voltaje desarrollado a través de R_3 caerá un poco y permitirá una corriente de base extra necesaria para cancelar la tendencia de Q_2 a conducir menos. En definitiva, el transistor operará en tal forma que la ley de Ohm, Ecuación (6-4), se cumple.

Ejemplo 6-4

Para la situación de realimentación por voltaje que se muestra en la Figura 6-11 (b), asumamos que $\beta_2 = 200$ y que $R_3 = 2 \text{ K}$. Los valores de todos los otros componentes del circuito de disparo son los mismos del Ejemplo 6-3.

- Si el rango del voltaje de realimentación es de 2 a 7 V dc, ¿cuál es el rango de control del ángulo de disparo?
- ¿Cuál es el valor de la corriente?

Solución

a. Para $V_F = 2 \text{ V}$, la Ecuación (6-4) dá:

$$V_{R_1} = \frac{5 \text{ K}}{2 \text{ K}}(2 \text{ V} - 0.6 \text{ V}) = 3.5 \text{ V}$$

La Ecuación (6-2) es también aplicable a la situación de realimentación por voltaje luego:

$$I_{C_1} = \frac{V_{R_1} - 0.6 \text{ V}}{R_2} = \frac{3.5 \text{ V} - 0.6 \text{ V}}{2.5 \text{ K}}$$

$$I_{C_1} = 1.16 \text{ mA}$$

La Ecuación (6-3) dá:

$$\frac{\Delta v}{\Delta t} = \frac{I_{C_1}}{C_1} = \frac{1.16 \text{ mA}}{0.5 \text{ } \mu\text{F}} = 2.32 \text{ V/mseg.}$$

El tiempo que toma en cargarse a V_p es:

$$t = \frac{17.4 \text{ V}}{2.32 \text{ V/mseg.}} = 7.5 \text{ mseg}$$

El ángulo de disparo correspondiente a 7.5 mseg es:

$$\frac{\theta}{7.5 \text{ mseg.}} = \frac{360^\circ}{16.67 \text{ mseg.}}$$

$$\theta = 162^\circ$$

Esto es lo más tarde que se ceba el triac.

Cuando $V_F = 7 \text{ V}$,

$$V_{R_1} = \frac{5 \text{ K}}{2 \text{ K}}(7 \text{ V} - 0,6 \text{ V}) = 16,0 \text{ V},$$

$$I_{C_1} = \frac{V_{R_1} - 0,6 \text{ V}}{R_2} = \frac{16,0 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{2,5 \text{ K}} = 6,16 \text{ mA}.$$

La pendiente de la rampa de voltaje es entonces:

$$\frac{\Delta v}{\Delta t} = \frac{I_{C_1}}{C_1} = \frac{6,16 \text{ mA}}{0,5 \mu\text{F}} = 12,32 \text{ V/mseg.}$$

El tiempo para cebarse es:

$$t = \frac{V_F}{\Delta v / \Delta t} = \frac{17,4 \text{ V}}{12,32 \text{ V/mseg.}} = 1,4 \text{ mseg.}$$

Lo cual produce un ángulo de disparo de:

$$\frac{\theta}{1,4 \text{ mseg.}} = \frac{360^\circ}{16,67 \text{ mseg.}}$$

$$\theta = 30^\circ.$$

El rango de control del ángulo de disparo del UJT y del triac es por consiguiente de **30° a 162°**.

b. La corriente máxima solicitada a la fuente de realimentación ocurrirá cuando $V_F = 7 \text{ V}$. Esta corriente puede encontrarse aplicando la ley de Ohm a la entrada de Q_2 . Primero debemos encontrar la impedancia (resistencia) de entrada de Q_2 .

Recordemos de los fundamentos de electrónica que la resistencia de entrada de un seguidor de emisor está dada aproximadamente por:

$$R_{in} = \beta R_E,$$

donde β es la ganancia de corriente del transistor y R_E la resistencia de emisor. En este caso,

$$R_{in} = (200)(2 \text{ K}) = 400 \text{ K}.$$

Por tanto la corriente máxima que se demanda a la fuente V_F está dada por:

$$I_{m\acute{a}x} = \frac{V_{E_{m\acute{a}x}} - 0,6 \text{ V}}{R_{in}} = \frac{7 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{400 \text{ K}},$$

$$I_{m\acute{a}x} = 16 \mu\text{A}.$$

PREGUNTAS Y PROBLEMAS

1. Dibuje el símbolo esquemático de un triac e identifique sus tres terminales.
2. ¿A cuál polaridad del voltaje de terminal principal se le denomina polaridad *positiva*? ¿Cuál es la polaridad *negativa*?
3. ¿El ángulo de disparo de un triac durante el semiciclo positivo es necesariamente igual al ángulo de disparo durante el semiciclo negativo?
4. Defina V_{GT} . ¿Qué rango de valores tiene en los triacs de mediana potencia?
5. Repita la pregunta 4 para I_{GT} .
6. Repita la pregunta 4 para I_{HO} .
7. Defina V_{DROM} . Siendo todo lo demás igual, ¿cuál sería más costoso, un triac con un alto V_{DROM} o un triac con un bajo V_{DROM} ?

8. Defina V_{TM} . ¿Qué se considera mejor, un alto V_{TM} o un bajo V_{TM} ? ¿Por qué?
9. Un triac controla el promedio de la corriente ac a través de una carga. Un reóstato puede hacer lo mismo. ¿En qué aspectos un triac es superior a un reóstato? ¿Existe algún aspecto en el cual un reóstato es superior a un triac?
10. ¿Son los triacs inherentemente estables con temperatura? ¿Qué sucede con el ángulo de disparo a medida que aumenta la temperatura asumiendo que todo lo demás es constante?
11. Dibuje el símbolo esquemático y grafique a grandes rasgos la curva característica de un diac. ¿Qué otros nombres se utilizan para denominar los diacs?
12. En términos generales, ¿de qué orden es la máxima diferencia entre los valores $+V_{BI}$ y $-V_{BI}$ en un diac?
13. Compare las situaciones de utilizar un diac de 30 V en el terminal de puerta de un triac versus la de disparar la puerta directamente del circuito de carga rc ? ¿Cuál de estas dos situaciones requiere una menor constante de tiempo en el circuito de carga? Explique.
14. Defina *voltaje de descenso* de un tiristor.
15. ¿Cuál es aproximadamente la magnitud del voltaje de un SBS o de un SUS?
16. En términos generales, ¿qué tan simétricos son los SBS? ¿Cuándo es importante la simetría?
17. Si se alteró la característica básica de un SUS de 8 V, de tal forma que el nuevo voltaje de ruptura fue de 2,8 V, ¿cómo se hizo?
18. Si se alteró la característica básica de un diodo de cuatro capas de 40 V de tal forma que el nuevo voltaje fue 16 V, ¿cómo se hizo?
19. ¿Cuál es la característica esencial que aparta los triacs de los otros semiconductores?
20. Estudie la siguiente frase y explique con sus palabras por qué es correcta: "Aunque un triac no puede producir continuos cambios en la corriente *instantánea*, sí puede producir continuos cambios en el *promedio* de la corriente".
21. Con la tendencia de los diseñadores de circuitos a utilizar circuitos de bajo voltaje y baja potencia siempre que les sea posible, ¿por qué son aún necesarios los triacs y SCR de alta potencia? ¿Cuál es la justificación para su existencia?
22. En la Figura 6-5(a), si el triac no ha sido disparado, ¿explique por qué el condensador arranca cada semiciclo con una carga residual de polaridad "contraria"?
23. Para el mismo circuito de la pregunta 22, si el triac es disparado, ¿comenzará aún el condensador cada semiciclo con una carga residual de polaridad contraria? Explique.
24. Trate de explicar el efecto de centelleo visto en el circuito de la Figura 6-5(a). Asegúrese de explicar ¿por qué la potencia en la carga puede reducirse reajustando (aumentando) R_2 una vez el triac ha justamente comenzado a dispararse?
25. ¿En general qué es histéresis? ¿Conoce usted un buen ejemplo de histéresis en otras áreas de la electricidad y magnetismo? ¿Conoce de otro ejemplo en áreas no-eléctricas?
26. En la Figura 6-8(a), ¿cuál es el objetivo del diodo D2? Explique ampliamente.
27. ¿Cuál es la diferencia entre *disparo* y *ruptura* de un SUS? ¿Es la ruptura sana para un SUS?
28. ¿Cuál palabra, *disparo* o *ruptura*, sería la apropiada para describir la operación de un diodo zener?

29. ¿Es la ruptura sana para un diodo zener?
30. Enumere los cuatro modos de disparo de un triac. Usualmente ¿cuál modo se evita?
31. ¿Por qué siempre entregamos corriente de puerta negativa cada vez que ambas polaridades de terminal principal deben dispararse por una sola polaridad de corriente de puerta?
32. Explique el significado del valor dv/dt de un triac. ¿Tienen también los SCR un valor de dv/dt ?
33. ¿Qué precaución simple se debe tomar para proteger los tiristores de potencia del disparo por dv/dt ? Dé algunos valores típicos de los componentes.
34. En la Figura 6-11(a), suponga $\eta = 0,55$, $R_1 = 10 \text{ K}$, $R_2 = 1,5 \text{ K}$ y $C_1 = 1 \mu\text{F}$. ¿Qué valor de R_f producirá un ángulo de disparo de 90° ? Haga un gráfico de V_c , versus tiempo para esta situación.
35. Si todo permaneciera igual como en la pregunta 34 excepto que se utilice un UJT diferente, con un $\eta = 0,75$, ¿cuál sería el nuevo ángulo de disparo?
36. En el circuito de la Figura 6-11(a), suponga $R_1 = 50 \text{ K}$, $R_f = 100 \text{ K}$, $R_2 = 1,2 \text{ K}$, $\beta = 100$ y $C_1 = 1 \mu\text{F}$. (a) Pruebe que éste no es un buen diseño porque la corriente de base de Q_1 no es despreciable comparada con la que circula por el divisor de voltaje formado por R_1 y R_f . (b) Cambie los valores de R_1 y R_f de modo que el ángulo de disparo sea el mismo pero la corriente de base del transistor sea menor que un décimo de la corriente por el divisor de voltaje.
37. Para el circuito de la Figura 6-11(b), suponga $R_1 = 10 \text{ K}$, $R_2 = 1 \text{ K}$, $R_3 = 15 \text{ K}$, $C_1 = 0,7 \mu\text{F}$ y $\eta = 0,60$.
 - a. ¿Cuál es el ángulo de disparo si $V_f = 3,2 \text{ V}$?
 - b. ¿Cuál es el ángulo de disparo si $V_f = 8,8 \text{ V}$?
38. Para el circuito de la Figura 6-11(b), $R_1 = 18 \text{ K}$, $R_2 = 2,2 \text{ K}$, $R_3 = 25 \text{ K}$ y $\eta = 0,68$. El rango del voltaje de realimentación es de 3 a 12 V. Seleccione la magnitud de C_1 para obtener un rango del ángulo de disparo del orden de 120° centrado aproximadamente a 90° . En otras palabras, el ángulo de disparo debe variar desde 30° hasta 150° . Es imposible obtener un rango *exacto*. Trate de obtener el rango lo más cercano posible.

PRACTICAS DE LABORATORIO SUGERIDAS

PRACTICA 6-1: CONTROL DE CORRIENTE AC CON UN TRIAC

Procedimiento

a. Monte el circuito de la Figura 6-4(b). Utilice, si es posible, una fuente ac aislada. Si no es posible, siga los pasos al respecto de la Práctica 4-1.

Utilice los siguientes valores de los componentes y regímenes: $R_{\text{carga}} = 100 \Omega$, 100 W, una resistencia o una bombilla de 100 W; el triac T2302B (RCA), o cualquier triac con un V_{DROM} de al menos 200 V y una $I_{T(\text{RMS})}$ de al menos 3 A, y con unas características de puerta similares. Si las características (V_{GT} e I_{GT}) no son similares a las del T2302B, los componentes del circuito de disparo deberán cambiarse.

$$\begin{array}{ll}
 R_1 = 10 \text{ K}; & R_4 = 1 \text{ k}\Omega; \\
 R_2 = 250\text{-K pot}; & C_1 = 0,22 \mu\text{F}; \\
 R_3 = 33 \text{ K}; & C_2 = 0,22 \mu\text{F}.
 \end{array}$$

1. ¿Cuál es el rango de ajuste del ángulo de disparo? ¿Son iguales los ángulos de disparo para ambos semiciclos?
 2. Haga una gráfica que muestre las formas de onda de V_{carga} , $V_{MT2-MT1}$, y V_G , para la misma referencia de tiempo.
 3. Mida I_{GT} , la corriente necesaria para disparar el triac, para las dos polaridades de terminal principal. Esto debe hacerse midiendo el voltaje a través de R_4 en el instante del disparo y aplicando la ley de Ohm a R_4 . El osciloscopio deberá conectarse para visualizar la forma de onda de V_{R_4} . Compare la I_{GT} medida con la dada en las especificaciones del fabricante, si dispone de esta información.
 4. Mida V_{TM} , el voltaje a través del triac después de disparado. Compare con las especificaciones del fabricante.
 5. Caliente el triac con un cautín y note el efecto sobre el ángulo de disparo. ¿Tiene esto sentido?
 6. Investigue el efecto de sustituir el triac por otros del mismo número. Explique los resultados.
- b. Conecte un diac en el terminal de puerta del triac. Utilice un diac tipo TI43A o cualquiera equivalente, con un voltaje de disparo del orden de 32 V. Cambie el valor de los siguientes componentes:

$$R_2 = 200\text{-K o } 250\text{-K pot,} \quad C_1 = 0,1 \mu\text{F,}$$

$$R_3 = 4,7 \text{ K,} \quad C_2 = 0,02 \mu\text{F.}$$

y deje todo lo demás igual.

1. ¿Son iguales los ángulos de disparo para ambos semiciclos? ¿Por qué?
2. Investigue los efectos de calentar el triac. Explique sus resultados.
3. Investigue los efectos de sustituir el triac por otros del mismo número. Explique sus resultados.
4. Investigue los efectos de sustituir el diac por otros del mismo número. Comente los resultados.

PRACTICA 6-2: CARACTERISTICAS DE LOS DIACS Y SBS

Procedimiento

Monte el circuito de la Figura 6-12. Este circuito permite visualizar la curva característica voltaje-corriente del dispositivo que se está probando. Ajuste la fuente ac variable a cero antes de energizarla cada vez que se vaya a probar un nuevo dispositivo.

La señal horizontal que se aplica al osciloscopio representa el voltaje aplicado al dispositivo de disparo. La señal vertical representa la corriente por el dispositivo, dado que está tomada en la resistencia de 1.000Ω que se encuentra en serie con éste, y por consiguiente está recorrida por la misma corriente. La sensibilidad de corriente del osciloscopio se puede calcular por medio de la ley de Ohm,

$$\text{amps/cm} = \frac{\text{voltios/cm}}{1.000}$$

- a. Coloque un diac y ajuste la fuente ac hasta que pueda verse el punto de disparo.
 1. Mida $+V_{BO}$ y $-V_{BO}$. ¿Son aproximadamente iguales?
 2. ¿Cuál es el valor del voltaje de descenso?

3. ¿Cuál es el valor de la corriente de mantenimiento (la corriente mínima necesaria para mantener la conducción una vez disparado)?
4. Investigue la estabilidad con temperatura del diac. Comente sus resultados.
5. Investigue las desviaciones de grupo entre diferentes diacs de mismo número. Comente sus resultados.

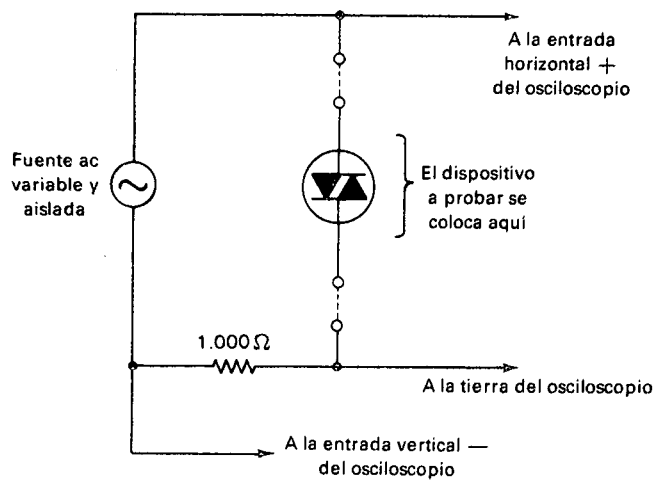


Figura 6-12. Circuito para visualizar en un osciloscopio la curva característica voltaje-corriente de un dispositivo de disparo.

- b. Coloque un SBS (MBS 4991 o equivalente) en lugar del diac. Ajuste la fuente ac hasta que el disparo se haga visible en el osciloscopio. Repita los pasos 1 a 5 de la parte a. Haga una comparación de los resultados obtenidos para los dos dispositivos.
- c. Investigar la alteración de las características de un SBS lo cual puede hacerse con la utilización de su terminal de puerta.
 1. Coloque un diodo zener de bajo voltaje (V_Z menor que 6 V) como se describió en la Sección 6-5-2 para alterar $+V_{BI}$. Grafique la curva voltaje-corriente obtenida. ¿Está esto de acuerdo con lo esperado?
 2. Repita el paso 1 para alterar $-V_{BI}$.
 3. Conecte dos zener que tengan diferente voltaje zener de modo que se alteren ambos $+V_{BI}$ y $-V_{BI}$. Grafique la curva y explique.
 4. Retire los zener y coloque una resistencia de 2,2 K entre G y A1. Observe y grafique la nueva curva característica. ¿Refuerza esto lo que ya sabe acerca de los SBS? Repítalo pero con la resistencia de puerta conectada a A2.

PRACTICA 6-3: UN REGULADOR DE VOLTAJE A 100 V rms

Nota: Para realizar esta práctica se necesita un voltímetro que lea valores rms (a ondas no sinusoidales). Sin un voltímetro de esta clase no se puede observar la regulación del circuito.

El circuito de la Figura 6-13 es un regulador de voltaje rms que utiliza realimentación por resistencia. El voltaje de la lámpara se mantendrá a 100 V rms en caso de que el voltaje de línea varíe en cualquier dirección de 110 a 250 V rms.

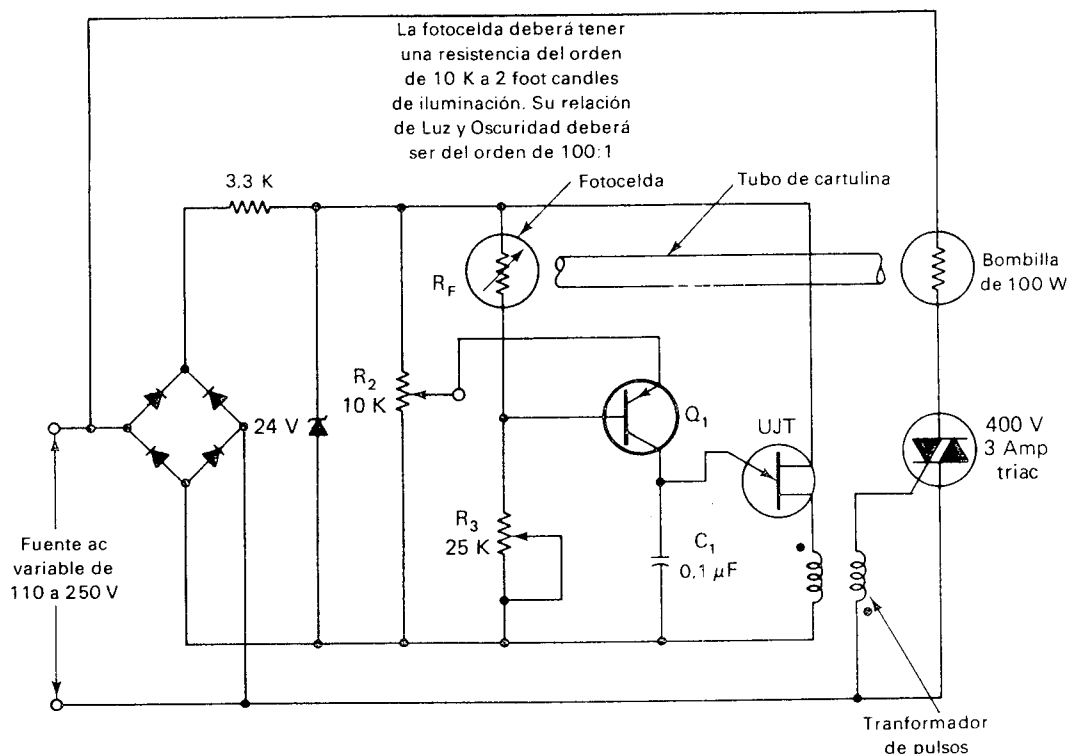


Figura 6-13. Circuito que regula el voltaje rms aplicado a la lámpara. La fotocelda proporciona realimentación por resistencia al circuito de disparo. (Cortesía de Motorola, Inc.)

La cantidad de luz emitida por la lámpara depende del valor rms del voltaje a través de ella, dado que la capacidad de transferencia de potencia de la fuente depende del valor rms de su voltaje. Por tanto si se mantiene constante la cantidad de luz emitida por la lámpara, el valor rms en sus terminales es constante. El circuito de la Figura 6-13 hace justamente esto, mantiene la iluminación constante.

La lámpara puede ser una bombilla incandescente de 100 W, montada en una caja con su interior forrado con papel aluminio. Se hace un hueco en la caja y se inserta el tubo de cartulina. El tubo puede ser de los utilizados en la cocina en los dispensadores de limpiadores desechables. La fotocelda se monta en el otro extremo del tubo de tal forma que no reciba luz del ambiente. La fotocelda responderá únicamente a la luz reflejada por el papel de aluminio hacia el tubo de cartón.

La resistencia de la fotocelda es la resistencia de realimentación en este circuito, R_F . Su colocación es diferente a la mostrada en la Figura 6-11(a), la cual tiene a R_F en la parte inferior. En este circuito R_F está en la parte superior. La localización apropiada depende de si R_F aumenta a medida que aumenta la potencia en la carga o de si R_F disminuye a medida que aumenta la potencia en la carga. En este ejemplo, la resistencia de la fotocelda *disminuye* a medida que aumenta la potencia en la carga (a medida que aumenta la intensidad luminosa), de modo que R_F deberá colocarse en la parte superior. Si lo contrario fuera lo necesario, R_F deberá colocarse en la parte inferior.

Veamos ahora cómo hace el circuito para mantener constante la iluminación. Si el voltaje de línea aumenta, tiende a aumentar la iluminación, más luz llega a la

fotocelda, y en consecuencia disminuye su resistencia. A medida que R_F disminuye, el voltaje a través de la fotocelda es una fracción menor de los 24 V de la fuente dc. Esto reduce la polarización del transistor Q_1 , y por consiguiente disminuye la velocidad de carga de C_1 , lo cual produce un disparo más retardado del triac. Este disparo más tardío del triac compensa el aumento del voltaje de línea, y el voltaje rms de la lámpara solamente aumentará en una cantidad muy pequeña.

Por otro lado, si el voltaje de la línea ac disminuye, tendiendo a disminuir el voltaje rms de la lámpara, la reducción en la iluminación producirá un aumento de R_F . Esto permite que R_F reciba una fracción mayor de los 24 V de la fuente dc. El voltaje de polarización de Q_1 aumenta por consiguiente, haciendo que C_1 se cargue más rápidamente y el triac se dispara más temprano en el semiciclo. Este disparo temprano del triac cancela la disminución del voltaje de línea ac, y el valor rms del voltaje en la lámpara se mantiene prácticamente constante.

Para probar este circuito, conecte un *voltímetro rms* en paralelo con la lámpara. Ajuste el potenciómetro R_2 de tal forma que la lectura del voltímetro sea 100 V rms cuando el voltaje de línea sea 110 V rms (el voltaje de línea puede medirse con un voltímetro estándar dado que es una onda senoidal). Aumente entonces el voltaje de línea a 250 V rms (si es posible) y ajuste el valor del potenciómetro para que la lectura del voltaje en la lámpara sea también 100 V rms. Habrá necesidad de realizar estas dos operaciones varias veces dado que los potenciómetros interactúan entre sí. Si no es posible aumentar el voltaje de línea hasta los 250 V rms, tome el valor más alto que pueda obtener y con éste ajuste el potenciómetro R_3 .

Cuando se han completado los ajustes, podrá variar el voltaje de línea en cualquier dirección entre 110 y 250 V rms con el voltaje de la lámpara mantenido en 100 V rms ± 2 V.

Haga incrementos iguales en el voltaje de línea y haga una tabla que contenga los valores del voltaje ac de línea, del voltaje rms de la lámpara, y del ángulo de disparo (medido en el osciloscopio).

Note que cuando el ángulo de disparo se encuentre en las cercanías de 90°, se sucede un pequeño cambio en el ángulo de disparo para compensar un intervalo igual en el voltaje de línea. Cuando el ángulo de disparo está lejos de 90°, bien sea por encima o por debajo, el circuito produce un gran cambio en el ángulo de disparo para compensar el mismo cambio en el voltaje de línea. ¿Cómo puede explicar esto?

Si usted está inclinado a las matemáticas, puede resultarle interesante integrar algunas de las formas de onda de voltaje. Refiérase a un buen libro de cálculo en ingeniería para saber cómo hacer estas integrales y así encontrar el valor rms. La integración no es fácil porque no integrará el voltaje de carga mismo, sino el *cuadrado* del voltaje de carga. La "s" en "rms" significa *square* (cuadrado).

7

Sistema automático industrial de soldadura con control digital

En este capítulo explicaremos el funcionamiento de un sistema automático de soldadura. El sistema en cuestión es una versión ligeramente simplificada de un sistema real de soldadura de rines de automóvil capaz de un promedio de producción de 600 rines por hora. Aun cuando el funcionamiento del sistema se explica en términos de soldadura de *rines*, el diseño del sistema tiene mucho en común con el funcionamiento de otros soldadores que utilizan la secuencia básica de soldadura automática así, (1) **Ajustar**, (2) **Soldar**, (3) **Retener**, (4) **Soltar**, (5) **Alistar**. En este capítulo, estas cinco palabras se escribirán en negrilla siempre que se refieran a una etapa específica de la secuencia automática de soldadura.

OBJETIVOS

Al terminar este capítulo, se estará en capacidad de:

1. Explicar en detalle cómo un sistema lógico de estado sólido recibe información de sus convertidores de señal acerca de los aparatos que está controlando
2. Explicar cómo un sistema lógico de estado sólido ejerce control sobre maquinaria automatizada a través de sus amplificadores de salida

3. Explicar cómo el operador del sistema puede determinar las especificaciones del ciclo automático por medio de los interruptores selectores y cómo estas especificaciones son cargadas en los dispositivos de memoria del sistema lógico
4. Explicar cómo el sistema lógico rastrea el progreso del ciclo automático, conociendo qué pasos se han terminado y cuál es el próximo a ejecutar
5. Discutir el *diagrama de bloques* aproximado de un sistema industrial complicado, y explicar las ventajas de segmentar un sistema complicado en pequeños subcircuitos
6. Interpretar un diagrama de bloques, identificando que bloques interactúan con otros y cuál es la *dirección* de la interacción
7. Explicar en detalle la práctica industrial bastante común de trasladar, o pre-determinar, la condición de los interruptores selectores hacia un contador regresivo
8. Discutir la práctica bastante común de utilizar las alternativas de la línea ac de potencia para "temporizar" la ocurrencia de eventos
9. Explicar en detalle el funcionamiento de un circuito decodificador que convierte una secuencia de bits binarios a una forma útil
10. Explicar en detalle la acción de un codificador por matriz de diodos en la conversión de la selección de un interruptor selector a una forma compatible con los contadores regresivos
11. Mostrar porqué se prefieren los diodos de germanio a los de silicio en una matriz codificadora
12. Explicar el uso de los separadores (manejadores) para prevenir el degeneramiento de las señales digitales
13. Enumerar las cuatro variables que se ajustan para producir la mejor soldadura posible en un soldador automático y explicar con dibujos de formas de ondas el significado de cada variable
14. Describir un ignitrón, y puntualizar su ventaja sobre los SCR
15. Mostrar cómo un ignitrón puede ser cebado por un SCR
16. Describir cómo el ángulo de conducción de corriente de soldadura puede controlarse por medio de un circuito de control ignitrón-SCR-UJT
17. Discutir la necesidad de descargar el condensador de emisor del UJT durante el semiciclo negativo en el circuito de control anterior
18. Describir el problema de la saturación de los transformadores de soldadores. Utilizando dibujos de formas de onda, muestre cómo puede resolverse el problema de la saturación
19. Describir el funcionamiento de un transformador de soldadura trifásico conectado en delta, y explicar porqué el ángulo de conducción por fase debe limitarse a 120°

7-1 DESCRIPCIÓN FÍSICA DEL SISTEMA DE SOLDADURA DE RINES

La distribución del mecanismo del manejo y levante del rin, así como los electrodos y sus controles hidráulicos asociados se muestran en la Figura 7-1.

La relación entre el aro y la *araña* del rin se muestra en la Figura 7-1(a), la cual es una vista superior de la *araña* descansando dentro del aro. El aro de un rin de automóvil es la parte circular externa donde se monta la llanta. La *araña* es la parte media en forma de pestaña la cual contiene los huecos para los pernos de la rueda y el hueco central para la tapa del eje de tracción. La *araña* es soldada al aro para formar un rin completo. La *araña* se denomina así porque está soldada al aro en *ocho* puntos. La Figura 7-1(a) muestra que la *araña* tiene cuatro aletas, las cuales son las protuberancias que descansan en el borde interno del aro. Cada aleta es soldada con puntos de soldadura al aro en dos lugares, lo cual hace ocho soldaduras en total.

La Figura 7-1(b) muestra una vista lateral de la combinación aro-*araña* descansando en la *plataforma de levante*. La *araña* realmente no puede verse a través del metal del aro del rin, aunque es visible en la figura. La *plataforma de levante* está colocada debajo de los cilindros hidráulicos los cuales acercan y alejan los electrodos del soldador. La *plataforma de levante* es subida y bajada por el *cilindro de levante*. Cuando el pistón del cilindro de levante se extiende, levanta la *plataforma de levante*, y entonces posiciona el aro y la *araña* del rin de tal modo que los electrodos pueden acercarse y hacer una soldadura. Cuando se ha terminado la soldadura y los electrodos se han alejado, el pistón se retrae, bajando la *plataforma de levante* y el rin.

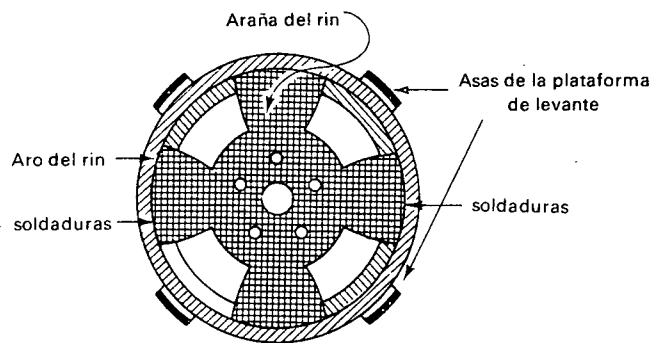
Encima de los cilindros de los electrodos del soldador hay una especie de techo el cual mantiene el rin en perfecto alineamiento para los cilindros de los electrodos, pero por simplificación no se muestra en la Figura 7-1(b). Asimismo, los dos interruptores de fin de carrera que detectan cuando el rin está perfectamente posicionado contra el techo se han omitido en la Figura 7-1(b) para mantener el dibujo claro.

Cuando la *plataforma de levante* ha sido subida y el rin está en posición, la línea hidráulica denominada ACERCAMIENTO DE ELECTRODOS es sometida a presión, lo cual hace que los pistones de los cuatro cilindros de electrodos se extiendan. Esto lleva a que se efectúe un contacto eléctrico entre los electrodos en la parte externa con el aro del rin y con la *araña* por dentro. El interruptor de presión hidráulica IP1 es el encargado de detectar cuando se detiene el movimiento de los pistones, lo cual significa que los electrodos están presionados contra las superficies metálicas a soldar. La Figura 7-1(b) muestra un solo par de electrodos del soldador. Como se mencionó antes, la *araña* es soldada al aro en ocho sitios distintos, de modo que realmente hay ocho pares de electrodos. Solamente se muestra un par de electrodos por simplicidad en el dibujo.

Después que se han hecho las soldaduras, la línea hidráulica ACERCAMIENTO DE ELECTRODOS es descargada, y la línea hidráulica ALEJAMIENTO DE ELECTRODOS es sometida a presión. Esto hace que se retracten los pistones de los cilindros de electrodo, retirando los electrodos. El pistón del cilindro de levante se retrae, bajando el rin terminado.

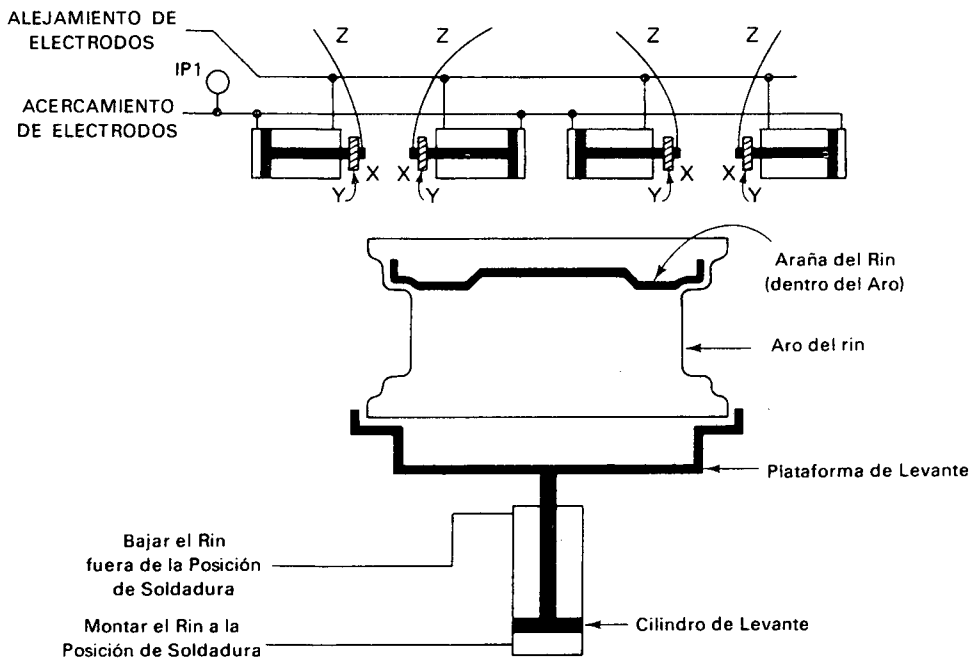
7-2 SECUENCIA DE OPERACIONES PARA HACER UNA SOLDADURA

Cuando el rin está en posición para ser soldado, los electrodos del soldador avanzan hacia adelante para acercarse al metal, como se mencionó en la



(a)

X: Electrodo del soldador
 Y: Aislante de los electrodos
 Z: Conductores de potencia de los electrodos



(b)

Figura 7-1. (a) Vista superior de una araña de rin descansando en el reborde interno del aro del rin. Las asas de la plataforma de levante impiden que el aro del rin de desplace horizontalmente. (b) Vista de lado donde se muestra la distribución física del mecanismo de soldadura. Las notas indican las funciones de las diferentes líneas hidráulicas.

Sección 7-1. Una vez los electrodos se han acercado al metal, se permite que hagan presión contra las superficies por un corto tiempo antes de que circule la corriente de soldadura. Esto se hace para permitir que los electrodos se acomoden a la curvatura de las superficies y así ejecutar un contacto eléctrico perfecto. Esta parte de la totalidad de la secuencia de soldadura se denomina etapa de **Ajuste**. El tiempo asignado para esta etapa en la secuencia de soldadura se denomina *tiempo de ajuste*, y puede ser ajustado por el operador del sistema.

El tiempo de ajuste comienza cuando la presión hidráulica en los cilindros de electrodo ha alcanzado su valor nominal, lo cual es detectado por IP1 en la Figura 7-1(b). El tiempo de ajuste generalmente es del orden de 1 segundo. Cuando ha transcurrido el tiempo de ajuste, se termina la etapa de **Ajuste** y comienza la etapa de **Soldar**.

Durante la etapa de **Soldar**, el *transformador de soldadura* que no se muestra en la Figura 7-1(b) es energizado. La corriente fluye por los conductores de potencia hacia los electrodos y a través del contacto metal-metal entre el aro y la araña del rin, con lo cual hace la soldadura. La etapa de **Soldar** generalmente toma de 2 a 10 segundos.

La corriente de soldadura no fluye continuamente durante la etapa de **Soldar**. Es conectada y desconectada en pequeños tramos, denominados *pulsaciones*. El operador determina el número de pulsaciones que se usarán para efectuar la soldadura. Además del número de pulsaciones, también el número de ciclos de corriente los cuales fluirán durante una sola pulsación es determinado por el operador del sistema, al igual que el número de ciclos "perdidos" entre pulsaciones. La Figura 7-2(a) muestra una gráfica de corriente versus tiempo durante la etapa de **Soldar**, asumiendo que la corriente de soldadura fluye durante la totalidad de los 180° de un semiciclo ac.

En la Figura 7-2(a), puede verse que la corriente de soldadura fluye durante tres ciclos ac. Esto es seguido por la ausencia de corriente durante dos ciclos. Al final de estos dos ciclos, la corriente es conectada durante otros tres ciclos. Cada vez que se terminan tres ciclos de corriente, se dice que el sistema ha completado una *pulsación* de corriente.

El ejemplo dado aquí muestra tres ciclos de flujo de corriente seguidos por dos ciclos de ausencia de corriente. Debemos tener claro que estos números son ajustables. El operador pudo haber seleccionado cinco ciclos de flujo de corriente seguidos por tres ciclos de ausencia de corriente, u ocho ciclos de flujo seguidos por los dos ciclos de ausencia, etc.

La parte de la etapa de **Soldar** durante la cual la corriente está fluyendo se denomina subetapa **Caliente**. La parte de la etapa de **Soldar** durante la cual está ausente la corriente se denomina subetapa **Fría**. El número de ciclos en las subetapas **Fría** y **Caliente** se ajusta de acuerdo con el tipo de aleación y el calibre del material.

Hemos visto que el operador ajusta el número de pulsaciones en la etapa de **Soldar**, el número de ciclos ac en la subetapa **Caliente**, y el número de ciclos en la subetapa **Fría**. En adición a estas variables, también es ajustable el número de grados por semiciclo que fluye la corriente de soldadura. Este número de grados por semiciclo durante los cuales realmente fluye corriente se denomina *ángulo de conducción*. La Figura 7-2(b) muestra la forma de onda de una corriente de soldadura en la cual el ángulo de conducción es aproximadamente 90°. El tipo de aleación y el calibre del metal y el tipo de

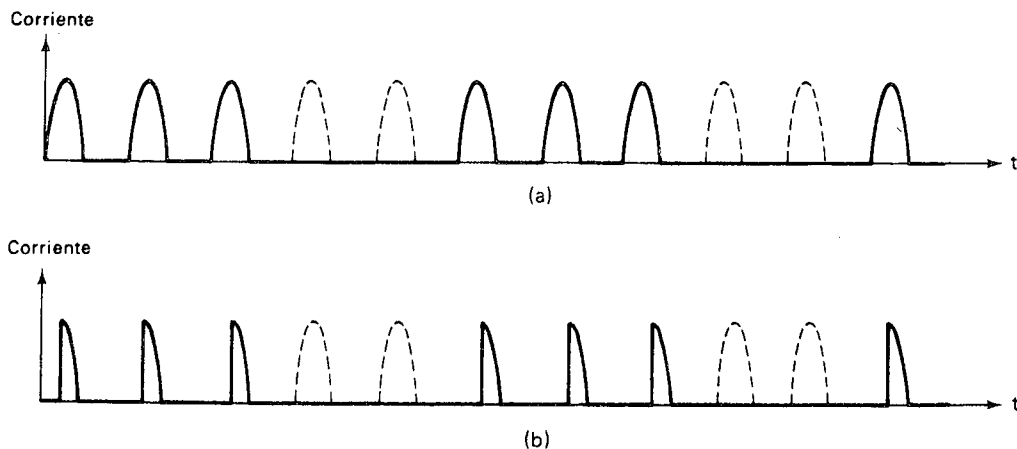


Figura 7-2. Formas de onda de pulsaciones de corriente de soldadura. (a) Tres ciclos de flujo de corriente rectificadas, seguidos por dos ciclos de ausencia de corriente. Esto significa que la subetapa **Caliente** está determinada a tres ciclos y la subetapa **Fría** a dos ciclos. Durante la subetapa **Caliente**, hay flujo de corriente durante la totalidad de los 180° de un semiciclo positivo. (b) La misma situación, salvo que la corriente fluye solamente durante 90° del semiciclo positivo.

material del electrodo se toman en la cuenta cuando se hace la selección del ángulo de conducción.

Se han hecho muchas investigaciones para determinar la mejor combinación de estas cuatro variables para cada situación diferente de soldadura. Cada variable tiene algún efecto sobre la calidad final de la soldadura. Para cada situación de soldadura encontrada, el operador del sistema se refiere a tablas estudiadas para la selección de cada una de las cuatro variables (pulsaciones por etapa de **Soldar**, ciclos por subetapa **Caliente**, ciclos por subetapa **Fría**, y ángulo de conducción). De esta manera el sistema produce soldaduras de la mejor calidad posible. Debido a que todas las variables se mantienen perfectamente consistentes de una soldadura a otra, la firmeza de la soldadura es perfectamente consistente. Desde luego, la consistencia es el beneficio que se consigue de cualquier maquinaria automatizada.

Cuando se ha entregado el número apropiado de pulsaciones, el sistema deja la etapa de **Soldar** y entra en la etapa de **Retener**. Durante la etapa de **Retener**, la presión de los electrodos se mantiene sobre las superficies de metal, pero la corriente está desconectada. El propósito de la etapa de **Retener** es permitir que el metal fundido de la soldadura se endurezca antes que se suprima la fuerza mecánica ejercida por los electrodos sobre el rin. Esto evita cualquier distorsión en el rin mientras el metal está en estado fundido.

Al final de la etapa **Retener**, la cual generalmente toma alrededor de 1 segundo, el sistema entra en la etapa de **Soltar**. Durante la etapa de **Soltar**, el pistón del cilindro de electrodo se retrae, liberando al rin de los electrodos.

Cuando termina la etapa de **Soltar**, el sistema entra en la etapa de **Alistar**, durante la cual se retrae el pistón del cilindro de levante, haciendo que el rin terminado descienda de la posición de soldadura. Una vez abajo, el rin es retirado de la plataforma de levante. El sistema permanece en **Alistar** hasta cuando un nuevo aro y araña de rin se coloquen sobre la plataforma de levante, y el cilindro de levante reciba de nuevo una orden de extensión.

Resumiendo, la secuencia total de soldadura consiste de cinco etapas. En orden de ocurrencia, son: **Alistar, Ajustar, Soldar, Retener, Soltar** y regreso a **Alistar**.

Una vez entrado en la etapa de **Alistar** el sistema se mantiene allí hasta cuando se monte un nuevo rin en la plataforma de levante y se dé la señal para que éste suba.

Después de la etapa de **Alistar** viene la etapa de **Ajustar**, durante la cual los electrodos del soldador hacen contacto con el rin y lo presionan contra ellos. La cantidad de tiempo de permanencia en esta etapa está determinado por el tiempo que toma el pistón de los cilindros de electrodos en extenderse y efectuar un contacto firme, seguido por la cantidad de tiempo de ajuste que ha determinado el operador del sistema. El tiempo de ajuste se determina por la posición de dos interruptores selectores de 10 posiciones. Los detalles del circuito de estos interruptores selectores y sus circuitos asociados están explicados en la Sección 7-6. En este momento basta con darse cuenta que la posición de los interruptores selectores determina cuanto tiempo adicional debe transcurrir para completar la etapa de **Ajustar**. Un tiempo adicional en este sistema corresponde al período de la línea ac, a saber $1/60$ seg (16,67 mseg). Por consiguiente, el número seleccionado en los interruptores selectores de 10 posiciones puede considerarse como el número de ciclos ac que deben suceder, para que se termine la etapa de **Ajustar**.

La etapa de **Ajustar** es seguida por la etapa de **Soldar**. El sistema permanece en la etapa de **Soldar** hasta que se entregue el número apropiado de pulsaciones de corriente de soldadura por los electrodos. Este número de pulsaciones de corriente es determinado por el posicionamiento de otros dos interruptores selectores de 10 posiciones. El número de ciclos *por* pulsación (el número de ciclos de la subetapa **Caliente**) es determinado también por otro par de interruptores selectores de 10 posiciones. Lo mismo es aplicable para el número de ciclos *entre* pulsaciones (el número de ciclos de la subetapa **Fría**); este número es también seleccionado de un par de interruptores selectores de 10 posiciones.

Cuando se ha entregado el número deseado de pulsaciones de corriente, el sistema deja la etapa de **Soldar** y entra en la etapa de **Retener**. El tiempo de permanencia en la etapa de **Retener** nuevamente se selecciona por un par de interruptores selectores de 10 posiciones. La cuenta de los ciclos ac comienza inmediatamente se entra en la etapa de **Retener**. En la etapa de **Ajustar**, por el contrario, hay un retardo considerable antes de que comience la cuenta de los ciclos ac; este retardo ocurre dado que el sistema espera por la carrera del pistón del cilindro de electrodo y que la presión hidráulica en la línea de ACERCAMIENTO DE ELECTRODOS alcance su valor nominal. En la etapa de **Retener** no existe ningún retardo.

Cuando se ha terminado la cuenta en la etapa de **Retener** (la etapa ha terminado), el sistema entra en la etapa de **Soltar**. Nuevamente, la duración de la etapa de **Soltar** es seleccionada a partir de los interruptores selectores de 10 posiciones. El número se selecciona para permitir el tiempo adecuado para que el pistón de los cilindros de electrodo se retracten, liberando al rin del contacto con los electrodos del soldador. Cuando se ha terminado la cuenta en la etapa de **Soltar**, el sistema entra en la etapa de **Alistar**, lo cual hace que la plataforma que contiene el rin terminado, descienda. Esto termina una secuencia de soldadura. Una secuencia completa toma de 6 a 15 segundos.

7-3 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO DE CONTROL PARA LA SECUENCIA

La Figura 7-12 al final del Capítulo 7 muestra el circuito lógico completo para controlar la secuencia de soldadura. Estos diagramas grandes son difíciles de entender tomándolos en su totalidad. En lugar de esto, con circuitos complejos de este tipo, es mejor segmentarlo en varias partes (subcircuitos). Podemos entonces concentrarnos en estos pequeños subcircuitos uno por uno sin ser abrumados por la totalidad del circuito.

7-3-1 Un sistema complejo segmentado en pequeños subcircuitos o bloques—explicación del diagrama de bloques aproximado

En la Figura 7-3, el circuito completo para controlar la secuencia de soldadura ha sido segmentado en subcircuitos, con cada subcircuito identificado por un bloque. El circuito contenido en un solo bloque tiene un cierto propósito único el cual contribuye a la totalidad de la operación del sistema. Antes de estudiar los circuitos de un bloque en particular, es útil saber como encaja cada bloque en el esquema total del control. En esta sección trataremos de entender el propósito de cada bloque y de entender como cada bloque interactúa con los otros bloques. En las secciones subsiguientes de este capítulo haremos énfasis en el estudio de los circuitos de cada bloque.

En una discusión posterior del sistema de soldadura, se hace una distinción entre los términos *secuencia de soldadura* y *etapa de Soldar*. En efecto ya hemos comenzado a diferenciarlos. La *secuencia de soldadura* se refiere a la secuencia completa de acciones necesarias para soldar un rin, desde **Alistar**, a través de cada etapa de la secuencia, y regresando nuevamente a **Alistar**. La *etapa de Soldar*, por el contrario, se refiere a la parte (etapa) de la secuencia durante la cual se entregan las pulsaciones de corriente a las superficies del rin.

En la Figura 7-3 hay nueve bloques. A cada bloque se le ha asignado un nombre corto que a grandes rasgos describe su función. A cada bloque también se le ha asignado una letra de A a I.

Las líneas entre bloques muestran que hay interacción directa entre esos bloques o más precisamente, que hay cables de conexión entre los cir-

cuitos de estos bloques. La punta de flecha indica la *dirección de flujo* de información, desde el *transmisor* de señal al *receptor* de señal. De esta forma, la línea que sale del bloque A hacia el bloque B muestra que hay interacción entre el bloque A y el bloque B y además que el bloque A está transmitiendo la información y que el bloque B está recibiendo la información.

El hecho que la Figura 7-3 muestre solamente una *línea* yendo de un bloque a otro no debe interpretarse que hay solamente un *cable* conductor entre los circuitos en el cableado real. Pueden haber varios cables conductores entre estos circuitos. La Figura 7-3 solamente simboliza el flujo de información; esto no es exactamente un diagrama de cableado.

En la discusión que viene a continuación, una línea de conexión de un bloque será identificada por dos letras las cuales muestran cuáles son los dos bloques que se conectan. La primera letra denota el bloque transmisor y la segunda el bloque receptor. Por ejemplo, la línea AB será la línea que va desde el bloque A hasta el bloque B. La línea BE es la línea que va del bloque B al bloque E. La línea EB es la línea que va del bloque E al bloque B. Note que un bloque dado puede *enviar* información a otro bloque lo mismo que *recibir* información de dicho bloque.

7-3-2 Cómo el circuito de la secuencia de iniciación (bloque A) encaja en el sistema total

El bloque A, circuito de iniciación de la secuencia, tiene la función de levantar un nuevo rin a la posición para la soldadura, y detectar cuando el rin esté adecuadamente posicionado. Esto lo señala al circuito de la etapa del circuito de disparo y permisión por medio de la línea AB, haciendo que el bloque B pase al sistema de **Alistar** a **Ajustar**. La manera como el bloque B ejecuta esta acción se explica en la descripción del circuito de la etapa de disparo y permisión en la Sección 7-3-3. Cuando el bloque A recibe la señal vía la línea CA de que el sistema ha entrado en la etapa de **Ajustar**, hace que los electrodos del soldador avancen y enganchen el aro y la araña del rin. Cuando la presión hidráulica del aceite en el cilindro de electrodo es suficientemente alta, significa que el tiempo de ajuste puede comenzar, esta condición es detectada e informada al bloque B. Tiempo después el bloque A se torna inactivo hasta que el sistema entre a la etapa de **Soltar**.

Cuando el sistema entra en la etapa de **Soltar**, esta acción es informada al bloque A por medio de la línea CA, haciendo que el bloque A retracte los pistones de los cilindros de electrodos y libere el rin. Después que se termina la etapa de **Soltar** y el sistema reentra a la etapa de **Alistar**, el bloque A recibe dicha información por medio de la línea CA. En este momento baja la plataforma que contiene el rin terminado.

En resumen, el circuito de iniciación de la secuencia tiene la responsabilidad de subir y bajar el rin y de acercar y alejar los electrodos del soldador en el momento apropiado. También envía señales que le informan al circuito de disparo y permisión cuando el sistema ha entrado a la etapa de **Ajuste** y cuando el tiempo de ajuste debe comenzar.

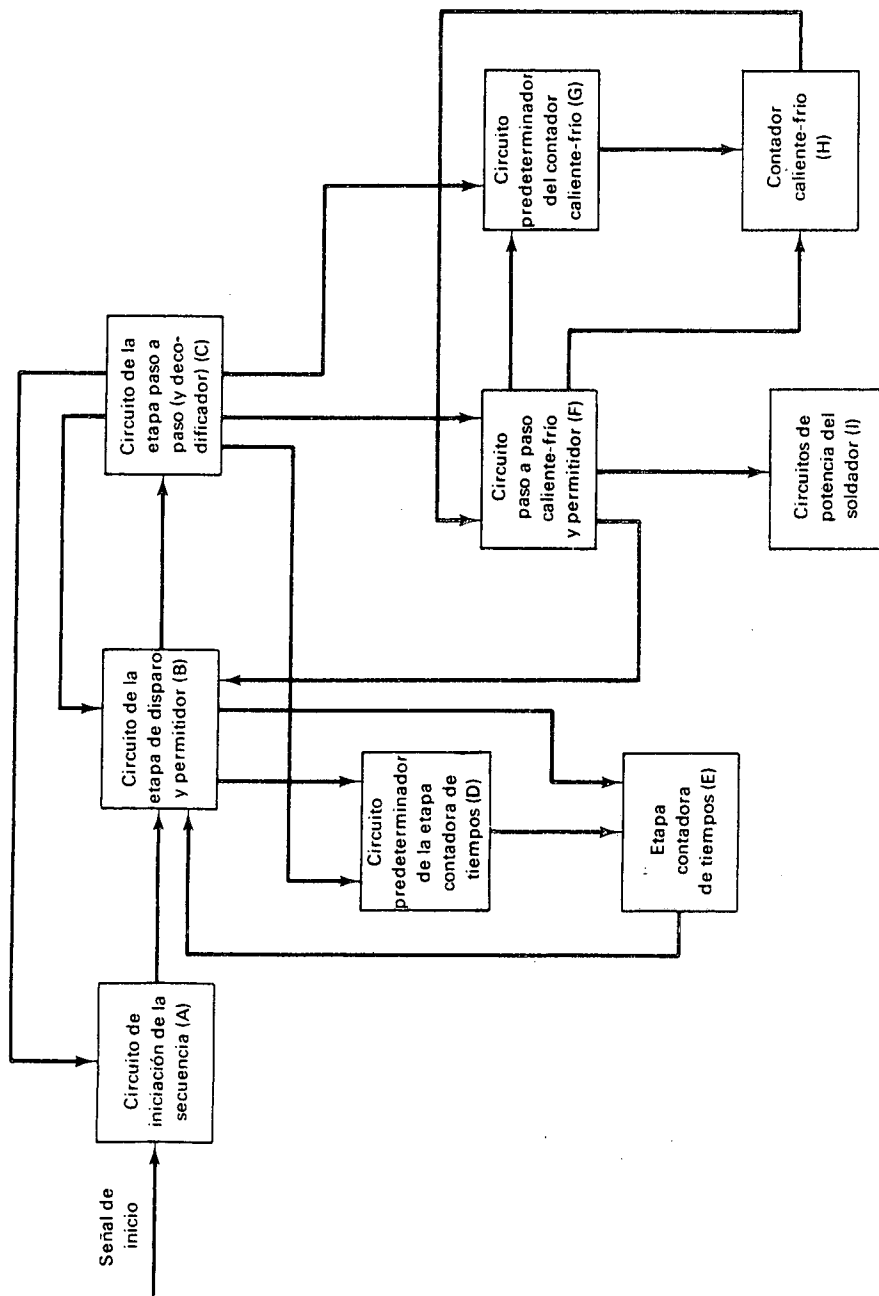


Figura 7-3. Diagrama de bloques de la totalidad del sistema de soldadura de rines. Cada bloque contiene un subcircuito que tiene un cierto propósito específico en el esquema de control.

7-3-3 Como el circuito de la etapa de disparo y permisión (bloque B) encaja en el sistema total

El circuito de la etapa de disparo y permisión, el bloque B, tiene la tarea de recibir la información de que una etapa se ha terminado, proveniente de la etapa contadora de tiempos. Recibe esta información por la línea EB y entonces actúa de acuerdo con la información. Las acciones que ejecuta son:

- a. Dispara el circuito de la etapa de paso a paso por la línea BC, haciendo que el circuito pase a la etapa siguiente de la secuencia de soldadura.
- b. Informa al circuito de predeterminación del tiempo de conteo por la línea BD, haciendo que predetermine la etapa contadora de tiempos con los números apropiados. Estos números han sido seleccionados en los interruptores selectores de 10 posiciones, como se mencionó en la Sección 7-2.
- c. Una vez que se han terminado estas dos primeras acciones, *deja pasar** pulsos de 60 Hz hacia la etapa contadora de tiempos para efectuar la temporización adecuada de la nueva etapa. Esto se hace por medio de la línea BE. El *dejar pasar* se hace por medio de una puerta lógica del tipo estudiado en el Capítulo 2.

La etapa de **Soldar** es la única excepción en la acción c. Durante la etapa de **Soldar** los pulsos de conteo que pasan a la etapa contadora de tiempos no ocurren a 60 Hz; en lugar de esto, se entrega un pulso de conteo cada vez que se termina una pulsación de corriente de soldadura. Note que hay una línea que va del bloque F al bloque B. Durante la etapa de **Soldar**, la línea FB entrega un pulso de conteo cada vez que se termina una pulsación de corriente de soldadura. Entonces el bloque B deja pasar *estos* pulsos de conteo hacia la etapa contadora de tiempos, en lugar de los usuales pulsos de 60 Hz.

7-3-4 Como el circuito de la etapa pasa a paso (bloque C) encaja en el sistema total

El circuito de la etapa paso a paso recibe un pulso por la línea BC cada vez que el bloque B se entera que se ha terminado una etapa. Este pulso hace que la circuitería del bloque C avance un paso. Este avance se hace disparando flip-flops, tal como se describirá en detalle en la Sección 7-5. Por tanto el circuito de la etapa paso a paso está compuesto por flip-flops, y los estados de los flip-flops indican en qué etapa se encuentra el sistema en cualquier momento. La información acerca de cuál es la etapa corriente en el sistema es importante para varios otros subcircuitos en el sistema, como se desprende de la Figura 7-3. El diagrama de bloques muestra líneas de dirección del bloque C a los bloques A, B, D, F, y G, lo cual indica que la información acerca de la etapa del sistema se envía a todos estos bloques. La razón para que cada uno de estos subcircuitos

* En inglés "gates" que se utiliza como "permitir" o dejar pasar (N. del T.).

necesite saber cuál es la etapa corriente en el sistema será evidente cuando estudiemos los circuitos específicos de cada bloque.

El circuito de la etapa paso a paso está acompañado por un decodificador, tal como lo dice la etiqueta del bloque B. El decodificador convierte los estados de los flip-flops en una señal útil para enrutarla alrededor de los varios bloques de subcircuitos. El decodificador tiene una línea de salida para cada etapa, cinco líneas de salida en total.

Por ejemplo, si los flip-flops en el circuito de la etapa paso a paso están indicando que el sistema está corriente en la etapa de **Retener**, entonces la línea de salida **Retener** del decodificador pasará a nivel ALTO, mientras que las líneas de salida **Alistar**, **Ajustar**, **Soldar**, y **Soltar** estarán en nivel BAJO. Por la detección de cuál de las cinco líneas de salida está en nivel ALTO, los otros subcircuitos pueden darse cuenta cuál de las cinco etapas del sistema es la corriente.

7-3-5 Como el circuito predeterminador de la etapa contadora de tiempos (bloque D) encaja en el sistema total

El bloque D, el circuito predeterminador de la etapa contadora de tiempos, tiene la tarea de cargar el número correcto de dos dígitos en la etapa contadora de tiempos. Hace esto inmediatamente después que el sistema entre en una nueva etapa. Como se mencionó en la Sección 7-2, cada etapa, excepto **Alistar**, tiene dos interruptores selectores de 10 posiciones asociados, en los cuales el operador del sistema selecciona el número deseado de incrementos de tiempo (ciclos de la línea ac) para esta etapa. La etapa de **Soldar** es diferente en este aspecto, como se estableció antes.

El circuito predeterminador de la etapa contadora de tiempos decide cuál par de interruptores selectores de 10 posiciones se debe leer, dependiendo de la etapa de la secuencia en la cual acaba de entrar el sistema. Conoce en qué etapa acaba de entrar gracias a la línea de conexión CD. El circuito predeterminador del contador de tiempos desplaza entonces los números de estos interruptores selectores hacia la etapa contadora de tiempos. Lo hace por medio de la línea DE.

7-3-6 Como la etapa contadora de tiempos (bloque E) encaja en el sistema total

La etapa contadora de tiempos es el circuito que de hecho cuenta los incrementos de tiempo durante **Ajustar**, **Retener**, y **Soltar** y la duración de las pulsaciones de la corriente de soldadura durante **Soldar**. Es un contador *regresivo*, cuenta hacia atrás a partir del número determinado hasta cero. Cuando alcanza el cero, envía una señal por la línea EB al circuito de la etapa de disparo y permisión indicándole que se ha completado la etapa y por tanto el sistema está listo para pasar a la próxima etapa.

Por ejemplo, si el número predeterminado que se desplazó hacia la etapa contadora de tiempos para la etapa de **Retener** es de 45, el contador se decrementará en una unidad cada vez que ocurra un ciclo de la línea ac.

Después de 45 ciclos de la línea ac, la cual toma 45/60 seg, el contador alcanzará el cero. Cuando esto sucede, informa al bloque B que el sistema está listo para ser disparado a la próxima etapa, en este ejemplo, la etapa de **Soltar**.

7-3-7 Como el circuito paso a paso de caliente-frío y permisión (bloque F) encaja en el sistema total

El circuito paso a paso de caliente-frío y permisión tiene varias funciones:

- a. Cuando el sistema se encuentra en la etapa de **Soldar**, este circuito lleva al sistema a uno y otro lado entre las subetapas **Caliente** y **Fría**.
- b. Siempre que es cargada una nueva subetapa, envía una señal por la línea FG al circuito predeterminador del contador caliente-frío, haciendo que este circuito envíe al contador caliente-frío el número apropiado.
- c. Una vez se ha efectuado la predeterminación, el circuito paso a paso de caliente-frío y permisión deja pasar pulsos de 60 Hz por la línea FH al contador caliente-frío de modo que éste pueda contar el número de ciclos ac en la subetapa. Cuando se ha terminado una subetapa **Caliente** o **Fría**, el circuito paso a paso de caliente-frío y permisión recibe esta información proveniente del contador caliente-frío por medio de la línea HF. Esta es la manera como el circuito sabe cuando pasar a la próxima subetapa, cuando ejecuta la función a.

Para resumir el propósito del circuito paso a paso de caliente-frío y permisión, hay que tener cuidado de enrutar las señales apropiadas a aquellos bloques que tienen que ver con las subetapas **Caliente** y **Fría**, los bloques G, H, e I. También envía una señal siempre que se termine una pulsación de corriente de soldadura, de modo que otros subcircuitos (los bloques B y E) pueden rastrear el progreso de la etapa de **Soldar** en sí misma.

7-3-8 Como el circuito predeterminador del contador caliente-frío (bloque G) encaja en el sistema total

El circuito predeterminador de caliente-frío es idéntico en concepción al circuito de la etapa predeterminadora del contador de tiempos. El circuito predeterminador del contador caliente-frío desplaza un número de dos dígitos de un par de interruptores selectores hacia el contador caliente-frío. Esto se sucede en la línea GH. Hay un par de interruptores de 10 posiciones que determina el número de ciclos de la línea ac en la subetapa **Caliente** y otro par de interruptores que determina el número de ciclos ac en la subetapa **Fría**. El circuito predeterminador del contador caliente-frío lee el par correcto de interruptores dependiendo de en que subetapa se encuentra el sistema. Tiene acceso a esta información por medio de la línea FG.

7-3-9 Como el contador caliente-frío (bloque H) encaja en el sistema total

Así mismo, el contador caliente-frío es idéntico en concepción a la etapa contadora de tiempos. Cuenta hacia atrás desde el número predeterminado hasta cero, decrementándose en uno por cada ciclo de la línea ac. Cuando llega a cero, envía una señal indicando que la subetapa ha terminado. Esta señal es enviada al bloque F por la línea HF, informándole al bloque F que es tiempo de pasar a la próxima subetapa.

7-3-10 Como el circuito de potencia del soldador (bloque I) encaja en el sistema total

El circuito de potencia del soldador, el bloque I, recibe una señal proveniente del bloque G siempre que el sistema se encuentre en la subetapa **Caliente** de la etapa de **Soldar**. Cuando se recibe la señal de **Caliente**, el circuito de potencia del soldador energiza el transformador del soldador y por consiguiente entrega corriente a los electrodos del soldador. La manera como se hace esto y la forma como el circuito de potencia del soldador ajusta el ángulo de conducción serán discutidas en detalle en la Sección 7-9.

7-4 DESCRIPCION DETALLADA DEL CIRCUITO DE INICIACION DE LA SECUENCIA Y DEL CIRCUITO DE LA ETAPA DE DISPARO Y PERMITIDOR

Partiendo de esta sección, y hasta la Sección 7-9, veremos de cerca los detalles del funcionamiento de cada uno de los circuitos de la Figura 7-3. Antes de hacer esto efectivamente, nos decidiremos sobre ciertas reglas de notación. Las reglas que utilizaremos están explicadas en la Sección 7-4-1.

7-4-1 Notación usada en los diagramas esquemáticos y en el texto escrito

La Figura 7-4 es un diagrama esquemático que muestra el circuito de iniciación de la secuencia y el circuito de la etapa de disparo y permitidor. Notemos que algunos conductores están etiquetados con letras mayúsculas. Cada una de estas letras se refiere a una nota en la parte inferior del dibujo, las cuales explican el significado de dicho conductor, es una manera de decir qué trabajo ejecuta dicho cable en el funcionamiento del circuito. En el texto explicativo, estos conductores se identificarán por sus letras mayúsculas.

Si hay una nota explicativa entre paréntesis, la condición identificada entre paréntesis es la condición necesaria en el conductor para que efectúe su propósito. Por ejemplo, la nota Y dice "habilitación de la puerta de conteo (BAJO)". Esto significa que el conductor etiquetado Y es el conductor que

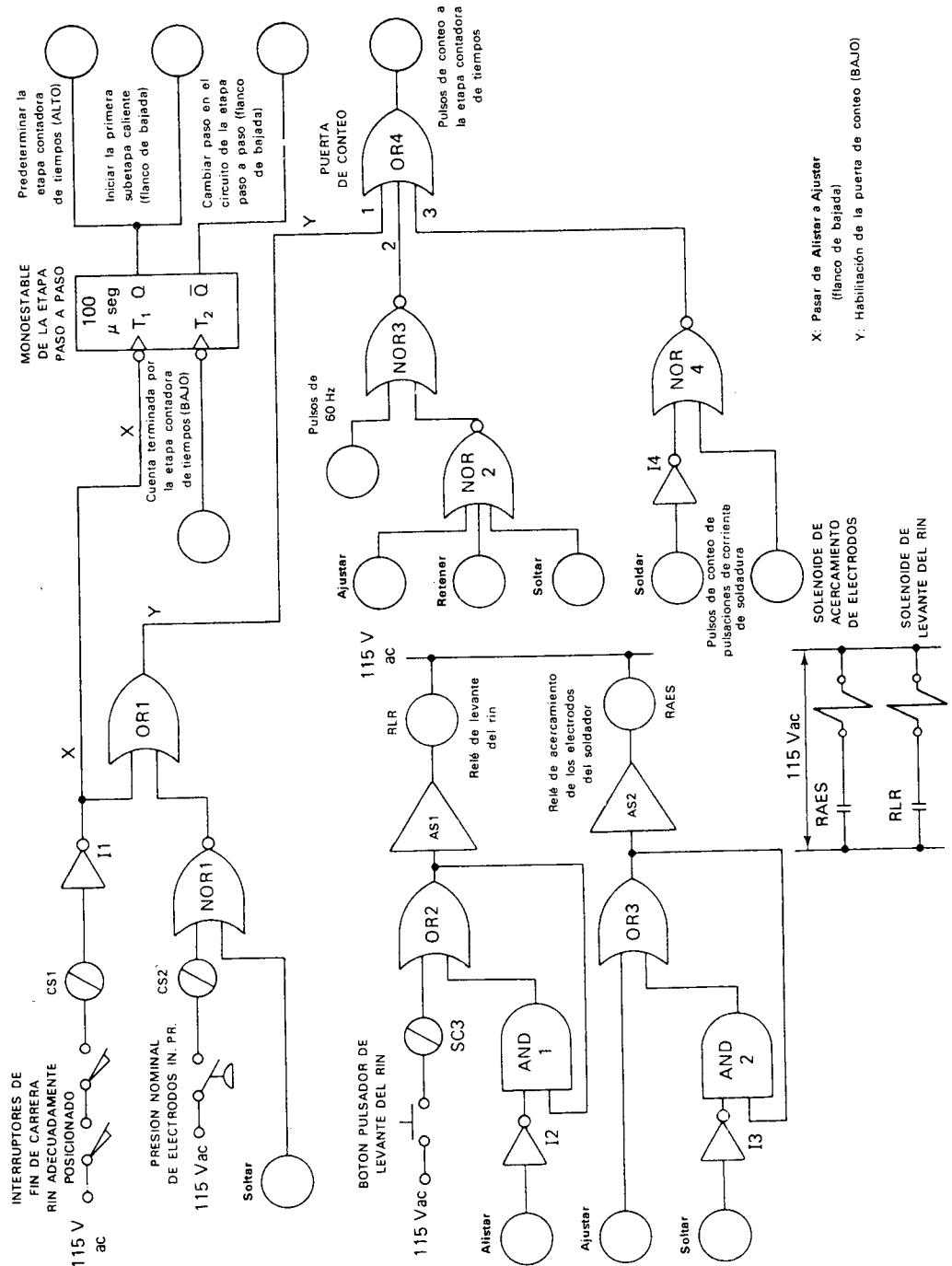


Figura 7-4. Diagrama esquemático del Circuito de Inicio de la Secuencia (bloque A) y del Circuito de la Etapa de Disparo y Permitidor (bloque B). Los circuitos representan terminales de entrada y salida, los cuales conectan con otros subcircuitos (otros bloques).

habilita la puerta de conteo para que deje pasar los pulsos de conteo y que el conductor Y permite que pasen los pulsos solamente cuando se encuentre en nivel BAJO.

Cuando un conductor llega a un subcircuito proveniente de otro subcircuito, su función se identifica por un terminal circular que tiene una etiqueta que es una palabra o una frase corta. Por ejemplo, el terminal circular etiquetado "soltar" en la Figura 7-4 indica que el conductor conectado a dicho terminal originalmente viene del terminal **Soltar** de algún otro subcircuito y que el terminal pasa a nivel ALTO cuando el sistema entra en la etapa de **Soltar**.

Como otro ejemplo, el conductor conectado al terminal "cuenta terminada por la etapa contadora de tiempos (BAJO)" viene de algún otro subcircuito. Cuando el terminal pasa a nivel BAJO, significa que la etapa contadora de tiempos ha terminado de contar (contar hasta cero). Una explicación precisa de la acción del terminal se dará en el texto escrito.

Además, un subcircuito en particular ilustrado en un diagrama esquemático, tendrá *salidas yendo* a otros subcircuitos como *entradas llegando* de otros subcircuitos. Los terminales circulares etiquetados se utilizan también para indicar esta situación. Cuando se hace esto, podemos suponer que viene de la misma etiqueta en un terminal de entrada de algún otro esquema de un subcircuito. Por ejemplo, el terminal etiquetado "predeterminar la etapa contadora de tiempos (ALTO)" tiene un conductor conectado el cual va a algún otro subcircuito. El diagrama esquemático de este otro subcircuito mostrará un terminal de entrada con exactamente la misma etiqueta.

No hay posibilidad de confundir un terminal de entrada con uno de salida porque los terminales de entrada siempre están conectados a las *entradas* de las puertas de estado sólido, de los flip-flops, etc. mientras que los terminales de salida siempre están conectados a las *salidas* de los circuitos y dispositivos de estado sólido.

Miremos la identificación de partes del circuito en el texto explicativo, a continuación se da la forma que seguiremos.

Las etapas y subetapas específicas de la secuencia de soldadura están escritas con la primera letra en mayúscula y resaltadas en negrilla, ejemplos, **Soltar**, **Alistar**, **Soldar**, **Caliente**, **Fría**.

Los dispositivos particulares (puertas, flip-flops, etc.) que aparecen en el dibujo con nombre específico están escritos en mayúscula; ejemplos: **MO-NO ESTABLE DE LA ETAPA PASO A PASO**, **BOTON PULSADOR DE LEVANTE DEL RIN**, **CONVERTIDOR DE SENAL 2**, **NOR3**.

Los subcircuitos específicos que están definidos en el diagrama de bloques de la Figura 7-3 están escritos con la primera letra en mayúscula; ejemplos: **Etap**a contadora de tiempos, **Circu**ito de la etapa paso a paso, **Circu**ito predeterminador del contador caliente frío.

Las etiquetas de los terminales y las descripciones de los conductores (notas) se encierran entre comillas; ejemplos "pulsos de conteo de pulsaciones de corriente de soldadura", "cambiar paso en la etapa paso a paso (flanco de bajada)", "pulsos de 60 Hz". Una excepción es si la etiqueta del terminal es una de las etapas o subetapas específicas del sistema. Cuando esto sucede, se escribe en negrilla. Ejemplo: **Ajustar**.

7-4-2 Funcionamiento del circuito

La secuencia de soldadura comienza cuando el operador presiona y mantiene el BOTON PULSADOR DE LEVANTE DEL RIN, situado en el extremo izquierdo de la Figura 7-4. En el proceso de producción esto supuestamente se hace cuando el operador ve que han sido colocados adecuadamente un aro y una araña de rin sobre la plataforma de levante, como se describió en la Sección 7-1. Si el proceso fuera completamente automático, habría un contacto de estado sólido o un contacto de relé en lugar del interruptor pulsador. De cualquier modo, la aplicación de los 115 V ac a la entrada del CONVERTIDOR DE SENAL 3 producirá un voltaje de +15 V dc, un nivel ALTO, a la entrada de la OR2. La entrada superior de la OR2 está en nivel BAJO en este momento, debido al hecho de que el terminal **Alistar** está en nivel ALTO mientras el sistema esté en **Alistar**. La salida de la OR2 pasa a nivel ALTO, haciendo que el amplificador de salida AS1 energice el relé RLR. El contacto normalmente abierto del relé RLR localizado en la parte baja del extremo izquierdo de la Figura 7-4 se cierra, aplicando 115 V ac al SOLENOIDE DE LEVANTE DEL RIN. La energización de este solenoide desplaza la válvula hidráulica lo cual hace que se extienda el pistón del cilindro de levante. Cuando la plataforma de levante ha llevado el aro y la araña del rin a la posición adecuada para la soldadura, los interruptores de fin de carrera, en el extremo superior izquierdo de la Figura 7-4, cierran sus contactos. Esto hace que se apliquen 115 V ac al CONVERTIDOR DE SENAL 1, lo cual produce un nivel ALTO a la entrada del inversor I1. Cuando se presenta este nivel ALTO, la salida de I1 pasa a nivel BAJO, produciendo un flanco de bajada en el conductor X. Este flanco de bajada aparece en el terminal T1 del MONOESTABLE DE LA ETAPA PASO A PASO.

El MONOESTABLE DE LA ETAPA PASO A PASO tiene dos terminales de disparo, T_1 y T_2 . Se encenderá cuando se presente un flanco de bajada en uno cualquiera de sus dos terminales de disparo. Por consiguiente, el flanco de bajada en T_1 enciende el monoestable, y éste entrega un pulso de 100 μ seg de duración. Conforme se enciende, la salida \bar{Q} pasa a nivel BAJO, aplicando un flanco de bajada al terminal etiquetado "cambiar paso en el circuito de la etapa paso a paso (flanco de bajada)". Esto hace que el Circuito de la etapa paso a paso salga de la etapa **Alistar** y entre en la etapa de **Ajustar**. Esta acción de paso está discutida en detalle en la Sección 7-5.

Entre tanto, la salida Q del MONOESTABLE DE LA ETAPA PASO A PASO permanece en nivel ALTO por 100 μ seg, más de lo necesario para que el sistema pase a **Ajustar**. Durante estos 100 μ seg, el terminal "Preterminar la etapa contadora de tiempos" está en nivel ALTO. El nivel ALTO en este terminal traslada los dígitos seleccionados en los interruptores selectores de 10 posiciones de **Ajustar**, hacia la Etapa contadora de tiempos. Este traslado está discutido más adelante en la Sección 7-6.

Cuando el sistema pasa de **Alistar** a **Ajustar**, el terminal **Alistar** pasa a nivel BAJO, y el terminal **Ajustar**, a la izquierda de la Figura 7-4, pasa a nivel ALTO. Debido a que **Alistar** está en nivel BAJO, la salida de I2 pasa a nivel ALTO. Dado que la entrada inferior de la AND1 está también en nivel ALTO, la salida de la AND1 pasa a nivel ALTO. Esto significa que el BOTON PULSADOR DE LEVANTE DEL RIN puede soltarse, porque ahora

la entrada inferior de la OR2 está en nivel ALTO, eliminando así la necesidad de que su entrada superior esté en nivel ALTO. La puerta OR2 se ha enclavado, y por el tiempo que **Alistar** permanezca en nivel BAJO. Esto mantiene energizado al relé RLR manteniendo el rin levantado en la posición de soldar. La combinación OR2-AND1 que acabamos de describir es el circuito de enclavamiento ya familiar visto varias veces en el Capítulo 2.

Como se estableció antes, el terminal **Ajustar**, a la izquierda de la Figura 7-4, pasa a nivel ALTO cuando el sistema cambia a la etapa de **Ajustar**. Esto hace que la salida de la OR3 pase a nivel ALTO. La salida es realimentada a la AND2, enclavándose la OR3 por el tiempo que el terminal **Soltar** permanezca en nivel BAJO. La OR3 maneja al AS2, el cual a su vez maneja el relé RAES. Este relé energiza el SÓLENOIDE DE ACERCAMIENTO DE ELECTRODOS, en la parte inferior de la Figura 7-4, haciendo que se extiendan los pistones de los cilindros de electrodos, acercando los electrodos a hacer contacto con el aro y la araña del rin. La combinación OR3-AND2 es otro circuito de enclavamiento.

Cuando la presión en los cilindros de electrodos es lo suficientemente alta, lo cual significa que los electrodos del soldador han hecho contacto firme con el metal, el contacto IN.PR. PRESION ALTA DE ELECTRODOS, en la parte superior izquierda de la Figura 7-4, se cierra. Cuando la salida del CONVERTIDOR DE SEÑAL 2 pasa a nivel ALTO, la salida de la NOR1 pasa a nivel BAJO. En este momento ambas entradas de la OR1 están en nivel BAJO, haciendo que el conductor Y pase a nivel BAJO. Esto habilita la PUERTA DE CONTEO, OR4, para que pase cualquier pulso, los cuales aparecen en su entrada número 2. En este momento *hay* pulsos de 60 Hz presentes en la entrada 2 de OR4, de modo que son enviados a través de OR4 al terminal "pulsos de conteo de la etapa contadora de tiempos". El tiempo de ajustar comienza, y la Etapa contadora de tiempos comienza la cuenta regresiva a partir del número predeterminado.

Hagamos en este momento una pausa para discutir el funcionamiento de la OR4 en la acción de dejar pasar los pulsos de conteo a la Etapa contadora de tiempos. Por el tiempo que el conductor Y estuvo en nivel ALTO, la OR4, no pudo dejar pasar pulsos de conteo porque su salida estuvo bloqueada en nivel ALTO por la presencia del nivel ALTO en su entrada número 1. Bajo esta condición, los pulsos que se presentaron en su entrada número 2 no pudieron transmitirse a la salida. Ahora cuando la entrada 1 se encuentra en nivel BAJO, la salida de la OR4 está habilitada para responder a los pulsos aplicados a su entrada número 2 (asumiendo que la entrada 3 está en nivel BAJO). Este es un ejemplo de *permitir* pulsos al contador. La puerta deja pasar o bloquea los pulsos de conteo, en respuesta a la señal de mando en su entrada número 1. Desde luego, la entrada 3 tiene la misma capacidad de control para hacer que la PUERTA DE CONTEO deje pasar o bloquee los pulsos de conteo.

La entrada número 3 de la OR4 (la PUERTA DE CONTEO) está en nivel BAJO en este momento debido a que el terminal **Soldar** está en nivel BAJO. La salida de I4 está en nivel ALTO, haciendo que la salida de la NOR4 pase a nivel BAJO, llevando la entrada número 3 de la OR4 a un nivel lógico BAJO.

Se estableció antes que los pulsos de 60 Hz realmente existen a la entrada 2 de la PUERTA DE CONTEO en el momento que comienza el tiempo de ajustar. La Figura 7-4 muestra que dichos pulsos deben venir de la salida de

la NOR3. La inspección de la NOR3 revela que los pulsos que aparecen en su entrada superior a partir del terminal "pulsos de 60 Hz" pasarán a la salida de la NOR3 solamente si su entrada inferior está en nivel BAJO. Cuando *han* pasado, los pulsos de conteo llegan a la salida de la NOR3 invertidos en fase, pero este hecho no es importante en esta aplicación. Esta situación es casi la misma que la de la OR4. Si la entrada inferior fuese nivel ALTO, la salida de la NOR3 sería bloqueada en nivel BAJO, y la NOR3 no pasaría los pulsos presentes en su entrada superior. Sin embargo, su entrada inferior está en nivel BAJO en este momento porque el terminal **Ajustar** que llega a la NOR2 está en nivel ALTO.

El resultado final de toda la acción de este circuito es que la Etapa contadora de tiempos está habilitada para comenzar la cuenta regresiva a la velocidad de un pulso por ciclo ac. La etapa de **Ajustar** ha comenzado a transcurrir. Cuando la Etapa contadora de tiempos alcanza el cero, el terminal etiquetado "cuenta terminada por la etapa contadora de tiempos" pasa a nivel BAJO. Esto produce un flanco de bajada, el cual se entrega al terminal T_2 del MONOESTABLE DE LA ETAPA PASO A PASO, haciendo que se encienda de nuevo. Como antes, un flanco de bajada se presenta en el terminal "cambiar paso en la etapa paso a paso". El circuito de la Etapa paso a paso cambia a la etapa de **Soldar**. La señal de nivel ALTO en la salida Q del monoestable repite su función de desplazamiento de números hacia la Etapa Contadora de Tiempos. Esta vez desplaza los números seleccionados en los interruptores selectores de 10 posiciones de **Soldar**.

Dado que el sistema se encuentra ahora en la etapa de **Soldar**, todas las tres entradas de la NOR2 están en nivel BAJO, haciendo que su salida pase a nivel ALTO. Este nivel ALTO se aplica a la entrada inferior de la NOR3, inhabilitándola al bloquear su salida en nivel BAJO. De este modo se impide que los pulsos de 60 Hz pasen a través de la NOR3 durante la etapa de **Soldar**, y no pueden contarse por la Etapa contadora de tiempos. Sin embargo, el terminal **Soldar** que maneja la entrada de I_4 está ahora en nivel ALTO, lo cual produce un nivel BAJO en la entrada superior de la NOR4. Este nivel BAJO habilita la NOR4 para que deje pasar cualquier pulso que se presente en el terminal "pulsos de conteo de pulsaciones de corriente de soldadura".

Recordemos que la etapa de **Soldar** difiere de las etapas de **Ajustar**, **Retener** y **Soltar** en que el número predeterminado representa cuantas pulsaciones de corriente son requeridas para completar la etapa en lugar de cuantos ciclos de la línea ac. Cada vez que se completa una pulsación de corriente, el Circuito de permisión y de los pasos caliente-fría entrega un pulso de conteo al terminal "pulsos de conteo de pulsaciones de corriente de soldadura". De allí el pulso es pasado a través de la NOR4, a través de la OR4, y eventualmente hacia la Etapa contadora de tiempos.*

Tal como antes, la Etapa contadora de tiempos se decrementa en uno por cada pulso que recibe. Cuando alcanza el cero, una vez más entrega un flanco de bajada a T_2 del MONOESTABLE DE LA ETAPA PASO A PASO.

*La palabra *tiempos* es un poco errónea durante la etapa de **Soldar**, porque el contador de hecho no cuenta incrementos de tiempo pero sí pulsaciones de corriente. Durante todas las otras etapas, la Etapa Contadora de Tiempos realmente cuenta incrementos de tiempo (1/60 seg por incremento).

El monoestable dispara el Circuito de la etapa paso a paso por medio del flanco de bajada que aparece en el terminal "cambiar paso en el circuito de la etapa paso a paso". El sistema deja **Soldar** y entra en **Retener**, y la selección en los interruptores de 10 posiciones de **Retener** es desplazada hacia la Etapa contadora de tiempos. El Circuito de la etapa paso a paso quita la señal de **Soldar** y envía la señal de la etapa de **Retener**. Por tanto el terminal de **Soldar** en la Figura 7-4 pasa a nivel BAJO, inhabilitando a la NOR4. El terminal **Retener** que llega a la NOR2, pasa a nivel ALTO, haciendo que la entrada inferior de la NOR3 pase a nivel BAJO. Una vez más, los pulsos de 60 Hz son enrutados a través de la NOR3, a través de la OR4, hacia la Etapa contadora de tiempos. La cuenta de la etapa de **Retener** comienza.

Cuando **Retener** se termina, el MONOESTABLE DE LA ETAPA PASO A PASO recibe otro flanco de bajada en su entrada T_2 , y su salida \bar{Q} entrega un flanco de bajada al terminal "Cambiar Paso en el Circuito de la Etapa Paso a Paso (flanco de bajada)". El flanco de bajada avanza al sistema hacia **Soltar**. Las mismas acciones ocurren nuevamente, resultando en que la selección del interruptor selector de **Soltar** es desplazada hacia la Etapa Contadora de Tiempos. La NOR3 comienza inmediatamente a dejar pasar pulsos de 60 Hz y comienza la cuenta en la etapa de **Soltar**.

El terminal **Soltar** en la parte inferior izquierda de la Figura 7-4 pasa a nivel ALTO en este momento. Esto hace que la entrada superior de la AND2 pase a nivel BAJO, suspendiendo el enclavamiento de la OR3 que se efectuó cuando el sistema entró en la etapa de **Ajustar**. El amplificador de salida AS2 pasa a un nivel BAJO, desenergizando el relé RAES. Cuando se desenergiza el SOLENOIDE DE ACERCAMIENTO DE ELECTRODOS, se retraen los pistones de los cilindros de electrodos del soldador, liberando el rin. A pesar de que se abre el contacto del IN.PR. PRESION NOMINAL DE ELECTRODOS, haciendo que el CONVERTIDOR DE SEÑAL 2 pase a nivel BAJO, la salida de la NOR1 permanece en nivel BAJO porque su entrada inferior ahora está mantenida en nivel ALTO por el terminal **Soltar**. Es necesario mantener en nivel BAJO la salida de la NOR1 para poder mantener al conductor Y en nivel BAJO, permitiendo que la PUERTA DE CONTEO, la OR4, continúe dejando pasar pulsos. Cuando estos pulsos han llevado a cero la Etapa contadora de tiempos, el MONOESTABLE DE LA ETAPA PASO A PASO es disparado nuevamente por el terminal "cuenta terminada por la etapa contadora de tiempos".

Cuando el circuito de la Etapa Paso a Paso deja la etapa **Soltar**, el sistema pasa a la condición de **Alistar**. El terminal **Alistar**, al centro izquierda de la Figura 7-4, pasa a nivel ALTO, haciendo que la salida de I2 pase a nivel BAJO. Este nivel BAJO aplicado a la entrada superior de la AND1, suprime el enclavamiento de la OR2. El amplificador de salida AS1 pasa a nivel BAJO, lo cual hace que se desenergice el relé RLR. Esto desenergiza el SOLENOIDE DE LEVANTE DEL RIN, bajando el rin ya terminado. Los INTERRUPTORES DE FIN DE CARRERA RIN ADECUADAMENTE POSICIONADO se abren, haciendo que el CONVERTIDOR DE SEÑAL 1 pase a nivel BAJO. La salida de I1 pasa a nivel ALTO, haciendo que el conductor X regrese a su nivel ALTO inicial. El conductor Y está también en nivel ALTO en este momento.

Con esto se termina la discusión del funcionamiento del Circuito de iniciación de la secuencia y del Circuito de la etapa de disparo y permisión.

En la próxima sección nos ocuparemos del Circuito de la Etapa Paso a Paso y Decodificadora.

7-5 DESCRIPCION DETALLADA DEL CIRCUITO DE LA ETAPA PASO A PASO Y DECODIFICADORA

La Figura 7-5 es un diagrama esquemático del Circuito de la Etapa Paso a Paso y Decodificadora. Estos circuitos no son complejos. El Circuito mismo de la Etapa Paso a Paso está formado por tres flip-flops y una puerta AND. El Decodificador es una matriz decodificadora de diodos que tiene seis líneas de entrada y cinco de salida. El Decodificador tiene también cinco manejadores.

7-5-1 El circuito de la etapa paso a paso

En la Figura 7-5, las salidas de los flip-flops se han identificado por la letra que identifica cada flip-flop individualmente. Es decir, las salidas del flip-flop *A* se han etiquetado *A* y \bar{A} en lugar de *Q* y \bar{Q} , lo mismo ocurre en los flip-flop *B* y *C*. La Tabla 7-1 muestra la secuencia de los flip-flops a medida que se entregan los pulsos. El dígito 1 en la Tabla 7-1 significa que el flip-flop está ACTIVADO, mientras que 0 significa que el flip-flop está DESACTIVADO.

Los tres flip-flop son del tipo *JK* disparables con flanco de bajada, como los discutidos en la Sección 3-5. Para entender el funcionamiento del Circuito de la Etapa Paso a Paso, refirámonos a la Tabla 7-1 y a la Figura 7-5.

En la condición **Alistar** todos los flip-flops están DESACTIVADOS. Cuando llega el primer flanco de bajada al terminal de entrada del circuito, al terminal "Cambiar Paso en el Circuito de la Etapa Paso a Paso (flanco de bajada)" que se encuentra a la izquierda en la Figura 7-5, FFA conmuta al estado ACTIVADO porque sus dos entradas *J* y *K* están en nivel ALTO. La entrada *J* de FFA está en nivel ALTO porque \bar{C} está en nivel ALTO cuando FFC está DESACTIVADO.

El flanco de bajada a la entrada CLK de FFA también aparece a la entrada CLK de FFC. En este preciso instante, la salida de la AND3 es nivel BAJO, manteniendo la entrada *J* de FFC en nivel BAJO. Por consiguiente FFC permanece DESACTIVADO. La salida de la AND3 es nivel BAJO porque sus dos entradas *A* y *B*, están en nivel BAJO en el instante que se presenta el flanco de bajada. Por tanto, después del primer pulso, el estado de los flip-flops es $ABC = 100$.

Cuando aparece, en el terminal de entrada, el segundo flanco de bajada, *J* de FFA está todavía en nivel ALTO, de modo que FFA conmuta al estado DESACTIVADO. El flanco de bajada también aparece en la entrada CLK de FFC, pero la salida de la AND3 es todavía nivel BAJO porque *B* es nivel BAJO en este instante. Por consiguiente FFC permanece de nuevo DESACTIVADO. Cuando la salida *A* cae a nivel BAJO entrega un flanco de bajada a la entrada CLK de FFB. Esto hace que FFB conmute al estado ACTIVADO. El estado total del circuito después del segundo pulso es $ABC = 010$.

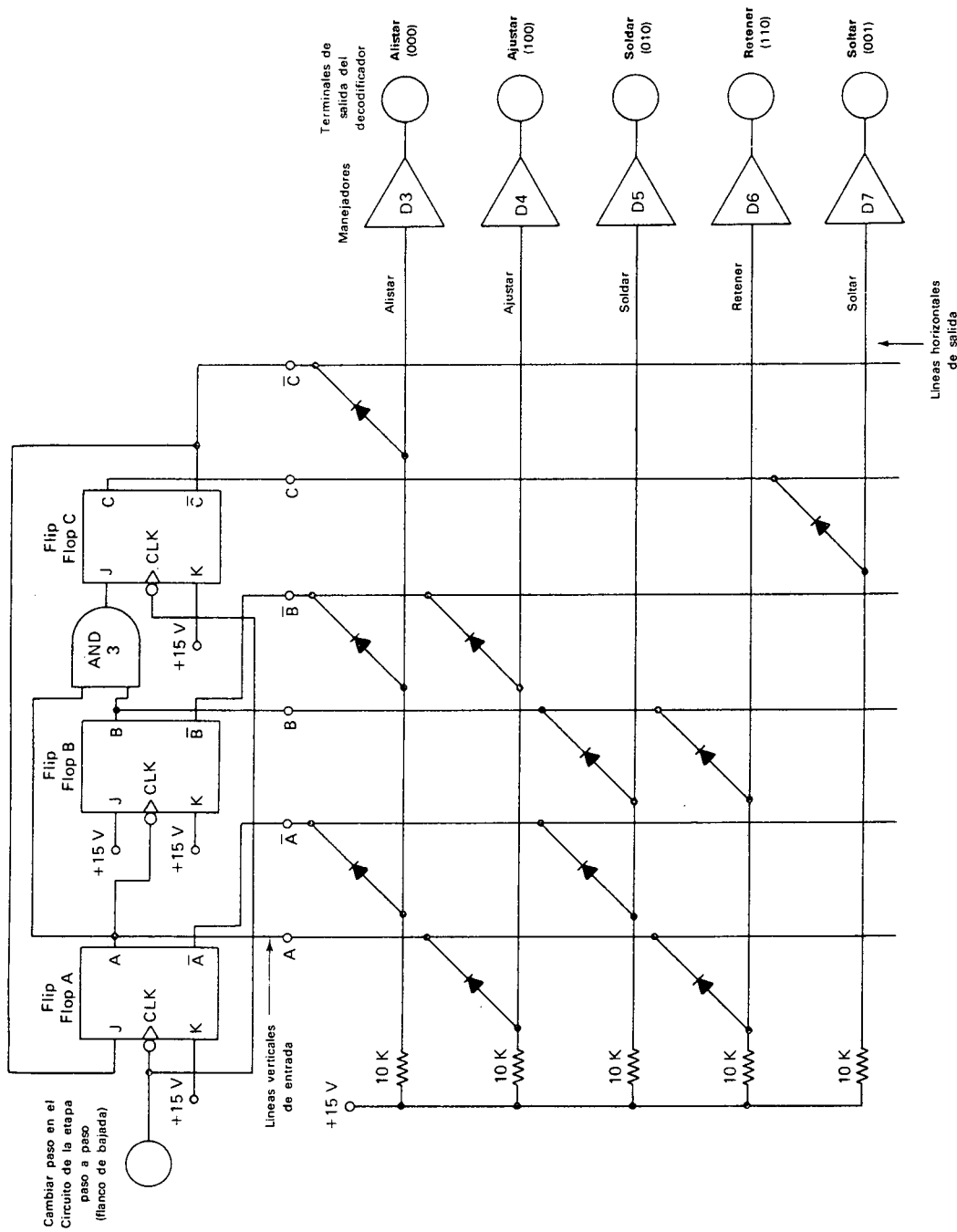


Figura 7-5. Diagrama esquemático del circuito de la Etapa paso a paso y Decodificadora (blo- que C). Siempre que el sistema esté en una cierta etapa, el terminal de salida correspondiente está en nivel ALTO. Los dígitos entre paréntesis hacen referencia al estado de los flip-flops A, B y C durante dicha etapa.

TABLA 7-1

	Flip-flops			Etapa del Sistema
	A	B	C	
Iniciar	0	0	0	Alistar
1	1	0	0	Ajustar
2	0	1	0	Soldar
3	1	1	0	Retener
4	0	0	1	Soltar
5	0	0	0	Alistar

Número de pulsos paso a paso entregados

Cuando aparece el tercer flanco de bajada de pulso de paso en el terminal de entrada, FFA conmuta al estado ACTIVADO como antes, dado que J de FFA está en nivel ALTO. El flanco de bajada aparece en la entrada CLK de FFC, pero una vez más J de FFC está en nivel BAJO. Es nivel BAJO porque la entrada superior de la AND3 es nivel BAJO en el instante que se presenta el flanco de bajada. Después del tercer pulso, el estado del circuito de flip-flops es $ABC = 110$.

En el cuarto flanco de bajada, FFA conmuta al estado DESACTIVADO porque su entrada J está aún en nivel ALTO. El flanco de bajada se presenta también en la entrada CLK de FFC; esta vez la salida de la AND3 es nivel ALTO, de modo que FFC conmuta al estado ACTIVADO. La salida de la AND3 es nivel ALTO cuando se presenta el flanco de bajada porque ambos flip-flops, FFA y FFB, están ACTIVADOS en este instante. Recordemos de la Sección 3-7-5 que lo que importa es el estado de la entrada J en el instante que llega el flanco de bajada. FFB también recibe un flanco de bajada en su entrada CLK cuando A cae a nivel BAJO. Por consiguiente, FFB conmuta al estado DESACTIVADO. El estado del circuito de flip-flops después del cuarto pulso es $ABC = 001$.

Cuando aparece el quinto flanco de bajada de pulsos de paso en el terminal de entrada, J de FFA es nivel BAJO, porque ahora C es nivel BAJO. Por tanto FFA permanece en el estado DESACTIVADO. El flanco de bajada como siempre, se presenta en la entrada CLK de FFC. Esta vez la entrada J de dicho flip-flop está en nivel BAJO porque ambas entradas de la AND lo están también. Por consiguiente, FFC pasa al estado DESACTIVADO, siendo el estado total del circuito $ABC = 000$. Después de cinco pulsos de paso el Circuito de la Etapa Paso a Paso ha regresado a su estado original.

Puede verse que el Circuito de la Etapa Paso a Paso se pasea a través de cinco estados separados, sin variar nunca el orden. Permanece en cualquier estado dado hasta cuando recibe una señal de paso para pasar a un nuevo estado. Estas características lo hacen ideal para rastrear cuál es la

etapa Corriente en el sistema. Todo lo que se necesita es convertir el estado de los flip-flops, expresado como una secuencia de bits, en una forma útil para los otros subcircuitos del sistema. Esta es la función del Decodificador.

7-5-2 El Decodificador

El Decodificador de la Figura 7-5 tiene el mismo propósito básico que el decodificador de BCD a decimal discutido en la Sección 3-8. Toma una información codificada y entrega un nivel lógico ALTO en uno de sus terminales de salida. Todos los otros terminales se mantienen en nivel BAJO mientras el terminal apropiado pasa a nivel ALTO.

La manera como el Decodificador lo hace es por medio del examen de una parte de la secuencia binaria que representa el estado completo del Circuito de la Etapa paso a paso. Centra su atención en la porción que hace a un estado particular único. Por ejemplo, la Tabla 7-1 muestra que cuando el Circuito de la Etapa paso a paso está en la etapa de **Ajustar**, el estado es 100. Un examen de las otras entradas de la Tabla 7-1 revela que ninguna otra fila tiene $A = 1$ y $B = 0$. Por tanto la combinación $AB = 10$ hace ese estado único, diferente de todos los otros estados. En la Figura 7-5, la línea horizontal ajustar tiene dos diodos conectados, uno haciendo conexión con la línea de entrada vertical A y el otro con la línea de entrada vertical \bar{B} . Si una cualquiera de estas entradas está en nivel BAJO, la línea ajustar será llevada a nivel BAJO por uno de los dos diodos. Pero si estas dos entradas están en nivel ALTO, la línea ajustar será llevada a nivel ALTO. Una línea de salida pasará a nivel ALTO si ningún diodo conectado a dicha línea conecta con un nivel BAJO de potencial (0 V). Con ningún diodo conectado a un nivel BAJO, no hay camino para que la corriente fluya a tierra, y por consiguiente no hay caída de voltaje a través de la resistencia de 10 K. Sin caída de voltaje en la resistencia, la línea de salida está al mismo potencial de la fuente de voltaje, es decir +15 V. De este modo la línea ajustar pasa a nivel ALTO siempre que ambas líneas A y B estén en nivel ALTO. Desde luego, que \bar{B} pase a nivel ALTO es equivalente a que B pase a nivel BAJO (0). Por tanto la línea ajustar pasa a nivel ALTO siempre que $A = 1$ y $B = 0$. Esto hace que el manejador D4 lleve a nivel ALTO el terminal **Ajustar**, lo cual señala a los otros subcircuitos que el sistema se encuentra en la etapa de **Ajustar**.

Si el sistema está en **Ajustar**, todas las otras cuatro líneas horizontales de salida se encontrarán a nivel BAJO, porque al menos un diodo lleva cada línea a nivel BAJO. Por ejemplo, la línea de salida soldar es llevada a nivel BAJO por el diodo que la conecta a \bar{A} (es también llevada a nivel BAJO por el diodo que la conecta con B , pero un diodo es suficiente).

Una línea que esté llevada a nivel BAJO significa que la corriente está fluyendo a través de la resistencia de 10 K, a la izquierda de la línea, y a través de un diodo a tierra. Los 15 V de la fuente caen a través de la resistencia de 10 K, dejando solamente un pequeño voltaje a la línea misma. En esta matriz de diodos se utilizan diodos de germanio debido a la baja caída en polarización directa de su unión pn (casi 0,2 V para el germanio contra 0,6 V en el diodo de silicio).

Puede verificar usted mismo que las otras tres líneas horizontales de salida, alistar, retener y soltar, son todas llevadas al nivel BAJO cuando $AB = 10$.

Otro ejemplo puede ayudarnos a aclarar el trabajo del decodificador. Consideremos la etapa **Soltar** en la Tabla 7-1. El estado del Circuito de la Etapa Paso a Paso es $ABC = 001$. Un examen del resto de la tabla revela que ninguna otra etapa tiene $C = 1$. Por tanto el solo bit $C = 1$ distingue la etapa **Soltar** de todas las otras etapas y lo hace único. El Decodificador saca ventaja de este hecho en que tiene un solo diodo conectando la línea de salida soltar con la línea vertical de entrada C . Si C es nivel ALTO, como sucede durante la etapa de **Soltar**, la línea de salida soltar pasa a nivel ALTO. Si C pasa a nivel BAJO, como sucede durante cualquier otra etapa, la línea de salida soltar es llevada a nivel BAJO. Por tanto, la línea de salida soltar pasa a nivel ALTO cuando el flip-flop C se ACTIVA, y solamente cuando esto sucede. Nuevamente, el Decodificador está examinando la porción *única* del estado del circuito de flip-flops y utilizándola para controlar la línea de salida.

El manejador conectado a cada línea tiene la función de aislar la línea de los otros subcircuitos, de modo que dichos subcircuitos no puedan degenerar la calidad del nivel de señal en la línea de salida. La degeneración del nivel de señal (niveles ALTOS no suficientemente altos o niveles BAJOS no suficientemente bajos) puede ocurrir si los subcircuitos drenaran mucha corriente de la línea cuando ésta se encuentre en nivel ALTO. (Una familia fuente de corriente) o si ellos tuviesen que entregar mucha corriente a la línea cuando se encuentre en nivel BAJO (una familia de absorción corriente).

Sería instructivo que usted verificara que el Decodificador de hecho identifica la porción única del estado del circuito de la Etapa Paso a Paso para las otras tres etapas. Chequee que para cada etapa, él entrega un nivel ALTO en el terminal apropiado, dejando todos los otros en nivel BAJO.

7-6 LA ETAPA CONTADORA DE TIEMPOS Y EL CIRCUITO PREDETERMINADOR DE LA ETAPA CONTADORA DE TIEMPOS

La Etapa contadora de tiempos está formada por un par de contadores decadales regresivos, uno para las unidades y otro para las decenas, y un circuito permitidor simple para detectar cuando el contador lee cero. Esto se encuentra esquematizado en la Figura 7-6, junto con el Circuito predeterminador de la etapa contadora de tiempos.

7-6-1 La etapa contadora de tiempos

Los contadores decadales regresivos decrementan en un dígito cada vez que se presenta un flanco de bajada a su terminal de entrada CLK. El contenido de un contador decadal aparece en forma BCD en los terminales de salida DCBA ($D = 8$, $C = 4$, $B = 2$, $A = 1$). Los terminales de entrada DCBA

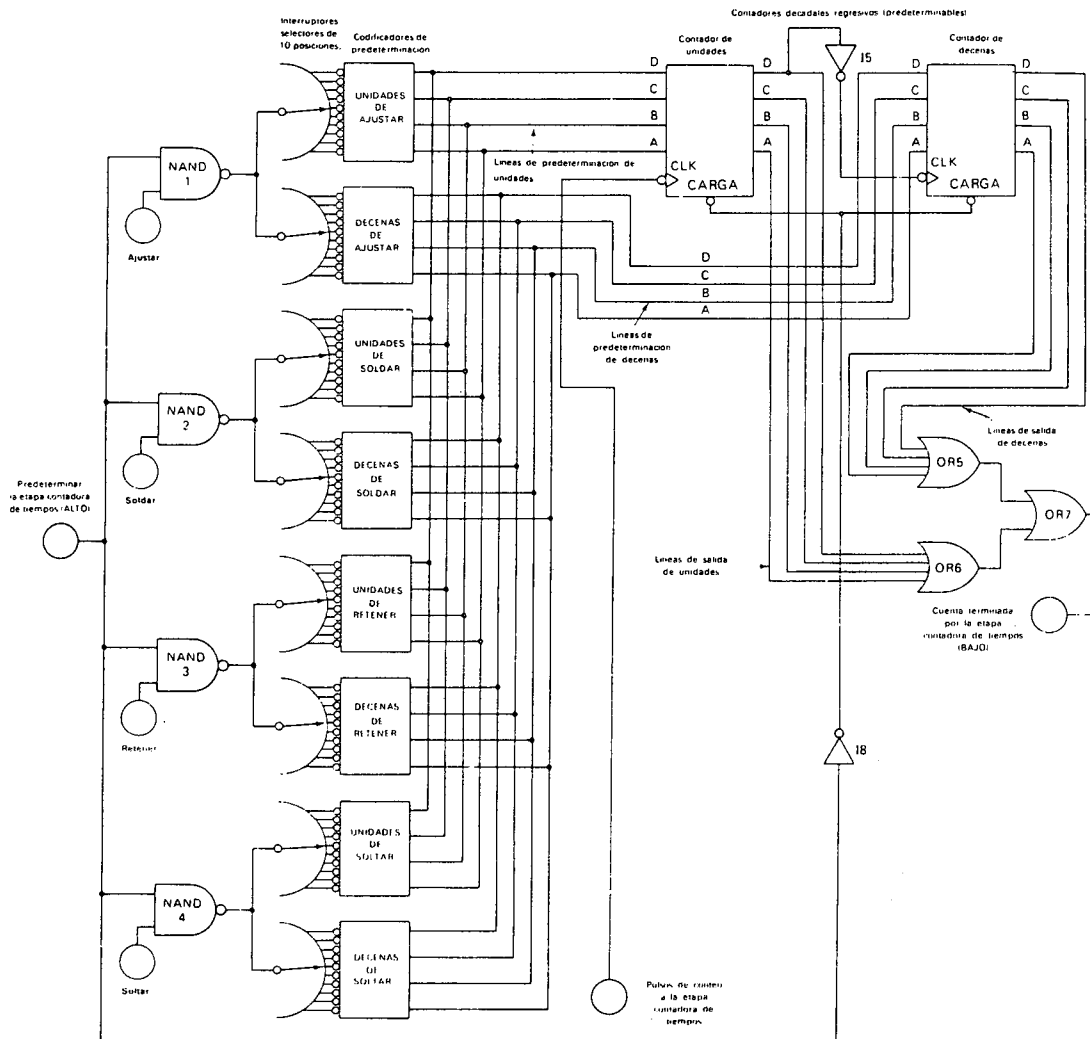


Figura 7-6. Esquema de la etapa contadora de tiempos (Bloque E) y del Circuito predeterminador de la etapa contadora de tiempos (Bloque D). La duración de cada etapa (excepto **Alistar**) es seleccionada por un par de interruptores selectores de 10 posiciones.

son utilizados para predeterminar un número en el contador antes de que se entreguen los pulsos de conteo. El número binario que aparece en los terminales de entrada *DCBA* es cargado en el contador regresivo cuando el terminal *CARGA* pasa a nivel BAJO. Cuando el terminal *CARGA* está en nivel ALTO, los niveles lógicos presentes en sus terminales de entrada son ignorados por el contador. El funcionamiento del contador regresivo se discutió en la Sección 3-13.

Por ejemplo, si el dato binario en los terminales de entrada es *DCBA* = 011 el número decimal 7 será cargado en el contador cuando el terminal

CARGA sea nivel BAJO. El decimal 7 aparecerá en los terminales de salida como $DCBA = 0111$. Una vez que el terminal CARGA retorne al nivel ALTO, los pulsos de conteo en el terminal CLK pueden recibirse por el contador. Cualesquiera pulsos que aparezcan en el terminal CLK mientras el terminal CARGA esté en nivel BAJO serán ignorados.

A medida que se están recibiendo los pulsos de conteo, el contador se decrementa en un dígito por cada pulso. Como siempre, la transición real de cuenta ocurre en el instante que llega el flanco de bajada. Cuando el contador llega a cero, todos sus terminales de salida están en nivel BAJO ($DCBA = 0000$). En el próximo pulso, la cuenta pasa al decimal 9, con $DCBA = 1001$ en sus terminales de salida.

Puede verse en la Figura 7-6 que el contador decadal de unidades recibe los pulsos de conteo del terminal etiquetado "pulsos de conteo a la etapa contadora de tiempos". Este terminal se origina en el circuito de la Etapa de disparo y permisión, como se discutió en la Sección 7-4. El contador decadal de decenas recibe sus pulsos de conteo del contador decadal de unidades, de modo que los dos contadores están en cascada. Cuando el contador decadal de unidades pasa del estado 0 al estado 9, la línea de salida D pasa a nivel ALTO. Este nivel ALTO se aplica a la entrada de 15, el cual entrega un flanco de bajada a CLK del contador decadal de decenas. En este momento el contador decadal de decenas se decrementa en un dígito. Por ejemplo, si el número contenido en la Etapa contadora de tiempos es 40, la década de unidades tiene un 0 ($DCBA = 0000$), y la década de decenas tiene un 4 ($DCBA = 0100$). En el próximo pulso, la década de unidades pasa a 9 (1001), y el flanco de bajada proveniente de la salida de I5 hace que la década de decenas pase a 3 (0011). El número contenido en la Etapa contadora de tiempos es entonces 39.

Como se explicó en la Sección 7-2, los pulsos continúan llegando a la Etapa contadora de tiempos hasta cuando alcanza cero, en dicho momento un flanco de bajada aparece en el terminal etiquetado "cuenta terminada por la etapa contadora de tiempos". Las OR5, OR6 y OR7 son las puertas que detectan la condición cero y entregan el flanco de bajada a dicho terminal. El flanco de bajada entonces dispara el MONOESTABLE DE LA ETAPA PASO A PASO.

Específicamente, cuando la década de decenas contiene cero, la salida de la OR5 será nivel BAJO porque todas sus entradas serán nivel BAJO. Cuando la década de unidades contiene cero, la salida de la OR6 será nivel BAJO porque todas sus entradas serán nivel BAJO. Cuando ambas décadas contienen 0, la Etapa contadora de tiempos ha terminado la cuenta. Cuando esto sucede, la OR7 verá sus dos entradas en nivel BAJO, y su salida será nivel BAJO. Este cambio hace que se entregue un flanco de bajada al terminal "cuenta terminada por la etapa contadora de tiempos".

7-6-2 Funcionamiento de los circuitos de predeterminación

El Circuito predeterminador de la etapa de contadora de tiempos consiste en lo siguiente:

- a. Cuatro pares de interruptores selectores de 10 posiciones, un par por cada una de las etapas **Ajustar**, **Soldar**, **Retener** y **Soltar**; cada par de inte-

ruptores tiene un interruptor para el dígito de unidades y un segundo interruptor para el dígito de las decenas.

b. Un codificador por cada interruptor selector. Ocho codificadores en total.
c. Cuatro puertas NAND, una por cada una de las cuatro etapas y manejando los correspondientes pares de interruptores.

Cuando el terminal "predeterminar la etapa contadora de tiempos" recibe una señal de nivel ALTO proveniente del MONOESTABLE DE LA ETAPA PASO A PASO del circuito de la Etapa de disparo y permisión, suceden dos cosas. Primero, los terminales CARGA de los dos contadores decadales regresivos son puestos en nivel BAJO por medio de I8, permitiendo así que los contadores reciban su número de predeterminación. Segundo, las puertas NAND1, NAND2, NAND3 y NAND4 son parcialmente habilitadas porque sus entradas superiores están en nivel ALTO. Entonces, dependiendo de en qué etapa acaba de entrar el sistema la salida de una de estas cuatro puertas pasara a nivel BAJO, aplicándose una señal de nivel BAJO al terminal común del par de interruptores apropiados.

Por ejemplo, si el sistema acaba de entrar en la etapa de **Retener**, la salida de la NAND3 pasará a nivel BAJO, aplicando 0 V al terminal común de los interruptores selectores de **Retener**. Los otros tres pares de interruptores selectores continuarán teniendo +15 V en su terminal común. Recordemos que dijimos que nuestros codificadores responderían a una entrada decimal de nivel BAJO en lugar de a una de nivel ALTO. Este punto fue cubierto en la Sección 3-13-2. Por tanto solamente los interruptores selectores que reciban 0 V estarán habilitados para entregar su codificación de predeterminación, de este modo los otros tres pares de interruptores no cuentan.

En este ejemplo, con el sistema justamente entrando en la etapa de **Retener**, el INTERRUPTOR UNIDADES DE RETENER aplica su número seleccionado a las líneas de predeterminación de unidades, y el INTERRUPTOR DE DECENAS DE RETENER aplica su número seleccionado a las líneas de predeterminación de decenas. Por consiguiente, los datos en BCD están disponibles en las líneas de predeterminación de unidades y en las líneas de predeterminación de decenas en el mismo instante que el terminal CARGA de los contadores decadales de unidades y decenas se mantiene en nivel BAJO. De esta manera, la selección del par de interruptores selectores apropiados es cargada en la Etapa contadora de tiempos.

Fijemos ahora nuestra atención a los codificadores de predeterminación. Los codificadores de decimal a BCD están disponibles en empaquetaduras de CIs, pero la Figura 7-7(a) muestra como podemos construirlos de manera artesanal. Todos los ocho codificadores de predeterminación son idénticos y pueden construirse como se muestra en la Figura 7-7(a).

En la Figura 7-7(a), cualquier línea vertical de entrada es seleccionada en el interruptor aplicándole 0 V (voltaje de tierra) a partir del terminal común del interruptor. Bajando el potencial de una línea de entrada al nivel de tierra hace que el cátodo de los diodos conectados a dicha línea quede conectado al terminal de tierra. Cuando el cátodo queda conectado a tierra, la línea horizontal de salida la cual está unida al ánodo es también llevada a nivel BAJO. La corriente fluye; a través de la resistencia de 1,5 K colocada a la izquierda de la línea de salida, continúa por la línea de salida, a través del diodo, y a tierra. La corriente que fluye a través de la resistencia es suficiente para tumbar la casi totalidad de los 15 V del voltaje de la fuente.

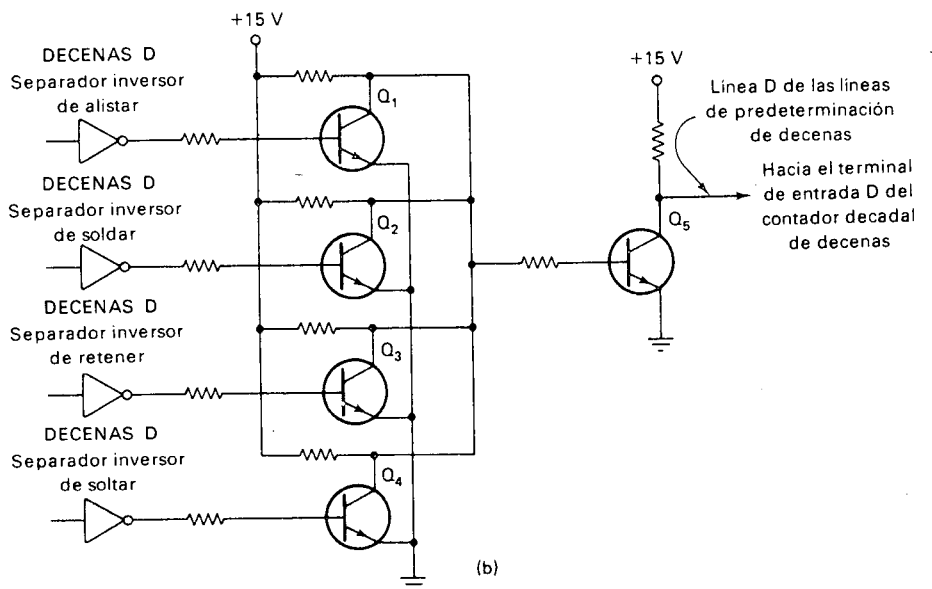
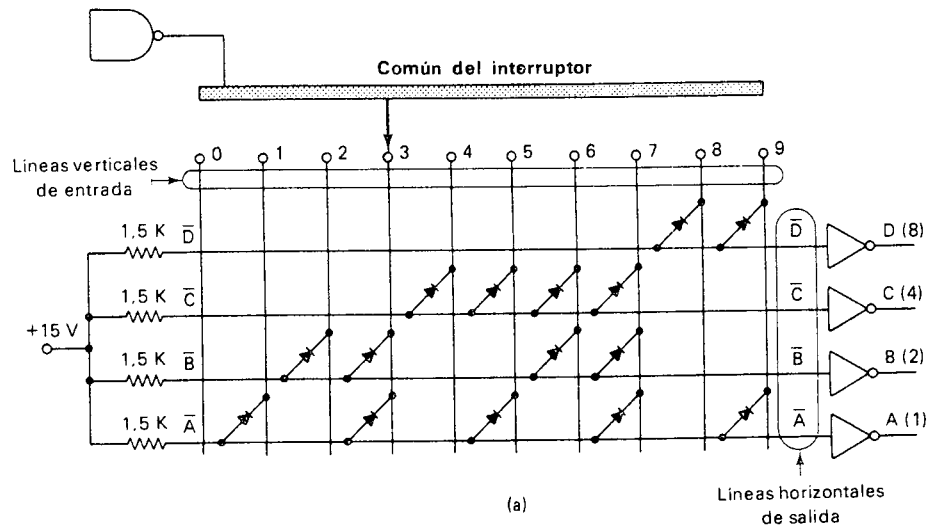


Figura 7-7. (a) Esquema detallado de uno de los codificadores de predeterminación. En total, hay ocho de estos codificadores de predeterminación, como se muestra en la Figura 7-6. (b) Manera de conectar entre sí cuatro separadores inversores de salida. Durante cualquier etapa, los tres separadores inversores que no están en uso tienen su salida en nivel BAJO, y se encuentran aislados por medio de los tres transistores correspondientes. El separador inversor el cual *está* en uso puede tener su salida en nivel BAJO o en nivel ALTO. Si tiene un nivel BAJO de salida, su transistor correspondiente *está* en CORTE haciendo que Q_5 entre en CONDUCCION; esto hace que la línea de predeterminación pase a nivel BAJO. Por el contrario si su separador inversor tiene un nivel ALTO de salida, su transistor correspondiente entra en CONDUCCION, haciendo que Q_5 entre en CORTE; esto hace que la línea de predeterminación pase a nivel ALTO. Por tanto, la línea de predeterminación sigue el estado de uno de los separadores inversores, el cual *está* en uso durante dicha etapa.

Solamente algunas décimas de voltio quedan en la línea de salida horizontal misma (0,2 V para los diodos de germanio). El nivel BAJO en una línea de salida se aplica al separador inversor colocado a la derecha de dicha línea, haciendo que el terminal de salida de la línea pase a nivel ALTO. El resultado es que toda línea que se encuentre conectada a través de un diodo a la línea de entrada en nivel BAJO, será nivel BAJO. Aquellos terminales de salida del codificador son entonces llevadas a nivel ALTO por medio de sus correspondientes separadores inversores. Los separadores inversores sirven para aislar, o separar, los diodos en el codificador de sus terminales de salida y de los subcircuitos conectados a éstos. También sirven para invertir las líneas internas de salida de modo que el número codificado aparezca en los terminales de salida en lógica *positiva*.

Aquellas líneas de salida que *no* estén conectadas a través de diodos, a la línea de entrada a 0 V, no tendrán flujo de corriente a través de sus resistencias de 1,5 K. Por tanto, no habrá caída de voltaje a través de estas, quedando estas líneas de salida a +15 V (nivel ALTO). Una señal de nivel ALTO en una línea horizontal de salida que se aplique al separador inversor a la derecha de la línea, produce un nivel BAJO en el terminal de salida.

A modo de ejemplo, consideremos que el interruptor selector está en el número 3. Así se aplica un potencial de tierra a la línea vertical de entrada número 3. La corriente fluirá a través de los diodos que conectan la línea de entrada 3 con las líneas de salida A y B. Esta corriente viene a través de las resistencias de 1,5 K, localizadas en el extremo izquierdo de dichas líneas de salida, haciendo que estas dos líneas caigan prácticamente a 0 V. Las líneas de salida C y D no tienen flujo de corriente, de modo que su potencial permanece en +15 V. Por tanto los separadores inversores A y B reciben en sus entradas un nivel BAJO y los separadores inversores C y D reciben señales de nivel ALTO. Los terminales de salida A y B pasan a nivel ALTO, y los terminales de salida C y D pasan a nivel BAJO. El resultado es que el número decimal 3 ha sido codificado como DCBA = 0011, lo cual es correcto. Usted puede analizar el funcionamiento del codificador para otras varias posiciones del interruptor selector y probar que codifica correctamente en BCD el número decimal seleccionado.

7-6-3 Conexión entre sí de los separadores

Notemos que en la Figura 7-6 los terminales de salida de los cuatro CODIFICADORES DE UNIDADES se muestran conectados entre sí para manejar las líneas de predeterminación de unidades. Es decir, el terminal D del CODIFICADOR DE UNIDADES DE AJUSTAR está unido al terminal de salida D del CODIFICADOR DE UNIDADES DE SOLDAR y también al terminal de salida D del CODIFICADOR DE UNIDADES DE RETENER y al terminal de salida D del CODIFICADOR DE UNIDADES DE SOLTAR.* Bajo estas circunstancias, surgirá una "disputa" entre las diferen-

*Lo mismo es válido para los cuatro terminales de salida C de los cuatro CODIFICADORES DE UNIDADES y también para los cuatro terminales de salida B y A de los cuatro CODIFICADORES DE UNIDADES. La misma situación también es válida para los cuatro CODIFICADORES DE DECENAS. La Figura 7-6 muestra todo esto.

cias de los separadores inversores, con un separador inversor tratando de llevar la línea de predeterminación a un nivel ALTO y los otros tres que tratan de mantenerla en un nivel BAJO. Debido a estas posibles disputas, los separadores inversores no pueden conectarse entre sí *directamente*. Son necesarios circuitos de conexión de separadores. Los circuitos para la conexión de separadores se diseñan de tal forma que el separador inversor que trata de llevar la línea a un nivel ALTO "gane la disputa".

La Figura 7-7(b) muestra como se consigue esto. El circuito para la conexión de separadores de la Figura 7-7(b) está dibujado para las salidas *D* de los cuatro CODIFICADORES DE DECENAS. Sin embargo, la totalidad del circuito mostrado en dicha figura se repite ocho veces. Es repetido para todas las salidas *C*, *B* y *A* de los CODIFICADORES DE DECENAS y nuevamente para las cuatro salidas *D*, *C*, *B* y *A* de los DECODIFICADORES DE UNIDADES.

Veamos ahora cómo funciona el circuito de conexión de separadores. Los transistores como interruptor Q_1 , Q_2 , Q_3 y Q_4 están conectados en paralelo, con sus colectores conectados entre sí. Por tanto si la salida *D* del codificador que ha sido habilitado pasa a nivel ALTO, el nodo de colector es llevado a nivel BAJO por ese transistor. El nivel BAJO del nodo de colector se aplica a la base de Q_5 , haciendo que la salida final *D* pase a nivel ALTO.

Por otro lado, si la salida *D* del codificador que ha sido habilitado pasa a nivel BAJO, entonces el nodo de colector pasará a nivel ALTO. Esto ocurrirá porque ninguno de los transistores Q_1 a Q_4 entra en CONDUCCION. El nivel ALTO del nodo de colector se aplica a la base de Q_5 , haciendo que la salida final *D* pase a nivel BAJO.

Por ejemplo, supongamos que ha sido habilitado el CODIFICADOR DE RETENER y que los CODIFICADORES DE AJUSTAR, SOLDAR y SOLTAR están inhabilitados. Es decir, en la Figura 7-6, la salida de la NAND3 es nivel BAJO, aplicándose 0 V al terminal común de los interruptores selectores de **Retener** y las salidas de la NAND1, NAND2 y NAND4 están todas en nivel ALTO, aplicando +15 V al terminal común de sus respectivos interruptores selectores. En este ejemplo, el único terminal de salida en la Figura 7-7(b) que *tiene posibilidades de pasar a nivel ALTO* es el terminal de salida *D* del CODIFICADOR DE DECENAS DE RETENER. Las otras tres salidas *D* están garantizadas en nivel BAJO debido a la presencia del nivel ALTO en los terminales comunes de sus respectivos interruptores selectores. En otras palabras, sus codificadores están inhabilitados.

Si la salida *D* del CODIFICADOR DE DECENAS DE RETENER pasa a nivel ALTO, Q_3 pasará a CONDUCCION. Esto pondrá un nivel BAJO en la base de Q_5 , haciendo que este transistor entre en CORTE. Por tanto la salida final *D* (la línea *D* de las líneas de predeterminación de decenas) pasará a nivel ALTO.

Ahora consideremos qué sucedería si el terminal de salida *D* del CODIFICADOR DE DECENAS DE RETENER pasa a nivel BAJO. En este caso Q_3 pasará a CORTE. Q_1 , Q_2 y Q_4 están garantizados en CORTE en este momento porque los CODIFICADORES DE AJUSTAR, SOLDAR y SOLTAR están inhabilitados. Por tanto el nodo de colector pasará a nivel ALTO y llevará a Q_5 a CONDUCCION. El colector de Q_5 pasa a nivel

BAJO, aplicando un nivel BAJO a la línea *D* de las líneas de predeterminación de decenas.

El resultado total es que la línea *D* de las líneas de predeterminación de decenas obedece a la salida del separador inversor *D* del CODIFICADOR DE DECENAS DE RETENER si éste es el único habilitado. Desde luego, si algún otro codificador hubiera sido habilitado, la línea *D* hubiera obedecido al separador inversor de *dicho* codificador.

7-7 CIRCUITO PASO A PASO CALIENTE—FRÍO Y PERMITIDOR

El Circuito Paso a Paso Caliente-Frío y Permitidor entra en acción solamente durante la etapa de **Soldar**. Durante dicha etapa, su función es rastrear las subetapas **Caliente** y **Fría** y controlar el paso de una subetapa a la siguiente. El circuito se muestra esquemáticamente en la Figura 7-8.

El circuito comienza la operación cuando el terminal **Soldar**, en la mitad izquierda de la Figura 7-8, pasa a nivel ALTO. Este terminal pasa a nivel ALTO cuando el sistema entra en la etapa de **Soldar**. En ese mismo instante, el terminal “iniciar la primera subetapa **Caliente** (flanco de bajada)” también pasa a nivel ALTO, proveniente de la salida *Q* del MONOESTABLE DE LA ETAPA PASO A PASO. Por tanto la salida de la AND4 pasa a nivel ALTO porque sus dos entradas están en nivel ALTO en este instante.

Cuando el pulso de salida, del MONOESTABLE DE LA ETAPA PASO A PASO, termina después de 100 μ seg, el terminal “iniciar la primera subetapa caliente (flanco de bajada)” regresa al nivel BAJO, llevando de regreso a nivel BAJO la entrada superior de la AND4, haciendo que se presente un flanco de bajada al terminal de disparo T_1 del MONOESTABLE CALIENTE-FRÍO. El encendido del MONOESTABLE CALIENTE-FRÍO hace que su salida \bar{Q} pase a nivel BAJO, lo cual produce un flanco de bajada el cual se aplica al terminal de reloj del FLIP-FLOP CALIENTE-FRÍO. Esto hace que el flip-flop conmute al estado ACTIVADO. El FLIP-FLOP CALIENTE-FRÍO estaba DESACTIVADO antes que el sistema entrase en la etapa de **Soldar** porque su entrada de aclarado estaba mantenida en nivel BAJO por el terminal **Soldar**. Un nivel BAJO en el terminal CL de un flip-flop *JK* aclara el flip-flop, como se estableció en la Sección 3-5.

Mientras el MONOESTABLE CALIENTE-FRÍO esté aún encendido, el terminal etiquetado “predeterminar el Contador Caliente-Frío” junto con la señal de nivel ALTO del terminal **Caliente**. Juntas, estas dos señales hacen que la selección del INTERRUPTOR SELECTOR DE CALIENTE sea cargada en el Contador Caliente-Frío. Esta acción se discutirá totalmente en la Sección 7-8.

Cuando termina el pulso del MONOESTABLE CALIENTE-FRÍO, la salida \bar{Q} del monoestable regresa a nivel ALTO. Esta señal de nivel ALTO es enviada a las AND5 y AND6. La puerta AND6 tiene ahora sus entradas en nivel ALTO, de modo que lleva a nivel ALTO el terminal “habilitar el circuito de control de puerta del SCR”, permitiendo que comience el cebado de los SCR del soldador. Por consiguiente el transformador del soldador comien-

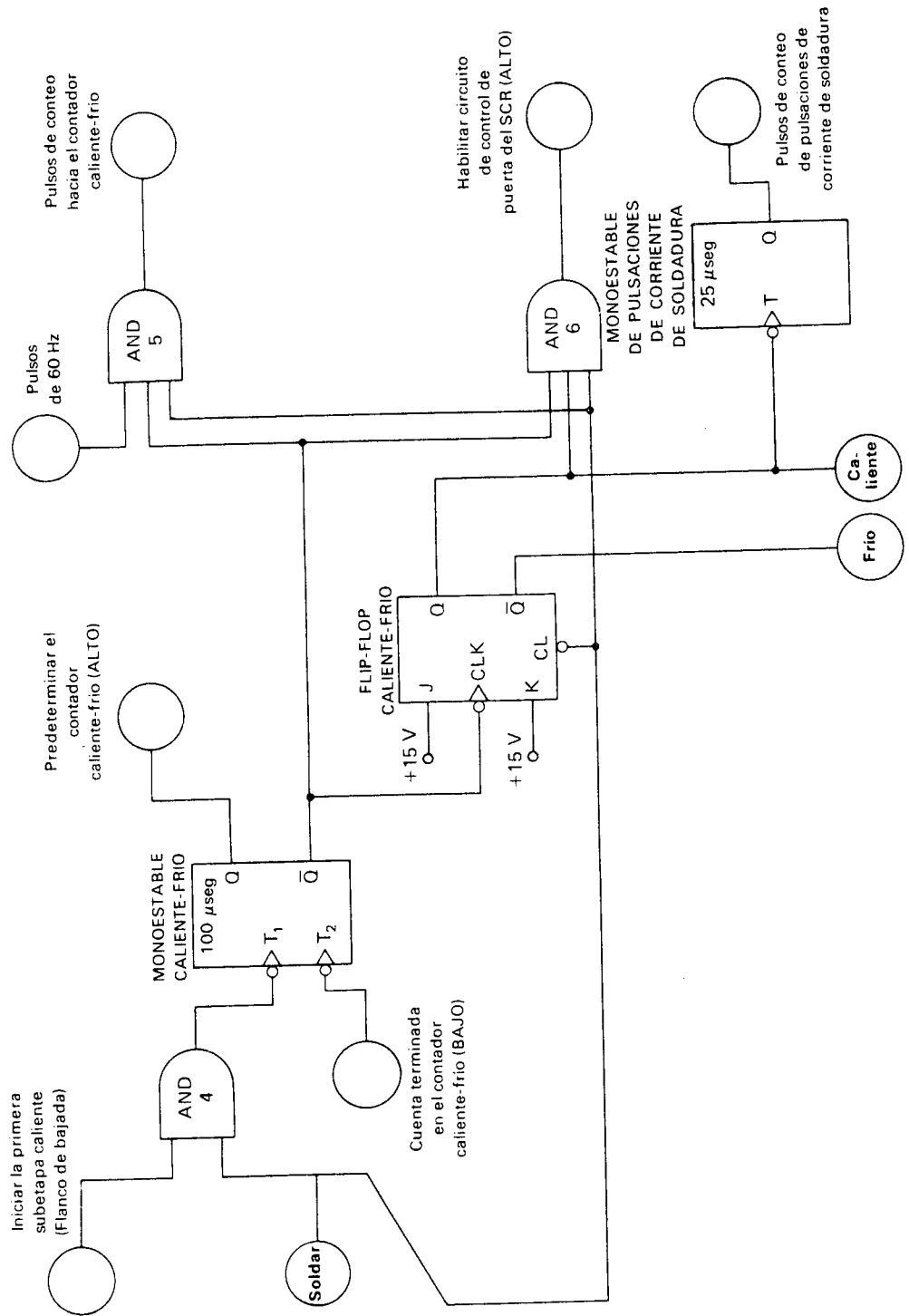


Figura 7-8. Diagrama esquemático del Circuito paso a paso caliente-frio y permitidor (bloque F). Cada vez que termina la cuenta del Contador caliente-frio, se enciende el MONOESTABLE CALIENTE-FRIO. Su salida Q predetermina el Contador caliente-frio para la próxima sub-etapa, y su salida Q-bar hace que el FLIP-FLOP CALIENTE-FRIO conmute al estado opuesto.

za a entregar corriente de soldadura al rin y a la araña. Esto se explica completamente en la Sección 7-9.

Entre tanto, la AND5 ha sido habilitada para que deje pasar pulsos de 60 Hz al terminal etiquetado "pulsos de conteo hacia el contador caliente-frío". Dado que el transformador del soldador está enviando corriente de 60 Hz, se entrega un pulso al Contador caliente-frío por cada ciclo de corriente de soldadura. El Contador caliente-frío cuenta regresivamente hasta cero igual que la Etapa contadora de tiempos. Cuando ha transcurrido el número predeterminado de ciclos de corriente de soldadura, el terminal "cuenta termina en el contador caliente-frío", a la izquierda de la Figura 7-8, pasa a nivel BAJO, disparando de nuevo el MONOESTABLE DE CALIENTE-FRÍO, esta vez a partir del terminal T_2 . El monoestable se enciende, poniendo un nivel ALTO en el terminal "predeterminar el contador-caliente-frío" una vez y hace que el FLIP-FLOP CALIENTE-FRÍO conmute al estado DESACTIVADO. Esto hace que el terminal **Caliente** pase a nivel BAJO y el terminal **Frío** pase a nivel ALTO. La etapa de **Soldar** está ahora en la subetapa **Fría**.

El flanco de bajada que se presenta en el terminal Q del FLIP-FLOP CALIENTE-FRÍO como consecuencia de su paso al estado DESACTIVADO se aplica al terminal T_1 del MONOESTABLE DE PULSACIONES DE CORRIENTE DE SOLDADURA. Este monoestable entrega un pulso de $25 \mu\text{seg}$ al terminal "pulsos de conteo de las pulsaciones de corriente de soldadura", indicando que ha terminado una pulsación de corriente de soldadura (se ha terminado una subetapa **Caliente**). Este pulso es enviado a la NOR4 en la Figura 7-4. Es transmitido a través de la NOR4 y la OR4 a la Etapa contadora de tiempos tal como se describió en la Sección 7-4. Por tanto la pulsación de corriente de soldadura que acaba de terminarse hace que la Etapa contadora de tiempos se decremente en un dígito.

Dado que la etapa de **Soldar** acaba de entrar en la subetapa **Fría**, el terminal **Frío** está en nivel ALTO y el terminal **Caliente** en nivel BAJO. La salida de la AND6 pasa a nivel BAJO, haciendo que aparezca un nivel BAJO en el terminal etiquetado "habilitar el circuito de control de puerta del SCR". Esto se traduce en un corte del transformador del soldador por la inhabilitación del circuito de control de puerta del SCR. Entre tanto, el terminal "predeterminar el contador caliente-frío" está aún en nivel ALTO (permanece un nivel ALTO durante $100 \mu\text{seg}$ cuando el sistema pasa de **Caliente** a **Fría**), de modo que los números predeterminados en los INTERRUPTORES SELECTORES DE FRÍA son cargados en el Contador caliente-frío. Cuando termina el pulso de salida del MONOESTABLE DE CALIENTE-FRÍO, después de $100 \mu\text{seg}$, la AND5 es habilitada una vez más. El Contador caliente-frío nuevamente comienza la cuenta regresiva a medida que recibe los pulsos de 60 Hz.

Cuando el Contador caliente-frío llega a cero, indicando que la subetapa **Fría** está terminada, envía otro flanco de bajada al MONOESTABLE CALIENTE-FRÍO vía el terminal "cuenta terminada en el Contador caliente-frío". El monoestable repite las acciones previas, o sea conmutar el FLIP-FLOP CALIENTE-FRÍO al estado ACTIVADO (**Caliente**), cargar la selección de los INTERRUPTORES SELECTORES DE CALIENTE en el Contador Caliente-Frío y luego rehabilitar la AND5 y la AND6 cuando termina su encendido. Notemos que cuando el sistema va de la subetapa **Fría** a la

subetapa **Caliente**, un flanco de subida se entrega al terminal T_1 del MONOESTABLE DE PULSACIONES DE CORRIENTE DE SOLDADURA. Este monoestable no se enciende con un flanco de subida, y no aparece pulso en el terminal "pulsos de conteo de pulsaciones de corriente de soldadura". Esto es válido porque se ha supuesto que la Etapa contadora de tiempos cuenta solamente cuando se termina una pulsación de corriente de soldadura. No ha sucedido pulsación de corriente, entonces no se entrega pulso de conteo.

El ciclo anterior se repite una y otra vez hasta cuando la Etapa contadora de tiempos haya contado el número apropiado de pulsaciones de corriente de soldadura. En ese momento, el sistema dejará de **Soldar** y entrará en **Retener**. El terminal **Soldar** en la Figura 7-8 pasará a nivel BAJO y la totalidad del Circuito paso a paso caliente-fría y Permittedor será inhabilitado.

7-8 CIRCUITOS CONTADOR CALIENTE-FRÍO Y PREDETERMINADOR DEL CONTADOR CALIENTE-FRÍO

El Contador caliente-frío es idéntico a la Etapa contadora de tiempos. Está formado por dos contadores regresivos en cascada, y tiene la misma circuitería para la detección del cero. El arreglo para predeterminar el Contador caliente-frío es también similar al arreglo correspondiente de la Etapa contadora de tiempos. La Figura 7-9 muestra el Contador caliente-frío junto con el circuito predeterminador del Contador caliente-frío.

Para predeterminar el Contador caliente-frío, el terminal CARGA debe llevarse a nivel BAJO en el mismo instante que se entregan niveles BAJOS a los terminales comunes de un par de interruptores selectores. Si el terminal común del INTERRUPTOR SELECTOR DE CALIENTE pasa a nivel BAJO, los dígitos seleccionados en estos interruptores son cargados en los contadores decadales. Esto es lo que se hace al comienzo de la subetapa **Caliente**. Si el terminal común del INTERRUPTOR SELECTOR DE FRÍA pasa a nivel BAJO, los dígitos seleccionados en estos interruptores son cargados en los contadores decadales. Esto es lo que se hace al comienzo de la subetapa **Fría**.

Cuando se enciende el MONOESTABLE CALIENTE FRÍO de la Figura 7-8, temporalmente lleva a nivel ALTO el terminal "predeterminar el contador caliente-frío", que se encuentra a la izquierda en la Figura 7-9. Este terminal aplica un nivel ALTO a 16, el cual maneja el terminal CARGA de ambos contadores decadales, llevándolos a nivel BAJO, permitiendo entonces que acepten los datos presentes en sus entradas de predeterminación. Entre tanto, el pulso de $100 \mu\text{seg}$ en el terminal "predeterminar el contador caliente-frío" también sube y habilita parcialmente a las NAND5 y NAND6. Si el sistema acaba de entrar en la subetapa **Caliente** de la etapa de **Soldar** en este momento, entonces la NAND6 será totalmente habilitada porque ambos terminales, **Soldar** y **Caliente**, se encuentran en nivel ALTO. El nivel BAJO de salida de la NAND6 habilitará los CODIFICADORES DE CALIENTE, y por consiguiente, carga el número de ciclos **Calientes** en el contador caliente-frío.

Por otro lado, si el sistema acaba de entrar en la subetapa **Fría**, la sali-

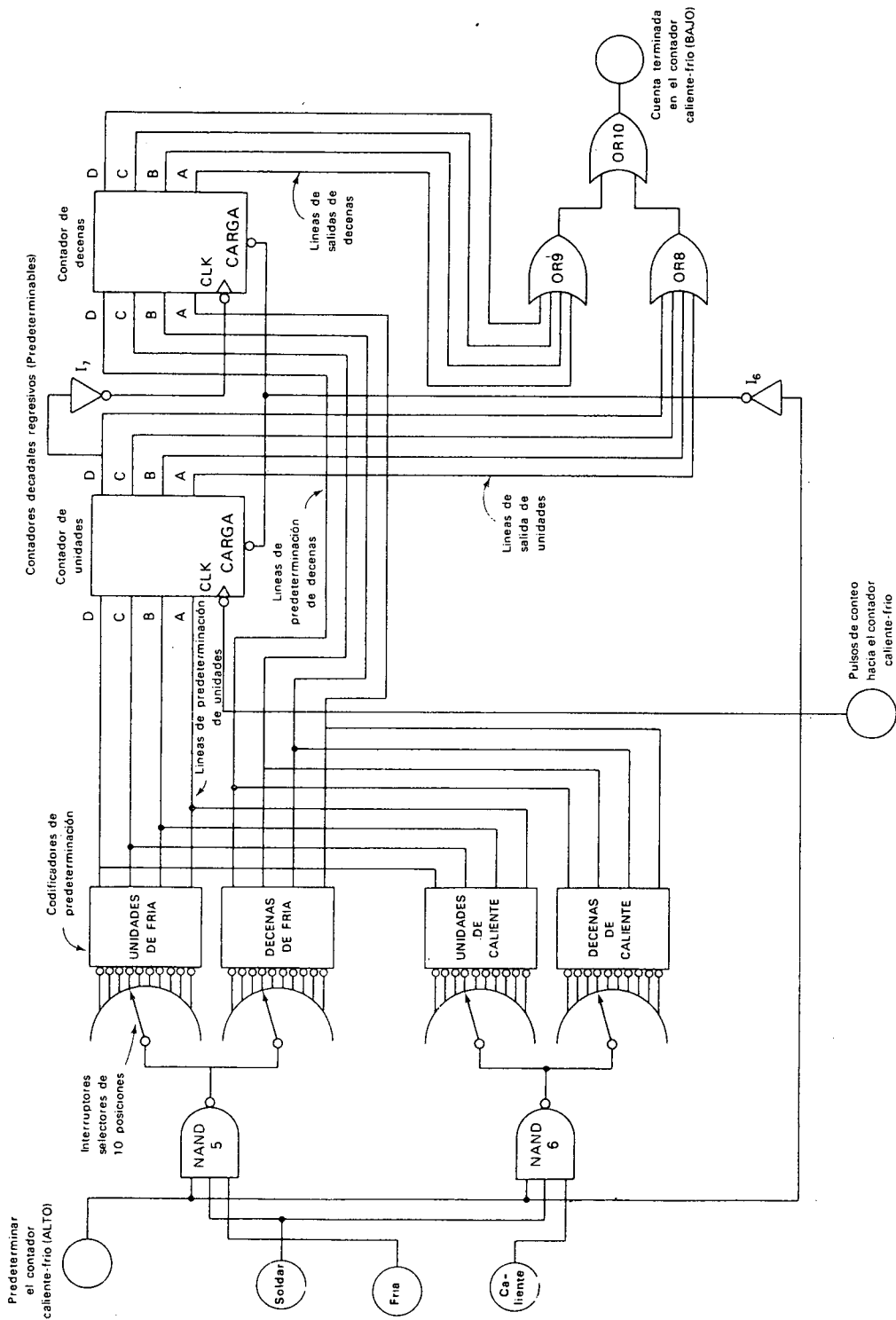


Figura 7-9. Diagrama esquemático del Contador caliente-frio (bloque H) y del Circuito predeterminador del contador caliente-frio (bloque G). El número de ciclos ac en la subetapa **Caliente** es seleccionado por medio de dos interruptores selectores de **Caliente** y el número de ciclos ac en la subetapa **Fria** es seleccionado por medio de los interruptores selectores de **Fria**.

da de la NAND5 pasa a nivel BAJO. Esto habilita los CODIFICADORES DE FRIA, cargando el número de ciclos **Fríos** en el Contador caliente-frío.

Cuando, después de 100 μ seg, termina el pulso de salida del MONOESTABLE CALIENTE-FRIO, la operación de predeterminación se termina, y el terminal CARGA regresa a nivel ALTO. El Contador caliente-frío está ahora listo para comenzar a recibir los pulsos de conteo de 60 Hz a partir del terminal etiquetado "pulsos de conteo hacia el contador caliente-frío". Este terminal se origina en la Figura 7-8, en la PUERTA DE CONTEO CALIENTE-FRIA, AND5. Esta puerta comienza a dejar pasar los pulsos de 60 Hz tan pronto como termina el pulso de salida del MONOESTABLE CALIENTE-FRIO.

Cuando ambos contadores decadales, en la Figura 7-9, llegan a cero, lo cual significa que ha terminado la cuenta en el Contador caliente-frío, las salidas de OR8 y OR9 ambas pasan a nivel BAJO. Esto hace que la salida de la OR10 pase a nivel BAJO, produciendo un flanco de bajada en el terminal "cuenta terminada en el contador caliente-frío". Este flanco de bajada es realimentado al MONOESTABLE CALIENTE-FRIO en la Figura 7-8, donde hace que el Circuito paso a paso caliente-fría y Permitidor pase a la siguiente subetapa. Esta acción la describimos en la Sección 7-7.

7-9 CIRCUITO DE POTENCIA DEL SOLDADOR

El Circuito de potencia del soldador controla el flujo de corriente hacia los electrodos del soldador. Su trabajo es responder a la señal que llega proveniente del Circuito paso a paso caliente-fría y Permitidor vía el terminal "habilitar circuito de control de puerta del SCR". Cuando esta señal es nivel BAJO, el Circuito de potencia del soldador impide la circulación de la corriente de soldadura. Cuando esta señal es nivel ALTO, permite el flujo de la corriente de soldadura. En adición, el Circuito de potencia del soldador mantiene el ángulo de conducción deseado durante el período en el que está permitido el flujo de corriente de soldadura.

7-9-1 Una visión simplificada del circuito de potencia del soldador

La Figura 7-10(a) muestra un esquema simplificado del Circuito de potencia del soldador. Muestra que la corriente puede fluir a partir de las líneas de potencia a 460 V ac, y a través del primario del transformador del soldador, solamente si ha sido cebado el *ignitrón*, porque el ignitrón se encuentra en serie con el devanado primario del transformador.

Un ignitrón es un tubo rectificador de arco de mercurio. El funcionamiento del circuito de un ignitrón es muy similar al funcionamiento del circuito de un SCR. Actúa como un interruptor abierto en serie con la carga, o como un interruptor cerrado en serie con la carga. Deja pasar corriente solamente en una dirección, de ánodo a cátodo. No entra en CONDUCCION automáticamente cuando la polaridad del voltaje ánodo a cátodo sea positiva, pero puede llevarse a CONDUCCION, o cebado, por medio de un tercer terminal de control, denominado *ignitor*.

Un impulso de corriente entrando por el ignitor y saliendo por el cátodo cebará el ignitrón, después de lo cual permanecerá en CONDUCCION hasta cuando el voltaje ánodo-cátodo cambie de polaridad.

La ventaja del ignitrón sobre el SCR es una muy simple: la capacidad de corriente. En situaciones donde deben entregarse grandes cantidades de corriente a la carga, el ignitrón es generalmente el dispositivo capaz de ejecutar dicha tarea. Hay disponibles ignitores que pueden entregar sobrecorrientes regulares tan grandes como 10.000 amperios. No hay SCR capaces de acercarse a tal capacidad de corriente.

La magnitud de la corriente por el ignitor necesaria para cebar un ignitrón es relativamente grande, generalmente del orden de 25 A. Por tanto el solo circuito del ignitor es digno de un SCR. Esta situación se muestra en la Figura 7-10(a), donde un SCR está conectado entre los terminales de ánodo e ignitor de un ignitrón. Cuando se ceba el SCR, se establece un camino para el flujo de la corriente como sigue: del terminal L_1 de la línea de potencia, a través del SCR, hacia el ignitor, el cual conecta el mercurio de la cubeta dentro ignitrón, a través del mercurio líquido, y sale por el terminal de cátodo. Por consiguiente el cebado del ignitrón coincide con el del SCR.

El SCR mismo es cebado cuando aparece un pulso en el devanado secundario del transformador de pulsos T_2 en su circuito de puerta. Un pulso secundario aparecerá cuando el UJT entregue un impulso de corriente al devanado primario de T_2 , tal como vimos antes.

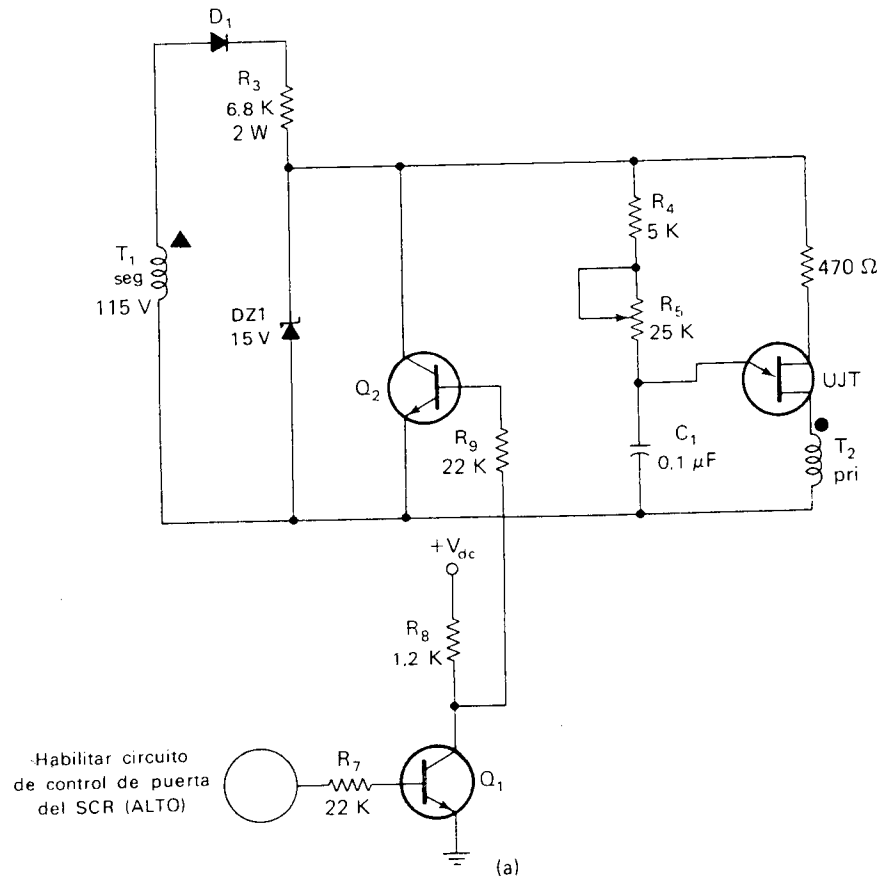
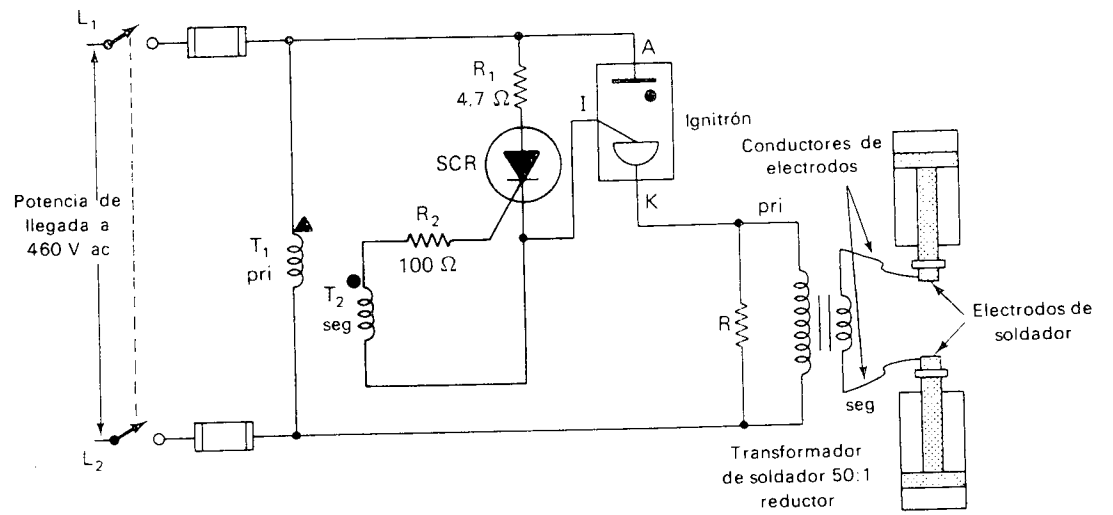
El circuito de disparo del UJT en la Figura 7-10(a) es prácticamente un circuito estándar. Cuando la línea de potencia ac pasa a positivo, los diodos D_1 y D_2 quedan polarizados directamente, aplicando un semiciclo positivo de voltaje ac a la combinación R_3 -DZ1. El diodo zener DZ1 recorta la forma de onda a +15 V tan pronto comienza el semiciclo positivo y mantiene un voltaje dc constante al circuito de disparo del UJT por el resto del semiciclo. Esta relación está ilustrada en las Figuras 7-10(b) y (c).

Sin embargo, notemos la acción del transistor Q_2 . El transistor Q_2 es un transistor como interruptor el cual puede cortocircuitar al diodo DZ1 y evita cualquier disparo del UJT. Q_2 está manejado por Q_1 , el cual está controlado por el terminal "habilitar circuito de control de puerta del SCR" que se encuentra en la parte inferior izquierda de la Figura 7-10(a). Este terminal se origina en la Figura 7-8, el Circuito paso a paso caliente-frío y Permitidor. Cuando este terminal está en nivel ALTO, Q_1 está en CONDUCCION, entregando un nivel BAJO a la base de Q_2 . Q_2 entra en CORTE, y por consiguiente permite que se establezca un voltaje dc a través del circuito de disparo del UJT.

Sin embargo, si este terminal de control está en nivel BAJO, Q_1 entra en CORTE, haciendo que Q_2 entre en CONDUCCION. Con Q_2 en CONDUCCION, el diodo zener es cortocircuito, y no puede aparecer voltaje dc a través del UJT. En este caso la totalidad del voltaje secundario de T_1 cae a través de R_3 .

De esta forma, el terminal "habilitar circuito de control de puerta del SCR" es capaz de permitir o no que fluya corriente de soldadura.

Si está siendo permitida la corriente de soldadura, el voltaje de DZ1 hace que el condensador C_1 comience a cargarse cuando comienza el semiciclo positivo. La velocidad de carga se selecciona por medio de la resistencia variable R_3 . Si C_1 se carga rápidamente, su voltaje alcanza prontamente el valor del voltaje de pico del UJT, el UJT, el SCR, y el igni-



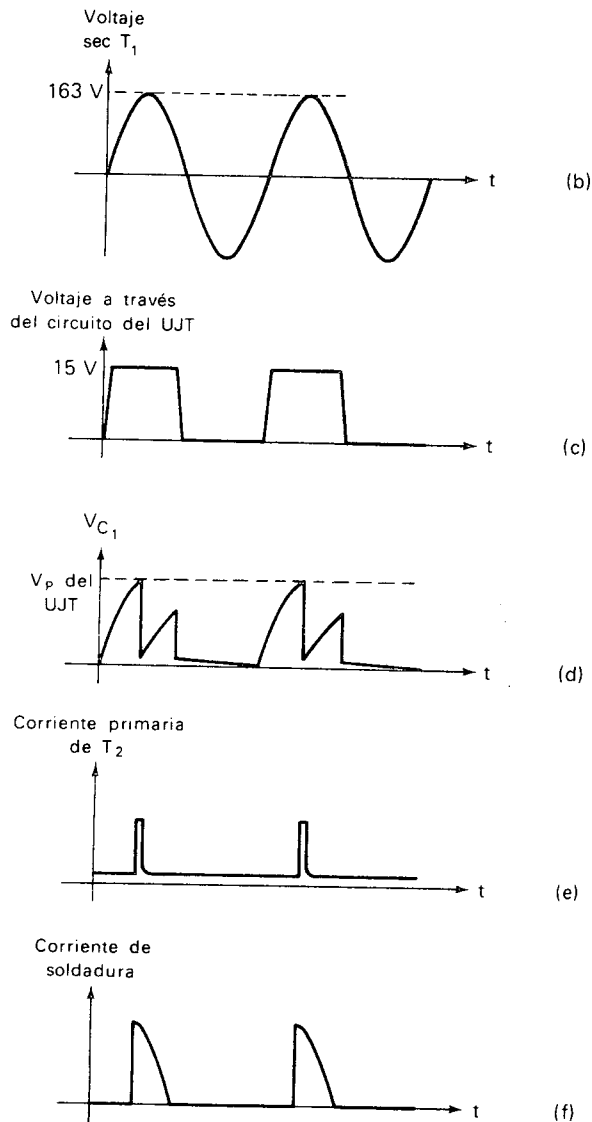


Figura 7-10(a) Esquema simplificado del Circuito de Potencia del Soldador (bloque I). Cuando el terminal de entrada pasa a nivel ALTO, Q_1 entra en CONDUCCION y Q_2 en CORTE. Esto elimina el cortocircuito del diodo DZ1 y permite que C_1 comience a cargarse cuando la línea ac cruce por cero hacia semiciclo positivo. El transformador de pulsos dispara un SCR, el cual a su vez, ceba un ignitrón. El ignitrón es quien envía corriente al transformador del soldador. (b) Forma de onda del voltaje secundario de T_1 . (c) Onda senoidal recortada, la cual alimenta el circuito de tiempo del UJT. (d) Voltaje a través de C_1 . Cuando alcanza el V_p del UJT, el UJT se dispara; esto hace que se vacíe la casi totalidad de la carga almacenada en C_1 . (e) Pulsos de corriente en el primario del transformador de pulsos. (f) La corriente de soldadura rectificada.

trón se ceban tempranamente en el semiciclo. Esto produce un gran ángulo de conducción. Si C_1 se carga lentamente, el UJT, el SCR y el ignitrón se ceban tardíamente, lo cual produce un pequeño ángulo de conducción y por consiguiente un promedio bajo de la corriente de soldadura.

Las formas de onda de la corriente en el transformador de pulsos y de la corriente a través del transformador del soldador se muestran en la Figura 7-10(e) y (f). La forma de onda de la corriente de soldadura está algo idealizada. Realmente no aparece con tal limpieza debido a las propiedades inductivas de los devanados del transformador.

7-9-2 Circuito de potencia real del soldador

En la discusión precedente del circuito de potencia del soldador en la Sección 7-9-1, han sido hechos dos cambios simplificadorios:

- a. Hemos mostrado un transformador *monofásico* del soldador en lugar del transformador *trifásico* el cual es realmente el usado.
- b. Hemos mostrado un solo par ignitrón-SCR, lo cual produce una dirección invariable del flujo de corriente a través del transformador del soldador y a través del metal mismo del rin.

En el sistema real, hay dos pares ignitrón-SCR por fase, lo cual permite que la dirección de la corriente de soldadura se *invierta* de una pulsación de corriente a la próxima. Esto impide la saturación del núcleo del transformador del soldador. La saturación del núcleo del transformador puede ocurrir debido a la formación de un magnetismo residual si la corriente siempre fluye en la misma dirección en los devanados del transformador.

La Figura 7-11(a) muestra un transformador trifásico del soldador, teniendo en cada fase *dos* pares ignitrón-SCR. Los pares ignitrón-SCR están conectados en oposición, lo cual permite la inversión de la corriente de soldadura de que se habló antes.

Cuando se utiliza el transformador del soldador trifásico, solamente *una fase puede ser energizada a cualquier instante*. Para entender esto, refirámonos a la Figura 7-11(a). Si se ha deseado energizar la fase *A* del transformador, esto puede hacerse por el cebado del par ignitrón-SCR A_x , permitiéndose así que fluya corriente a través del devanado primario *A* de la línea de potencia L_1 a la L_2 ; o la fase *A* puede energizarse por el cebado del ignitrón-SCR A_v , permitiendo que la corriente fluya por el devanado primario *A* en la dirección opuesta, de L_2 a L_1 . En cualquier caso, se inducirá voltaje en el devanado *secundario* de la fase *A*, con lo cual se entrega corriente de soldadura a los electrodos. Si la fase *A* está entregando la corriente de soldadura, las fases *B* y *C* no deben interferir. Notemos que los devanados secundarios *B* y *C* están conectados en serie con el devanado secundario de la fase *A* en la Figura 7-11(a). No debe haber voltaje inducido en los devanados secundarios *B* y *C* durante el tiempo que el devanado de la fase *A* esté tratando de entregar corriente a los electrodos del soldador. El secundario *A* debe ser capaz de dar un claro "impacto" a los electrodos. Esta es la razón por la cual los devanados primarios *B* y *C* no deben energizarse mientras esté energizado el devanado primario *A*. Desde luego, este

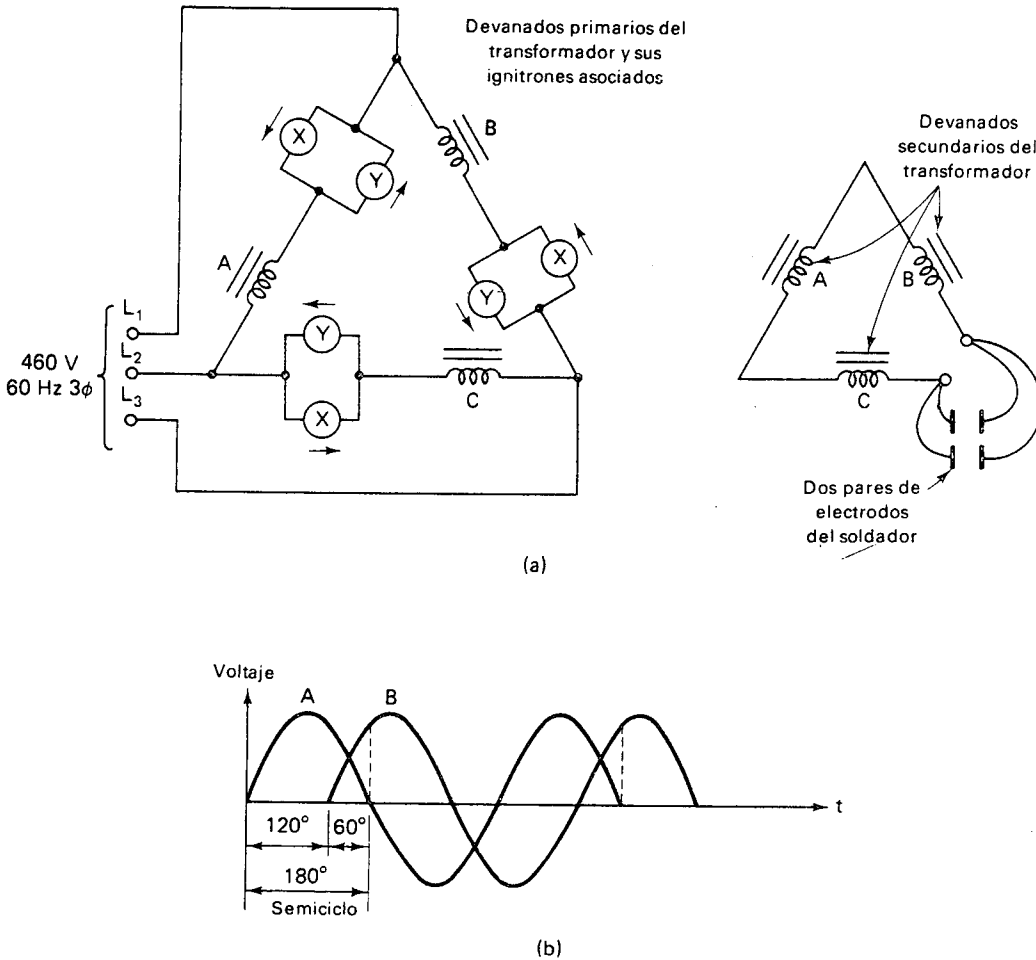


Figura 7-11. (a) Transformador del soldador trifásico con sus devanados primarios conectados en delta. Durante una pulsación de corriente de soldadura se ceban los ignitrones X, y durante la próxima pulsación de corriente de soldadura se ceban los ignitrones Y. (b) El ángulo de disparo para la fase B no debe ser menor de 60°; esto asegura que el devanado B no es energizado antes que el devanado A sea desenergizado.

argumento es válido para cuando sea la fase B la que maneje los electrodos, o cuando la fase C esté manejando los electrodos.

El requerimiento de que una sola fase esté energizada en cualquier instante puede lograrse ajustando el diseño de los circuitos de control de puerta de SCR de modo que los ignitrones tengan un ángulo de disparo *no menor de 60°* (ángulo de conducción no mayor de 120°). La Figura 7-11(b) muestra el porqué de esta restricción. Cuando una fase del transformador está energizada, la desenergización ocurre cuando el voltaje de fase que la maneja cruce por cero hacia la región negativa. Esto siempre ocurre 60° después que el *próximo* voltaje de fase ha cruzado por cero hacia la región positiva.

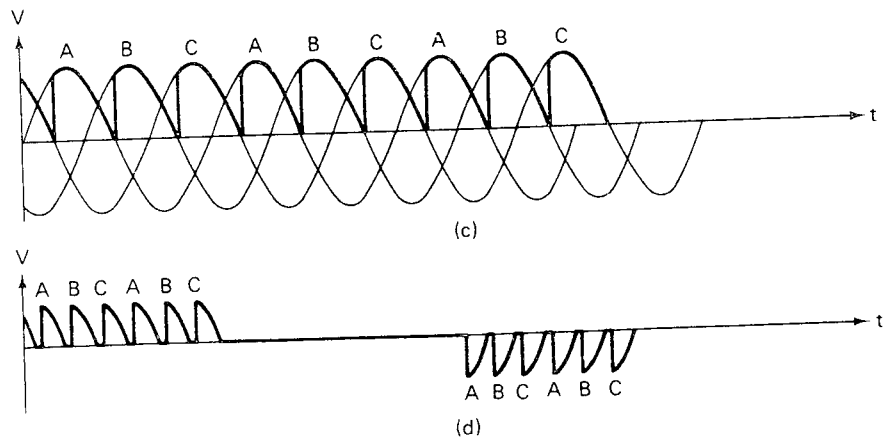


Figura 7-11. (c) Forma de onda de la corriente de soldadura para un ángulo de disparo de 60° . Solamente se muestra una pulsación. (d) Forma de onda de la corriente de soldadura para un ángulo de disparo de 90° . Se muestran dos pulsaciones, donde se ilustra la inversión de la corriente de una pulsación a la siguiente.

Esto se muestra claramente en la Figura 7-11(b). Por tanto, si el cebado de los ignitrones es retardado por al menos 60° , es imposible que cualquier fase del transformador comience a conducir mientras la fase precedente no haya terminado de conducir.

Esta idea completa está ilustrada en la Figura 7-11(c), la cual muestra los tres voltajes de fase. En esta forma de onda, el voltaje de la fase A pasa por cero hacia la región negativa 60° después que el voltaje de la fase B ha entrado en la región positiva. Por medio del adecuado dimensionamiento de los componentes del control de puerta del SCR, es posible evitar que el ignitrón B se ceba durante los primeros 60° del ciclo de voltaje de la fase B. Esto asegura que el voltaje de la fase A se ha vuelto negativo al momento que el ignitrón de la fase B se ceba, garantizando que la fase A esté desenergizada antes que la fase B se energice.

El argumento dado aquí para la relación entre las fases A-B también es válido para la relación de las fases B-C y para la relación de las fases C-A.

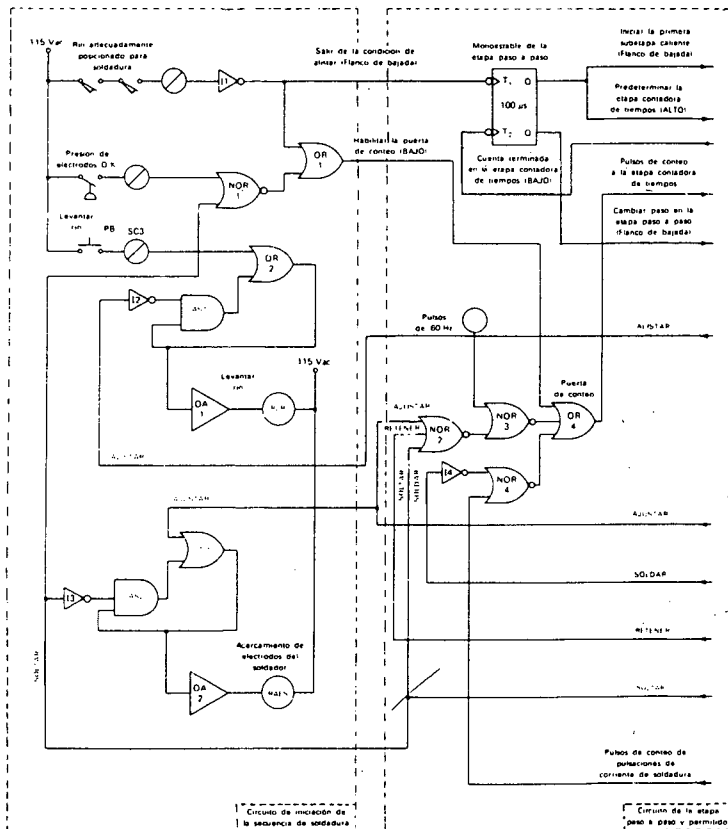
En la Figura 7-11(c), el ángulo de disparo es exactamente 60° . Desde luego, no tiene que ser exactamente 60° . El único requerimiento es que *no sea menor de 60°* .

La inversión de la dirección del flujo de la corriente de soldadura de una pulsación a la próxima es efectuado por la alternación de los pares ignitrón-SCR. Durante una pulsación de la corriente de soldadura, los pares ignitrón-SCR etiquetados X en la Figura 7-11(a) son cebados secuencialmente. Durante la próxima pulsación de corriente de soldadura, los pares ignitrón-SCR etiquetados Y son cebados secuencialmente. Es decir, durante una pulsación de la corriente de soldadura, el par A_x es cebado, luego se ceba el par B_x , luego se ceba el par C_x , y esta secuencia se repite el número de veces que sea solicitado por los INTERRUPTORES SELECTORES DE CALIENTE. Durante la próxima pulsación de corriente la soldadura, se ceba el par A_y , luego se ceba el par B_y , luego se ceba el par C_y , y esta secuencia se repite el número de veces correspondiente a la selección de los INTERRUPTORES SELECTORES DE CALIENTE. La forma de onda

resultante está ilustrada en la Figura 7-11(d), esta vez con un ángulo de disparo de 90°.

Dado que el circuito de potencia de un soldador real contiene sus pares ignitrón-SCR, el circuito de control dibujado en la Figura 7-10(a) es de hecho repetido seis veces. También, la alternancia entre los pares ignitrón-SCR X y los pares ignitrón-SCR Y, lo cual produce la inversión de la corriente de soldadura, es controlado por el Circuito de paso a paso caliente-fría y de Permisi3n discutido en la Secci3n 7-7. Ser3a necesario hacer adiciones a este circuito para habilitarlo en relaci3n con la alternancia entre los pares X y Y. Estas adiciones no se muestran aqu3. No porque sea dif3cil entenderlas en s3 mismas, pero si porque podr3a complicar m3s un arreglo circuital de por s3 confuso. En la Figura 7-12 se muestra un diagrama esquem3tico de la totalidad del circuito de control de la secuencia de soldadura. Con el fin de mantener manejable la magnitud de las figuras, no se incluye la figura del Circuito de Potencia del Soldador. En lugar de esto, la l3nea "habilitar los circuitos de control de puerta de los SCR (ALTO)" se muestra saliendo de la Figura 7-12 en el lado del extremo derecho. Esta l3nea informa al Circuito de potencia del soldador, cuando debe arrancar o parar la operaci3n real de soldadura, tal como se explic3 en la Secci3n 7-9.

Figura 7-12. (a) Totalidad del circuito de control de la secuencia de soldadura. Cada uno de los nueve subcircuitos est3 encerrado por l3neas punteadas y etiquetado.



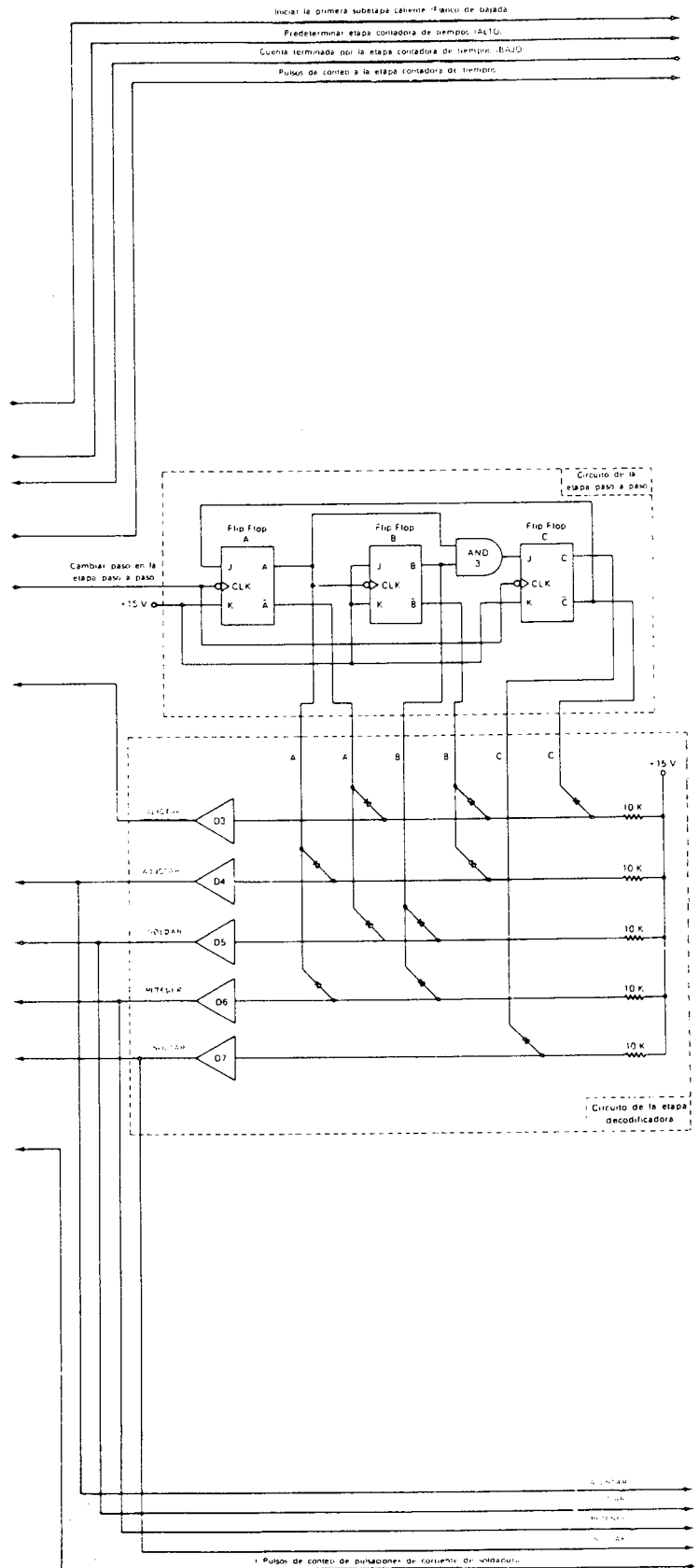
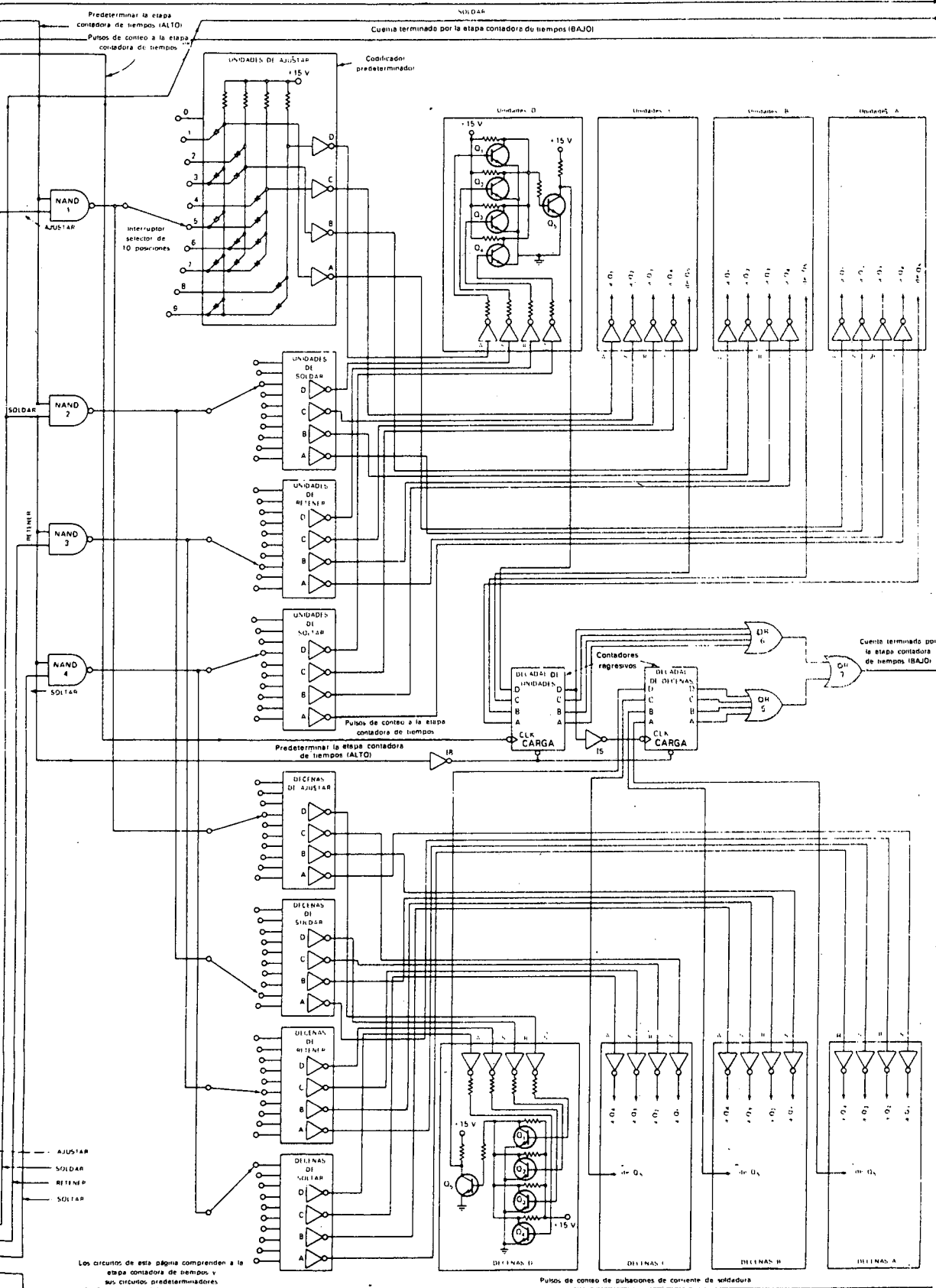


Figura 7-12(b).



Los circuitos de esta página comprenden a la etapa contadora de tiempos y sus circuitos predefinidos.

Pulsos de conteo de pulsaciones de corriente de soldadura

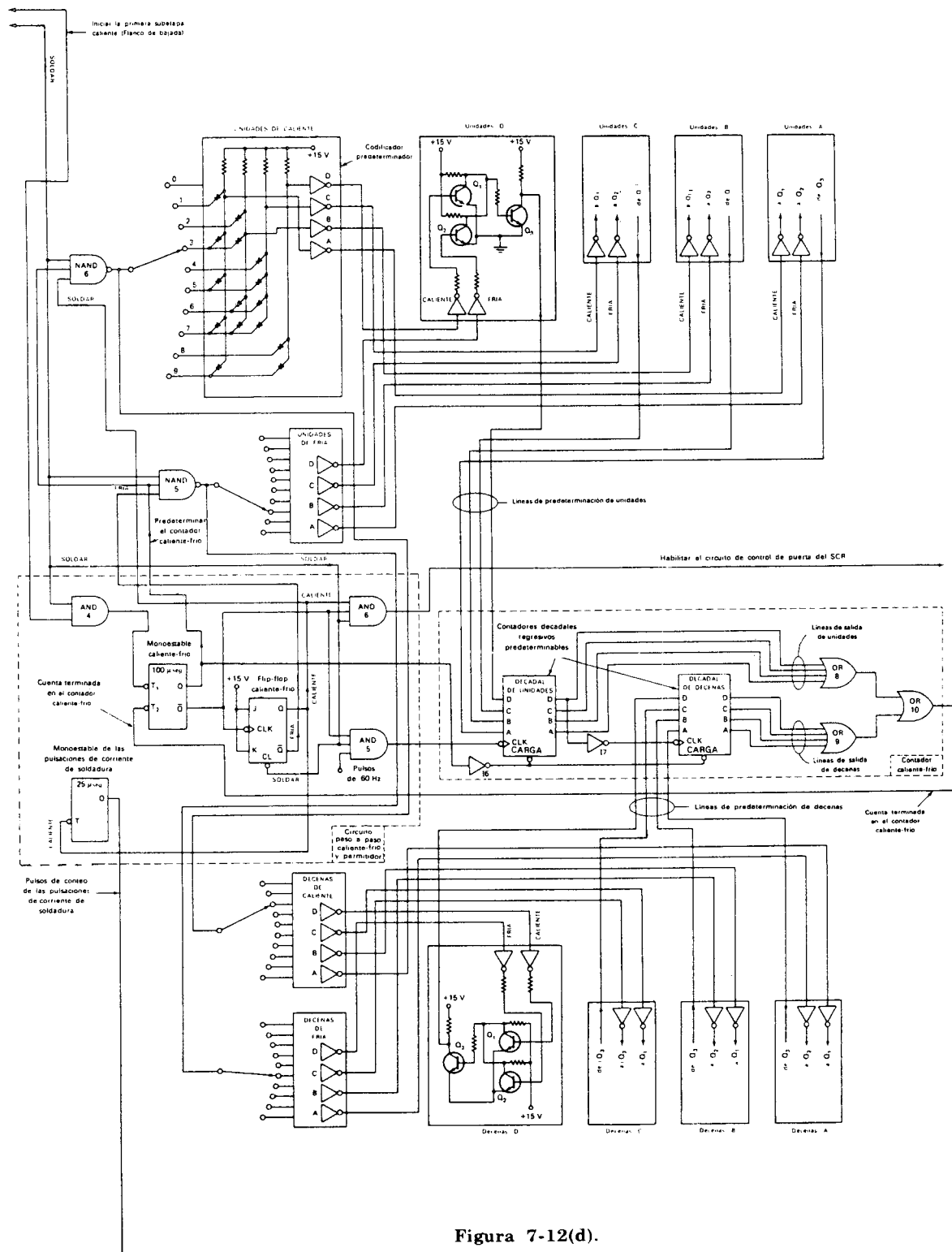


Figura 7-12(d).

PREGUNTAS Y PROBLEMAS

1. ¿Es necesario relevar la línea hidráulica ALEJAMIENTO DE ELECTRODOS cuando se somete a presión la línea hidráulica ACERCAMIENTO DE ELECTRODOS en la Figura 7-1? Explique.
 2. Enumere las cinco etapas principales de una secuencia automática de soldadura, en su orden. Explique qué sucede durante cada etapa.
 3. ¿Por qué es necesaria la etapa de **Retener**?
 4. Enumere las dos subetapas de la etapa de **Soldar**. Explique qué sucede durante cada una de ellas.
 5. Haga una figura que muestre cuánto tiempo toma cada etapa.
 6. En este sistema, ¿cuál es el tiempo más largo posible que podría tomar la etapa de **Retener**?
 7. Repita la pregunta 6 para la etapa de **Soltar**.
 8. Repita la pregunta 6 para la etapa de **Ajustar**.
 9. Repita la pregunta 6 para la subetapa **Caliente**.
 10. Repita la pregunta 6 para la subetapa **Fría**.
 11. Repita la pregunta 6 para la etapa de **Soldar**.
- Las preguntas 12-15 pueden contestarse refiriéndose solamente a la Figura 7-3.
12. Cuando ha terminado la cuenta en la Etapa contadora de tiempos, ¿a cuál subcircuito se debe pasar esta información?
 13. ¿A cuáles subcircuitos, el circuito de la Etapa paso a paso y decodificador envía información acerca de qué etapa es la corriente en el sistema?
 14. ¿Qué línea es utilizada para enviar pulsos de conteo al Contador caliente-frío?
 15. ¿Qué línea es utilizada para informarle al Circuito de la etapa paso a paso que debe pasar a una nueva etapa?
 16. ¿Qué condiciones son necesarias para llevar a nivel BAJO la salida de la OR1? Exprese su respuesta en términos del sistema mismo, y no en términos del estado de otras puertas. Es decir, no diga simplemente que la salida de la I1 debe pasar a nivel BAJO; diga qué debe suceder físicamente en el sistema para *hacer* que la salida de la I1 pase a nivel BAJO.
 17. ¿Qué condiciones son necesarias para energizar a RLR, el relé de LEVANTE DEL RIN? Iguales instrucciones que para el caso de la pregunta 16.
 18. ¿Qué condiciones son necesarias para energizar a RAES, el relé de ACERCAMIENTO DE ELECTRODOS? Iguales instrucciones que para el caso de la pregunta 16.
 19. ¿Durante qué etapas se entregan pulsos de conteo a la Etapa contadora de tiempos vía la NOR3?
 20. ¿Cuál es el propósito de la NOR1 y de la conexión del terminal **Soltar** a la NOR1 en la Figura 7-4? ¿Por qué no podemos hacer que la salida de CS2 llegue directamente a la OR1 y así eliminar la NOR1?
 21. ¿Por qué se conecta el terminal **Soltar** a la entrada de la I3 en lugar del terminal **Alistar**? ¿Qué sucedería durante el ciclo automático, si por error se conectara el terminal **Alistar**?

22. ¿Por qué no es necesario inhabilitar la OR4 durante el tiempo de encendido del MONOESTABLE DE LA ETAPA PASO A PASO? (En una primera aproximación aparece que *sería* necesario inhabilitarla para evitar que lleguen pulsos de conteo durante la operación de predeterminación.)
23. ¿Cuándo el MONOESTABLE DE LA ETAPA PASO A PASO se dispara a partir del terminal T_1 ? ¿Cuándo se dispara a partir del terminal T_2 ?
24. ¿Durante que intervalo(s) debe pasar a nivel ALTO la salida de la AND3?
25. En el circuito de la Etapa paso a paso, FFA recibe un flanco de bajada en su terminal CLK cada vez que el sistema está listo para pasar a una nueva etapa. ¿Cuándo exactamente, FFB recibe un flanco de bajada en su terminal CLK? Repita la pregunta para FFC.
26. Explique por qué solamente se necesita un diodo para decodificar el estado correspondiente a la etapa de **Soltar** en el circuito de la Etapa paso a paso y decodificador. ¿Por qué no dos o tres diodos como en el caso de los otros estados?
27. La Figura 7-5 muestra una matriz decodificadora de diodos especialmente contruidos para este trabajo de decodificación. Es esta matriz *realmente* necesaria, ¿o podría usted utilizar un decodificador estandar de BCD a 1 de 10? Explique cuidadosamente.
28. Suponga que el sistema acaba de entrar en la etapa de **Retener** y que la selección en los INTERRUPTORES SELECTORES RETENER ha sido cargada en la Etapa contadora de tiempos. Los interruptores selectores están seleccionando un tiempo equivalente a 47 ciclos. Identifique el nivel de cada una de las líneas de predeterminación de unidades *D*, *C*, *B*, y *A*, y también de las líneas de predeterminación de decenas *D*, *C*, *B*, y *A*.
29. ¿Bajo qué condiciones la salida de la OR5 es nivel BAJO?
30. ¿Bajo qué condiciones la salida de la OR6 es nivel BAJO?
31. ¿Bajo qué condiciones la salida de la OR7 es nivel BAJO?
32. El número de predeterminación cargado en la Etapa contadora de tiempos al comienzo de la Etapa de **Soldar** no representa cuantos ciclos de la línea ac son necesarios para terminar la cuenta del contador. ¿Qué *representa entonces* estos números?
33. ¿Cuándo la salida de la AND4 pasa a nivel ALTO? ¿Cuándo regresa a nivel BAJO? Iguales instrucciones que para el caso de la pregunta 16.
34. ¿Cuándo el MONOESTABLE CALIENTE-FRIO es disparado a partir de su terminal T_1 ? ¿Cuándo es disparado a partir de su terminal T_2 ?
35. El MONOESTABLE DE PULSACIONES DE CORRIENTE DE SOLDADURA se enciende cuando el sistema *entra* en la subetapa **Caliente** o cuando el sistema *deja* la subetapa **Caliente**.
36. ¿Cuándo el FLIP-FLOP CALIENTE-FRIO es aclarado por la aplicación de un nivel BAJO en su terminal CL?
37. ¿Qué condiciones son necesarias para llevar a nivel ALTO la salida de la AND6? Iguales instrucciones que para el caso de la pregunta 16.
38. ¿En qué momento realmente sucede la cuenta cuando se cuentan las pulsaciones de la corriente de soldadura por la Etapa contadora de tiempos? ¿Sucede en el flanco de subida del MONOESTABLE DE PULSACIONES DE CORRIENTE DE SOLDADURA, o en el flanco de bajada?

39. ¿Por qué es necesario conectar la salida \bar{Q} del MONOESTABLE CALIENTE-FRÍO a la entrada de la AND6? Es decir, ¿por qué no podemos utilizar la puerta AND6 como una de dos entradas olvidándonos de la entrada superior?
40. Si se deseara ajustar el sistema de control para entregar 24 pulsaciones de corriente de soldadura durante la etapa de **Soldar**, con cada pulsación formada por 15 ciclos de flujo de corriente seguidos por 36 ciclos de ausencia de corriente, explique cómo el operador podría ajustar los siguientes seis interruptores selectores: UNIDADES DE SOLDAR, DECENAS DE SOLDAR, UNIDADES DE CALIENTE, DECENAS DE CALIENTE, UNIDADES DE FRÍO, Y DECENAS DE FRÍO.
41. ¿Qué condiciones son necesarias para llevar la salida de la NAND5 a nivel BAJO? Iguales instrucciones que para el caso de la pregunta 16.
42. Explique la función de los inversores 15 y 17.
43. Refiérase a la Figura 7-10, explique por qué es imposible que el UJT se dispare cuando la línea no está en la polaridad apropiada para el cebado del ignitrón.
44. ¿Para aumentar el valor promedio de la corriente de soldadura durante las pulsaciones de corriente, debe aumentarse o disminuirse el valor de la resistencia R_5 ? Explique.
45. ¿Por qué es imposible disparar al UJT cuando el terminal "habilitar circuito de control de puerta del SCR" está en nivel BAJO?
46. ¿Exactamente qué tiempo transcurre entre el paso por cero del voltaje secundario de T_1 y el corte de la forma de onda +15 V por el diodo DZ1?
47. Explique por qué C_1 está en su estado descargado al comienzo de cada semiciclo positivo del secundario de T_1 . Es decir, ¿por qué el condensador comienza a cargarse sin carga residual del semiciclo positivo anterior?
48. ¿De qué orden es el pico de corriente de colector de Q_2 cuando cortocircuita DZ1?
49. Encuentre la máxima y mínima constante de tiempo de la carga de C_1 .
50. ¿Podría el circuito de la Figura 7-10 trabajar adecuadamente si se invirtiese la polaridad del transformador T_2 ? Explique.
51. La Figura 7-10(a) es una situación simplificada en la cual la dirección de la corriente de soldadura *no* está invertida. Asuma que esto significa que se está usando los pares ignitrón-SCR X. ¿Sería diferente para el caso de los pares ignitrón-SCR Y? Es decir, ¿habría que hacer algún cambio en el esquema de los pares Y? ¿Exactamente cuál?
52. Hay alguna cosa en el circuito del Capítulo 7 que haga referencia a la relación de fase entre los pulsos de conteo de 60 Hz y la línea de potencia ac?

8

Amplificadores operacionales

El término *amplificador operacional* se refiere a un amplificador de de alta ganancia con una *entrada diferencial* (dos terminales de entrada, ninguno de los cuales está aterrizado). Aun cuando se construyen amplificadores operacionales discretos, los diseñadores de circuitería electrónica industrial han comenzado a utilizar ampliamente los amplificadores en circuito integrado, llegando a la casi exclusión de los amplificadores operacionales discretos. Por consiguiente, concentraremos nuestros esfuerzos a los amplificadores operacionales en CI, en lo sucesivo llamados *op amps*.

Un *op amp* en CI es un amplificador completo preempacado cuyas características de operación y funcionamiento dependen casi por completo de unos pocos componentes *externos* conectados a sus terminales. Es decir, la ganancia de voltaje, impedancia de entrada, impedancia de salida, y ancho de banda dependen casi exclusivamente de la estabilidad de las resistencias y condensadores externos. Esto significa que las diferentes características del amplificador pueden ajustarse a la conveniencia de una aplicación en particular con sólo cambiar algunos componentes, sin tener que rediseñar por completo el amplificador. Es esta versatilidad y facilidad de ajuste lo que hace los *op amps* populares en el control industrial.

OBJETIVOS

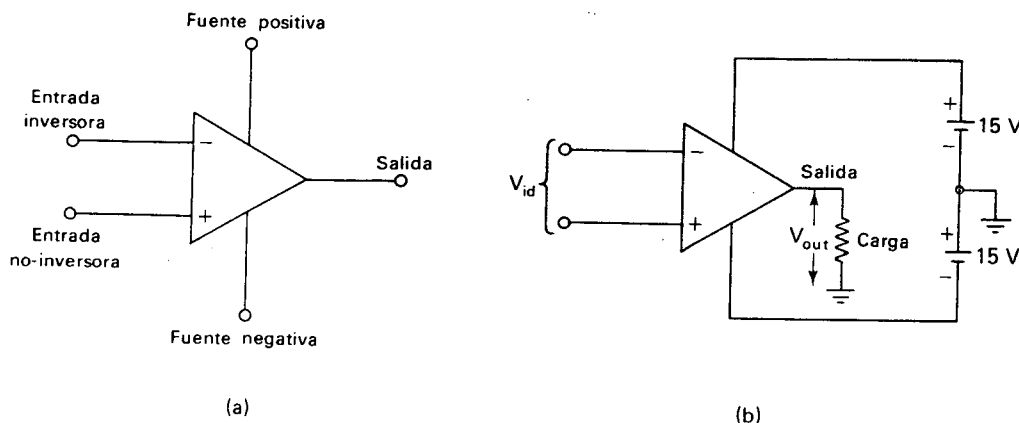
Al terminar este capítulo se estará en capacidad de:

1. Explicar por qué y cómo un *op amp* en CI puede ajustarse a las necesidades de una aplicación en particular
2. Dar el rango de valores aproximados de cada una de las características importantes de un *op amp* típico, tales como margen de potencia de salida, ganancia de voltaje diferencial, impedancia de entrada, relación de rechazo de modo común, etc.
3. Describir el problema del desbalance de los *op amps* y mostrar cómo puede corregirse
4. Explicar el funcionamiento de los siguientes circuitos de *op amps* encontrados con frecuencia: el comparador de voltaje, el amplificador inversor, el circuito sumador (con y sin factores de peso), el amplificador noinversor, el amplificador diferencial, y el convertidor voltaje-corriente
5. Calcular valores de la resistencia de realimentación para producir cualquier ganancia de voltaje deseada (o factor de peso) de los circuitos anteriores
6. Explicar el funcionamiento de los diferenciadores e integradores con *op amps* y calcular valores de la resistencia y del condensador de realimentación para producir cualquier constante de tiempo deseada

8-1 CARACTERÍSTICAS DE LOS OP AMPS

Todos los *op amps* tienen al menos cinco terminales. Estos terminales están identificados en el símbolo del *op amp* que se da en la Figura 8-1(a).

Figura 8-1. (a) Símbolo esquemático y nombres de los terminales de un *op amp*. (b) Circuito de un *op amp* donde se muestra como se conectan las fuentes positiva y negativa y la carga. El terminal común de las fuentes se considera como la tierra del circuito. Por tanto, el terminal de salida puede entregar un voltaje positivo o un voltaje negativo a través de la carga.



Un *op amp* tiene dos terminales de fuente de alimentación, uno conectado al voltaje positivo de la fuente y el otro conectado al voltaje negativo de la fuente. Tiene también dos terminales de entrada; Uno denominado *entrada inversora*, marcado $-$, y el otro se denomina la *entrada no-inversora*, marcada $+$. Hay un solo terminal de salida, al cual está conectada la carga. El otro terminal de la carga debe conectarse a tierra. No hay una conexión directa a tierra del *op amp* mismo, pero hay una referencia implícita a tierra debido a que las dos fuentes de voltaje están referenciadas a tierra. Esto se ve claramente en la Figura 8-1(b), la cual muestra fuentes de voltaje positivo y negativo conectadas al *op amp*, asimismo que una carga conectada. La fuente de voltaje de ± 15 V que se muestra en la Figura 8-1(b) es un valor de voltaje de fuente muy común para los *op amps*.

La mayoría de los *op amps* tienen otros terminales además de estos cinco terminales básicos. Estos otros terminales son usados para la conexión de los componentes de compensación de frecuencia, ajuste del desbalance, etc. Ignoraremos estos otros terminales en un principio y nos concentraremos en los cinco mostrados en la Figura 8-1.

8-1-1 Capacidades básicas

Hagámonos primero a una idea de la totalidad de capacidades y limitaciones de un *op amp* típico. Un *op amp* no puede entregar mucha potencia de salida, dado que es solamente un pequeño circuito integrado. Un dispositivo típico podría tener un máximo voltaje de salida del orden de 15 V y una máxima corriente de salida de 20 mA. Esto producirá una potencia de salida dada por:

$$P_{\text{out}} = (V_{\text{out}})(I_{\text{out}}) = (15 \text{ V})(20 \text{ mA}) = 300 \text{ mW.}$$

Hay disponibles algunos *op amps* que pueden entregar varios vatios de potencia de salida, pero estos son la excepción y no la regla.

Los *op amps* pueden manejar frecuencias tan bajas como 0 Hz. Es decir, son amplificadores dc. En lo concerniente con su respuesta a alta frecuencia, los *op amps* típicamente tienen una *frecuencia superior de corte* del orden de 1 MHz. (La frecuencia superior de corte es la frecuencia a la cual la ganancia de voltaje es 0,707 veces el valor de la ganancia a frecuencias medias). Se dispone de *op amps* de propósito especial que tienen frecuencias superiores de corte de varios cientos de megahertz.

El gran ancho de banda (el rango de frecuencias que el amplificador puede manejar) es otra característica muy útil de los *op amps*. Si el circuito de una aplicación particular requiere de un ancho de banda estrecho, esto puede proporcionarse por la simple conexión de los componentes externos apropiados a los terminales de compensación de frecuencia (no mostrados en la Figura 8-1). Esta facilidad en el ajuste de la frecuencia superior de corte es otro aspecto muy útil de los *op amps*.

8-1-2 Ganancia de voltaje de bucla abierta

La ganancia de voltaje de bucla abierta de un *op amp* es la ganancia diferencial del amplificador sin componentes externos conectados. Es la re-

lación de V_{out} a V_{id} en la Figura 8-1(b), o:

$$A_{VOL} = \frac{V_{out}}{V_{id}},$$

donde A_{VOL} es la ganancia de bucla abierta y V_{id} es el voltaje entre los terminales de entrada diferencial. La ganancia de voltaje de bucla abierta de un *op amp* es bastante grande, generalmente se encuentra entre 10.000 y 200.000. Esto significa que no se necesita mucho voltaje de entrada a través de los terminales de entrada diferencial (V_{id}) para llevar el amplificador a saturación. Para tener una idea de qué tan pequeño tiende a ser V_{id} , consideremos este ejemplo.

Ejemplo 8-1

Un cierto *op amp* tiene una ganancia de bucla abierta de $A_{VOL}=50.000$. Si los voltajes de la fuente son $\pm 15\text{ V}$, ¿qué valor de V_{id} saturará el amplificador?

Solución. Para la mayoría de los *op amps*, los voltajes de saturación son del orden del 80% de los voltajes de la fuente. Es decir, la salida no puede alcanzar un nivel de voltaje positivo o negativo mayor que el 80% del voltaje de la fuente. En este ejemplo,

$$V_{sat} = (0,80)(\pm 15\text{ V}) = \pm 12\text{ V},$$

$$V_{id} = \frac{\pm 12\text{ V}}{50,000} = \pm 0,24\text{ mV} = \pm 240\text{ uV}.$$

Por tanto solamente $240\text{ }\mu\text{V}$ a través de los terminales de entrada diferencial son suficientes para llevar el amplificador a saturación.

El hecho que V_{id} sea tan pequeño nos da una herramienta muy útil para el análisis rápido de muchos circuitos de *op amps*. La herramienta es asumir que dado que V_{id} es muy pequeño en cualquier dirección, podríamos asumir que es cero. Diremos que el voltaje de la entrada diferencial es *virtualmente cero*. Esta idea será más clara un poco más adelante.

En la Figura 8-1(b), V_{out} es positivo si V_{id} es positivo en el terminal inferior y negativo en el superior. Es decir, si el lado más positivo de V_{id} está aplicado a la entrada no-inversora (la entrada +), entonces V_{out} será positivo en el lado superior de la resistencia de carga y negativo en la parte inferior de la resistencia de carga.

V_{out} será negativo si V_{id} es positivo arriba y negativo abajo en la Figura 8-1(b). Es decir, si el lado más positivo de V_{id} está aplicado a la entrada inversora (la entrada -), entonces V_{out} será negativo en la parte superior de la resistencia de carga.

8-1-3 Resistencia de entrada

La resistencia de entrada es la resistencia equivalente vista por una fuente externa, entre los terminales de la entrada diferencial, tal como lo sugiere la Figura 8-2.

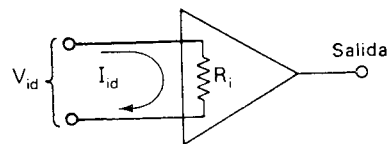


Figura 8-2. Ilustración de la resistencia de entrada (R_i) de un *op amp*. Debido a que R_i es bastante grande, la corriente entre los terminales de entrada (I_{id}) es muy pequeña.

La resistencia de entrada de un *op amp* generalmente es bastante grande. Los *op amps* utilizados popularmente tienen una resistencia de entrada, R_i , entre $10\text{ k}\Omega$ y $1\text{ M}\Omega$, con la mayoría de los *op amps* tendiendo al extremo más alto del rango. Una R_i de 250 K es generalmente un buen estimativo de la impedancia de entrada de un *op amp*, si no se dispone de su hoja de especificaciones.

El hecho que R_i sea tan alta significa que la cantidad de corriente que fluye entre los terminales de entrada diferencial es bastante pequeña. Considerando el *op amp* del Ejemplo 8-1, si R_i es igual a 250 K y que V_{id} es suficientemente grande para saturar el amplificador, la corriente de entrada diferencial está dada por:

$$I_{id} = \frac{V_{id}}{R_i} = \frac{240\ \mu\text{V}}{250\ \text{K}} = 0,98\ \text{nA}.$$

Es decir, la corriente que fluye de un terminal de entrada al otro es menor que una *bimillonésima* de amperio. El hecho que I_{id} sea tan pequeña nos da otra herramienta utilísima para entender el trabajo de los circuitos *op amps*. La herramienta consiste en asumir que dado que I_{id} es tan pequeña en cualquier dirección, podríamos asumir que es cero. Este supuesto se hará claro más adelante.

Notemos que en la Figura 8-2 no se han dibujado las conexiones de la fuente de alimentación de voltaje. Esta es una práctica común dado que se asume que cualquiera que mire un dibujo electrónico que contenga *op amps* sabe que en el circuito real están presentes las conexiones de la fuente. Para hacer más claro el diagrama esquemático, se omiten las conexiones de la fuente.

8-1-4 Otras consideraciones concernientes a los *op amps*

Resistencia de salida. La resistencia de salida de los *op amps* se encuentra en el rango aproximado de $50\ \Omega$ a $200\ \Omega$ dependiendo del tipo. La resistencia de salida efectiva de un *op amp* se reduce cuando se conectan los componentes externos de realimentación, de modo que en la mayoría de las aplicaciones que se utiliza realimentación, la resistencia de salida total se considera $0\ \Omega$.

Entradas de modo común. El *op amp* es básicamente un amplificador *diferencial*, de modo que idealmente podría amplificar sólo la *diferencia* entre los voltajes que aparecen en sus dos entradas. Esto significa que cualquier

componente de señal que aparezca simultáneamente en sus dos entradas sería completamente eliminada y de ninguna manera afectaría la señal de salida. Esta situación está ilustrada en la Figura 8-3(a).

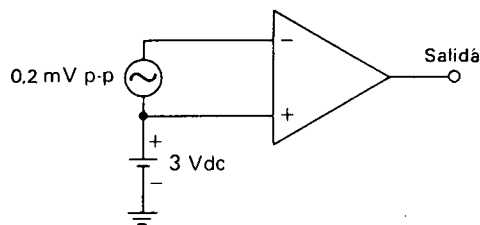


Figura 8-3. Una señal dc de 3 V que aparece simultáneamente en ambos terminales de entrada de un *op amp*. Dichas señales de modo común son rechazadas por el *op amp*, mientras que la señal diferencial es amplificada y pasada a la salida.

La entrada noinvertora tiene una señal de entrada de 3 V dc, mientras que la entrada inversora tiene una señal de entrada de 3 V dc *más* 0,2 mV p-p ac. Un *op amp* ideal amplificaría la diferencia entre las dos señales, a saber, 0,2 mV p-p ac e ignoraría por completo la *señal de modo común* de 3 V dc, la señal que aparece en ambos terminales de entrada. En la realidad, sin embargo, una pequeña parte de la señal de modo común aparecerá en el terminal de salida. Para la mayoría de los *op amps* la parte que aparece a la salida es solamente del orden de una milésima (o menos) de la señal de modo común que aparece en sus entradas. El factor exacto de atenuación de la señal de modo común se denomina *ganancia de modo común*, simbolizada A_{VCM} . En forma de ecuación:

$$A_{VCM} = \frac{\text{Voltaje de salida de modo común}}{\text{Voltaje de entrada de modo común}}$$

Entre más bajo sea el valor de A_{VCM} , mejor es el *op amp*.

Una especificación más utilizada para ver la capacidad de un *op amp* para ignorar una señal de modo común es la *relación de rechazo de modo común*, abreviada RRMC (en inglés CMRR). Está definida como la relación entre la ganancia diferencial de bucla abierta y la ganancia de modo común de bucla abierta, o:

$$RRMC = \frac{A_{VOL}}{A_{VCM}}$$

En un *op amp* con una ganancia diferencial de bucla abierta de 50.000, como se sugirió antes, y una ganancia de modo común de 0,001, la relación de rechazo de modo común está dada por:

$$RRMC = \frac{A_{VOL}}{A_{VCM}} = \frac{50.000}{0,001} = 50.000.000$$

En términos concretos, esto significa que un *op amp* amplifica una señal diferencial 50 millones de veces lo que amplifica una señal de modo común. Entre más alto sea la RRMC, mejor es el *op amp*.

El problema del desbalance. Otro aspecto de los *op amps* que merece mencionarse antes que procedamos a los circuitos de aplicación de los *op amps*. Este aspecto es que los *op amps* están sujetos a *desbalance*. El desbalance es el problema que hace que el voltaje de salida no sea cero cuando el voltaje de entrada es cero. En términos gráficos, la curva de transferencia no pasa por el origen. La Figura 8-4 ilustra en dos formas distintas el desbalance.

En la Figura 8-4(a), ambos terminales están unidos entre sí y conectados a tierra. Por tanto $V_{id} = 0$ V. No obstante el voltaje de salida, que debería ser 0 V, es realmente 1,6 V. El valor de 1,6 V se tomó aleatoriamente; puede ser cualquier voltaje entre $-V$ y $+V$ de la fuente. El desbalance del voltaje de salida varía individualmente de un *op amp* a otro del mismo número.

El problema del desbalance se ilustra gráficamente en la Figura 8-4(b). El *op amp* ideal mostraría una relación salida-entrada como la mostrada por la línea de trazos. La curva ideal pasa por el origen, lo cual significa que 0 V a la entrada producirán 0 V a la salida. La curva de transferencia real corresponde a la línea continua, la cual muestra que $V_{out} = +1,6$ V cuando $V_{id} = 0$ V. Desde luego, una curva real puede encontrarse en cualquier parte por encima o por debajo de la curva ideal.

El problema del desbalance podría parecer serio, pero realmente no es difícil abordarlo en la mayoría de las situaciones. Se resuelve aplicando al *op amp* un pequeño voltaje de entrada fijo de magnitud y polaridad adecuada para cancelar el desbalance. Los métodos para hacerlo los ilustraremos más adelante.

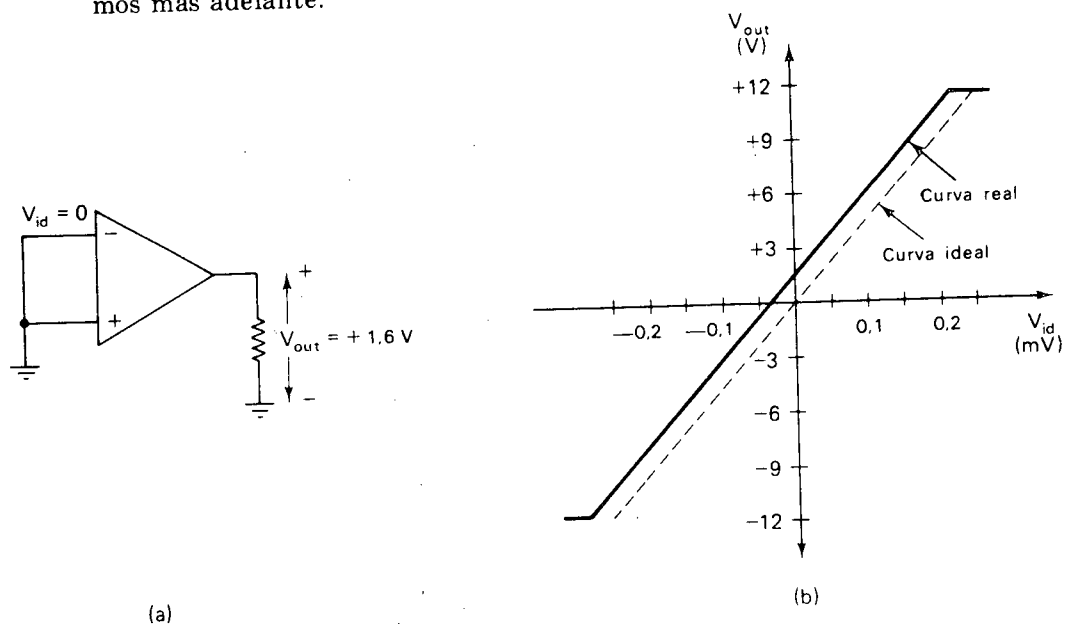


Figura 8-4. (a) Diagrama esquemático que muestra el desbalance en un *op amp*. (b) Curva de transferencia que muestra desbalance del *op amp*. En un *op amp* ideal, la curva de transferencia pasaría por el origen, pero en la realidad esto no sucede.

8-2 EL COMPARADOR DE VOLTAJE

Como mencionamos antes, el *op amp* en CI es utilizado normalmente con conexión de componentes externos. Estos componentes externos proporcionan *realimentación negativa* la cual sirve para reducir la ganancia de voltaje total a un valor razonable. La ganancia de voltaje cuando se utilizan componentes externos se denomina *ganancia de voltaje de bucla cerrada*, simbolizada por A_{VCL} .

Un *op amp* raramente se utiliza en la configuración de bucla abierta porque su ganancia de bucla abierta es tan alta que dificulta el balance del voltaje de salida entre los puntos de saturación positivo y negativo. Una aplicación en la cual se utiliza en bucla abierta es en el *comparador de voltaje*. Un comparador de voltaje (también llamado *comparador*) hace lo que su nombre implica. Compara un voltaje con otro voltaje y señala cuál de ellos es mayor. Para un ejemplo de un comparador de voltaje, refiérase a la Figura 8-5(a). En esta figura, la entrada inversora está conectada a tierra y

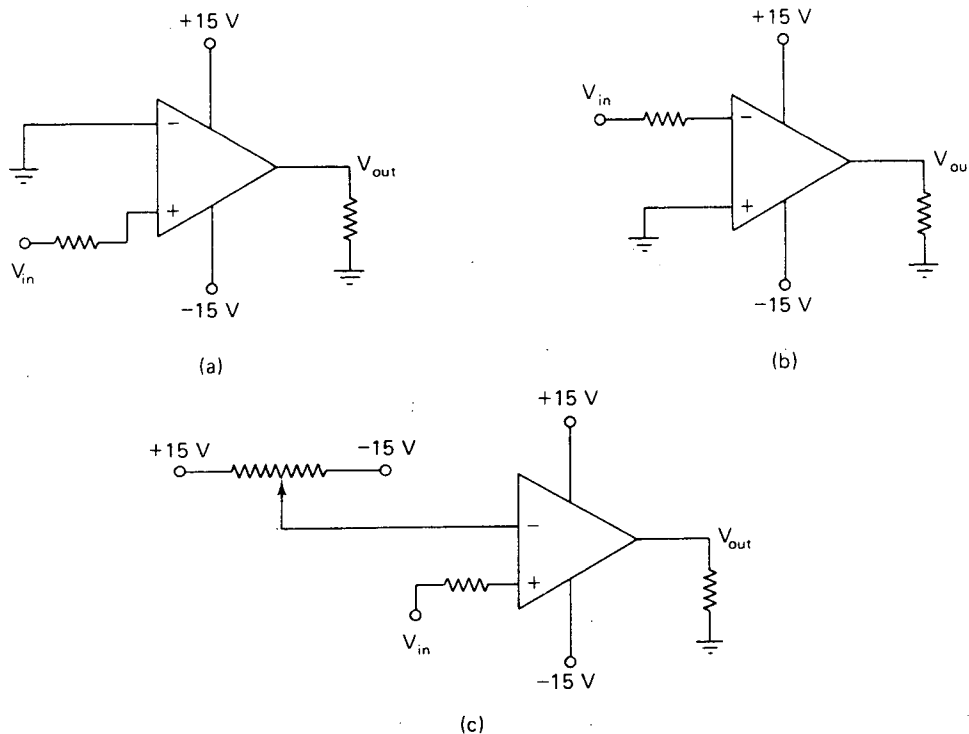


Figura 8-5. *Op amps* comparadores. (a) Comparación de V_{in} con 0 V. La señal de salida conmuta bruscamente de casi -12 V a casi +12 V, cuando V_{in} es ligeramente más positivo que 0 V. (b) De nuevo, comparación de V_{in} con 0 V, pero la relación salida-entrada es invertida. La señal de salida conmuta de +12 V a -12 V cuando V_{in} pasa por cero hacia positivo. (c) Comparación de V_{in} con otra referencia de voltaje cualquiera. La referencia de voltaje puede variarse por medio del ajuste del potenciómetro.

la fuente externa V_{in} está conectada a la entrada noinvertora. El circuito hace la comparación entre V_{in} y tierra (0 V). Si V_{in} es mayor que 0 V, lo cual significa que es positivo, la salida pasará a saturación positiva, casi +12 V. Si V_{in} es menor que 0 V, lo cual significa que es negativo, la salida pasará a saturación negativa, casi -12 V. Siempre que V_{in} exceda una fracción de milivoltio, la salida pasará a uno o al otro de estos extremos debido a la A_{VOL} muy grande. De esta forma el voltaje de salida de un comparador de voltaje indica el resultado de la comparación.

Un comparador de voltaje con las señales de entrada invertidas se muestra en la Figura 8-5(b). Si V_{in} es mayor que 0 V, la salida pasará a -12 V. Si V_{in} es menor que 0 V, la salida pasará a +12 V.

En la Figura 8-5(c) se muestra un comparador de voltaje que compara V_{in} con algún otro voltaje distinto de 0 V. Por medio del ajuste del potenciómetro, puede aplicarse a la entrada inversora cualquier voltaje entre -15 y +15 V. Si V_{in} es mayor que el voltaje de ajuste del potenciómetro, V_{out} pasará a +12 V. Si V_{in} es menor que el voltaje de ajuste del potenciómetro, V_{out} pasará a -12 V.

El *op amp* comparador de voltaje es aplicado en muchos circuitos industriales que deben monitorear constantemente algunas señales de voltaje variables e indicar cuándo son mayores o menores que alguna referencia de voltaje.

8-3 EL OP AMP AMPLIFICADOR INVERSOR

Un *op amp* amplificador inversor es un amplificador en el cual la polaridad de salida (o fase) es opuesta a la polaridad de entrada (o fase). Es decir, si la entrada es una señal dc, la salida es una señal dc amplificada pero de polaridad contraria. Si la entrada es una señal ac, la salida es una señal ac amplificada, 180° fuera de fase con respecto a la entrada. En la Figura 8-6(a) se muestra un diagrama de un amplificador inversor.

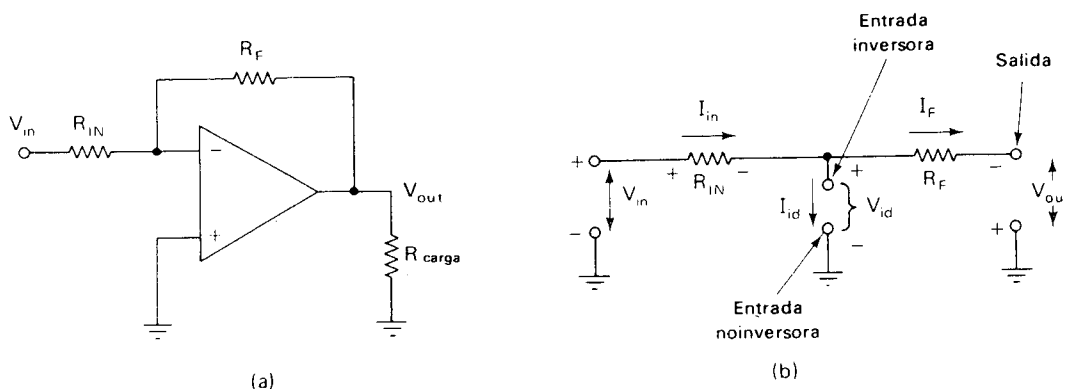


Figura 8-6. (a) Un *op amp* amplificador inversor donde se muestra como se conectan los componentes externos. (b) Direcciones de corriente y polaridades de voltaje en un *op amp* amplificador inversor, asumiendo V_{in} positivo respecto a tierra.

cación, tenemos conectados componentes (resistencias) externos a los terminales del *op amp* para proporcionar realimentación negativa. Este arreglo se denomina operación en *bucla cerrada*, tal como se mencionó antes. En operación en *bucla cerrada*, la ganancia de voltaje y la impedancia de entrada del amplificador total son casi completamente dependientes del valor de las resistencias externas, e independientes del *op amp* en sí mismo. Veamos el porqué de esto.

La Figura 8-6(b) muestra los voltajes y corrientes que existen en un amplificador inversor. Asumamos por un momento que V_{in} es positivo respecto a tierra. Un voltaje positivo tiende a entregar corriente al amplificador a través de R_{IN} . En la Figura 8-6(b) esta corriente se ha denominado I_{in} . Cuando I_{in} fluye a través de R_{IN} , produce una caída de voltaje a través de R_{IN} el cual es positivo a la izquierda y negativo a la derecha. Esta caída de voltaje tiende a ser ligeramente menor que V_{in} , haciendo que V_{id} sea un pequeñísimo valor, positivo arriba y negativo abajo.

Recordemos ahora las dos herramientas de análisis que establecimos en la Sección 8-1:

- a. El voltaje diferencial de entrada a un *op amp* es virtualmente cero.
- b. La corriente que fluye a través de los terminales de entrada diferencial es virtualmente cero.

Dado que la entrada + está a tierra, la herramienta a nos dice que también la entrada - está virtualmente al potencial de tierra. Es usual referirse a la entrada inversora, en este circuito, como una *tierra virtual*. En realidad, la entrada - puede estar a algunos millonésimas de voltio con respecto a tierra, pero esta cantidad es despreciable.

Si la entrada - se asume al potencial de tierra, entonces la caída de voltaje en R_{IN} debe ser igual a V_{in} . En forma de ecuación, utilizando la ley de voltajes de Kirchhoff,

$$V_{R_{IN}} = V_{in} - V_{id} = V_{in} - 0 \text{ V},$$

$$V_{R_{IN}} = V_{in}.$$

La corriente de entrada I_{in} está dada por la ley de Ohm,

$$I_{in} = \frac{V_{R_{IN}}}{R_{IN}} = \frac{V_{in}}{R_{in}}. \quad (8-1)$$

Por ejemplo, si $R_{IN} = 20 \text{ K}$ y $V_{in} = 4 \text{ V dc}$, entonces

$$I_{in} = \frac{4 \text{ V}}{20 \text{ K}} = 0,2 \text{ mA dc}.$$

Consideremos ahora la salida del amplificador. Recordemos que V_{out} es un voltaje negativo dado que V_{in} fue positivo y el amplificador invierte su entrada. Dado que la entrada - está virtualmente al potencial de tierra, la caída de voltaje a través de la resistencia de realimentación R_F debe ser igual al voltaje de salida. Esto puede verse aplicando la ley de voltajes de Kirchhoff alrededor de la bucla. En forma de ecuación,

$$V_{R_F} = -V_{out}.$$

La corriente que fluye a través de R_F está dada por la ley de Ohm,

$$I_F = \frac{V_{R_F}}{R_F} = \frac{-V_{out}}{R_F}. \quad (8-2)$$

Utilicemos ahora la herramienta **b**, la cual dice que I_{id} de la Figura 8-6(b) es virtualmente cero. La ley de corrientes de Kirchhoff nos dice que:

$$\begin{aligned} I_{in} &= I_{id} + I_F = 0 + I_F, \\ I_{in} &= I_F. \end{aligned} \quad (8-3)$$

Combinando las Ecuaciones (8-1), (8-2) y (8-3), tenemos:

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R_{IN}} = I_F = \frac{-V_{out}}{R_F},$$

lo cual da:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = A_{vCL} = \frac{-R_F}{R_{in}}. \quad (8-4)$$

Esto significa que la ganancia de voltaje de bucla cerrada de un *op amp* amplificador inversor depende solamente de las resistencias externas R_F y R_{IN} . De ahora en adelante, cuando hablemos de ganancia de voltaje con referencia a un circuito con *op amp*, deberá entenderse que nos referimos a la ganancia de voltaje de *bucla cerrada*.

Ejemplo 8-2

El amplificador inversor de la Figura 8-6(a) tiene $R_F = 50 \text{ K}$, $R_{IN} = 8 \text{ K}$, y $R_{carga} = 10 \text{ K}$. $A_{VOL} = 35.000$.

- ¿Cuál es el voltaje de salida si $V_{in} = -200 \text{ mV}$?
- ¿Qué voltaje de entrada se requerirá para llevar la salida a saturación positiva? Asuma que los voltajes de la fuente son $\pm 15 \text{ V}$.

Solución

a. La ganancia de voltaje del amplificador depende solamente de R_F y de R_{IN} , no de A_{VOL} o R_{carga}

$$\begin{aligned} A_{vCL} &= \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-R_F}{R_{IN}} = \frac{-50 \text{ K}}{8 \text{ K}} = -6,25, \\ V_{out} &= (-6,25)(-200 \text{ mV}) = +1,25 \text{ V} \end{aligned}$$

b. Si el amplificador está en saturación positiva, el voltaje de salida deberá estar aproximadamente en $+12 \text{ V}$. Debe entenderse que esto es sólo una aproximación y que el voltaje real de saturación podría variar con la temperatura y con la resistencia de carga:

$$V_{in} = \frac{V_{out}}{-6,25} = \frac{12 \text{ V}}{-6,25} = -1,92 \text{ V}.$$

Para tener un conocimiento intuitivo de que hace un amplificador inversor, consideremos su funcionamiento de esta manera:

- Cuando se aplica un voltaje de entrada V_{in} positivo, este tiende a llevar a positivo la entrada inversora.

b. Cuando la entrada inversora pasa a positivo, V_{out} pasa a negativo. El potencial positivo en V_{out} hace que fluya corriente a través de R_{IN} y R_F (son corrientes iguales), lo cual tiende a bajar el voltaje de la entrada inversora.

c. V_{out} tomará el valor necesario para poder bajar el voltaje de la entrada inversora a una tierra virtual. V_{out} debe hacerlo, porque si no lleva a V_{id} a una tierra virtual, V_{id} tenderá a llevar a V_{out} a un valor más negativo.

Un ejemplo numérico aclarará la idea anterior. Consideremos el amplificador inversor de la Figura 8-7(a). Tiene una ganancia de bucla cerrada dada por:

$$A_v = \frac{-4\text{ K}}{1\text{ K}} = -4,$$

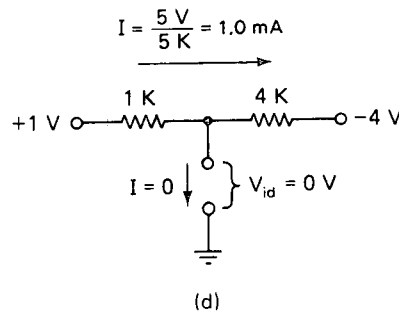
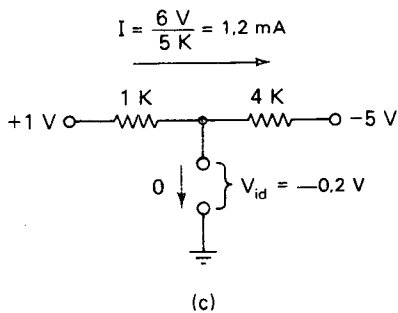
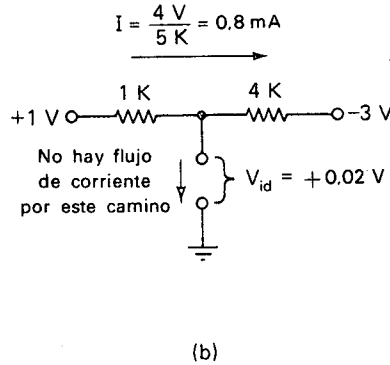
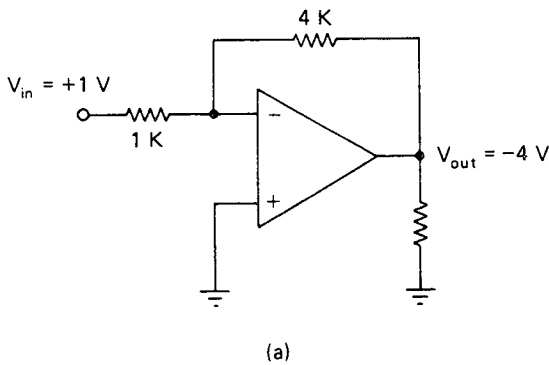


Figura 8-7. (a) Amplificador inversor con una ganancia de voltaje de bucla cerrada de 4. Para un V_{in} de +1 V, V_{out} debe ser igual a -4 V. (b) Se muestra por qué es imposible un V_{out} de -3 V. El voltaje de salida no es lo suficientemente negativo para balancear al sistema. (c) Se muestra por qué es imposible un V_{out} de -5 V. El voltaje de salida es demasiado negativo para balancear al sistema. (d) Se muestra por qué un V_{out} de -4 V es el único resultado posible. El voltaje de salida es el valor justo para balancear al sistema.

de modo que si $V_{in} = +1\text{ V}$, $V_{out} = -4\text{ V}$. Supongamos por un minuto que V_{out} no quiere ir hasta -4 V pero sí hasta -3 V. ¿Será posible?

La respuesta es no, porque si V_{out} fuese -3 V , la situación sería como se muestra en la Figura 8-7(b). Las resistencias de 1 K y 4 K están efectivamente en serie dado que el *op amp* en sí mismo, no drena corriente. De la ley de Ohm, la corriente por estas resistencias será igual a la totalidad de la caída de voltaje, 4 V , dividido por las resistencias en serie, 5 K . Esto es,

$$I = \frac{4\text{ V}}{5\text{ K}} = 0,8\text{ mA}.$$

La caída de voltaje a través de la resistencia de 1 K sería entonces:

$$V_{1\text{ K}} = (0,8\text{ mA})(1\text{ K}) = 0,8\text{ V}.$$

Lo cual resultaría en un V_{id} de:

$$V_{id} = V_{in} - V_{1\text{ K}} = 1,0\text{ V} - 0,8\text{ V} = 0,2\text{ V}.$$

Un V_{id} de $+0,2\text{ V}$ está lejos de ser una tierra virtual, y llevaría a V_{out} a un valor más negativo. Por consiguiente el circuito no se contentará con quedarse en este punto sino que tratará de llevar la salida a un valor más negativo.

Supongamos ahora que la salida quiso pasar más allá de -4 V , hasta llegar a -5 V . ¿Será posible?

La respuesta nuevamente es no, porque entonces la situación sería la mostrada en la Figura 8-7(c). La corriente sería igual a la caída de voltaje total, 6 V , dividida por las resistencias en serie, 5 K :

$$I = \frac{6\text{ V}}{5\text{ K}} = 1,2\text{ mA},$$

$$V_{1\text{ K}} = (1,2\text{ mA})(1\text{ K}) = 1,2\text{ V}.$$

Esto resultaría en un V_{id} de:

$$V_{id} = V_{in} - V_{1\text{ K}} = 1,0\text{ V} - 1,2\text{ V} = -0,2\text{ V}.$$

Una vez más, un V_{id} de $-0,2\text{ V}$ no es tampoco una tierra virtual, y llevaría a V_{out} a un valor más positivo (menos negativo). Por consiguiente el circuito tampoco se contentará con quedarse en este punto, sino que tratará de llevar la salida a un valor más positivo que -5 V (menos negativo).

El único voltaje de salida aceptable es -4 V , como se muestra en la Figura 8-7(d):

$$I = \frac{5\text{ V}}{5\text{ K}} = 1,0\text{ mA},$$

$$V_{1\text{ K}} = (1,0\text{ mA})(1\text{ K}) = 1,0\text{ V}.$$

Entonces V_{id} está dado por:

$$V_{id} = V_{in} - V_{1\text{ K}} = 1,0\text{ V} - 1,0\text{ V} = 0\text{ V}.$$

Por consiguiente el voltaje diferencial de entrada es una tierra virtual, y no tratará de llevar a V_{out} en ninguna dirección. El circuito se estabilizará en este punto.

Tengamos presente que V_{id} no es *absolutamente* 0 V , es muy cercano a 0 V . Si V_{id} fuese *absolutamente* 0 V , no habría un voltaje de salida.

8-4 EL INVERSOR DE FASE

Un caso especial de un *op amp* amplificador inversor es el *inversor de fase*. En un inversor de fase, R_{IN} es igual a R_F de modo que la ganancia de voltaje es igual a 1. Sin embargo, V_{out} está invertida con respecto a V_{id} . Si V_{in} es una forma de onda ac, V_{out} es el duplicado de la forma de onda excepto que es de polaridad opuesta, o desplazada en 180° .

8-5 CIRCUITOS SUMADORES CON OP AMPS

Un *op amp* puede conectarse para que efectúe la operación matemática de suma. Es decir, puede "sumar" dos o más voltajes dc o ac. Cuando está conectado para efectuar esta función, el circuito se denomina un *circuito sumador* o un *sumador*.

En la Figura 8-8(a) se muestra un verdadero circuito sumador. Con todas las resistencias iguales, la salida es igual a la suma de $V_1 + V_2$, pero está invertida. Esta relación está escrita en forma de ecuación debajo del esquema del circuito.

La ecuación salida-entrada para un circuito sumador puede derivarse utilizando las dos herramientas de análisis que se usaron en la Sección 8-3. La caída de voltaje a través de cada resistencia de entrada es igual al voltaje de entrada aplicado a ella, dado que $V_{id} = 0$ V. La corriente a través de R_F es igual a la suma de las corrientes de entrada que circulan por las respectivas resistencias de entrada, dado que $I_{id} = 0$. En forma de ecuación:

$$I_{R_1} = \frac{V_1}{R_1} \quad \text{e} \quad I_{R_2} = \frac{V_2}{R_2},$$
$$I_F = I_{R_1} + I_{R_2} = \frac{-V_{out}}{R_F}.$$

Combinando las ecuaciones anteriores obtenemos:

$$\frac{-V_{out}}{R_F} = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2}$$

la cual puede escribirse

$$-V_{out} = \frac{R_F}{R_1} V_1 + \frac{R_F}{R_2} V_2. \quad (8-5)$$

Si todas las resistencias son iguales, como sucede en la Figura 8-8(a), esta ecuación se reduce a:

$$-V_{out} = V_1 + V_2.$$

Si se desea un voltaje de salida positivo en lugar de uno negativo, basta simplemente conectar a la salida un inversor de fase.

Un circuito sumador con *op amp* que además proporciona ganancia de voltaje se muestra en la Figura 8-8(b). La Ecuación (8-5) siempre expresa

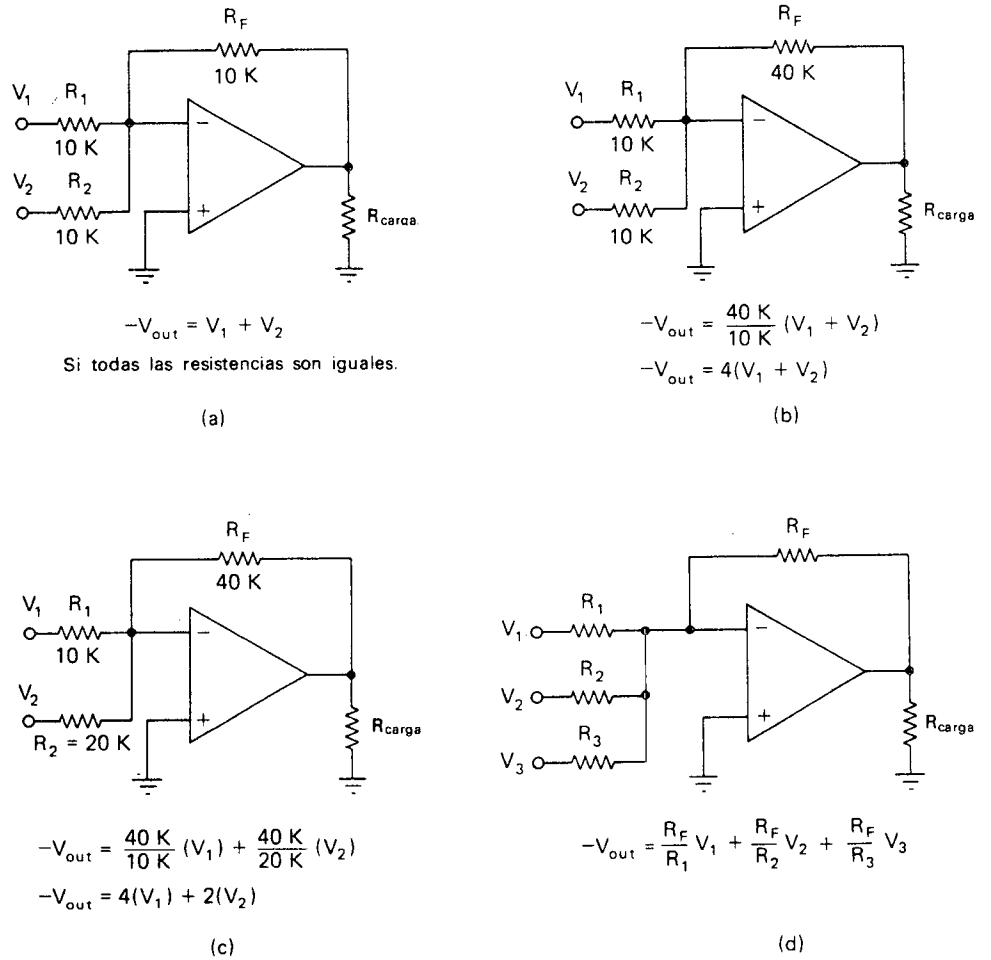


Figura 8-8. Circuitos sumadores con *op amp*. (a) Un verdadero circuito sumador, sin ganancia. (b) Circuito sumador que además proporciona ganancia. (c) Circuito sumador en el cual las diferentes entradas tienen diferente peso. (d) Circuito sumador de tres entradas y su ecuación generalizada de entrada-salida.

el voltaje de salida en términos de los voltajes de entrada. Para los valores de las resistencias de la Figura 8-8(b), la Ecuación (8-5) se reduce a la ecuación dada debajo del esquema del circuito.

La Figura 8-8(c) muestra un circuito sumador con *op amp* que proporciona diferentes *factores de peso* para los voltajes de entrada. La entrada V_1 es de más peso que la entrada V_2 . Es decir, V_1 es “más importante” que V_2 en la determinación de V_{out} , dado que está amplificada por un factor 4, mientras que V_2 está amplificado solo por un factor 2. La ecuación correspondiente aparece debajo del esquema del circuito.

Un circuito sumador con *op amp* puede manejar cualquier número de entradas. En la Figura 8-8(d) se dan, un circuito sumador de tres entradas

y su fórmula de salida-entrada. La idea fundamental a recordar es que las señales de entrada que son llevadas a través de las resistencias de entrada *más pequeñas* son más pesadas dado que experimentan una mayor ganancia de voltaje.

Ejemplo 8-3

Para el circuito de la Figura 8-8(d), $R_1 = 5 \text{ K}$, $R_2 = 8 \text{ K}$, $R_3 = 6 \text{ K}$ y $R_f = 24 \text{ K}$. Los voltajes de entrada son: $V_1 = -0,5 \text{ V}$, $V_2 = +0,7 \text{ V}$ y $V_3 = -1,4 \text{ V}$. Encontrar V_{out} .

Solución

$$-V_{out} = \frac{R_f}{R_1}(V_1) + \frac{R_f}{R_2}(V_2) + \frac{R_f}{R_3}(V_3),$$

$$-V_{out} = \frac{24 \text{ K}}{5 \text{ K}}(-0,5 \text{ V}) + \frac{24 \text{ K}}{8 \text{ K}}(+0,7 \text{ V}) + \frac{24 \text{ K}}{6 \text{ K}}(-1,4 \text{ V}),$$

$$-V_{out} = -2,4 \text{ V} + 2,1 \text{ V} - 5,6 \text{ V} = -5,9 \text{ V},$$

$$V_{out} = +5,9 \text{ V},$$

8-6 EL AMPLIFICADOR NOINVERSOR

En la Figura 8-9(a) se muestra un *op amp* conectado como amplificador noinversor. Como su nombre lo indica, el voltaje de salida de un amplificador noinversor tiene la misma polaridad del voltaje de entrada.

Una vez más, utilicemos las dos herramientas vistas anteriormente. El hecho que V_{id} sea virtualmente 0 V significa que el voltaje que aparece en la entrada inversora es el mismo V_{in} . Por tanto, la caída de voltaje a través de R_{IN} es igual a V_{in} , dado que el extremo izquierdo de R_{IN} está aterrizado. Refirámonos a la Figura 8-9(b). La corriente a través de R_{IN} está dada por:

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R_{IN}}$$

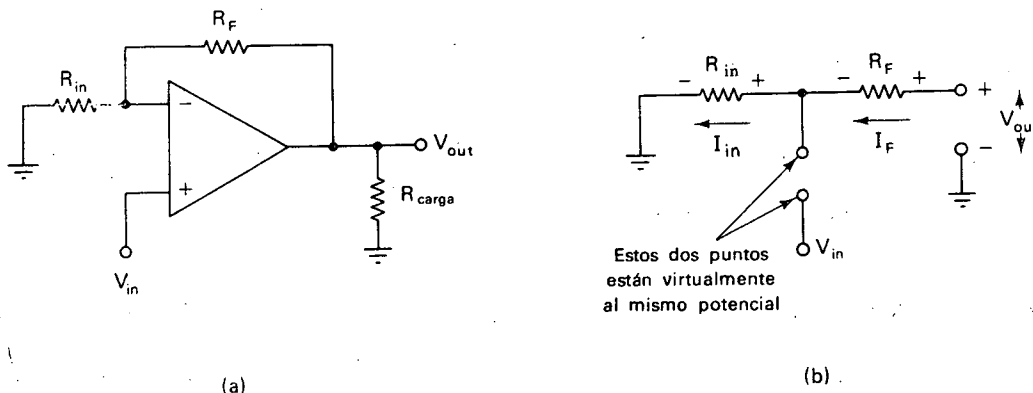


Figura 8-9. (a) Amplificador noinversor con *op amp*, donde se muestra como se conectan las resistencias externas. (b) Direcciones de las corrientes y polaridades de los voltajes en un amplificador noinversor, asumiendo V_{in} positivo respecto a tierra.

Consideremos ahora la salida del circuito. Dado que el extremo derecho de R_F está conectado a la salida y su extremo izquierdo está virtualmente al potencial V_{in} , la caída de voltaje a través de R_F está dada por:

$$V_{R_F} = V_{out} - V_{in}.$$

De la ley de Ohm,

$$I_F = \frac{V_{R_F}}{R_F} = \frac{V_{out} - V_{in}}{R_F}.$$

Ahora, haciendo uso del hecho que $I_F = I_{in}$ porque $I_{id} = 0$, podemos decir que,

$$\begin{aligned} \frac{V_{out} - V_{in}}{R_F} &= \frac{V_{in}}{R_{IN}} \\ \frac{V_{out}}{R_F} &= \frac{V_{in}}{R_F} + \frac{V_{in}}{R_{IN}} = \frac{V_{in}(R_F + R_{IN})}{(R_F)(R_{IN})} \\ \frac{V_{out}}{V_{in}} &= A_{VCL} = \frac{R_F + R_{IN}}{R_{IN}} = \frac{R_F}{R_{IN}} + 1. \end{aligned} \quad (8-6)$$

Nuevamente, la ganancia de bucla cerrada depende solamente del valor de las resistencias externas y no del *op amp* en sí mismo.

Ejemplo 8-4

Para el amplificador noinversor mostrado en la Figura 8-9(a), $R_{IN} = 1,2 \text{ K}$. Encontrar R_F para que la ganancia del amplificador sea 50.

Solución

$$\begin{aligned} A_V &= \frac{R_F}{R_{IN}} + 1, \\ 50 &= \frac{R_F}{1,2 \text{ K}} + 1, \\ R_F &= (50 - 1)(1,2 \text{ K}) = \mathbf{58,8 \text{ K}}, \end{aligned}$$

El amplificador noinversor tiene una ventaja sobre el amplificador inversor y es que presenta una impedancia de entrada más grande. La impedancia de entrada de un amplificador noinversor, es mucho más grande que la resistencia de entrada de bucla abierta de un *op amp*, la cual es ya bastante alta.

Por otro lado, la impedancia de entrada de bucla cerrada de un amplificador *inversor* es igual a R_{IN} , dado que su extremo derecho está virtualmente a tierra Figura 8-6(a).

8-7 CORRECCION DEL PROBLEMA DE DESBALANCE (OFFSET)

Se estableció en la Sección 8-1-4 que los *op amps* reales no necesariamente dan 0 V de salida para 0 V a la entrada. Esto se denominó *desbalance*, y es un problema que debe abordarse en la circuitería con *op amps*. La manera de corregir el desbalance es aplicando un pequeño voltaje fijo a la entrada diferencial del amplificador. El pequeño voltaje fijo se denomina *voltaje de*

desbalance de entrada. Se ajusta al valor y polaridad apropiados para exactamente cancelar la tendencia de desbalance del *op amp*. Es decir, el voltaje de desbalance de entrada se ajusta hasta que V_{out} sea igual a 0 cuando $V_{in} = 0$. La Figura 8-10 muestra los métodos más populares para aplicar este voltaje de desbalance de entrada.

En la Figura 8-10(a), la entrada +, en lugar de aterrizarse, recibe un pequeño voltaje fijo determinado por la posición del potenciómetro. El contacto móvil del potenciómetro proporciona el voltaje de desbalance de entrada. La Figura 8-10(b) muestra un amplificador no inversor. Normalmente, R_{IN} debería tener aterrizado su extremo izquierdo, pero aquí recibe el voltaje de desbalance de entrada del contacto móvil del potenciómetro de 10 K.

Algunas veces el *op amp* tiene terminales especiales de *ajuste de nulidad*, tal como se muestra en la Figura 8-10(c). En este caso no es necesario influir en la circuitería externa de entrada para cancelar el desbalance.

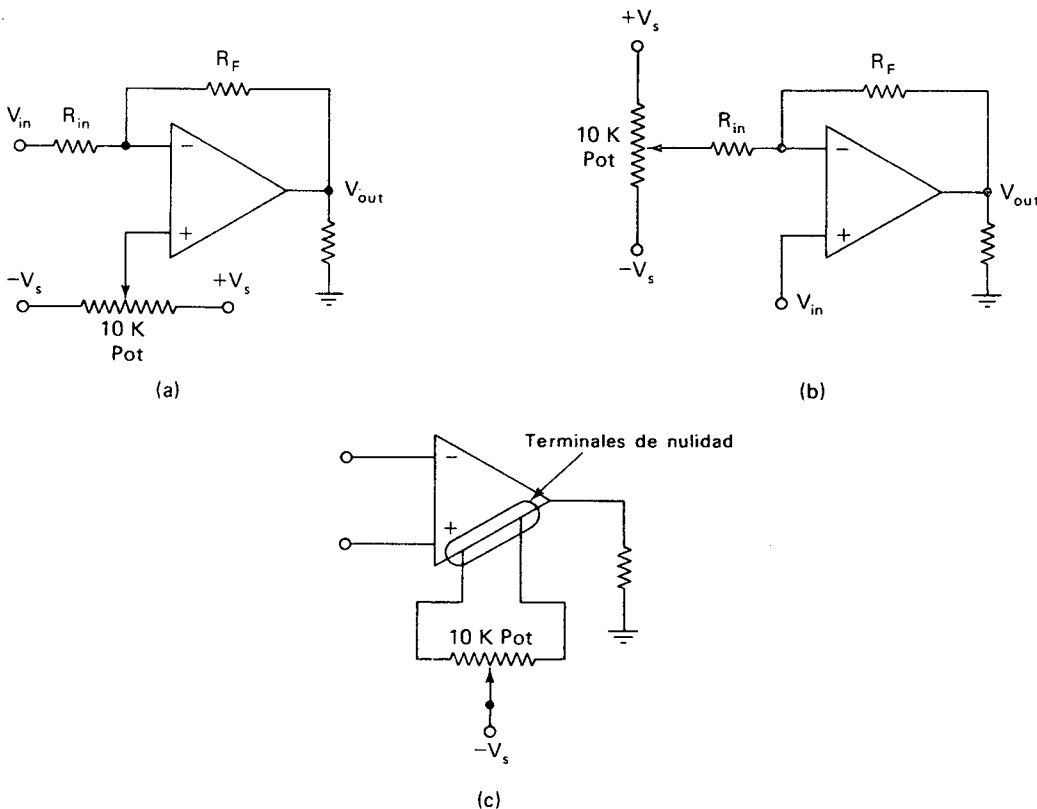


Figura 8-10. Corrección del problema de desbalance. (a) En un amplificador inversor, el contacto móvil del potenciómetro aplica un pequeño voltaje de desbalance de entrada al terminal de entrada +. Esto cancela el desbalance inherente del *op amp*. (b) La misma idea aplicada a un amplificador no inversor. (c) *Op amp* con terminales especiales de nulidad. Esto hace innecesaria la colocación de un potenciómetro en el circuito de entrada.

Simplemente conectamos un potenciómetro entre los dos terminales de nulidad, conectamos su contacto móvil a la fuente de voltaje negativo, y lo ajustamos hasta cancelar el desbalance. Para entender por qué esto cancela el desbalance, sería necesario referirnos a la construcción interna de la circuitería del *op amp*. Si tiene curiosidad por saberlo refiérase a cualquier buen libro dedicado exclusivamente a los *op amps*.

8-8 EL OP AMP AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

Algunas veces es necesario amplificar la diferencia de voltaje entre dos líneas de entrada, ninguna de las cuales está a tierra. En este caso, el amplificador se denomina *amplificador diferencial*. La Figura 8-11 muestra un *op amp* amplificador diferencial.

En la mayoría de casos, $R_1 = R_2$ y $R_F = R_D$. Siendo así, la ecuación que relaciona la salida con la entrada es:

$$V_{\text{out}} = \frac{R_F}{R_1}(V_2 - V_1). \quad (8-7)$$

La Ecuación (8-7) nos dice que un *op amp* amplificador diferencial amplifica la *diferencia* entre las dos líneas de entrada y que tiene una ganancia de voltaje que depende solamente de las resistencias externas, como siempre.

Cuando se utiliza un *op amp* amplificador diferencial, hay un límite en la cantidad de voltaje de *modo común* que puede aplicarse a las dos entradas. Si se excede este máximo voltaje de modo común puede arruinarse el *op amp*. Por tanto no es suficiente estar consciente solamente con la diferencia entre V_2 y V_1 . Se debe también estar consciente con el voltaje que tienen en común V_2 y V_1 . Una hoja de especificaciones de un *op amp* siempre especificará su máximo voltaje de entrada de modo común.

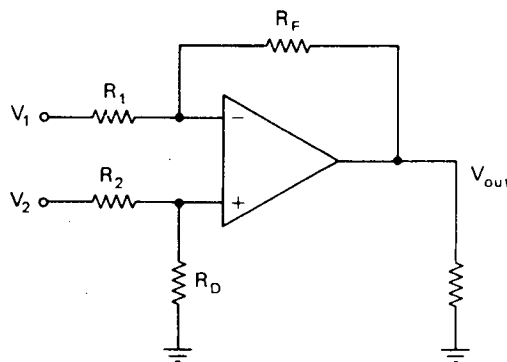


Figura 8-11. *Op amp* amplificador diferencial. En un amplificador diferencial, ninguna de sus dos entradas está conectada a la tierra del circuito. Esto puede reducir la cantidad de ruido inyectado al amplificador, porque cualquier ruido aparece simultáneamente en ambos terminales de entrada. Dado que el ruido es una señal de modo común, el circuito amplificador lo rechaza.

8-9 UN OP AMP CONVERTOR VOLTAJE-CORRIENTE

Ocasionalmente en electrónica industrial, es necesario entregar una corriente que es proporcional a un cierto voltaje, aun cuando la resistencia de carga pueda variar. Si la resistencia de carga permaneciese constante, no habría problema. Naturalmente, la corriente de carga sería proporcional al voltaje aplicado, de acuerdo con la ley de Ohm. Sin embargo, si la resistencia de carga varía de una unidad a otra, o si varía con la temperatura o con la edad, entonces entregar una corriente exactamente proporcional a un cierto voltaje no es cosa fácil. Un circuito que puede ejecutar este trabajo se muestra en la Figura 8-12. Se denomina un *convertor voltaje-corriente*. Este circuito es capaz de convertir un voltaje a una corriente debido al cero virtual a través de sus entradas diferenciales. Es decir, si V_{in} se presenta en la entrada +, entonces en la entrada - aparecerá un voltaje virtualmente igual a V_{in} .

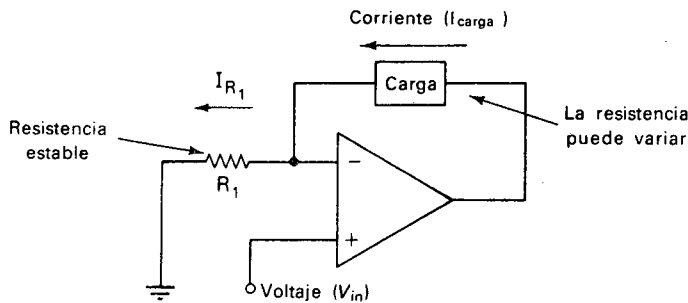


Figura 8-12. Un *op amp* convertor voltaje-corriente. La idea importante acerca del convertor voltaje-corriente es que la corriente de carga es fijada por V_{in} aún cuando la carga varíe.

La corriente a través de R_1 se determina por la ley de Ohm,

$$I_{R_1} = \frac{V_{in}}{R_1},$$

de modo que I_{R_1} no cambiará siempre que R_1 no cambie.

Debido al hecho que virtualmente no fluye corriente entre las entradas inversora y noinversora, podemos decir que:

$$I_{R_1} = I_{carga}$$

Por tanto,

$$I_{carga} = \frac{V_{in}}{R_1}. \quad (8-8)$$

El resultado de la Ecuación (8-8) es *independiente de la resistencia de carga*. La corriente de carga es garantizada proporcional al voltaje de entrada bajo *cualquier* condición de resistencia de carga (con limitaciones).

Otra cosa buena del *op amp* conversor voltaje-corriente es que puede ser manejado por una fuente de voltaje la cual no es capaz de entregar la corriente dada por la Ecuación (8-8). Esto es debido al hecho que la fuente de voltaje solamente tiene que manejar un *op amp* noinversor, cuya impedancia de entrada es alta (muchos megohmios). La corriente de carga es entregada por el *op amp*.

8-10 OP AMP INTEGRADORES Y DIFERENCIADORES

Además de ser capaces de ejecutar las operaciones matemáticas de suma (circuitos sumadores) y multiplicación (amplificadores), un *op amp* puede ejecutar las operaciones matemáticas avanzadas de integración y diferenciación. Mientras que estas funciones no son tan comunes como las funciones más básicas, son aún una parte importante de la utilización industrial de los *op amps*.

En términos simples, un diferenciador es un circuito cuya salida es proporcional a *qué tan rápidamente está cambiando la entrada*. Un integrador es un circuito cuya salida es proporcional a *qué tanto tiempo ha estado presente la entrada*.*

La Figura 8-13(a) muestra un *op amp* diferenciador. El diferenciador puede entenderse intuitivamente de esta manera:

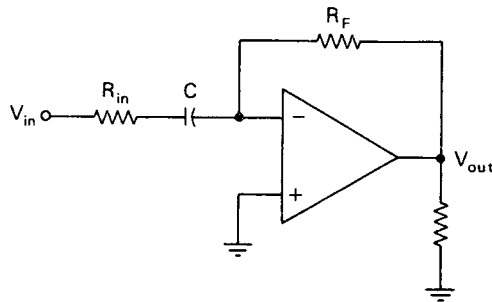
- Si V_{in} es un voltaje dc estable, el condensador C se cargará a V_{in} , no habrá corriente a través de C o R_F , de modo que V_{out} será 0 V.
- Si V_{in} es un voltaje que cambia lentamente, el voltaje a través del condensador C será siempre un poco menor que V_{out} dado que probablemente tuvo una amplia oportunidad de cargarse. Esto significa que solamente una pequeña corriente fluirá por los terminales del condensador y a través de R_F . Por tanto V_{out} será pequeño.
- Si V_{in} es un voltaje que cambia rápidamente, entonces el voltaje del condensador será considerablemente menor que V_{in} dado que probablemente no tuvo tiempo de cargarse. Esto resultará en un gran flujo de corriente a través de C y R_F y en un V_{out} grande.

La relación exacta salida-entrada de un *op amp* diferenciador está expresada por la fórmula que aparece debajo del esquema del diferenciador.

La Figura 8-13(b) muestra un *op amp* integrador. Un integrador puede entenderse intuitivamente de esta manera:

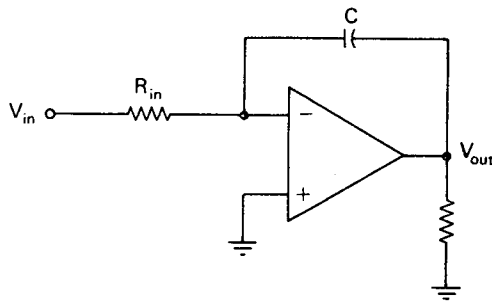
- Si V_{in} justamente acaba de aparecer en el terminal de entrada, no ha habido flujo de corriente a través de R_{IN} por mucho tiempo. Por consiguiente tampoco ha habido flujo de corriente por C por mucho tiempo, y C no se ha cargado muy rápido. El voltaje al cual C se ha cargado es igual al voltaje V_{out} , dado que un lado de C está conectado a la salida y el otro lado de C está conectado a la tierra virtual. Dado que el voltaje del condensador es pequeño si V_{in} acaba de aparecer, V_{out} es también pequeño.

*Esta definición es prácticamente una simplificación del funcionamiento de un integrador. De hecho, la definición sólo será exacta si el voltaje de entrada es un voltaje dc invariable.



$$-V_{out} = R_F C \frac{dV_{in}}{dt}$$

(a)



$$-V_{out} = \frac{1}{R_{in} C} \int V_{in} dt$$

$$-V_{out} = \frac{1}{R_{in} C} V_{in} (t)$$

Si V_{in} es dc.

(b)

Figura 8-13. (a) Un op amp diferenciador. Idealmente, el voltaje de salida es proporcional a la velocidad de cambio del voltaje de entrada. (b) Un op amp integrador. Idealmente, si V_{in} es una señal dc, el voltaje de salida es proporcional a la cantidad de tiempo que estuvo presente la entrada.

b. Si V_{in} ha estado presente por algún tiempo, ha estado fluyendo corriente por R_{IN} y C por el mismo tiempo. Esto significa que C ha tenido tiempo de cargarse considerablemente y por consiguiente tiene un voltaje considerable entre sus placas. Dado que V_{out} es igual al voltaje del condensador, V_{out} es un voltaje considerable (no pequeño).

c. A más tiempo V_{in} persista, más se cargará C y más grande será el voltaje de salida. Entonces V_{out} es proporcional a *cuanto tiempo* V_{in} ha estado presente.

La relación salida-entrada general para un *op amp* integrador está expresada en la primera fórmula debajo del esquema del integrador en la Figura 8-13(b). La relación salida-entrada para el caso especial de un voltaje de entrada de invariable está expresada en la segunda fórmula.

PREGUNTAS Y PROBLEMAS

1. ¿En qué rango aproximado puede fluctuar el voltaje de salida del *op amp* de la Figura 8-1(b)?
2. Explique la diferencia entre *ganancia de voltaje de bucla abierta* y *ganancia de voltaje de bucla cerrada*.
3. ¿Qué significa decir que un *op amp* tiene una RRMC alta?
4. Dé un valor típico de la resistencia de entrada de un *op amp*.
5. Dé un valor típico de la A_{VOL} de un *op amp*.
6. ¿Aproximadamente cuánta potencia de salida puede entregar un *op amp* típico?
7. ¿En términos generales, qué técnica se utiliza para ajustar la respuesta de frecuencia de un *op amp*?
8. ¿Es posible coger un *op amp* que tenga una frecuencia superior de corte de 2 MHz y elevar su frecuencia de corte a 3 MHz utilizando resistencias y condensadores compensadores de frecuencia?
9. Explique porqué la entrada — en el amplificador inversor de la Figura 8-6 está “virtualmente a tierra” aun cuando no está realmente aterrizada.
10. ¿Cuál es la impedancia de entrada (resistencia) vista por la fuente de señal en el amplificador inversor de la Figura 8-6?
11. ¿Cuál amplificador tiene la más alta resistencia de entrada, el amplificador inversor o el amplificador noinversor? Explique por qué.
12. ¿Cuándo sería más serio el desbalance, cuando se amplifica una señal dc o cuando se amplifica una señal ac? Explique su respuesta.
13. ¿Si una onda senoidal de 100 Hz y 2 V p-p se aplica a ambas entradas del *op amp* en la Figura 8-1(a), a que se parecería la forma de onda del voltaje de salida?
14. Si el amplificador diferencial de la Figura 8-11 tiene una ganancia de voltaje de 20 y una entrada diferencial de $V_2 - V_1 = 3$ V p-p, describa y dibuje la forma de onda de salida.
15. Sugiera una manera simple por la cual el ajuste del desbalance pueda hacerse “fino” en la Figura 8-10(a) o (b). “FINO” significa que dada una cantidad de rotación del contacto del potenciómetro se produce un pequeño cambio en el desbalance.
16. Explique intuitivamente porqué el conversor voltaje-corriente de la Figura 8-12 es capaz de entregar una corriente invariable a una resistencia de carga variable.
17. ¿Qué es más probable que ocurra en un *op amp* desbalanceado, un voltaje de desbalance de salida positivo o un voltaje de desbalance de salida negativo?
18. ¿Qué es mejor, una gran A_{VCM} o una pequeña A_{VCM} ? Explique porqué.

19. Si el *op amp* diferenciador de la Figura 8-13(a) tiene aplicado un voltaje en diente de sierra, a que se parecería la forma de onda del voltaje de salida?
20. Repita la pregunta 19 para una onda cuadrada de entrada.
21. Si el *op amp* integrador de la Figura 8-13(b) tiene aplicado una onda cuadrada, ¿a qué se parecería la forma de onda del voltaje de salida?
22. Utilizando diagramas esquemáticos, muestre cómo podría medir experimentalmente la A_{VCL} de un *op amp* amplificador inversor. Establezca los instrumentos de laboratorio que necesitaría para hacer las medidas.
23. Repita la pregunta 22 para cada uno de los siguientes parámetros: A_{VCM} , impedancia de entrada, $V_{out(sat)}$, $V_{out(desbalance)}$, y la frecuencia superior de corte.

En las Preguntas 24-33 asuma que el desbalance de salida se ha corregido a 0 V.

24. El comparador de voltaje de la Figura 8-5(c) tiene ajustado el contacto móvil del potenciómetro a dos tercios de su recorrido total, a partir de la izquierda. Si V_{in} es una onda senoidal de 12 V p-p, grafique V_{out} .
25. El *op amp* amplificador inversor de la Figura 8-6(a) tiene $R_{IN} = 5 \text{ K}$ y $R_f = 35 \text{ K}$.
 - a. ¿Cuál es el valor de V_{out} si $V_{in} = +1,2 \text{ V}$?
 - b. ¿Cuál es el valor de V_{out} si $V_{in} = -0,65 \text{ V}$?
 - c. Para la parte b, ¿qué voltaje indicaría un voltímetro tipo VOM a la entrada — respecto a tierra?
 - d. Si $V_{in} = -3,9 \text{ V}$, ¿cuál es el valor de V_{out} ?
26. El amplificador inversor de la Figura 8-6(a) tiene $R_{IN} = 1,5 \text{ K}$.
 - a. Escoja una resistencia variable R_f de tal forma que A_{VCL} pueda variarse de 0 a 20.
 - b. ¿Cómo haría A_{VCL} variable de 10 a 60?
 - c. ¿Cuál es el valor de la impedancia de entrada?
27. En el sumador de la Figura 8-8, $R_1 = 10 \text{ K}$, $R_2 = 10 \text{ K}$, y $R_f = 50 \text{ K}$, $V_1 = +2,5 \text{ V}$ y $V_2 = -0,9 \text{ V}$. Encontrar V_{out} .
28. Diseñe un circuito sumador con factores de peso tal que de la siguiente relación salida-entrada: $-V_{out} = 4V_1 + 2V_2 + V_3$.
29. En el amplificador noinversor de la Figura 8-9(a), $R_{IN} = 6 \text{ K}$, $R_f = 48 \text{ K}$, $R_{carga} = 500 \Omega$ y $V_{in} = +750 \text{ mV dc}$.
 - a. Encuentre A_{VCL} , V_{out} , I_f , e I_{carga} .
 - b. ¿Qué voltaje indicaría la entrada — respecto a tierra si se utiliza un metro tipo VOM?
 - c. ¿Qué cantidad de potencia de salida está entregando el *op amp*?
30. Diseñe un amplificador noinversor que tenga las siguientes características: $A_{VCL} = 25$, máxima potencia de salida sin distorsión = 250 mW en una carga de 200 Ω (sin distorsión significa que la forma de onda del voltaje de salida no está cortada por saturación), y una impedancia de entrada mayor que 1 M.
31. Se desea construir un conversor voltaje-corriente que maneje una carga de 1.200 Ω (resistencia nominal). El factor de proporcionalidad es 5 mA/V.
 - a. Encuentre R_1 para proporcionar este factor de proporcionalidad.
 - b. Si $V_{in} = 7,2 \text{ V}$, encuentre I_{carga} si $R_{carga} = 1.200 \Omega$.
 - c. Si $V_{in} = 7,2 \text{ V}$, encuentre I_{carga} si R_{carga} cambia a 1.150 Ω .
 - d. Repita las partes b y c para un V_{in} de $-10,5 \text{ V}$.

32. Para el diferenciador de la Figura 8-13(a), $R_f = 20 \text{ K}$ y $C = 0,075 \mu\text{F}$. V_{in} es una onda triangular centrada a tierra, con un valor de 8 V p-p, a una frecuencia de 400 Hz . Grafique la forma de onda del voltaje de salida, con los ejes de voltaje y tiempo marcados y adecuadamente escalados.
33. Para el integrador de la Figura 8-13(b), $R_{IN} = 1 \text{ M}$ y $C = 2 \mu\text{F}$. $V_{fuente} = \pm 15 \text{ V}$. V_{in} es una función rampa, con 5 V de techo. (Imagínese un interruptor que se cierra y de repente aplica $+5 \text{ V}$ a la entrada). Grafique la forma de onda del voltaje de salida, con los ejes de voltaje y tiempo marcados y adecuadamente escalados.

PRACTICAS DE LABORATORIO SUGERIDAS

PRACTICA 8-1: UN OP AMP AMPLIFICADOR INVERSOR

Monte el amplificador inversor de la Figura 8-6. Use $R_{IN} = 1 \text{ K}$ y $R_f = 12 \text{ K}$. $R_{carga} = 1,5 \text{ K}$. Utilice una fuente de voltajes de $\pm 15 \text{ V}$. Para montar el circuito, refiérase al diagrama de pines del *op amp* que utilice. Instale todas las resistencias y condensadores de compensación sugeridos por el fabricante.

1. Observe el desbalance de salida cuando $V_{in} = 0 \text{ V}$. Sustituya varios *op amps* diferentes y observe la naturaleza aleatoria del desbalance.
2. Varíe el desbalance conectando un potenciómetro como se muestra en la Figura 8-10(c) si el *op amp* dispone de los terminales apropiados. Sino, utilice el método de la Figura 8-10(a). Observe como el desbalance puede corregirse hasta cero.
3. Aplique a la entrada una onda senoidal de 1 kHz y 1 V p-p, observe la salida. Determine la ganancia de bucla cerrada real y compárela con la dada por la fórmula. Si dispone de un osciloscopio de doble trazo, compare la fase de la salida y la entrada. ¿Es lo que esperaba?
4. Lentamente aumente el valor de V_{in} hasta cuando la salida comience a saturarse. ¿Es este voltaje de saturación del orden del esperado?
5. Con el osciloscopio en su escala de voltaje más sensible, observe el voltaje a la entrada. ¿Es del orden del esperado? Encuentre la ganancia de bucla abierta A_{VOL} . Compare con las especificaciones del fabricante.
6. Asegúrese que el valor de V_{out} permanezca constante, aumente la frecuencia de V_{in} hasta cuando V_{out} caiga a $0,707$ del valor que tenía a 1 kHz . Esta frecuencia es la frecuencia superior de corte. Compare su resultado con las especificaciones del fabricante con los componentes de compensación utilizados. (La hoja de especificaciones puede utilizar el término frecuencia superior de 3 db en lugar del término frecuencia superior de corte).

PRACTICA 8-2: UN OP AMP AMPLIFICADOR NOINVERSOR

Nota: Para las instrucciones de como medir la impedancia de entrada y la impedancia de salida de un amplificador, refiérase a D. L. Metzger, *Electronic Circuit Behavior*, Prentice-Hall, 1975, pág. 165-166.

Monte el amplificador noinversor de la Figura 8-9(a). Utilice fuentes de $\pm 15 \text{ V}$. $R_{in} = 4,7 \text{ K}$, $R_f = 5,6 \text{ K}$, y $R_{carga} = 1,5 \text{ K}$. Ajuste el desbalance como en la práctica 8-1.

1. Aplique una entrada de 500 Hz y 3 V p-p. Mida el valor y la fase de V_{out} y encuentre A_{VCL} . ¿Está de acuerdo con lo previsto por la fórmula?
2. Trate de medir la impedancia de entrada del amplificador. Dado que la impedancia de entrada es extremadamente alta, probablemente será imposible medirla con exactitud, pero al menos puede mostrar que es mayor que algún valor alto (digamos 10 M Ω). No utilice un potenciómetro para efectuar esta prueba dado que el potenciómetro captará o inyectará mucho ruido al *op amp*. Utilice una resistencia fija en lugar de un potenciómetro.
3. Reduzca la señal de entrada hasta cuando V_{out} sea menor que 100 mV p-p. Mida la impedancia de salida del amplificador. ¿Es del orden del valor esperado?
4. Conecte el osciloscopio directamente a través de las entradas diferenciales t y $-$ y mida V_{id} . ¿Es lo esperado?
5. Quite la carga de 1,5 K y considere a 5,6 K como la carga. Ahora este circuito es un convertidor voltaje-corriente. Con un amperímetro de 1 mA colocado en serie con la resistencia de 5,6 K, aplique un V_{in} de 4,5 V dc. ¿Está la corriente de carga de acuerdo con su predicción? Varíe la resistencia de carga por encima y por debajo de 5,6 K. Observe los efectos sobre la corriente de carga. ¿Puede ver qué hace el circuito? ¿Conoce otro circuito que pueda entregar una corriente de carga constante proporcional al voltaje de entrada frente de la resistencia de carga?

PRACTICA 8-3: UN OP AMP INTEGRADOR

Monte el *op amp* integrador de la Figura 8-13(b) y ajuste cuidadosamente el desbalance. Coloque un interruptor cerrado en paralelo con el condensador para evitar que se cargue. Al instante que se abra el interruptor, C comenzará a cargarse y comienza la integración. Utilice $C = 1 \mu\text{F}$, nopolarizado y $R_{in} = 1,5 \text{ M}$.

1. Prediga qué tan rápido integrará el integrador. Prediga el tiempo que tomará en integrar hasta 10 V con $V_{in} = -1 \text{ V}$.
2. Aplique $V_{in} = 1 \text{ V}$, abra el interruptor y mida el tiempo requerido para integrar hasta 10 V. Compare con su predicción.
3. Cambie C a $0,05 \mu\text{F}$ y R_{in} a 10 K. Aplique a la entrada una onda cuadrada de 300 Hz y 6 V p-p. Prediga la forma de onda de la salida. Luego abra el interruptor y observe la forma de onda de salida y compare con su predicción.
4. Cambie la forma de onda del voltaje de entrada a un tren de pulsos positivos, de 1 V de pico y 1 KHz. Asegúrese que no hay pulsos negativos aplicados a la entrada. Esto puede hacerse utilizando un generador de pulsos o utilizando un generador de onda cuadrada con el semiciclo negativo bloqueado por un diodo.

Abra el interruptor de corto para que comience la integración. Posiblemente verá a la salida una forma de onda en escalera, montando hasta el voltaje de saturación de *op amp*. Ocurrirá una sola vez por cada abertura del interruptor. Trate de explicar porqué ocurre esta forma de onda.

9

Sistemas realimentados y servo mecanismos

Todos los sistemas industriales que hemos discutido hasta aquí tienen una cosa en común: No son *auto-correctivos*. La auto-corrección se utiliza aquí refiriéndonos a la habilidad de un sistema para monitorear o “chequear” una cierta variable en el proceso industrial y *automáticamente*, sin intervención humana, corregirla si no es aceptable. Los sistemas que pueden ejecutar dicha acción auto-correctora se denominan *sistemas realimentados* o *sistemas de bucla cerrada*.

Cuando la variable que está siendo monitoreada y corregida es la posición física de un objeto, al sistema realimentado se le asigna un nombre especial; se denomina *servo sistema*. Los sujetos de este capítulo son las características básicas y los componentes de los sistemas de bucla cerrada.

OBJETIVOS

Al terminar este capítulo se estará en capacidad de:

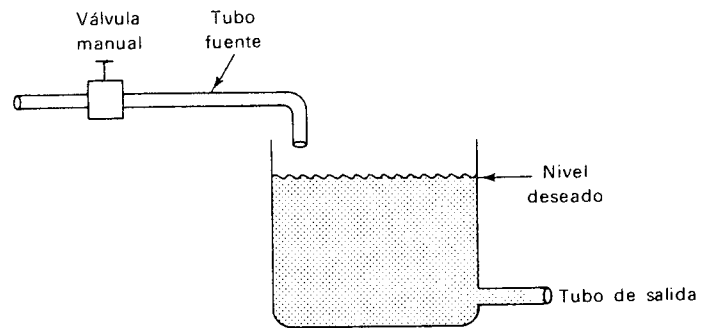
1. Explicar el diagrama de bloques generalizado de los sistemas de bucla cerrada y establecer el propósito de cada uno de los bloques

2. Establecer las características que se utilizan para juzgar un sistema de control de bucla cerrada; es decir, describir qué factores hacen la diferencia entre un buen sistema y un mal sistema
3. Enumerar los cinco modos generales de control de bucla cerrada y explicar como actúa cada uno para corregir el error del sistema
4. Citar las razones por las cuales el modo de control Todo o Nada es el más popular
5. Definir el término *banda proporcional*, y resolver problemas que involucran banda proporcional, rango de plena escala del controlador, y los límites del control
6. Discutir el problema del desbalance en un control proporcional, y mostrar por qué no puede eliminarse en un controlador estrictamente proporcional.
7. Explicar por qué el modo de control proporcional-integral supera el problema del desbalance
8. Describir los efectos de cambiar la constante de tiempo de integración (razón de reposición) en un controlador proporcional-integral
9. Explicar las ventajas del modo de control proporcional-integral-derivativo sobre los modos más simples de control. Establecer las condiciones del proceso que requieren la utilización de este modo
10. Describir los efectos de cambiar la constante de tiempo de derivación (razón de tiempo) en un controlador proporcional-integral-derivativo
11. Definir y dar ejemplos de los tres tipos diferentes de retardo exhibidos por los procesos industriales, a saber, constante de tiempo de retardo, atraso de transferencia, y atraso de transporte
12. Interpretar una tabla que relacione las características de un proceso industrial con el modo apropiado de control a utilizarse con este proceso
13. Interpretar una tabla que relacione las características de un proceso industrial con las referencias correctas de banda proporcional y razón de reposición

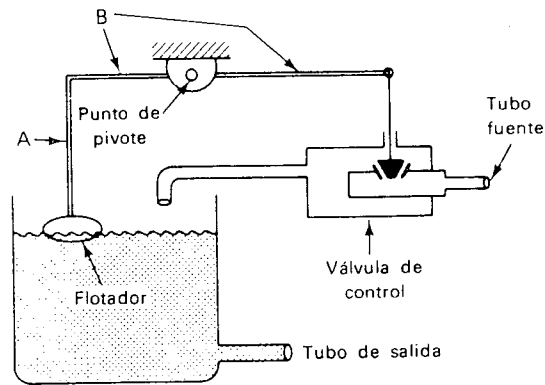
9-1 SISTEMAS DE BUCLA ABIERTA VERSUS SISTEMAS DE BUCLA CERRADA

Empecemos por considerar la diferencia esencial entre un sistema de bucla abierta (no auto-corrector) y un sistema de bucla cerrada (auto-corrector). Supongamos que se desea mantener constante un nivel dado de líquido en el tanque de la Figura 9-1(a). El líquido entra al tanque por la parte superior y sale de él por el tubo localizado en su parte inferior.

Una manera para intentar mantener el nivel apropiado es que un operador comience a ajustar la válvula manual de modo que la velocidad de flujo de líquido hacia el tanque balancee exactamente la velocidad de salida del líquido del tanque cuando el líquido esté en el nivel apropiado. Esto podría requerir de un poco de cacería para lograr la abertura correcta de la válvula, y eventualmente el operador podría encontrar la posición apropiada. Si luego permanece y vigila el sistema por un período y ve que el nivel del líquido permanece constante, podría concluir que todo está bien, que ha logrado la abertura apropiada de la válvula para mantener el nivel correcto. De hecho, esto es correcto durante el tiempo que las condiciones de operación permanezcan exactamente las mismas.



(a)



(b)

Figura 9-1. Sistema para mantener el nivel apropiado de líquido en un tanque. (a) Sistema de bucla abierta; no tiene realimentación y no es auto-correctivo. (b) Sistema de bucla cerrada; tiene realimentación y es auto-correctivo.

El problema es que en la vida real, las condiciones de operación no permanecen las mismas. Hay numerosos cambios sutiles que podrían ocurrir y que trastornarían el balance que acaba de establecer. Por ejemplo, la presión de la fuente localizada antes de la válvula manual podría aumentar por alguna razón. Esto podría aumentar la velocidad de flujo de entrada sin un correspondiente aumento de la velocidad del flujo de salida. El nivel del líquido podría comenzar a aumentar y el tanque prontamente se desbordaría. (Realmente, hay algún aumento en la velocidad del flujo de salida porque aumenta la presión en la parte baja del tanque cuando el nivel aumenta, pero habría una oportunidad en un millón de que esto pudiera balancear exactamente la nueva velocidad del flujo de entrada.)

Un aumento en la presión de la fuente es justamente un ejemplo de un cambio que perturbaría el ajuste manual. Cualquier cambio en la tempera-

tura podría cambiar la viscosidad del líquido y en consecuencia cambiar las velocidades del flujo; un cambio en las restricciones del sistema que utiliza el líquido que sale por el tubo de salida podría cambiar la velocidad del flujo de salida, etc.

Consideremos ahora el arreglo de la Figura 9-1(b). Si el nivel del líquido cae un poco demasiado bajo, el flotador se mueve hacia abajo, abriendo en consecuencia la válvula cónica para admitir un mayor suministro de líquido. Si el nivel del líquido aumenta un poco demasiado alto, el flotador se mueve hacia arriba, y la válvula cónica se cierra un poco para reducir el suministro de líquido. Con una construcción y dimensionamiento apropiados de la válvula y de los acoples mecánicos entre el flotador y la válvula, sería posible controlar el nivel del líquido y mantenerlo muy cercano del punto deseado. (Deberá existir alguna ligera desviación del nivel de líquido deseado para producir un cambio en la apertura de la válvula.) Con este sistema las condiciones de operación pueden cambiar todo lo que quieran. Sin importar en qué dirección el nivel del líquido experimente una variación del punto deseado y sin importar cuál sea la razón para esta variación, el sistema tratará de restituirlo al punto deseado.

Nuestra discusión a este punto estuvo relacionada con el problema específico de controlar el nivel de líquido en un tanque. Sin embargo, en forma general, muchos diferentes sistemas de control industrial tienen ciertas cosas en común. Sin importar cuál sea el sistema exacto, hay ciertas relaciones entre los mecanismos de control y la variable controlada que nunca difieren. Trataremos de ilustrar estas reacciones causa-efecto dibujando diagramas de bloques de nuestros sistemas industriales. Debido al "parecido" general entre los diferentes sistemas, somos capaces de visualizar diagramas de bloques *generalizados* que se apliquen a *todos* los sistemas. La Figura 9-2(a) muestra el diagrama de bloques generalizado de un sistema de bucla abierta.

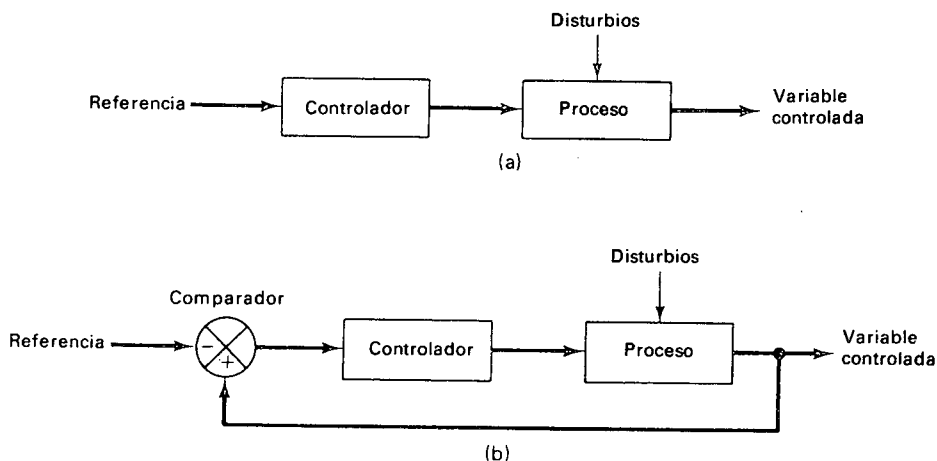


Figura 9-2. (a) Diagramas de bloques que muestran las relaciones causa-efecto entre las diferentes partes del sistema. (a) Para un sistema de bucla abierta. (b) Para un sistema de bucla cerrada.

Ahora tratemos de relacionar los bloques de la Figura 9-2(a) con las partes físicas del sistema de control de válvula manual de la Figura 9-1(a). La Figura 9-2(a) muestra que un *controlador* (en nuestro ejemplo, la válvula manual), afecta el *proceso* total (en nuestro ejemplo, el tubo que lleva el líquido y el tanque que contiene el líquido). La flecha que sale del bloque controlador hacia el bloque *proceso* significa que el controlador de alguna manera "envía señales a" o "influye" o "afecta" el proceso. El bloque controlador tiene una flecha apuntándole denominada *referencia*. Esto significa que el operador de alguna manera debe entregar alguna información al controlador (al menos una) que indique qué se supone que el controlador debe hacer. En nuestro ejemplo, la referencia sería la posición de la válvula manual. El bloque proceso tiene una flecha apuntándole denominada *disturbios*. Esto significa que condiciones externas pueden alterar el proceso y afectar su resultado. En nuestro ejemplo, los disturbios son los cambios mencionados anteriormente tales como cambios de presión, cambios de viscosidad, etc. La flecha *variable controlada* hace referencia a la variable en el proceso que se supone que el sistema debe monitorear y corregir cuando necesite corrección. En nuestro ejemplo, la variable controlada es el nivel de líquido en el tanque.

El diagrama de bloques es básicamente sólo un indicador de causa-efecto, pero muestra bastante claramente que para una referencia dada no puede realmente conocerse el valor de la variable controlada. Los disturbios que suceden al proceso hacen sentir sus efectos a la salida de éste, en el valor de la variable controlada. Debido a que el diagrama de bloques de la Figura 9-2(a) no muestra ninguna línea *regresando* para completar un círculo, o para "cerrar la bucla", tal sistema se denomina "sistema de bucla abierta". Todo sistema de bucla abierta está caracterizado por su inhabilidad para comparar el valor deseado y ejecutar una acción en base a esta comparación.

Por otro lado, el sistema que contiene el flotador y la válvula cónica de la Figura 9-1(b) está representado en forma de diagrama de bloques en la Figura 9-2(b). En este diagrama la referencia y el valor de la variable controlada son *comparadas entre sí* en un *comparador*. La salida del comparador representa la *diferencia* entre estos dos valores. La señal diferencia es enviada al controlador, permitiendo que el controlador afecte el proceso. El hecho que la variable controlada regrese en círculo para ser comparada con la referencia hace ver el diagrama de bloques como una "bucla cerrada". Un sistema que tenga esta característica se denomina *sistema de bucla cerrada*. Todo sistema de bucla cerrada está caracterizado por su habilidad para comparar el valor real de la variable controlada con el valor deseado y automáticamente ejecutar una acción en base a esta comparación.

Para nuestro ejemplo del control de nivel por flotador en la Figura 9-1(b), la *referencia* representa la colocación del flotador en el tanque. Es decir, el operario selecciona el nivel que desea colocando el flotador a una cierta altura por encima del fondo del tanque. Esta referencia puede alterarse cambiando la longitud del vástago *A* que conecta el flotador al miembro de acople horizontal *B* en la Figura 9-1(b).

El comparador en el diagrama de bloques es el flotador mismo en nuestro ejemplo. El flotador está enterándose constantemente del nivel real de líquido, porque se mueve arriba y abajo de acuerdo con el nivel. También está

enterado de la referencia, la cual es el nivel de líquido deseado, como se explicó antes. Si estas dos no están de acuerdo, el flotador envía una señal la cual depende en magnitud y en polaridad de la diferencia entre ellas. Es decir, si el nivel es demasiado bajo, el flotador hace que el miembro horizontal *B* en la Figura 9-1(b) se desplace (rote) en sentido contrario a las manecillas del reloj; la cantidad de desplazamiento de *B*, en sentido contrario a las manecillas del reloj, depende de qué tan bajo esté el nivel de líquido.

Si el nivel de líquido es demasiado alto, el flotador hace que el miembro *B* sea desplazado en sentido de las manecillas del reloj. Nuevamente, la cantidad de desplazamiento depende de la diferencia entre la referencia y la variable controlada; en este caso la diferencia significa qué tan alto está el líquido del nivel deseado.

Entonces, el flotador en el dibujo mecánico corresponde al bloque comparador en el diagrama de bloques de la Figura 9-2(b).

El controlador en el diagrama de bloques es la válvula cónica en el dibujo mecánico real. La válvula abre y cierra para subir o bajar el nivel del líquido, de la misma manera que el controlador en la Figura 9-2(b) envía una señal de salida al proceso para afectar el valor de la variable controlada.

En nuestro ejemplo particular, existe una total correspondencia entre las partes físicas del sistema real y los bloques en el diagrama de bloques. En algunos sistemas, la correspondencia no es cercana a esta claridad. Podría ser difícil o imposible decir exactamente qué partes físicas componen tales bloques. Una parte física puede ejecutar la función de dos bloques diferentes, o podría ejecutar la función de un bloque y una porción de la función de otro bloque. Debido a esta dificultad en establecer una correspondencia exacta entre las dos representaciones del sistema, no siempre lo intentaremos para cada sistema que estudiemos.

El punto principal que ha sido visualizado aquí es que cuando el diagrama de bloques muestre el valor de la variable controlada siendo realimentada y comparada con la referencia, el sistema se denomina sistema de bucla cerrada. Como se estableció antes, dichos sistemas tienen la habilidad para tomar automáticamente una acción para corregir cualquier diferencia entre el valor real y el valor deseado, sin importar por qué ocurre la diferencia.

9-2 DIAGRAMAS Y NOMENCLATURA DE LOS SISTEMAS DE BUCLA CERRADA

9-2-1 Diagrama general de bloques de un sistema de bucla cerrada

En la Figura 9-3 se muestra un diagrama de bloques general más detallado el cual describe adecuadamente la mayoría de los sistemas de bucla cerrada.

Las ideas involucradas en este diagrama de bloques de un sistema general son las siguientes: Una cierta variable de proceso que está siendo controlada (temperatura, presión, velocidad de flujo de un fluido, concentración química, humedad, viscosidad, posición mecánica, velocidad me-

cánica, etc.) es medida y enviada a un comparador. El comparador, el cual podría ser mecánico, eléctrico o neumático, hace la comparación entre el valor medido de la variable y el valor de referencia, el cual representa el valor deseado de la variable. El comparador genera entonces una señal de error, la cual representa la diferencia entre el valor medido y el valor deseado. La señal de error se considera igual al valor medido menos el valor deseado, de modo que si el valor medido es demasiado grande, la señal de error es positiva, y si el valor medido es demasiado pequeño, la señal de error es de polaridad negativa. Esto está expresado en la ecuación:

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

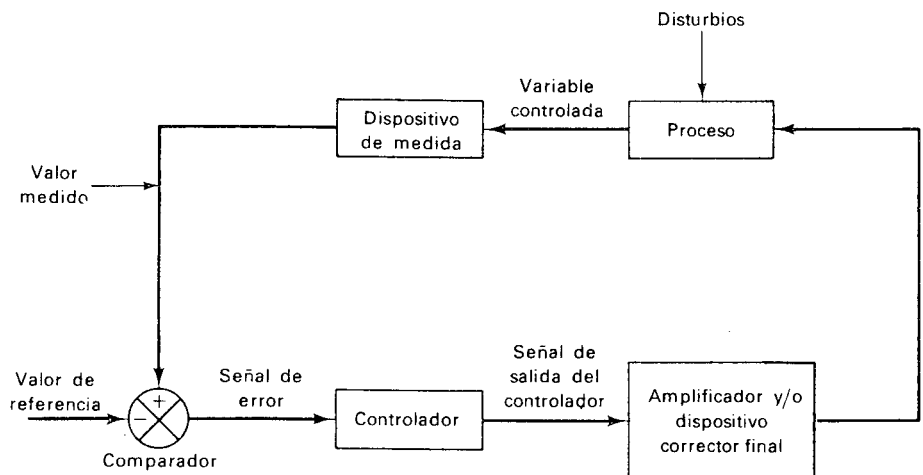


Figura 9-3. Diagrama de bloques clásico de un sistema de bucla cerrada. Este dibujo generalizado da los nombres de las partes principales (bloques) de un sistema de bucla cerrada. También da los nombres de las señales que se envían entre los diferentes bloques.

El controlador, el cual también puede ser eléctrico, mecánico o neumático, recibe la señal de error y genera una señal de salida. La relación entre la señal de salida del controlador y la señal de error depende del diseño y ajuste del controlador y es un tópico detallado de su estructura. Todos los controladores de bucla cerrada pueden clasificarse en cinco clases o *modos* de control. Entre estos modos, hay ciertas variaciones, pero estas variaciones no constituyen una diferencia esencial de control. El modo de control no depende de si el controlador es eléctrico, mecánico, o neumático; depende solamente de *que tan drásticamente* y de *qué manera* el controlador reacciona a una señal de error. Más precisamente, depende de la relación matemática entre la salida y la entrada del controlador (su entrada es la señal de error). Veremos en detalle los cinco modos de control en las Secciones 9-4 a 9-8.

La Figura 9-3 muestra que la salida del controlador es enviada a un dispositivo corrector final; puede ser necesaria una amplificación si la señal de salida del controlador no tiene la potencia suficiente para operar el dis-

positivo corrector final. El dispositivo corrector final es con bastante frecuencia, un motor eléctrico, el cual puede utilizarse para abrir o cerrar una válvula, mover algún objeto mecánico en una u otra dirección, o cualquier función similar. El dispositivo corrector final podría ser también una válvula solenoide, una válvula reguladora operada neumáticamente, o un SCR o triac para controlar la potencia en la carga en un sistema completamente eléctrico.

Un ejemplo de la necesidad de amplificación podría ser una situación en la cual la salida del controlador es una señal de bajo voltaje, baja corriente (como la que se obtendría de un puente de Wheatstone) y el dispositivo corrector final es un motor de 2 hp. Obviamente, la señal de baja potencia proveniente del puente de Wheatstone no puede manejar directamente el motor de 2 hp, de modo que deberá insertarse entre ellos un amplificador de potencia electrónico. En el Capítulo 10 exploraremos y estudiaremos los dispositivos correctores finales.

El dispositivo de medida en la Figura 9-3 podría ser una termocupla, una galga extensiométrica, un tacómetro, o uno cualquiera de los dispositivos que pueden tomar la medida de una variable. Con bastante frecuencia, el dispositivo de medida produce una señal de salida *eléctrica* (usualmente un voltaje) aun cuando esté midiendo una cantidad no-eléctrica. Los dispositivos de medida que lo hacen se denominan *transductores*. Veremos en detalle varios transductores en el Capítulo 11.

9-2-2 Nomenclatura utilizada en los sistemas de bucla cerrada

Desafortunadamente, los términos utilizados para describir qué sucede en un sistema de control de bucla cerrada no son universales. Veremos ahora varias palabras y frases utilizadas por diferente gente, y decidiremos cuáles de ellas usaremos.

Comenzando de la izquierda en la Figura 9-3, el término *valor de referencia* se denomina también “punto de referencia”, “referencia”, “valor deseado”, “valor ideal”, “comando”, y “señal de referencia”. En este libro utilizaremos el término *valor de referencia*.

El *comparador* se denomina también “detector de error”, “detector de diferencia”, etc. Utilizaremos el término *comparador*.

La *señal de error* se conoce también por los nombres “señal diferencia”, “desviación”, y “desviación del sistema”. Utilizaremos *señal de error*.

El *dispositivo corrector final* también se denomina “elemento de corrección” y el “elemento motor”. Utilizaremos *dispositivo corrector final*.

La *variable controlada* algunas veces se denomina “condición controlada”, “variable de salida”, “condición de salida”, “variable de proceso”, etc. Utilizaremos *variable controlada*.

El *dispositivo de medida* es también conocido por “dispositivo de detección”, “detector”, o “transductor”. Utilizaremos *dispositivo de medida* en la mayoría de casos, pero cuando deseemos enfatizar la habilidad del dispositivo de medida para convertir una señal no-eléctrica en una señal eléctrica, utilizaremos *transductor*.

El *valor medido* con frecuencia se denomina el “valor real”. Utilizaremos *valor medido*.

9-2-3 Características de un buen sistema de bucla cerrada

Parecería obvio que la medida de un “buen” sistema de control de bucla cerrada sea su habilidad para mantener el valor medido en estrecha concordancia con el valor de referencia. En otras palabras, un buen sistema reduce a cero la señal de error, o casi a cero. La diferencia final entre el valor medido y el valor de referencia que el sistema permite (que no puede corregir) usualmente se denomina *desbalance*. Por tanto un buen sistema tiene un desbalance bajo. Usamos ahora la palabra desbalance con un significado diferente al que tuvo cuando se aplicó a los *op amps* en el Capítulo 8.

Hay otras características de un sistema de bucla cerrada que son también importantes, en algunos casos más importantes que un desbalance bajo. Una de éstas es la velocidad de respuesta. Si ocurren circunstancias que saquen al valor medido de concordancia con el valor de referencia, un buen sistema debe restaurar rápidamente esta concordancia. A más rápida restauración, mejor el sistema.

Es posible diseñar sistemas que tengan un desbalance bajo y alta velocidad de respuesta pero a veces tienden a ser *inestables*. Inestable significa que el sistema produce grandes variaciones violentas en el valor de la variable controlada a medida que frenéticamente “busca” el valor apropiado de salida del controlador. Esto sucede porque el sistema sobreacciona a un error, de este modo produce un gran error en la dirección opuesta. Trata entonces de corregir el nuevo error y nuevamente sobreacciona yéndose a la otra dirección. Cuando esto sucede, se dice que el sistema está oscilando. La oscilación eventualmente se amortigua y el sistema establece el valor correcto de la variable controlada. Hasta cuando esto ocurra, el proceso efectivamente ha estado fuera de control, y podrían resultar malas consecuencias.

En ciertos casos las oscilaciones podrían no desaparecer del todo. Podrían en forma continua aumentar y aumentar hasta que el proceso está permanentemente fuera de control. Si el sistema de control es un sistema posicionador mecánico (servo sistema), estas oscilaciones podrían hacer que el mecanismo mismo oscilara y se destruyese.

Como puede verse, entonces, un buen sistema es aquel que es estable. A menos violencia en las oscilaciones de la variable controlada, más estable es, y mejor es el sistema.

9-3 EJEMPLOS DE SISTEMAS DE CONTROL DE BUCLA CERRADA

Normalmente es bastante fácil ver la correspondencia entre los componentes físicos reales y el diagrama de bloques generalizado de la Figura 9-3 cuando el sistema es un servo sistema. Para aprender a reconocer las funciones del diagrama de bloques de los componentes del sistema, consideraremos ahora algunos ejemplos de servo sistemas.

9-3-1 Servo mecanismo simple de cremallera y piñón

La Figura 9-4 muestra un sistema posicionador lineal. El indicador está amarrado a una cuerda delgada que rueda sobre una polea fija, alrededor de una polea móvil, y sobre otra polea fija y luego amarrada al objeto que debe posicionarse. El objeto está colocado sobre una cremallera cuyo piñón es manejado por el motor. Si el indicador se mueve a la izquierda en la escala, la polea móvil es levantada por la cuerda, haciendo que el contacto móvil del potenciómetro se mueva hacia arriba la misma cantidad. Cuando el contacto móvil del potenciómetro no está en el centro, el circuito puente desbalanceado entrega un voltaje de entrada al amplificador. La salida del amplificador hace girar el motor, el cual lleva el objeto hacia la izquierda. Cuando el objeto se ha movido la misma distancia que el indicador, la polea móvil regresa a su posición de reposo, y el contacto del potenciómetro queda de nuevo en el centro. El puente regresa a su condición de balance, produciendo cero voltaje de entrada al amplificador, lo cual para el motor.

Puede verse que siempre que el puente queda desbalanceado, enviará una señal de baja potencia al amplificador, el cual la amplificará para manejar el motor. El motor mueve el objeto controlado a una posición tal que el puente regrese a la posición de balance. Dado que el puente sólo está balanceado cuando la polea móvil se encuentre en su posición de reposo, el objeto controlado siempre se moverá exactamente la misma distancia que el indicador, debido a que solamente al hacer esto la polea móvil regresa a su posición de reposo.

En este sistema, la posición del indicador representa el valor de referencia. La posición del objeto representa la variable controlada. El conjunto cuerda y polea representa el comparador, siendo la posición instantánea de

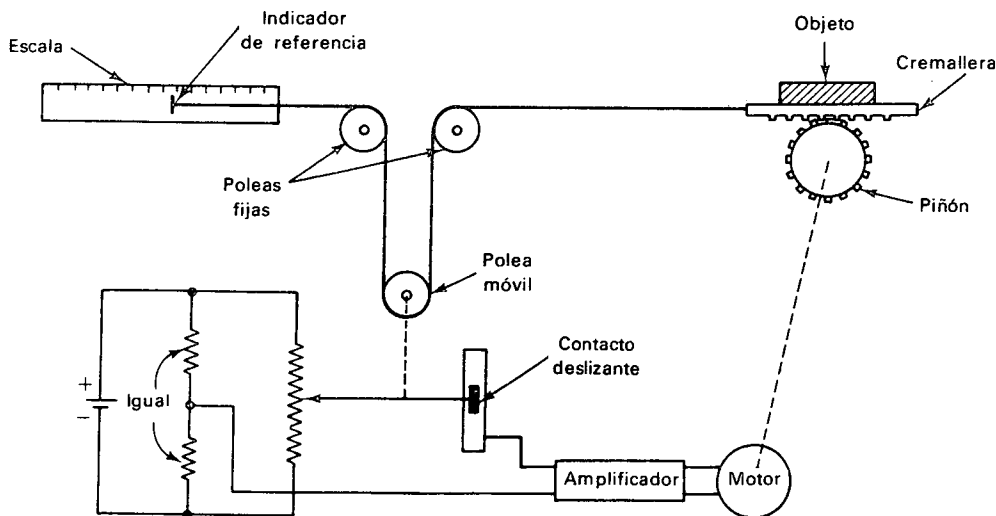


Figura 9-4 Sistema posicionador mecánico que utiliza una cremallera y un piñón. Este es un ejemplo simple de un servo mecanismo.

la polea la señal de error. El circuito puente es el controlador, y la señal de salida del controlador es el voltaje aplicado a la entrada del amplificador. El conjunto del motor con la cremallera y el piñón representan el dispositivo corrector final.

9-3-2 Máquina duplicadora de perfiles

La Figura 9-5 ilustra la misma idea aplicada a un mecanismo más elaborado. Este sistema es una máquina duplicadora de perfiles. La pieza patrón, o modelo, está ajustada a un soporte de montaje, así como la pieza virgen. El soporte de montaje es movido entonces lentamente hacia la izquierda. A medida que se mueve, la herramienta de corte movida por un motor, practica un perfil idéntico en la pieza de trabajo.

El sistema trabaja de la siguiente forma. El palpador rígido se mantiene cerrado contra el patrón por la acción de la tensión de un resorte colocado al lado derecho del pivote. A medida que el palpador se mueve hacia arriba y abajo, este movimiento es transmitido a la polea móvil por medio de la cuerda amarrada al lado derecho de la amarradura del palpador. Esta polea móvil está amarrada al contacto móvil del potenciómetro, a medida que la polea se mueve alejándose de su posición central, el puente se desbalancea. El puente desbalanceado maneja un amplificador el cual maneja un servo motor. El servo motor hace que la armazón se mueva arriba o abajo

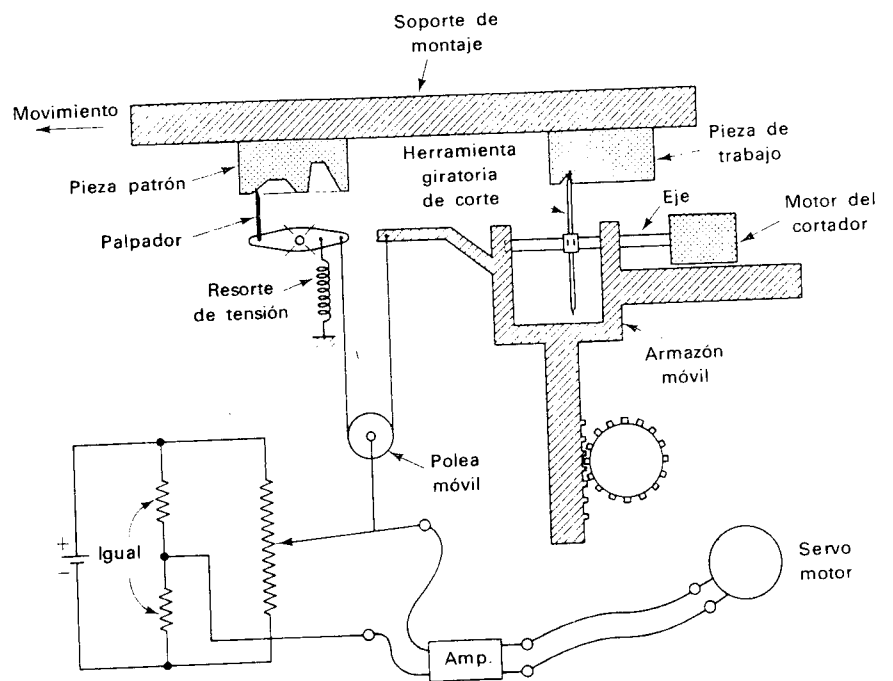


Figura 9-5. Máquina duplicadora de perfiles. Este es un ejemplo de servo-mecanismo más complejo.

la cantidad apropiada para conseguir que la polea móvil regrese a su posición central. A medida que se mueve la armazón, la herramienta giratoria de corte corta la pieza de trabajo. A medida que la herramienta de corte duplica la posición del palpador, el perfil cortado duplica el del patrón.

En este sistema realimentado, el valor de referencia es la profundidad del patrón, o posición del palpador. La variable controlada es la posición de la herramienta de corte, o, equivalentemente, la posición de la armazón móvil. Todas las otras partes del sistema ejecutan las mismas funciones del diagrama de bloques que las descritas en la Figura 9-4.

9-3-3 Sistema de control de temperatura con bimetal

La Figura 9-6 muestra un método popular para controlar temperatura el cual es utilizado en los sistemas de calefacción domésticos y en algunos sistemas industriales. La tira bimetal en forma de espiral es sumergida en el medio cuya temperatura se quiere controlar. Debido a que los dos metales que la forman tienen diferente coeficiente de dilatación, la espiral puede desenrollarse o enrollarse a medida que la temperatura de los metales cambia. Asumamos en este ejemplo que la tira espiral está construida con el metal de mayor coeficiente de dilatación en su interior, de modo que la espiral se *desenrolla* a medida que la temperatura *aumenta*. Unido al extremo de la espiral hay un interruptor de mercurio, un bulbo de vidrio sella-

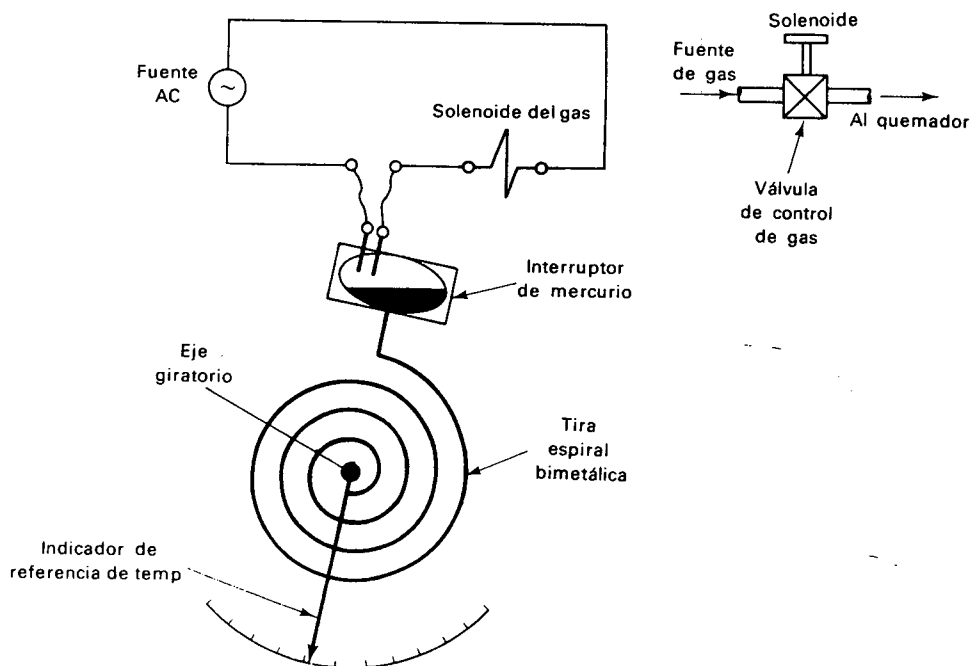


Figura 9-6. Sistema de bucla cerrada para controlar temperatura.

do que contiene mercurio líquido y dos electrodos. El mercurio, aun cuando es líquido bajo condiciones normales, es un metal y un excelente conductor eléctrico. Cuando el interruptor de mercurio se ladea hacia la derecha (rota en sentido de las manecillas del reloj) el mercurio se fluye hacia el lado derecho del bulbo y abre la conexión eléctrica entre los electrodos. Cuando el interruptor se ladea hacia la izquierda (rota en sentido contrario a las manecillas del reloj) el mercurio fluye hacia el lado izquierdo del bulbo y efectúa una conexión eléctrica entre los electrodos.

Cuando se abre el interruptor de mercurio, el solenoide del gas es desenergizado, y se cierra la válvula de control de gas, deteniendo el flujo de gas natural a través del tubo hacia el quemador. Cuando se cierra el interruptor de mercurio, energiza el solenoide del gas, abriendo la válvula de control de gas permitiendo que éste fluya hacia el quemador.

El eje al cual se encuentra unido el centro de la tira espiral bimetálica puede rotar. La posición de este eje determina la posición inicial de la tira espiral. La posición inicial de la tira espiral determina la temperatura deseada.

Veamos cómo trabaja el sistema. Si la temperatura está por debajo de la temperatura de control deseada, la tira espiral bimetálica tenderá a enrollarse. Esto hace que se cierre el interruptor de mercurio, energizando el solenoide del gas y encendiendo el quemador. A medida que la temperatura sube debido al calor entregado por la quema del gas natural, la espiral bimetálica se desenrolla. A una cierta temperatura, la tira se habrá desenrollado lo suficiente para abrir el interruptor de mercurio. Esto apaga el quemador. Con el quemador apagado, la temperatura desciende lentamente hasta hacer que la tira se enrolle lo suficiente para cerrar el interruptor de mercurio. El quemador se enciende de nuevo y vuelve a elevar la temperatura. El sistema continuará de esta forma para mantener la temperatura real cerca de la temperatura deseada.

El eje rotativo solidario al indicador de referencia conforma el valor de referencia en el diagrama de bloques generalizado. Para subir el valor de referencia, el indicador de referencia debe moverse a la derecha. El valor medido del diagrama de bloques es la cantidad que la tira espiral bimetálica se ha desenrollado. El comparador es el bulbo de mercurio; la posición del mercurio puede considerarse la señal de error. El mercurio en combinación con los electrodos forman el controlador. El dispositivo corrector final es la combinación válvula solenoide de gas y el quemador.

Su punto de vista podría ser que la válvula solenoide forma parte del controlador y que el quemador sólo representa el dispositivo corrector final. Este punto de vista también es razonable y podría adoptarse fácilmente. Esto nos pone de manifiesto que podría no existir una correspondencia uno a uno entre los componentes del sistema real y el diagrama de bloques generalizado de la Figura 9-3. La correspondencia puede ser bastante confusa.

9-3-4 Sistema de control de presión utilizando un motor-posicionador

Consideremos el sistema de control que se muestra en la Figura 9-7. La presión a un cierto punto de una cámara de proceso debe mantenerse a un

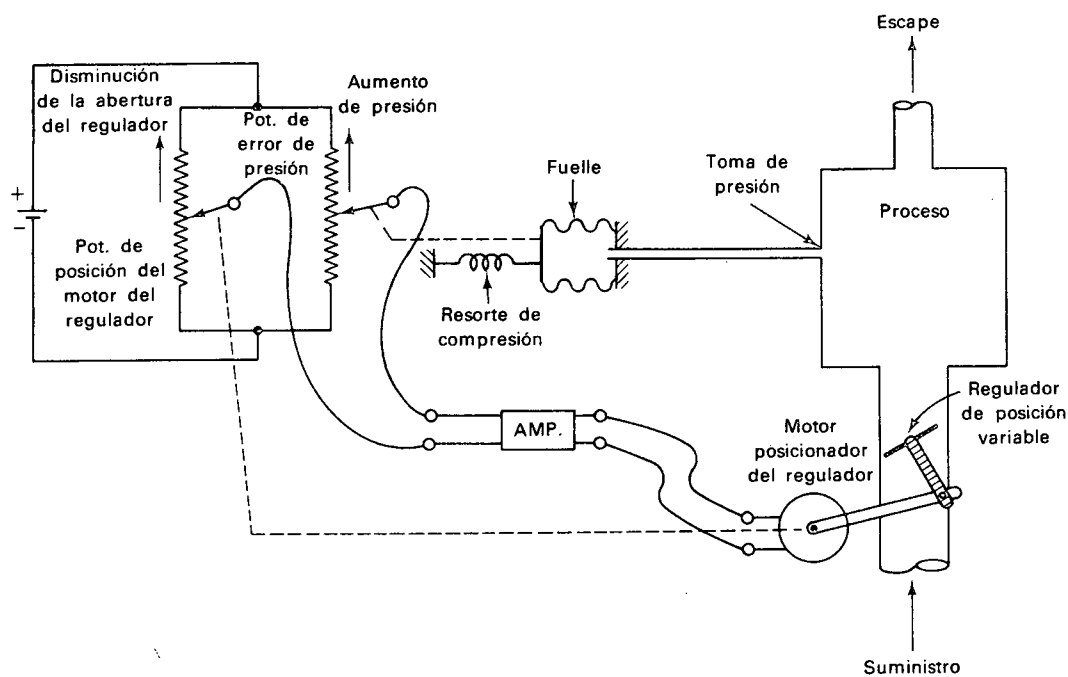


Figura 9-7. Sistema de bucla cerrada para controlar la presión de una cámara de proceso.

valor deseado. El método de ajuste es la posición variable de un regulador el cual es movido por un moto-posicionador de movimiento lento. Si el regulador en el ducto de entrada se abre un poco, la presión en la cámara tiende a aumentar. Si el regulador se cierra para restringir el flujo de entrada, la presión en la cámara tiende a bajar. Como comúnmente se hace, el motor del posicionador está manejado por un amplificador cuyo voltaje de entrada lo suministra un puente de Wheatstone.

La presión del proceso es detectada por un *fuelle*. A medida que la presión aumenta, el fuelle se expande, haciendo que su cara izquierda presione contra el resorte de compresión. El fuelle está unido al contacto móvil del potenciómetro de error de presión, de modo que a medida que la presión aumenta, el contacto móvil se mueve hacia arriba en la Figura 9-7. Por tanto si el sistema experimenta un disturbio que haga que la presión aumente por encima del valor deseado, el fuelle moverá hacia arriba el contacto móvil del potenciómetro de error de presión. Esto producirá un desbalance temporal del circuito del puente, de modo que se aplicará un voltaje a la entrada del amplificador.

El amplificador llevará al motor en la dirección correcta para mover hacia arriba el contacto móvil del potenciómetro de la izquierda. A medida que sucede esto el enlace del motor está cerrando el regulador. Cuando el movimiento del contacto del potenciómetro de la izquierda iguala el movimiento del contacto del potenciómetro de la derecha, el puente está balanceado de nuevo, y todos los movimientos se detienen. El regulador se detiene en una

posición de mayor cierre, de este modo limita el aumento de presión a una pequeña cantidad.

En este sistema el valor de referencia es el tornillo de ajuste del resorte de compresión, el cual puede alterar la fuerza que ejerce el resorte sobre la cara del fuelle. El dispositivo de medida es el fuelle mismo. Una baja presión produce la contracción del fuelle, moviéndose hacia su derecha; una alta presión produce la expansión del fuelle, moviéndose hacia su izquierda. El comparador es la combinación del resorte de compresión, el fuelle y el contacto móvil del potenciómetro. La posición del contacto móvil del potenciómetro representa la señal de error. Asumiendo que la posición media exacta significa cero error, entonces posiciones hacia arriba indican errores positivos (valor medido mayor que el valor de referencia) y posiciones hacia abajo indican errores negativos (valor medido menor que el valor de referencia).

La combinación del puente de Wheatstone, el amplificador y el motor posicionador pueden considerarse como el controlador. La posición variable del regulador es el dispositivo corrector final.

9-4 MODOS DE CONTROL EN SISTEMAS INDUSTRIALES DE BUCLA CERRADA

Como se mencionó en la Sección 9-2, la *manera* como el controlador reacciona a una señal de error es una indicación del modo de control. Es un poco difícil hacer una clasificación pormenorizada de los modos de control, pero generalmente se coincide en que hay cinco modos básicos, a saber:

- a. Todo o Nada
- b. Proporcional (P)
- c. Proporcional - Integral (PI)
- d. Proporcional - Derivativo (PD)
- e. Proporcional - Integral - Derivativo (PID)

La lista anterior está ordenada en orden de complejidad de los mecanismos y la circuitería involucrada. Es decir, el primer modo, Todo o Nada, es el más simple de implementar; a medida que nos movemos hacia abajo en la lista, la construcción física del controlador se vuelve más compleja. Naturalmente el modo más complejo de control es también el más difícil de entender.

En general, entre más difícil el problema de control, se debe ir más abajo en la lista para encontrar el modo apropiado de control. Sin embargo, en muchos procesos industriales el control necesario no es muy preciso; o la naturaleza del proceso podría ser tal que es fácil realizar un control preciso. En estas situaciones, los modos de control más simples son completamente adecuados. De hecho, el método más simple, Todo o Nada, es el más ampliamente utilizado. Es barato, confiable, y fácil de ajustar y mantener.

En este libro nos concentraremos en controles industriales eléctricos y electrónicos, de modo que los ejemplos específicos de los varios modos de control serán controladores eléctricos. Los principios involucrados son los mismos cuando se discuten controladores neumáticos, hidráulicos, o mecá-

nicos, aunque naturalmente los métodos de implementación son completamente diferentes.

En las secciones sucesivas de este capítulo, de la Sección 9-5 a la 9-9 estudiaremos cada uno de los cinco modos de control. Comenzaremos por el más simple hasta llegar al más complejo. Cada uno de los cinco modos se explica en términos de *temperatura* como la variable controlada. El control de temperatura es más fácil de visualizar que otras variables. Sin embargo, debemos tener presente que los principios discutidos en este capítulo son aplicables también al control de otras variables de proceso además de la temperatura.

9-5 CONTROL TODO O NADA

En el *modo de control Todo o Nada*, el dispositivo corrector final tiene solamente dos posiciones o estados de operación. Por esta razón, el control Todo o Nada también se conoce como *control de dos posiciones* y también como *control bang bang*. Si la señal de error es positiva, el controlador envía el dispositivo corrector final a una de las dos posiciones. Si la señal de error es negativa, el controlador envía el dispositivo corrector final a la otra posición. El control Todo o Nada puede visualizarse convenientemente considerando como dispositivo corrector final una válvula operada por un solenoide, como la vista en la Sección 9-3-3. Cuando la válvula es operada por un solenoide, la válvula está completamente abierta o completamente cerrada; no hay una posición intermedia. Por consiguiente una válvula operada por un solenoide encaja perfectamente en un sistema de control Todo o Nada. La Figura 9-8(a) muestra un gráfico de la posición del dispositivo corrector final (porcentaje de abertura de la válvula) para un control Todo o Nada ideal. En esta figura, se considera la temperatura como la variable controlada, con el valor de referencia en 120°F. Como puede verse, si el valor medido de temperatura es menor que 120°F aún por una cantidad muy pequeña, la válvula es posicionada 100% abierta. Si el valor medido de temperatura es mayor que 120°F aún por una cantidad muy pequeña, la válvula es abierta al 0%, o completamente cerrada.

La Figura 9-8(b) muestra una gráfica típica de valor medido de temperatura versus tiempo, con la posición de la válvula dibujada contra el mismo eje de tiempo. Notemos que el valor real de temperatura tiende a oscilar alrededor del valor de referencia. Esta es una característica universal del control Todo o Nada. Este gráfico en particular muestra un sobrepaso de 4°F en la dirección positiva y un sobrepaso de 4°F en la dirección negativa. Estos valores particulares se han tomado al azar. El sobrepaso real depende de la naturaleza completa del sistema y podría ser diferente en las direcciones positiva y negativa (el sobrepaso positivo podría ser diferente del sobrepaso negativo).

El sobrepaso sucede porque el proceso no puede responder instantáneamente al cambio de posición de la válvula. Cuando la temperatura está sufriendo, es debido a que la velocidad de entrada de calor es mayor que la velocidad de pérdida de calor en el proceso. Un corte rápido de la válvula no puede invertir instantáneamente esta tendencia, debido a que habrá

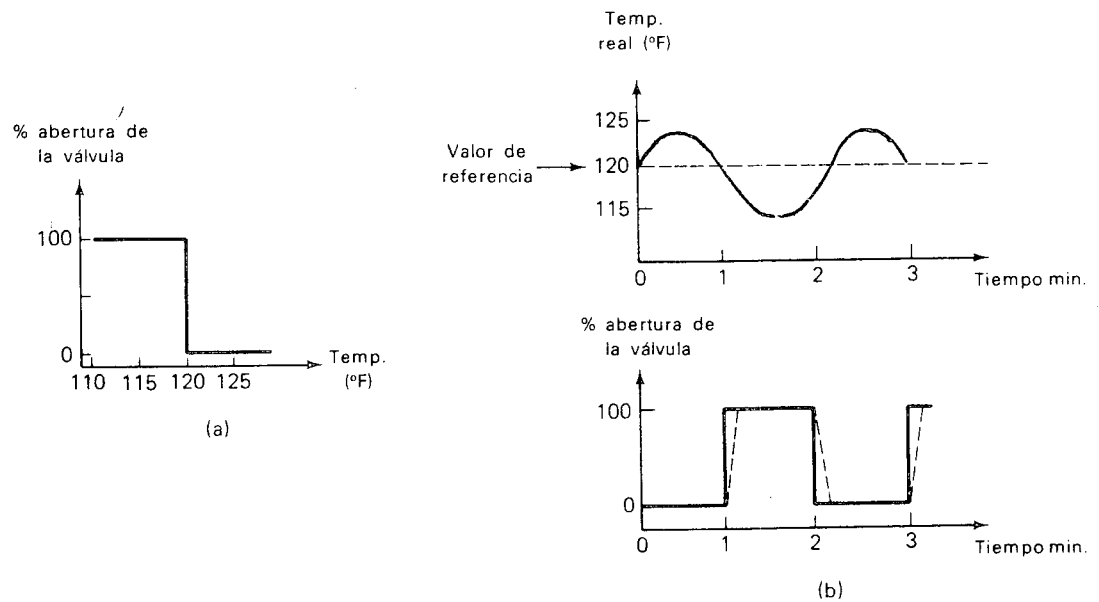


Figura 9-8. Gráficas concernientes al modo de control Todo o Nada. (a) Posición de la válvula versus temperatura medida, con un valor de referencia de 120°F. (b) Medida real de temperatura versus tiempo y abertura de la válvula versus tiempo. En la gráfica de abertura de válvula versus tiempo las líneas continuas son para válvulas de acción rápida y las líneas a trazos para válvulas de acción lenta.

calor residual almacenado en y alrededor del dispositivo calefactor el cual puede difundirse a través de la cámara de proceso. A medida que este calor residual se distribuye, temporalmente continúa haciendo aumentar la temperatura.

De la misma manera, una tendencia al descenso no puede invertirse instantáneamente porque se necesita un determinado tiempo para que se distribuya nuevo calor a través del proceso. Hasta cuando pueda ocurrir esta distribución, la tendencia al descenso continuará, produciéndose un sobrepaso negativo.

Para estar seguros, el sistema debe diseñarse para que mantenga una pequeña amplitud de las oscilaciones, pero tiende a producir una ocurrencia más frecuente. Esto agrava la otra desventaja del control Todo o Nada, como el desgaste del dispositivo corrector final producido por la frecuente operación. En este ejemplo específico, la válvula solenoide se desgastará más pronto si su frecuencia de abertura y cierre es más alta.

La gráfica de la posición de la válvula en la Figura 9-8(b) refleja el hecho que la válvula es abierta completamente cuando la temperatura está por debajo del valor de referencia y cerrada completamente cuando la temperatura está por encima del valor de referencia. Las líneas a trazos son para el caso en el cual la válvula no es una válvula de acción rápida. Esto se encuentra con frecuencia cuando la válvula es grande. Las válvulas grandes y pesadas no pueden ser operadas con éxito por medio de una acción rápida

y deben operarse lentamente. Un motorreductor y enlaces es el método más efectivo para accionar dichas válvulas.

9-5-1 Zona de actuación

Ningún controlador Todo o Nada puede exhibir la operación ideal graficada en las Figuras 9-8(a) y (b). Todos los controladores Todo o Nada tienen una pequeña *zona de actuación*, la cual se ilustra gráficamente en la Figura 9-9(a).

La zona de actuación de un controlador Todo o Nada está definida como el más pequeño rango de valores medidos que debe atravesar para hacer que el dispositivo corrector vaya de una posición a la otra. La zona de actuación está definida específicamente para un controlador Todo o Nada; no tiene significado una zona de actuación en los otros modos de control. Usualmente se expresa como un porcentaje de la plena escala.

La zona de actuación es una expresión del hecho que el valor medido debe pasar por encima del valor de referencia cierta pequeña cantidad (la señal de error debe alcanzar un cierto valor positivo) para poder cerrar la válvula. Igualmente, el valor medido debe caer por debajo del valor de referencia cierta pequeña cantidad (la señal de error debe alcanzar un cierto

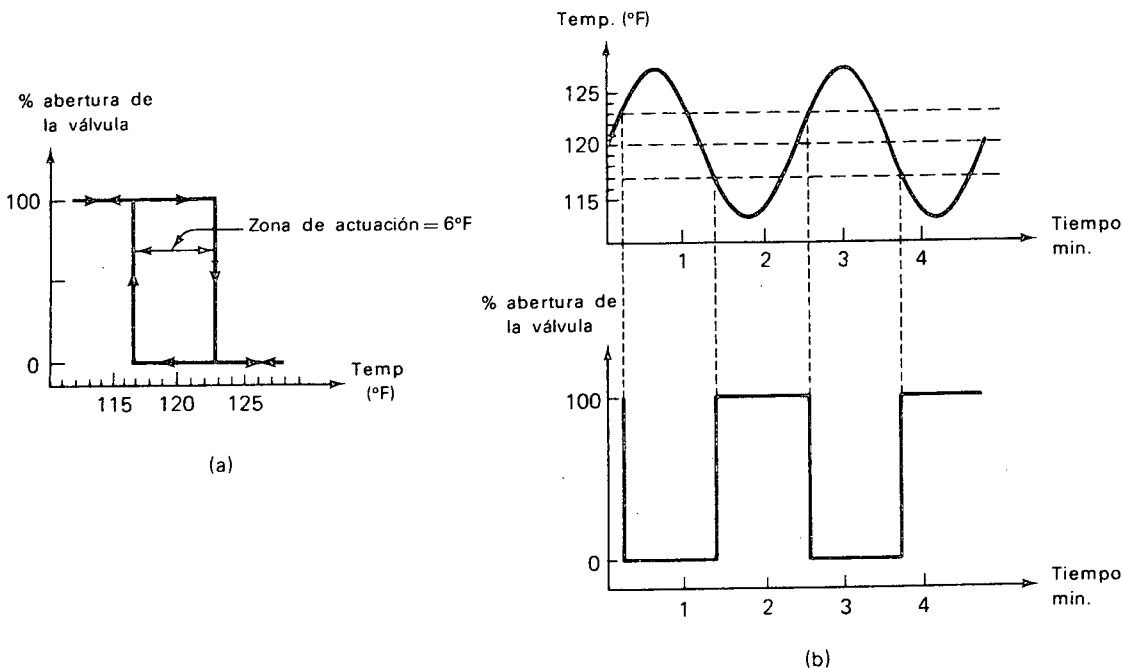


Figura 9-9. Gráficas que ilustran la zona de actuación en un control Todo o Nada. (a) Abertura de la válvula versus tiempo. El valor de referencia es 120°F, y la zona de actuación es 6°F. (b) Medida real de temperatura versus tiempo y posición de la válvula versus tiempo, con una zona de actuación 6°F.

valor negativo) para poder abrir la válvula. En el ejemplo dado en la Figura 9-9, la medida real de temperatura debe pasar 3°F por encima del valor de referencia para cerrar la válvula, y debe caer 3°F por debajo del valor de referencia para abrir la válvula. Por tanto el cambio más pequeño posible de temperatura que puede accionar la válvula de abierto a cerrado es 6°F. La zona de actuación es entonces 6°F.

La zona de actuación puede expresarse también como un porcentaje de la plena escala del controlador. Si el controlador tiene un rango de, digamos 60°F a 300°F, entonces el tamaño de este rango sería 240°F (300°F-60°F). Una temperatura de 6°F representaría un 2,5% de la totalidad del rango de control, dado que:

$$\frac{6^{\circ}\text{F}}{240^{\circ}\text{F}} = 0,025 = 2,5\%$$

Por tanto en este caso la zona de actuación podría expresarse como un 2,5% en lugar de 6°F.

El efecto práctico de la zona de actuación se muestra en el gráfico de tiempo de la Figura 9-9(b). Como puede verse la amplitud de la oscilación es más grande, pero la frecuencia de oscilación es más pequeña. Entonces la zona de actuación es una desventaja y una ventaja. Es una desventaja porque el valor medido instantáneo puede tratar de alejarse del valor de referencia, pero es una ventaja porque se reduce el desgaste del dispositivo corrector.

En muchos controladores Todo o Nada, la zona de actuación es fija. En tal caso, usualmente es menor que un 2% de la plena escala. Algunos controladores Todo o Nada tienen una zona de actuación ajustable de modo que el usuario puede seleccionar la cantidad que desee para su aplicación.

Si está familiarizado con circuitos y materiales magnéticos, reconocerá que la zona de actuación de un controlador Todo o Nada tiene el mismo efecto que la histéresis en un núcleo magnético. En general, cuando el sitio de conmutación de la variable dependiente depende no solo del *valor* de la variable independiente sino también de su *dirección de aproximación*, decimos que existe histéresis. Recordemos que también hablamos de histéresis en el Capítulo 5 en el control de potencia con triacs. En magnetismo, la variable dependiente es la densidad de flujo (B), y la variable independiente es la fuerza magnetomotriz (H). En el modo de control Todo o Nada la variable dependiente es la posición del dispositivo corrector final. (La válvula en una cualquiera de las posiciones abierta o cerrada), y la variable independiente es la señal de error.

Un buen ejemplo de un controlador Todo o Nada es el sistema de control de temperatura que utiliza la tira espiral y el interruptor de mercurio es la Sección 9-3-3. Mostraremos otros sistemas de control Todo o Nada en el Capítulo 12.

9-6 CONTROL PROPORCIONAL

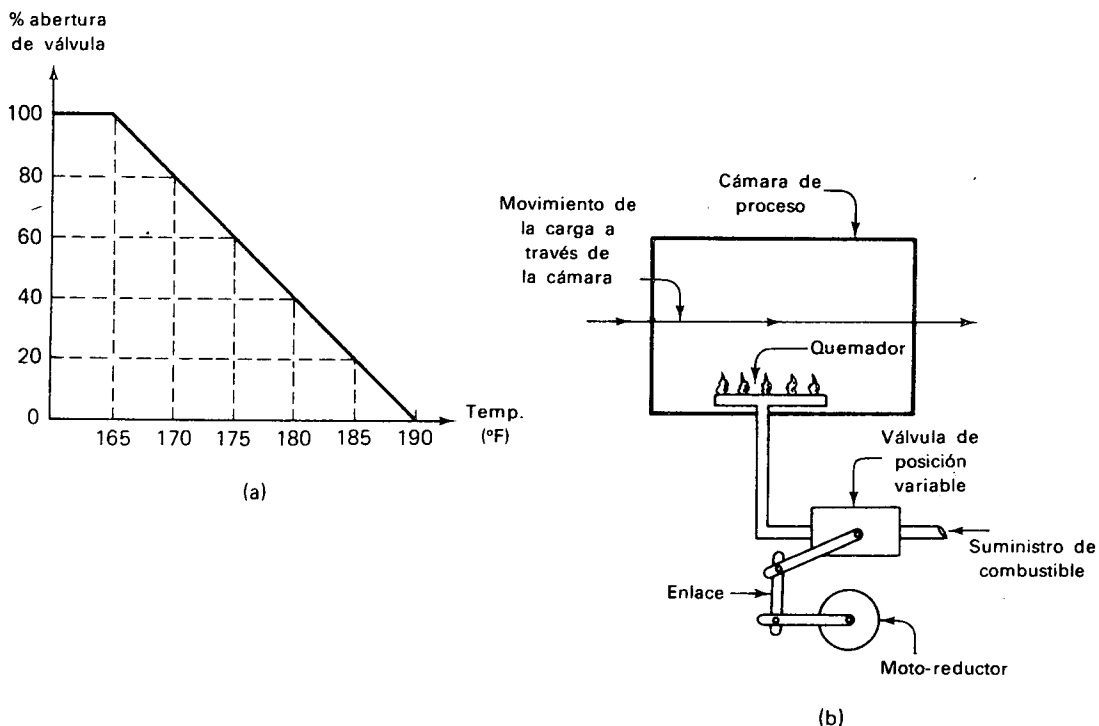
En el modo de control proporcional, el dispositivo corrector final no es forzado a tomar toda o ninguna posición. En lugar de esto, tiene un rango *conti-*

no de posiciones posibles. La posición exacta que toma es *proporcional* a la señal de error. En otras palabras, la salida del bloque controlador es *proporcional* a su entrada.

9-6-1 Banda proporcional

Asumamos que el dispositivo corrector final es una válvula de posición variable controlada por un moto-reductor lento y unos enlaces, podemos ilustrar los efectos del control proporcional dibujando un gráfico de porcentaje de apertura de la válvula versus temperatura. En la Figura 9-10(a) está hecho. Para visualizar lo que está sucediendo, imaginemos que la válvula está controlando el flujo de combustible a un quemador. Este conjunto está ilustrado esquemáticamente en la Figura 9-10(b). Cuando la apertura de la válvula es grande, se entrega más combustible, y más calor se libera en el proceso. Por tanto tiende a aumentar la temperatura del proceso. Cuando es pequeña la apertura de la válvula, menos combustible se entrega al quemador, y la temperatura del proceso tiende a bajar.

Figura 9-10. El modo de control proporcional. (a) Gráfica de posición de la válvula versus temperatura. La posición de la válvula es *proporcional* a la señal de error. (b). Distribución del sistema de control.



La Figura 9-10(a) muestra la relación proporcional entre el porcentaje de abertura de la válvula y la señal de error. Estudiemos cuidadosamente esta gráfica. Para comenzar, imaginemos que el valor de referencia es actualmente 180°F. Además, asumamos que la temperatura del proceso es mantenida en 180°F con una abertura de válvula del 40%. No habría manera de saber el porqué de esto, dado que el porcentaje de abertura de válvula necesario para mantener los 180°F dependería de muchas condiciones impredecibles del proceso. Cosas tales como la temperatura ambiente, la velocidad de absorción de calor por la carga, la presión de suministros de combustible, la capacidad calorífica del combustible, etc. tendrían un efecto sobre qué abertura de válvula sería necesaria. Por tanto simplemente *asumamos* que un 40% de abertura es correcto.

Ahora, si sucede algo que haga que cambie el valor medido de temperatura, la válvula asumirá una nueva posición de acuerdo con el gráfico de la Figura 9-10(a). Si por alguna razón la temperatura cayese a 175°F, la válvula deberá abrirse al punto del 60%. Esto producirá el consiguiente aumento de temperatura a 180°F. Si la caída original de temperatura fuese más drástica, digamos a 170°F, la válvula deberá abrirse a un 80%. Por tanto el controlador responde no sólo al hecho que el valor medido de temperatura fuese bajo; sino también a la *cantidad* de error. Entre más serio sea el error, más drástica es la acción de corrección. Esta es la diferencia esencial entre el control proporcional y el control Todo o Nada.

En esta situación la palabra proporcional es aplicada correctamente porque la cantidad de corrección introducida está en proporción con la cantidad de error. Cuando el error es 5°F (valor medido de 175°F), la válvula pasa de un 40% de abertura a un 60%; esto significa que recorre un 20% de su rango total. Si el error es dos veces más grande, a saber, 10°F (valor medido de 170°F), la válvula pasa de un 40% de abertura a un 80%, o recorre un 40% de su rango total. Entonces la acción de corrección es también dos veces más grande cuando el error es dos veces más grande. En general, un determinado cambio porcentual en el error ocasiona un correspondiente cambio porcentual en la posición de la válvula.

En el ejemplo mostrado en la Figura 9-10(a), una medida de temperatura de 165°F o menos hace que la válvula se abra en un 100%, y una medida de temperatura de 190°F o más hace que la válvula se abra en un 0%. La diferencia entre estos dos puntos se denominan *banda proporcional de control*. En este caso la banda proporcional es de 25°F. Dentro de la banda, la respuesta de la válvula es proporcional al cambio de temperatura; fuera de la banda la respuesta de la válvula cesa porque ha alcanzado sus límites.

Usualmente, la banda proporcional se expresa como un porcentaje de la totalidad del rango del controlador. Si el valor de referencia del controlador puede ajustarse en cualquier sitio entre 60°F y 300°F, como asumimos antes, se tiene un rango de ajuste de 240°F. La banda proporcional expresada en porcentaje daría:

$$\frac{25^{\circ}\text{F}}{240^{\circ}\text{F}} = 0,104 = 10,4\%$$

La definición formal de banda proporcional es la siguiente: Banda proporcional es el porcentaje del rango total del controlador en el cual el valor medido cambiaría en orden de producir que el dispositivo de corrección cambie en un 100%. La mayoría de los controladores proporcionales tienen

una banda proporcional ajustable, usualmente comprendida entre poco porcentaje a no muchos cientos por ciento.

Las Figuras 9-11(a) a (f) son representaciones gráficas de diferentes ajustes de la banda proporcional, cada par de gráficas tiene como base grados Fahrenheit y como base un porcentaje del rango total del controlador. Cualquier par de gráficas dibujada una a continuación de otra están dibujadas para el mismo porcentaje de banda proporcional, pero la de la izquierda está graficada versus temperatura y la de la derecha versus porcentaje del rango total del controlador. Es decir, la gráfica de la Figura 9-11(a) muestra el porcentaje de abertura de válvula versus *temperatura* para una banda proporcional del 20%, mientras que la gráfica de la Figura 9-11(b) muestra el porcentaje de abertura de válvula versus *porcentaje del rango total del controlador*, también para una banda proporcional del 20%.

Las gráficas de las Figuras 9-11(c) y (d) muestran lo mismo pero para una banda proporcional del 50%. Las gráficas de las Figuras 9-11(e) y (f) muestran nuevamente lo mismo pero para una banda proporcional del 100%.

En todos los casos, el rango del controlador se asume de 60°F a 300°F, lo cual proporciona un rango total de 240°F. En todas estas gráficas el eje vertical indica porcentaje de abertura de válvula, tal como se estableció antes.

En todas las gráficas tácitamente asumimos que el valor medido de temperatura se va a mantener al valor de referencia de 180°F con un 40% de abertura de válvula hasta cuando se produzca un disturbio lo cual altera la medida de temperatura.

Estas gráficas merecen un estudio cuidadoso. Estudiando y entendiendo completamente los números específicos indicados en estas gráficas, podemos alcanzar un conocimiento sólido del significado de banda proporcional.

Veamos paso a paso la interpretación de la gráfica de la Figura 9-11(a):

- a. Si la medida de temperatura es 180°F, la válvula tomará la posición correspondiente a 40% de abertura.
- b. Si la temperatura cae por debajo de 180°F, la válvula comenzará a abrirse más. Por ejemplo, a 172°F, la válvula estará casi al 57% de abertura. A 164°F, la válvula estará casi al 73% de abertura. Estos puntos pueden leerse de la gráfica. Cuando la temperatura medida caiga a 151,2°F, la válvula estará al 100% de abertura. Cualquier caída posterior de temperatura por debajo de este punto no producirá la correspondiente acción de corrección, dado que la válvula ha alcanzado su límite. (Afortunadamente, si el sistema está diseñado adecuadamente, la temperatura debería ser capaz de recobrase desde este nivel y comenzar a regresar cerca a los 180°F con un 100% de abertura de la válvula). La temperatura que produce una cobertura del 100% (151,2°F) está marcada específicamente en el eje horizontal de temperatura en la Figura 9-11(a).
- c. Si por cualquier razón la temperatura medida monta por encima de los 180°F, la válvula comenzará a cerrarse a menos del 40% de abertura. Por ejemplo, si la temperatura alcanzase 188°F, la válvula se cerraría a casi un 23% de abertura, en un esfuerzo para tratar de regresar la temperatura a 180°F. Si de alguna manera la temperatura alcanzase 199,2°F, la válvula se cerrará completamente, estará a un 0% de abertura. La temperatura exacta que produce una abertura del 0% está marcada específicamente en el eje

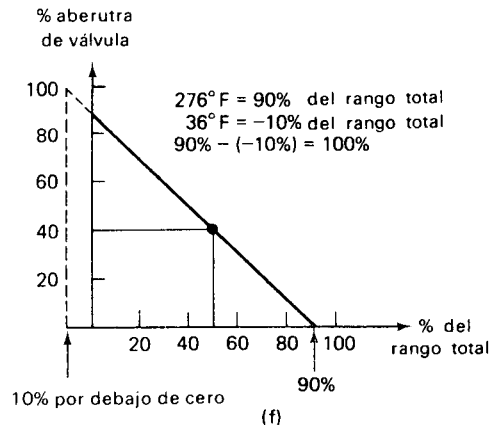
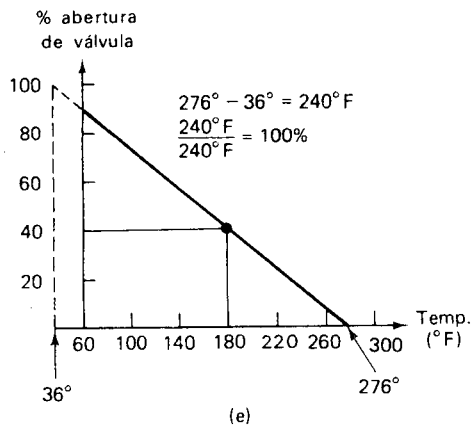
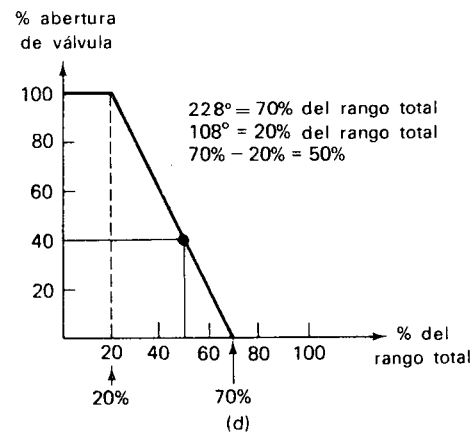
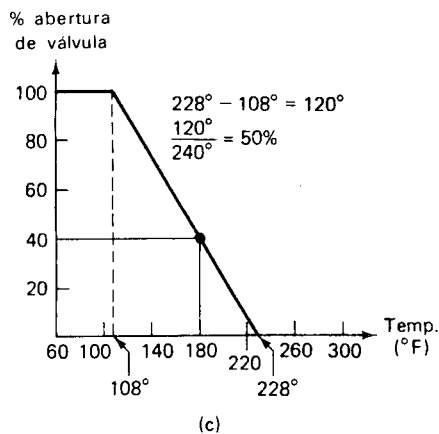
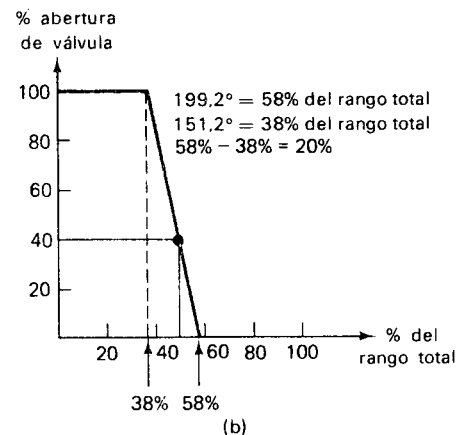
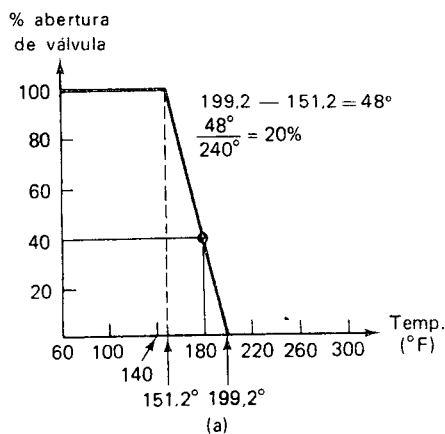


Figura 9-11. Gráficas de porcentaje de abertura de válvula versus temperatura y también versus porcentaje del rango total de control. (a) Banda proporcional = 20%. Abertura de válvula graficada versus temperatura. (b) Banda proporcional = 20%. Abertura de válvula graficada versus porcentaje del rango total de control. (c) Banda proporcional = 50%. Abertura de válvula graficada versus temperatura. (d) Banda proporcional = 50%. Abertura de válvula graficada versus porcentaje del rango total de control. (e) Banda proporcional = 100%. Abertura de válvula graficada versus temperatura. (f) Banda proporcional = 100%. Abertura de válvula graficada versus porcentaje del rango total de control.

horizontal de temperatura en la Figura 9-11(a). Mas allá de esta temperatura, se pierde el control porque la válvula ha llegado a su límite. Sin embargo, con la válvula completamente cerrada y por consiguiente no entra combustible al quemador en la Figura 9-10, la temperatura es forzada a caer y a regresar hacia los 180°F.

Para demostrar que la representación mostrada en la Figura 9-11(a) constituye una banda proporcional del 20%, miremos los cálculos que se muestran cerca a dicha gráfica. El rango de temperatura que hace que la válvula pase de abertura completa a cierre completo es de 151,2°F a 199,2°F, lo cual es un intervalo de 48°F. Un intervalo de 48°F representa un 20% del rango total del controlador, dado que:

$$\frac{48^{\circ}\text{F}}{240^{\circ}\text{F}} = 0,2 = 20\%$$

Por tanto la Figura 9-11(a) representa una banda proporcional del 20%.

Para ilustrar como se han hecho los cálculos de porcentaje en las gráficas del lado derecho, a saber, las Figuras 9-11(b), (d), y (f), veamos como se calcularon los valores 58% y 38% en la Figura 9-11(b).

La temperatura de 199,2°F es 139,2°F mayor que el menor valor de temperatura en el rango del controlador (60°F). Es decir,

$$199,2^{\circ}\text{F} - 60^{\circ}\text{F} = 139,2^{\circ}\text{F}.$$

Para calcular qué porcentaje es este valor del rango total del controlador, decimos:

$$\frac{139,2^{\circ}\text{F}}{240^{\circ}\text{F}} = 0,58 = 58\%$$

Por tanto el porcentaje del rango total del controlador que hace que la válvula pase a un cierre completo es 58%, y está marcado específicamente en el eje horizontal de la Figura 9-11(b).

Los cálculos anteriores se repiten para la posición de *abertura* completa:

$$151,2^{\circ}\text{F} - 60^{\circ}\text{F} = 91,2^{\circ}\text{F},$$

$$\frac{91,2^{\circ}\text{F}}{240^{\circ}\text{F}} = 0,38 = 38\%$$

El porcentaje exigido del rango total del controlador que hace que la válvula pase a una abertura completa es por consiguiente 38%, y está marcado específicamente en el eje horizontal de la Figura 9-11(b).

Como manera de asegurarnos si ha comprendido el significado de banda proporcional, podría verificar los cálculos que se dan a continuación en la Figura 9-11(d) para una banda proporcional del 50%. Luego podría efectuar los cálculos apropiados a la Figura 9-11(f) y verificar los valores marcados en el eje horizontal de la Figura 9-11(f).

En las Figuras 9-11(e) y (f) que son para una banda proporcional del 100%, las líneas se han *extrapolado* por debajo de 60°F. La extrapolación se ha dibujado a trazos porque dicha medida de temperatura es imposible; el controlador no puede detectar temperaturas por debajo de 60°F. Sin embargo, es conveniente imaginar de cualquier manera estas temperaturas porque facilitan los cálculos para demostrar la banda proporcional. En una situa-

ción real, esto significaría que la válvula no puede abrirse nunca hasta el 100%. El error necesario para abrir la válvula hasta allá está fuera del rango del controlador. La posición máxima de la válvula en esta situación sería del 90% de abertura. Puede chequear y verificar los cálculos que se presentan a continuación de las Figuras 9-11(e) y (f).

Variaciones en las condiciones del proceso. En todas las gráficas de la Figura 9-11 hemos asumido que el valor de referencia de temperatura de 180°F puede conseguirse con una abertura de válvula del 40%. Recordemos que esto podría cambiar drásticamente a medida que cambien las condiciones del proceso. Por ejemplo, se requeriría una abertura de válvula del 65% para mantener la temperatura en 180°F bajo condiciones mayores de carga; aun podría necesitarse una abertura de válvula del 90% bajo condiciones de gran carga. Si estas condiciones diferentes de carga existen realmente, las *pendientes* de las líneas permanecerían inalteradas, pero su *localización horizontal* en la gráfica cambiaría. Esta idea está ilustrada en la Figura 9-12 para una banda proporcional del 20%.

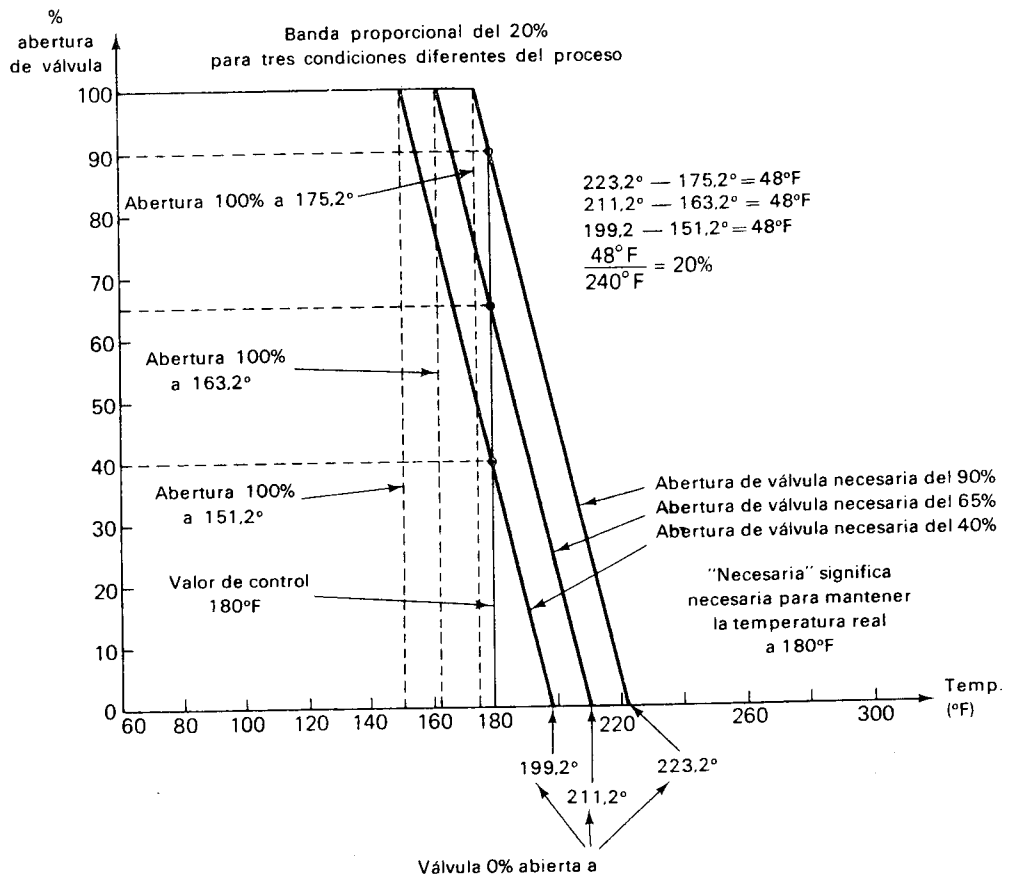


Figura 9-12. Gráficas de abertura de válvula versus temperatura con una banda proporcional del 20% para tres condiciones diferentes del proceso.

Veamos la interpretación de las gráficas de la Figura 9-12. La gráfica de la izquierda es para una abertura de válvula del 40% para producir una temperatura medida de 180°F, y es justamente una repetición de la gráfica de la Figura 9-11(a). La gráfica del centro de la Figura 9-12 es para una situación en la cual las condiciones del proceso han cambiado de modo que se necesita una abertura de válvula del 65% para producir una temperatura de 180°F. Notemos que la línea de temperatura de 180°F interseca la gráfica central en un 65% de abertura de válvula.

La gráfica central indica que la válvula estará completamente abierta a 163,2°F y completamente cerrada a 211,2°F. La banda proporcional de temperaturas es *todavía* 48°F, lo cual es un 20% del rango total del controlador. Lo único diferente entre las gráficas de la izquierda y del centro es la *localización horizontal*.

La gráfica de la derecha en la Figura 9-12 es para una situación en la cual las condiciones del proceso han cambiado más drásticamente, de modo que se necesita una abertura de válvula del 90% para producir una temperatura real de 180°F. Notemos que la línea de temperatura de 180°F interseca la gráfica de la derecha en un 90% de abertura de válvula.

En la gráfica de la derecha, la temperatura de abertura total es 175,2°F, y la temperatura de cierre total es 223,2°F. La banda de temperaturas es todavía 48°F, y la banda proporcional es por consiguiente todavía del 20%.

9-6-2 Los efectos del control proporcional

Discutamos ahora los efectos de control utilizando un modo de control proporcional. Como era de esperarse, elimina la oscilación permanente que siempre acompaña al control Todo o Nada. Podría haber una oscilación temporal hasta que el controlador se acomode en la temperatura final de control, pero eventualmente la oscilación desaparece si se ajusta apropiadamente la banda proporcional. Sin embargo, si la banda proporcional se escoge muy pequeña, de todos modos pueden ocurrir oscilaciones, porque una banda proporcional muy pequeña hace que el control proporcional opere de la misma forma que un control Todo o Nada. Piense cuidadosamente en esta frase. Si entiende que significa banda proporcional, entenderá por qué es verdadera esta afirmación.

Podemos ver que el modo de control proporcional tiene una ventaja importante sobre el control Todo o Nada. Elimina la constante oscilación alrededor del valor de referencia. Con esto proporciona un control de temperatura más preciso, y reduce el desgaste y rotura de la válvula. La válvula de posición variable se mueve solamente cuando sucede algún tipo de disturbio al proceso, y siempre se mueve de una forma menos violenta que una válvula de acción rápida. Su esperanza de vida es por consiguiente mayor que la de una válvula solenoide de acción rápida.

La Figura 9-13 muestra algunas respuestas típicas de un controlador proporcional de temperatura a un disturbio en la carga. En cada caso en la Figura 9-13, ha ocurrido un disturbio en la carga el cual tiende a bajar la temperatura. La Figura 9-13(a) muestra la respuesta para una banda proporcional angosta (10%). La aproximación del control es rápida, pero una vez allí, la temperatura oscila un poco antes de estabilizarse.

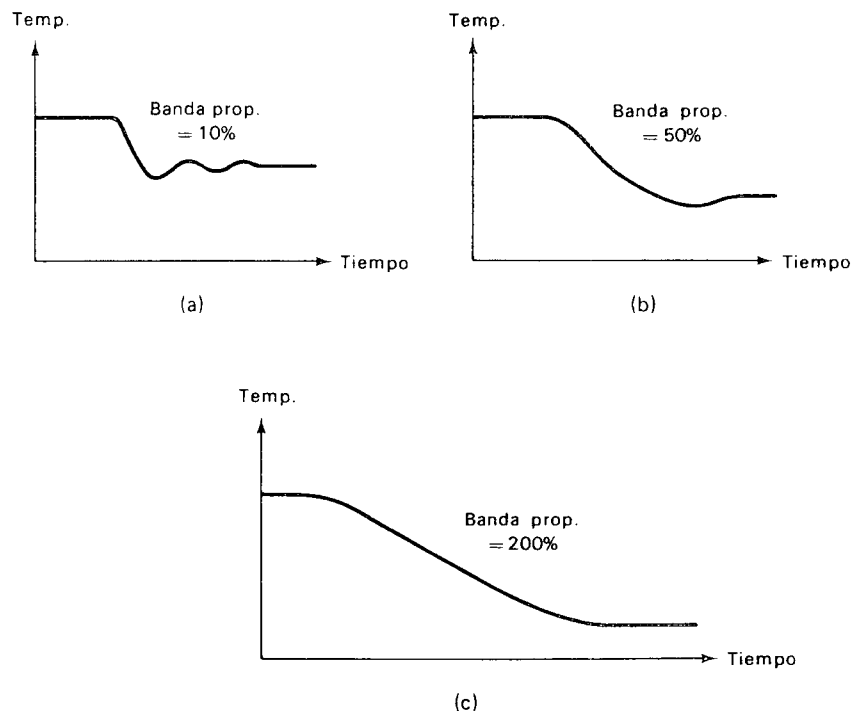


Figura 9-13. Gráficas de temperatura versus tiempo después de un disturbio en la carga. (a) Banda proporcional estrecha (10%). (b) Banda proporcional mediana (50%). (c) Banda proporcional amplia (200%).

En la Figura 9-13(b) una banda proporcional mediana (50%) produce una aproximación lenta al valor de control, y casi elimina la oscilación.

La operación de una banda proporcional grande (200%) se muestra en la Figura 9-13(c). El tiempo necesario para que el sistema alcance el valor de control es largo, pero una vez allí, la temperatura no experimenta ninguna oscilación.

Si pone especial atención al significado de las gráficas en la Figura 9-13, podría intranquilizarse. Los gráficos de temperatura versus tiempo en la Figura 9-13 muestran que después de un disturbio en la carga la medida real de temperatura *no regresa a su valor original de control*.

Una expectativa razonable de un controlador de temperatura es que regrese la temperatura real al valor de referencia después de un cambio en la carga. La Figura 9-13 muestra que un controlador proporcional no lo hace. Además, a mayor banda proporcional, mayor es la diferencia entre los dos valores de control antes y después del disturbio.

Para entender porqué esto es así, imaginemos nuevamente que el controlador proporcional mantiene una temperatura de control de 180°F con la válvula de control en un 40% de abertura. Si ocurre un disturbio el cual haga descender la temperatura (por ejemplo un aumento en la velocidad de pérdida de calor en las paredes de la cámara), la válvula se abrirá. El aumento del flujo de combustible tenderá a llevar la temperatura de nuevo

a los 180°F, pero no podrá recuperarse totalmente, porque el aumento de flujo de combustible es ahora un requerimiento permanente. La válvula de control debe *permanecer permanentemente más abierta* para satisfacer el aumento solicitado de calor de entrada. Dado que el porcentaje de abertura de la válvula es proporcional a la señal de error, un aumento permanente de la abertura de la válvula sólo puede suceder si hay un incremento permanente del error.

Viéndolo de otra manera, no podemos esperar que la temperatura se recobre completamente a 180°F, porque si sucediese, la válvula retornaría a la abertura del 40% tal como estaba antes que aumentase la demanda de calor. Si la válvula está en la misma posición anterior, ¿cómo podría satisfacer la demanda del proceso de más entrada de calor?

De cualquier manera que lo veamos, la temperatura no puede recobrase completamente a su nivel antes del disturbio. Con una banda proporcional estrecha, la recuperación es más cercana, porque toma solamente un pequeño incremento de error para producir un gran cambio en la posición de la válvula. Por tanto un aumento en la demanda de calor puede suministrarse con la introducción de un error permanente muy pequeño. Por otro lado, si la banda proporcional es ancha, necesita un error relativamente grande para producir la cantidad necesaria de cambio en la posición de la válvula. Por tanto un aumento en la demanda de calor sólo puede ser suministrado introduciendo un error permanente grande. Estas ideas están ilustradas en la Figura 9-13; la banda proporcional más ancha crea el mayor error permanente.

Estos serios defectos del modo de control proporcional significan que el control proporcional no es muy útil excepto en ciertos pocos tipos de procesos. Como afirmación general, podríamos decir que el control proporcional trabaja bien solamente en sistemas donde los cambios en el proceso son muy pequeños y lentos. Ayuda si el disturbio ocurre lentamente, porque entonces la banda proporcional puede ajustarse bastante estrecha, dado que no se produce mucha oscilación por un cambio *lento* en el proceso. La sola objeción a una banda proporcional estrecha es que podría causar oscilaciones al controlador de temperatura. Si es posible ajustar la banda proporcional fina y estrecha, puede mantenerse pequeño el error permanente.

9-6-3 Desbalance en control proporcional

Hemos considerado la falla en el retorno de la temperatura real a su valor original de control después de un disturbio en el sistema. Sin embargo, hemos abordado a propósito de error de temperatura controlada después del disturbio. En otras palabras, no nos hemos hecho la pregunta “¿Está la medida de temperatura real en concordancia con el valor de referencia *antes* que suceda el disturbio al sistema?”. La respuesta a esta pregunta es “probablemente no”. Hay solamente un único conjunto de circunstancias bajo las cuales un controlador proporcional puede siempre producir una exacta concordancia entre el valor medido de temperatura y el valor de referencia. La fortuna de que coincida tal conjunto de circunstancia es remota. Veamos porqué.

El diseño de controladores de temperatura reales es tal que absolutamente cero señal de error produce un 50% de abertura de la válvula de con-

trol (esto puede ser alterado por el usuario, pero consideremos que es exactamente el 50%). Es deseable el valor del 50% de modo que el controlador dispone de máximas correcciones iguales en ambas direcciones. Es decir, tiene tanta habilidad de corrección tanto para errores positivos como negativos. Ahora, bajo un conjunto dado de condiciones del proceso, una abertura de válvula del 50% producirá una temperatura dada fija que realmente ocurre en el proceso. Si el valor de referencia coincide con *esta temperatura particular*, entonces el controlador mantendrá la abertura de válvula en el 50% cuando el error sea cero, y una abertura del 50% hará que el valor medido coincida exactamente con el valor de referencia.

Por ejemplo, imaginemos un conjunto de condiciones del proceso tal que hacen que la temperatura se establezca exactamente en 700°F cuando la válvula de control está colocada a un 50% de abertura. Si sucede que *queremos* un valor de referencia de 700°F exactamente (lo cual es una fantástica coincidencia), entonces veamos qué sucederá. La temperatura subirá hacia los 700°F. Con una medida de temperatura por debajo de 700°F, el error será negativo, y la válvula abrirá más que el 50% de abertura. A medida que la medida real de temperatura se acerca a los 700°F, el error se vuelve más pequeño y más cercano al 50% de abertura es la abertura de la válvula. Al punto donde la medida de temperatura logre exactamente 700°F, el error será cero, y la válvula se posicionará exactamente al 50% de abertura. Dado que una abertura del 50% es justo lo necesario para mantener una temperatura de 700°F, no hay cambio adicional de temperatura, y el sistema controla a dicho valor.

Tengamos presente que es el *único* valor de referencia posible al cual el controlador podría producir una concordancia exacta. En cambio, si el valor de referencia fuese 705°F, la válvula tendría que abrirse más del 50% (digamos 50,2%) para alcanzar dicha temperatura. Para una abertura de la válvula del 50,2%, la señal de error deberá ser no cero. El error, en este caso, sería un pequeñísimo valor negativo. Entonces la medida de la temperatura real nunca podría subir exactamente a 705°F y se detendría alrededor de 704,9°F para mantener el error necesario para que la válvula permanezca abierta más del 50%.

Desde luego, y con una suerte normal, el valor de referencia que nosotros queremos será bastante diferente del valor de temperatura estable al 50% de abertura de válvula, de modo que el error permanente será mayor que el 0,1°F sugerido antes. Como ejemplo típico, si el valor de referencia fuese 950°F, la válvula debería finalmente abrir hasta un 75%, con el punto de control a 944°F. Los 6°F de diferencia permanente entre el valor de referencia y el valor de control se denomina *desbalance*. Entre más lejos se encuentre el valor de referencia de la temperatura de 50% de abertura, peor será el desbalance.

La idea del desbalance se muestra gráficamente en la Figura 9-14. En la Figura 9-14(a) en el primer valor de referencia existe un cierto desbalance. Cuando el valor de referencia se cambia en la misma dirección del primer desbalance, el nuevo valor de referencia resulta con un desbalance peor.

En la Figura 9-14(b), cuando se cambia el valor de referencia en la dirección contraria al primer desbalance, el nuevo valor de referencia produce un mejor (más pequeño) desbalance.

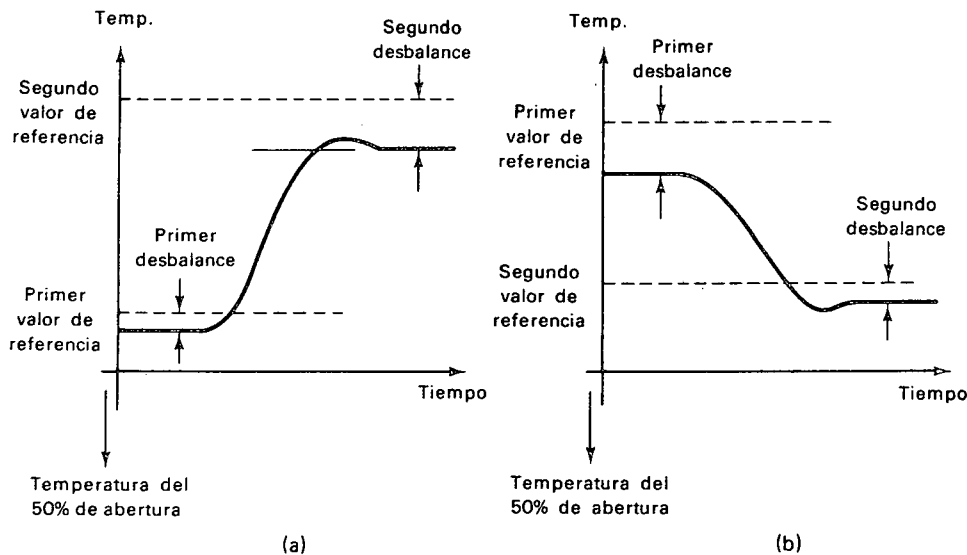


Figura 9-14. Gráficas de temperaturas versus tiempo que ilustran el problema del desbalance en control proporcional. En ambas gráficas se asume que la válvula está abierta más del 50%. (a) El desbalance empeora (más grande) cuando el valor de referencia se mueve por encima más lejos de la temperatura del 50% de abertura. (b) El desbalance mejora (más pequeño) cuando el valor de referencia se mueve cercano a la temperatura del 50% de abertura.

9-6-4 Controlador eléctrico proporcional de temperatura

En la Figura 9-15 se ilustra un ejemplo de un controlador proporcional de temperatura. Dos potenciómetros iguales están conectados en configuración puente, con los centros de ambos potenciómetros aterrizados. El potenciómetro de la derecha se denomina *pot de error*, y el potenciómetro de la izquierda del puente se denomina *pot de posición de la válvula*. Asumamos por el momento que el ajuste de la banda proporcional está completamente fuera (cortocircuitado). Entonces a cada posición que asuma el contacto móvil del pot de error, el contacto móvil del pot de posición de la válvula asumirá la misma posición. Por ejemplo si el contacto del pot error se mueve hacia arriba $200\ \Omega$, el puente desbalanceado entregará una señal al amplificador electrónico. Este operará el motor en dirección tal que el contacto del pot de posición de la válvula se moverá hacia arriba. Cuando el contacto del pot de posición de la válvula se haya movido hacia arriba los mismos $200\ \Omega$, el puente queda balanceado, la entrada al amplificador desaparece, y el motor se detiene. Por consiguiente el amplificador electrónico y el motor-reductor forzarán al pot de posición de la válvula a seguir al pot de error.

El contacto del pot de error es posicionado por la expansión del fuelle el cual presiona contra el resorte de valor de referencia. A medida que cambia la temperatura del proceso, la presión del fluido, en el bulbo sensor hermético, cambiará. Este cambio de presión se comunica al fuelle a través

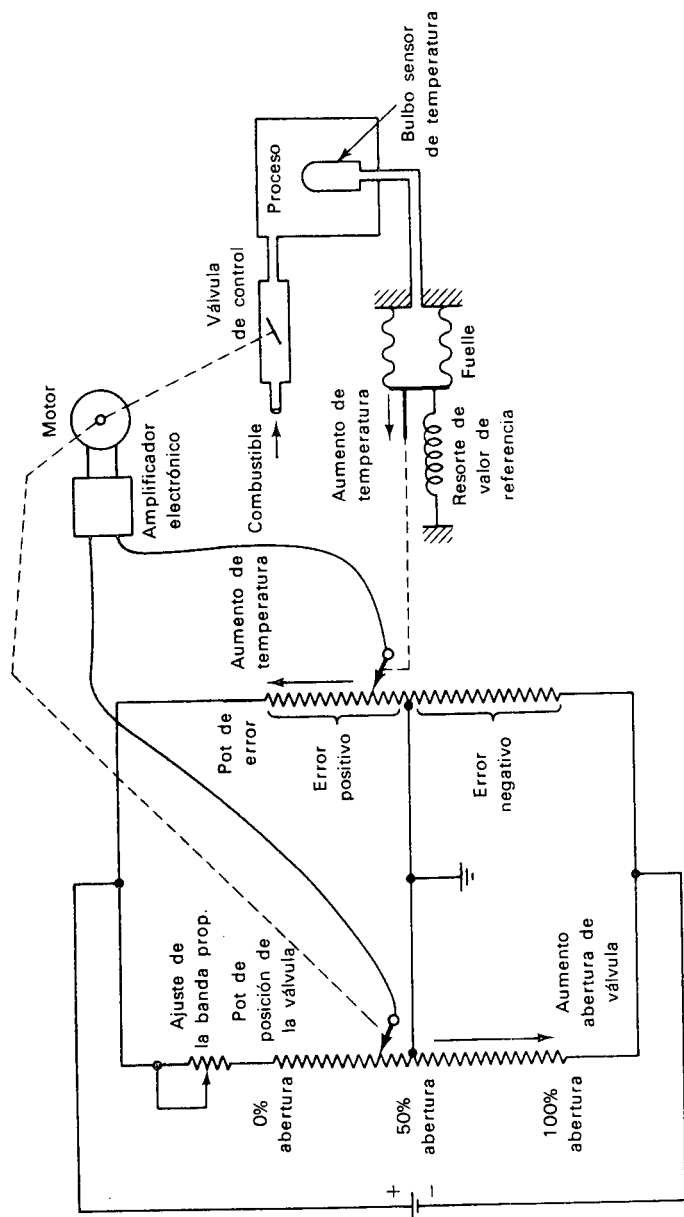


Figura 9-15. Método eléctrico de implementación del modo de control proporcional. La temperatura es la variable controlada.

de un tubo capilar. Altas temperaturas hacen que se expanda el fuelle hacia la izquierda, *contra* el resorte del valor de referencia. Bajas temperaturas hacen que se contraiga el fuelle hacia la derecha, *ayudado* por la presión del resorte de valor de referencia. El movimiento del fuelle es comunicado al contacto del pot de error. El valor de referencia se ajusta ajustando la compresión del resorte. Altos valores de referencia necesitan una mayor compresión, y bajos valores de referencia requieren de una menor compresión. Cuando la temperatura real está por encima del valor de referencia (error positivo), el contacto del pot de error se mueve por encima del punto medio. Cuando la temperatura real está por debajo del valor de referencia (error negativo), el contacto del pot de error se mueve por abajo del punto medio. La distancia al punto medio que se mueve el contacto del pot de error es proporcional al error.

Podemos ver que para cualquier cantidad de error dada hay una posición dada del contacto del pot de posición de la válvula que balancea el puente, y que la posición de la válvula es proporcional al error.

Para hacer más sensible el controlador (disminuir su banda proporcional), disminuimos el voltaje a través del pot de posición de la válvula. Esto se consigue ajustando el *pot de ajuste de la banda proporcional* localizado en la parte superior de la Figura 9-15. A medida que esta resistencia se aumenta, disminuye el voltaje a través del pot de posición de la válvula. Cuando esto sucede, el contacto del pot de posición de la válvula debe moverse *más* para equilibrar un determinado movimiento del contacto del pot de error. Mirándolo de otra forma, se necesitará menos movimiento del pot de error para producir un determinado movimiento del pot de posición de la válvula. Esto significa que se ha reducido la banda proporcional.

Como ejemplo, supongamos que el pot de error tiene 20 V aplicados entre sus terminales pero que el pot de posición de la válvula tiene solamente 10 V aplicados entre sus terminales debido al ajuste del pot de ajuste de la banda proporcional. Si el contacto del pot de error se mueve $100\ \Omega$, el pot de posición de la válvula debe moverse $200\ \Omega$ para producir un voltaje igual en su contacto móvil y nulificar la entrada al amplificador. Dado que un cambio de $200\ \Omega$ en el contacto del pot de posición de la válvula representa una determinada abertura, podemos ver que se ha ejecutado un determinado cambio en el porcentaje de abertura de válvula con un error de temperatura más pequeño que el necesario en otra circunstancia. Por consiguiente, se ha reducido la banda proporcional.

Un estudio cuidadoso de la Figura 9-15 revela porqué ocurre un desbalance permanente con este tipo de controlador eléctrico proporcional. Supongamos que controlamos exactamente al valor de referencia con una abertura del 50%. Si ocurre un disturbio en la carga que hace que suba la temperatura, el pot de error se moverá hacia arriba una cierta distancia. El pot de posición de la válvula deberá seguirlo en la misma distancia debido a la acción amplificador-motor. Esto produce una reducción el flujo de combustible, lo cual tiende a reducir la temperatura. A medida que la temperatura comienza a descender hacia el valor de referencia, el contacto del pot de error comienza a moverse hacia la posición central, y lo sigue el pot de posición de la válvula, y reabre un poquito la válvula. Esto continuará hasta el punto donde cualquier reducción adicional de temperatura producirá una abertura suficiente de la válvula que hará que la temperatura

suba de nuevo. Cuando encuentra este punto el sistema se estabiliza y se detienen todos los movimientos de los potenciómetros. Desafortunadamente, este punto de estabilización estará necesariamente por encima del valor de referencia de temperatura. En otras palabras, el pot de error nunca regresará a su punto central. No puede alcanzar el punto central porque si lo hiciera la válvula abriría a un 50% nuevamente, y ya sabemos que con una abertura del 50%, la temperatura aumenta. Lo cual fue la premisa de la discusión.

Por tanto el sistema se estabiliza en un nuevo punto de control el cual es un poquito más alto en temperatura que el valor de referencia original. A dicha estabilización, el pot de error está un poco por encima del centro, indicando un error positivo; el potenciómetro de posición de la válvula está también un poco por encima del centro, indicando que la abertura es un poco menos del 50%. Se ha establecido un desbalance permanente.

9-7 CONTROL PROPORCIONAL-INTEGRAL

En la Sección 9-6 mostramos que el control proporcional elimina la oscilación en la variable medida y reduce el desgaste de la válvula de control, pero introduce un desbalance permanente en la variable medida. El control estrictamente proporcional puede utilizarse solamente cuando los cambios en la carga son pequeños y lentos y la variación en el valor de referencia es pequeño. Este punto se discutió en la Sección 9-6. Para las situaciones de proceso más comunes, en las cuales los cambios en la carga son grandes y rápidos, y el valor de referencia puede variar considerablemente, el *modo de control proporcional integral* se adapta mejor. Al control proporcional-integral también se le denomina control proporcional-reposicionador.

En el control proporcional-integral, la posición de la válvula de control está determinada por dos factores:

- a. La magnitud de la señal de error. Esta es la parte proporcional.
- b. La *integral con respecto al tiempo de la señal de error*; en otras palabras, la magnitud del error multiplicada por el *tiempo* que ha permanecido. Esta es la parte integral.

Dado que la válvula puede responder a la integral con respecto al tiempo del error, cualquier desbalance permanente del error que resulte del control proporcional sólo es corregido eventualmente a medida que pase el tiempo. Podemos verlo de esta manera: La parte de control proporcional posiciona la válvula en proporción al error que exista. Entonces la parte de control integral se da cuenta que existe un pequeño error (desbalance). A medida que pasa el tiempo, la parte integral mueve la válvula *un poco más* en la misma dirección, por consiguiente ayuda a reducir el desbalance. Eventualmente, el error se reducirá a cero, y la válvula detendrá su movimiento. El movimiento se detiene porque a medida que pase más tiempo, la integral con respecto al tiempo del error no aumenta más, debido al hecho que el error ahora es cero.

Para entender la acción de la parte integral en dicho controlador, es de utilidad estudiar el diagrama esquemático que muestra la manera como

podría implementarse. Refirámonos a la Figura 9-16. Muestra el mismo controlador de la Figura 9-15 con la excepción que se ha adicionado la parte integral para formar un controlador proporcional-integral.

La mejor forma de visualizar el funcionamiento de este controlador proporcional-integral es centrándonos en el circuito RC conectado al contacto del pot de posición de la válvula. Recordemos que el condensador no puede cargarse instantáneamente y algunas veces toma bastante tiempo para desarrollar una cantidad apreciable de voltaje. Este es el caso en este circuito, porque la constante de tiempo RC es bastante grande. Cuando el contacto del pot de posición de la válvula se mueve fuera de su punto central y aplica un voltaje al circuito RC , en el primer instante todo el voltaje aparece a través de R porque C está completamente descargado. A medida que pasa el tiempo, C comienza a cargarse, y entonces *reduce* el voltaje a través de R . El voltaje a través de R es igual al voltaje del contacto (potencial entre el contacto y tierra) menos el voltaje en el condensador. A medida que se carga el condensador, el voltaje en la resistencia disminuye.

Imaginemos ahora que el controlador está controlando justamente en el valor de referencia con un 50% de abertura de válvula. Al igual que en la Sección 9-6, asumamos que está cortocircuitado el ajuste de la banda proporcional. Si ocurre un disturbio en el proceso el cual hace que aumente la temperatura, el pot de error se moverá una cierta cantidad hacia arriba. El pot de posición de la válvula debe seguirlo hacia arriba la misma cantidad, debido a la acción del Amplificador-motor. Entonces se reduce el porcentaje de abertura de la válvula, y la temperatura es corregida *parcialmente*, y se establece un cierto desbalance. El error de desbalance es debido al hecho que el pot de error debe *permanecer* fuera de su centro para poder mantener la válvula escasamente cerrada, tal como se explicó detalladamente en la Sección 9-6-4.

Para concretar nuestra discusión del control integral, asumamos una situación específica. Asumamos que el voltaje en el contacto del pot de error es $+1$ V relativo a tierra y que el voltaje en el contacto del pot de posición de la válvula es también $+1$ V relativo a tierra. Por consiguiente el voltaje aplicado al amplificador; que es la diferencia entre estos dos, es 0 V. Por tanto el motor está detenido.

A medida que pasa el tiempo, C comienza a cargarse, con el $+$ arriba y el $-$ abajo. Esto reduce el voltaje a través de R , digamos a 0,75 V. Ahora el voltaje al amplificador es la diferencia entre 1,0 a 0,75 V, la cual es de 0,25 V. Estos 0,25 V son amplificados y hacen que el motor gire más en la *misma dirección* (cerrando la válvula). El contacto del pot de posición de la válvula se moverá hacia arriba hasta que su voltaje sea 1,25 V, lo cual de nuevo nulifica al amplificador. Por tanto el flujo de combustible se reduce aún más, y la temperatura se acerca al valor de referencia. Ahora el voltaje del contacto del pot de error se reduce a medida que se reduce a cero el error de temperatura.

A medida que pasa más el tiempo, C continúa cargándose, de este modo reduce constantemente el voltaje a través de R , el cual es la señal de una de las entradas al amplificador. Por el tiempo que el error es distinto de cero, y con el pasar del tiempo el voltaje a través de R se reduce a un valor *menor* que el voltaje del contacto del pot de error; esto continuará llevando hacia arriba el pot de posición de la válvula, cerrando más y más la válvula. Even-

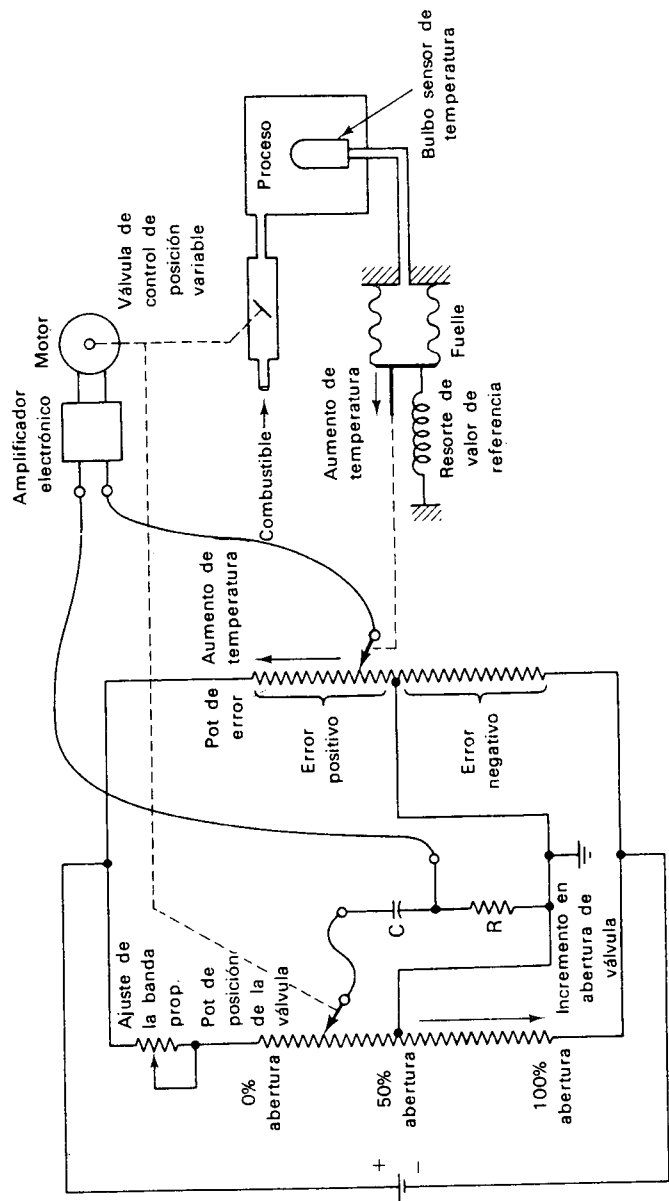


Figura 9-16. Método eléctrico para implementar un modo de control proporcional-integral.

tualmente la temperatura se reducirá al valor de referencia, haciendo que el pot de error regrese a su centro. Esto aplica 0 V a la entrada del amplificador conectada al contacto del pot de error. Al mismo tiempo, el condensador alcanzará plena carga, y el voltaje a través de R será cero, aplicando 0 V a la otra entrada del amplificador. Por tanto la válvula se detendrá en la posición correcta para mantener la temperatura justo en el valor de referencia.

La posición final de los potenciómetros es ahora bastante diferente de lo que sería para un control estrictamente proporcional. El contacto del pot de error está centrado, y el contacto del pot de posición de la válvula está desplazado hacia arriba lo suficiente para establecer el flujo apropiado de combustible al proceso. No hay manera de saber de antemano a qué porcentaje de abertura se establecerá.

Podemos ver que la posición de la válvula de control es determinada *inicialmente* por la parte de control proporcional, pero *finalmente* se establece una posición determinada parcialmente por la parte de control integral. La importancia relativa de las partes de control proporcional e integral puede variarse ajustando la resistencia R . En la mayoría de los controladores, R es un potenciómetro, de modo que puede ajustarse la constante de tiempo RC . Cuando la constante de tiempo es grande (R grande), la parte integral es menos efectiva (lenta para producir el efecto buscado). Cuando la constante de tiempo es pequeña (R pequeña), la parte integral es más efectiva. La Figura 9-17 muestra los efectos en el control cuando se cambia la constante de tiempo.

En la mayoría de los controladores industriales, la constante de tiempo de integración no se utiliza como referencia. En lugar de ello, se habla del *recíproco* de la constante de tiempo de integración. Esta variable se denomina *razón de reposición*. El término razón de reposición puede parecer confuso si está acostumbrado a pensar en términos de constante de tiempo. Sin embargo, recuerde solamente que cuando la razón de reposición es baja (constante de tiempo grande) la parte integral es lenta en producir el efecto buscado por el proceso. Cuando la razón de reposición es alta (constante de tiempo pequeña), la parte integral del control produce rápidamente el efecto buscado por el proceso.

La Figura 9-17(a) muestra una gráfica de posición de la válvula (porcentaje de abertura) versus tiempo para una gran constante de tiempo de integración (baja razón de reposición). Hacia arriba en el eje vertical significa un incremento en la abertura de la válvula, y hacia abajo en el eje vertical significa una reducción en la abertura de la válvula.

La Figura 9-17(b) muestra la medida real de temperatura versus tiempo para una gran constante de tiempo. Las gráficas de las Figuras 9-17(a) y (b) deben considerarse como un par. Las gráficas de las Figuras 9-17(c) y (d) conforman otro par, para una constante de tiempo mediana, y las de las Figuras 9-17(e) y (f) conforman el tercer par, para una pequeña constante de tiempo.

Miremos primero las Figuras 9-17(a) y (b) para una constante de tiempo grande (baja razón de reposición). Como puede verse, se produce un cambio inicial en la posición de la válvula debido al apareamiento repentino de un error cuando sucede un disturbio en la carga. Después de esto, la válvula lentamente se cierra más en un esfuerzo para corregir el desbalance

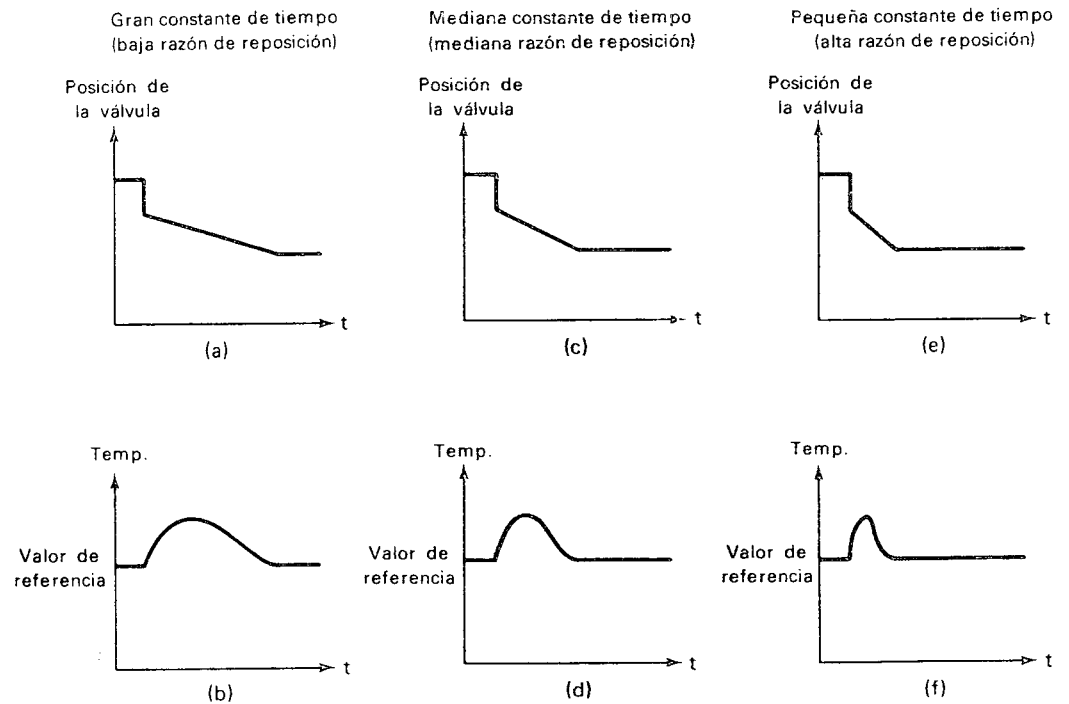


Figura 9-17. Gráficas de posición de la válvula versus tiempo y temperatura real versus tiempo después de un disturbio. El modo de control es proporcional-integral. (a) y (b) Gran constante de tiempo de integración. (c) y (d) Mediana constante de tiempo de integración. (e) y (f) Pequeña constante de tiempo de integración.

resultante. Debido a la lenta reacción de la parte integral, la temperatura real lentamente regresa a su valor de referencia, tal como se aprecia en la Figura 9-17(b).

En la Figura 9-17(c), la válvula reacciona más rápidamente al desbalance de error debido a la constante de tiempo de integración mediana. Por tanto, la temperatura regresa más rápido a su valor de referencia como lo muestra la Figura 9-17(d).

En la Figura 9-17(e), la válvula reacciona muy rápidamente al desbalance de error debido a la pequeña constante de tiempo de integración (alta razón de reposición). La temperatura regresa rápidamente a su valor de referencia tal como lo muestra la Figura 9-17(f).

En la Figura 9-17, la válvula se muestra yendo más hacia el *cierre*. Esto corresponde a un disturbio inicial el cual hizo que *umentase* la temperatura del proceso. Si el disturbio inicial al proceso hubiese sido en la otra dirección, tendiente a llevar la temperatura real a un valor más bajo, la válvula iría más hacia la *apertura*, pero la operación general habría sido igual.

Todas las gráficas en la Figura 9-17 son algo idealizadas. En la realidad, la temperatura no recupera su valor de referencia tan suavemente. En lugar de ello, oscilaría un poco en su camino al valor de referencia, y proba-

blemente hará al menos una oscilación alrededor del valor de referencia una vez lo ha recobrado. Las gráficas de la Figura 9-17 se han dibujado idealizadas para ilustrar con más claridad los efectos de la variación de la razón de reposición.

Hay un límite de qué tan alta puede ajustarse la razón de reposición. Si se hace muy grande, la temperatura puede caer en una oscilación prolongada después de un disturbio.

El modo de control proporcional-integral se ajusta a la mayoría de las situaciones de control. Puede controlar bastante bien grandes cambios en la carga y grandes variaciones en el valor de referencia, esto sin oscilaciones prolongadas, ni desbalances permanentes, y una rápida recuperación después de un disturbio.

9-8 CONTROL PROPORCIONAL-INTEGRAL DERIVATIVO

Aún cuando el control proporcional-integral es adecuado para la mayoría de las situaciones de control, no es adecuado para *todas* las situaciones. Hay algunos procesos que presentan problemas de control muy difíciles que no pueden manejarse por un control proporcional-integral. Específicamente, aquí tenemos dos características de proceso que presentan dichos problemas difíciles de control para los cuales no es suficiente un control proporcional-integral:

- a. Cambios muy rápidos en la carga.
- b. Retardos de tiempo grandes entre la aplicación de la acción correctora y el apareamiento de los resultados de dicha acción en la variable medida.

En los casos donde uno cualquiera (o ambos) de estos dos problemas prevalezca, la solución puede ser un control *proporcional-integral-derivativo*. El término *control derivativo* se denomina también *razón de control*.* En el control proporcional-integral-derivativo la acción correctora (la posición de la válvula) es determinada por tres factores:

- a. La magnitud del error. Esta es la parte proporcional.
- b. La integral con respecto al tiempo del error o la magnitud del error multiplicada por el tiempo que ha permanecido. Esta es la parte integral.
- c. La razón de tiempo de cambio del error; un rápido cambio en el error produce una acción correctora mayor que un cambio lento en el error. Esta es la parte derivativa.

En un sentido intuitivo, la parte derivativa del controlador intenta “mirar adelante” y prevee que el proceso sufrirá un gran cambio basándose en las medidas actuales. Es decir, si la variable medida está cambiando muy rápidamente, es seguro que tratará de cambiar en una gran cantidad. Siendo éste el caso, el controlador trata de “anticiparse” el proceso aplicando

*No confunda la “razón de control” con la frase “razón de reposición”. La razón de control se refiere a un control que tenga parte derivativa. La razón de reposición se refiere al ajuste de la constante de tiempo de integración en control integral. Desafortunadamente debido a que los pioneros en la tecnología de control de procesos utilizaron la misma palabra para expresar ideas diferentes, nosotros lo heredamos.

más acción correctora que la que aplicaría un control proporcional-integral solo.

Como antes, para entender que hace el control derivativo, es de utilidad estudiar el diagrama esquemático de la implementación de un controlador derivativo. Para evitar mezclar las partes integral y derivativa, primero mostramos el esquema de un controlador proporcional-derivativo en la Figura 9-18. La totalidad del controlador proporcional-integral-derivativo se muestra en la Figura 9-19.

9-8-1 Controlador eléctrico proporcional-derivativo

Un control proporcional-derivativo, como el ilustrado en la Figura 9-18, rara vez se utiliza en el control industrial de temperatura. Aquí se presenta solamente para ilustrar la parte derivativa de un controlador proporcional-integral-derivativo. Sin embargo el control proporcional derivativo es popular en los sistemas industriales de servo-control.

Centrémonos en el circuito RC conectado entre el contacto del pot de posición de la válvula y tierra. Notemos que las posiciones del condensador y la resistencia se han invertido con relación a las posiciones del controlador integral de la Figura 9-16. Nuevamente, recordemos el hecho que siempre transcurre una cierta cantidad de tiempo para cargar el condensador a través de la resistencia.

Si ocurre un disturbio que haga aumentar la temperatura del proceso, el pot de error se desplazará hacia arriba una cierta distancia. El pot de posición de la válvula intentará seguirlo debido a la acción amplificador-motor. Sin embargo, para nulificar el voltaje de entrada al amplificador, el voltaje a través del condensador debe ser igual al voltaje del contacto del pot de error. Dado que el voltaje a través del condensador está atrasado respecto al voltaje del contacto del pot de posición de la válvula debido a la constante de tiempo de retardo RC , el pot de posición de la válvula será *sobrecorregido*. Es decir, deberá moverse más arriba de lo que normalmente necesitaría para nulificar el amplificador.

Además, la cantidad en la cual sobrecorrije depende de qué tan rápidamente cambia el error. Si el error cambia lentamente, el contacto del pot de posición avanzará lentamente, y el condensador tendrá tiempo de cargarse y seguir al voltaje del contacto del pot de posición. Por tanto no será necesaria mucha sobrecorrección.

Por otro lado, si el error está cambiando rápidamente, el contacto del pot de posición seguirá rápidamente, y el condensador se atrasará respecto al voltaje del contacto del pot de posición. Por tanto será necesaria una gran sobrecorrección para mantener el amplificador nulificado (para mantener el voltaje del condensador igual al voltaje del contacto del pot de error).

En esta forma, la parte derivativa del controlador responde a la *rata de cambio* del error; introduce un ajuste adicional en la posición de la válvula más allá del que producirá el controlador proporcional solo. La cantidad de movimiento adicional depende de la rapidez en el cambio del error.

En un verdadero controlador industrial, la resistencia R es un potenciómetro, de modo que puede variarse la constante de tiempo de derivación.

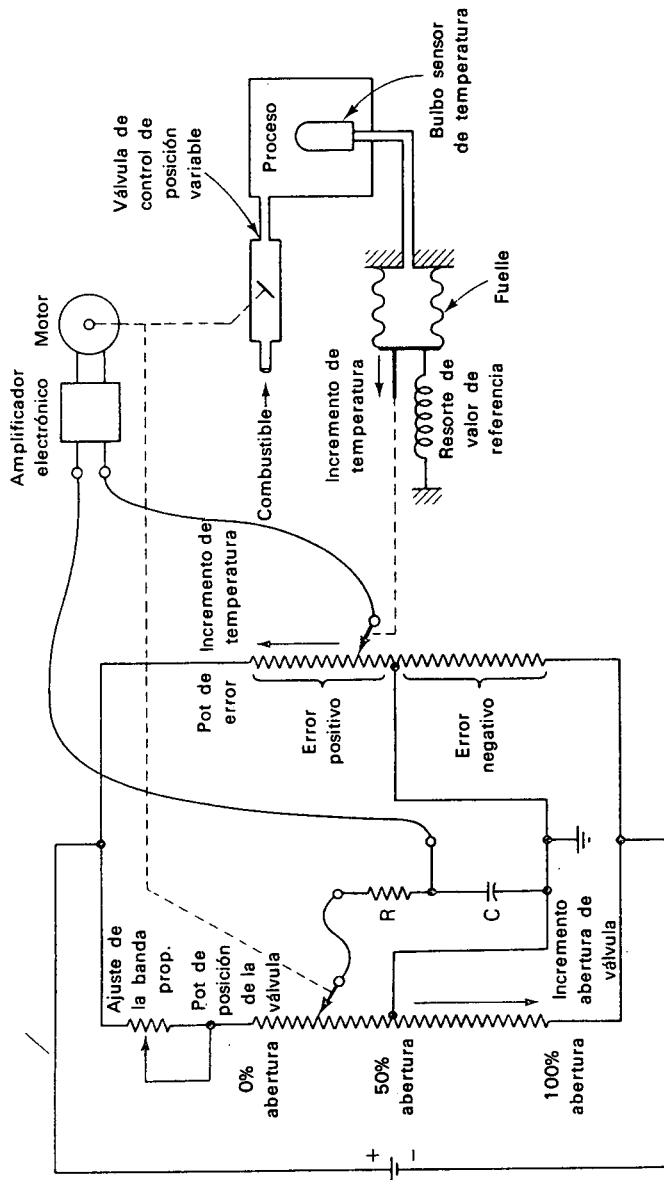


Figura 9-18. Método eléctrico para implementar un modo de control proporcional-derivativo.

Cuando la constante de tiempo de derivación es pequeña (R baja), la parte derivativa del control es menos efectiva. Introduce solamente una pequeña sobrecorrección debido al rápido cambio del error. Cuando la constante de tiempo de derivación es grande (R alta), la parte derivativa se vuelve más efectiva. Introduce una gran sobrecorrección cuando ocurre un cambio rápido del error.

La variable a la que comúnmente se hace referencia cuando se trata el control derivativo es la *razón de tiempo*. La razón de tiempo es una variable algo complicada desde el punto de vista matemático. No obstante, esta es su definición formal; la razón de tiempo es la cantidad de tiempo concedido para que la variable medida cambie todo el rango total del controlador, si éste está manejando al dispositivo corrector final a través de todo su rango de ajuste, asumiendo una banda proporcional del 100%.

Intuitivamente, razón de tiempo es la cantidad de tiempo por el cual el controlador “mira adelante” o “ve el futuro”. Obviamente, esta es una descripción no muy rigurosa de la razón de tiempo, dado que no se puede realmente ver el futuro. Es mejor pensar que la razón de tiempo es igual a la constante de tiempo de derivación multiplicada por una constante numérica. A mayor razón de tiempo, mayor la cantidad de sobrecorrección introducida por el controlador a un cambio rápido del error.

9-8-2 Controlador eléctrico proporcional-integral-derivativo

La Figura 9-19 muestra un diagrama esquemático de un controlador proporcional-integral-derivativo completo. Notemos que la parte derivativa está conectada a la parte integral. La salida del circuito RC integral es la entrada al circuito RC derivativo.

La dirección de ajuste del potenciómetro de la parte integral para aumentar la razón de reposición (para aumentar la contribución de la parte integral) está indicada en la figura. También está indicada la dirección de ajuste del potenciómetro de derivación para aumentar la razón de tiempo (para aumentar la contribución de la parte derivativa).

El funcionamiento del controlador de la Figura 9-19 puede entenderse combinando las explicaciones del controlador proporcional-integral y del controlador proporcional-derivativo.

Las gráficas de la Figura 9-20 muestran los efectos en el control al cambiar la constante de tiempo de derivación (lo cual cambia la razón de tiempo).

Las Figuras 9-20(a) y (b) muestran la posición de la válvula y la temperatura medida para un gran y rápido cambio en la carga con el control derivativo suprimido. Como puede verse, el error inicial es bastante grande y consecuentemente toma un tiempo largo en corregirse.

En las Figuras 9-20(c) y (d), la constante de tiempo de derivación (la razón de tiempo) es pequeña, y el error inicial no es tan grande debido a que es más grande la corrección inicial de la válvula. El controlador ha introducido una sobrecorrección porque ha reconocido que la rápida rata de

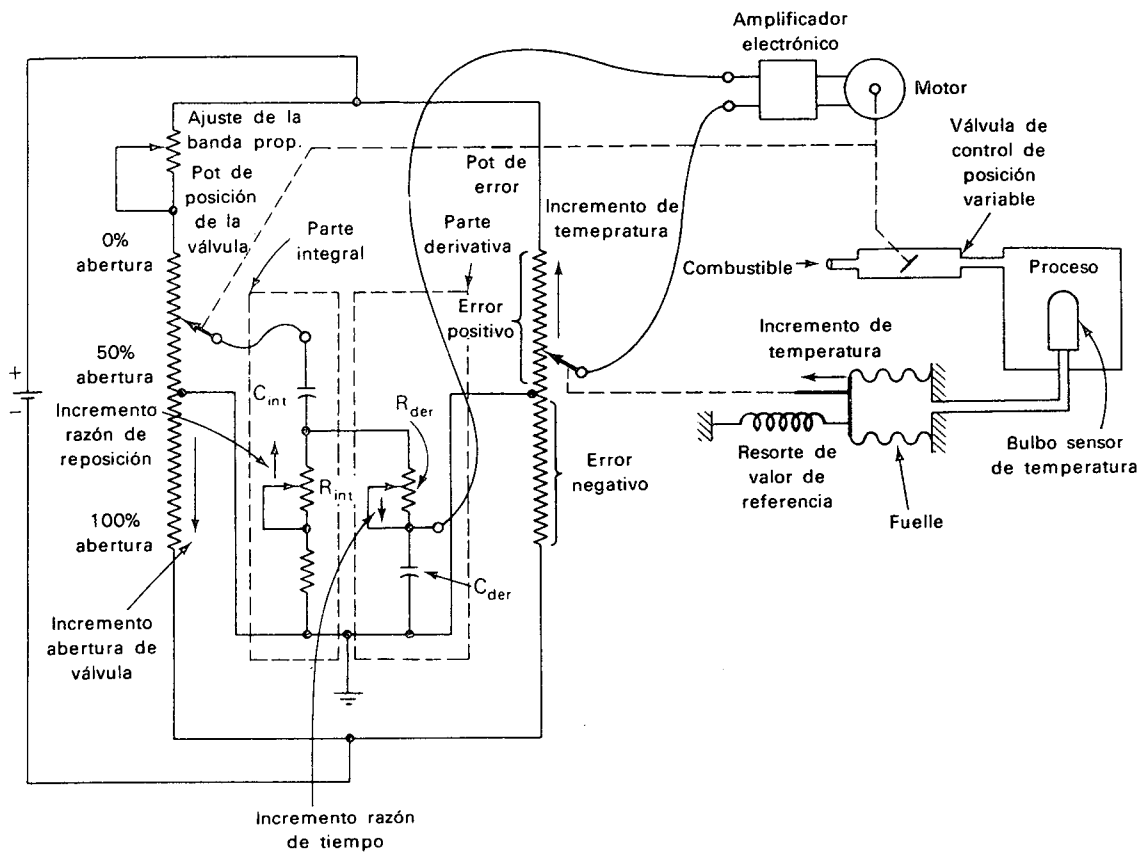


Figura 9-19. Método eléctrico para implementar el modo de control proporcional-integral-derivativo.

cambio inicial en la temperatura medida presagia un gran cambio total de temperatura si no se introducen pasos especiales de corrección. Debido a que el error inicial es pequeño, tempranamente recobra el valor de referencia.

En las Figuras 9-20(e) y (f) se ha aumentado la contribución derivativa aumentando la constante de tiempo de derivación. Por tanto el error inicial es aún más pequeño que antes debido a que se ha proporcionado más sobrecorrección inicial a la válvula con el error inicial reducido, el tiempo para recuperar y estabilizarse al valor de referencia es aún más reducido que antes.

Así como hay un límite en la razón de reposición, hay un límite en el incremento de la razón de tiempo. Pueden ocurrir oscilaciones prolongadas alrededor del valor de referencia si se introduce mucho control derivativo, es decir, si se selecciona una alta razón de tiempo.

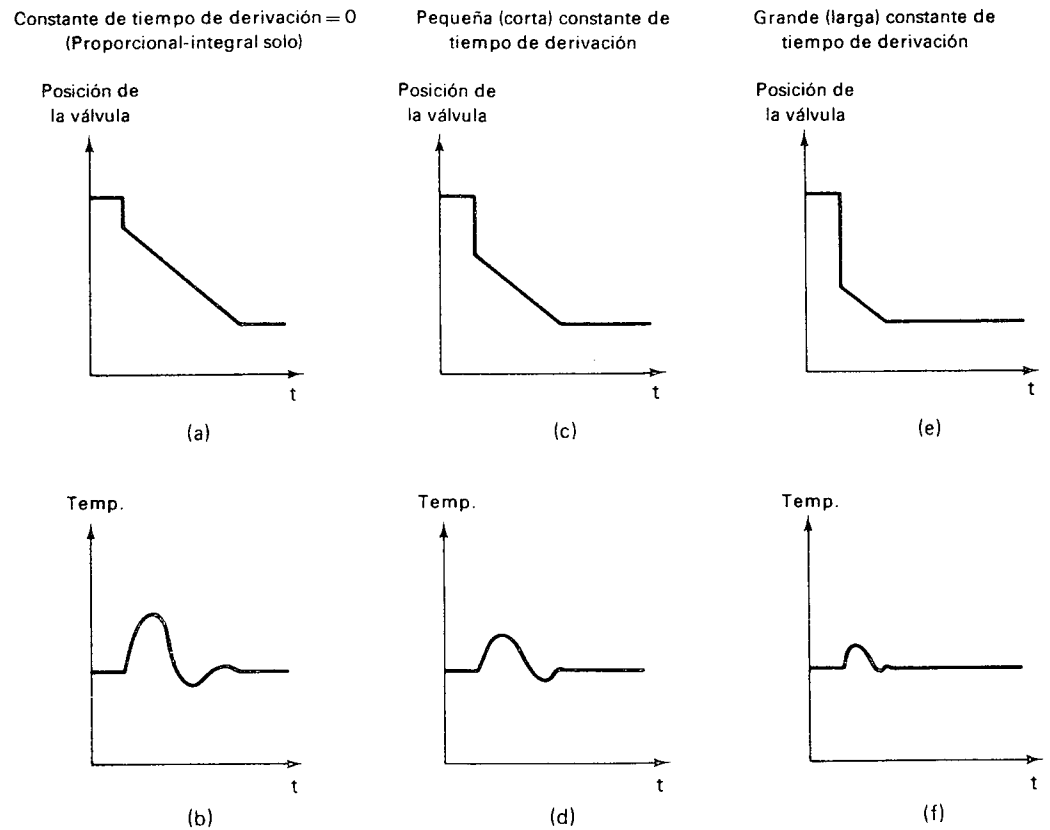


Figura 9-20. Gráficas de posición de la válvula versus tiempo y temperatura medida versus tiempo después de un disturbio. El modo de control es proporcional-integral-derivativo. (a) y (b) cero constante de tiempo de derivación. (c) y (d) corta constante de tiempo de derivación. (e) y (f) Gran constante de tiempo de derivación.

9-9 RESPUESTA DEL PROCESO

En las Secciones 9-4 a 9-8 nos concentramos en la operación del bloque controlador del diagrama de bloques generalizado de la Figura 9-3. Sin importar qué modo en particular de control se utilice, podemos con justicia decir que el controlador es la parte "pensante" del sistema total. El controlador es el componente que envía órdenes al dispositivo corrector final, con base en sus informaciones de la dirección y magnitud del error. Hemos visto que los controladores sofisticados pueden también considerar la cantidad de tiempo que ha persistido el error a medida que deciden cómo ajustar el dispositivo corrector final. Algunos controladores pueden considerar también que tan rápidamente cambia el error y así decidir qué órdenes se enviarán al dispositivo corrector final. El controlador hace todo lo anterior de acuerdo con un plan predeterminado que existe en la mente del dise-

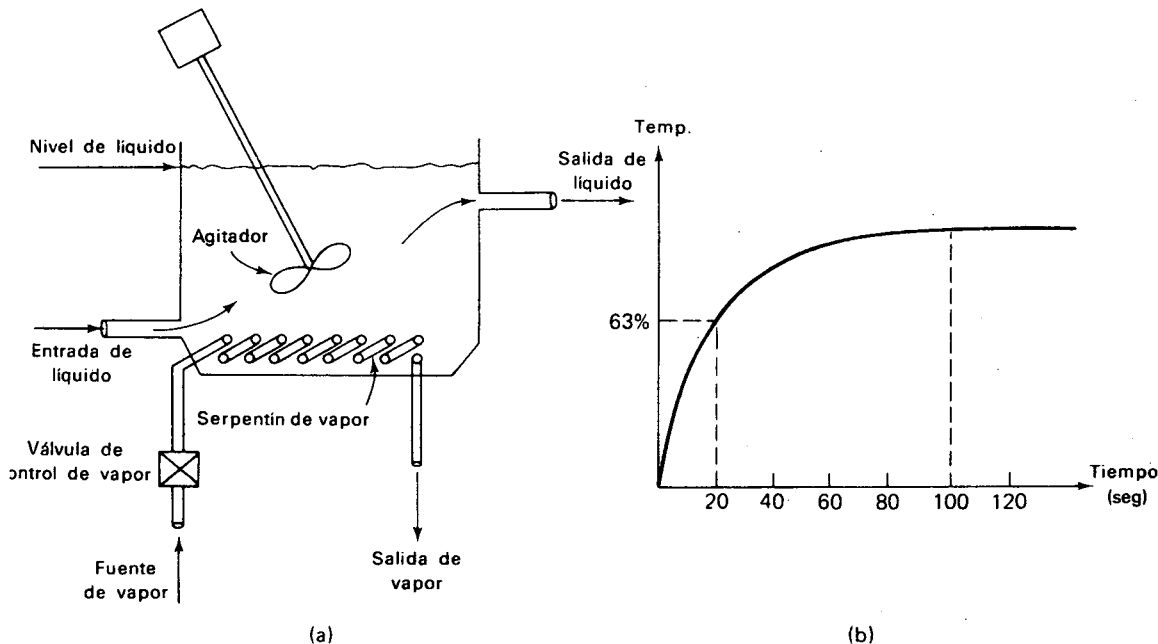
ñador del sistema y también en la mente de la persona que hace los ajustes finales (banda proporcional, razón de reposición, etc.)

Sería aparente, sin embargo, que la acción del controlador no describe el panorama total. La reacción del *proceso en sí* al dispositivo corrector final es tan importante como la acción del controlador en la operación de la totalidad del sistema. En esta sección discutiremos las características de la respuesta de procesos industriales típicos y mostraremos cómo estas características afectan la respuesta total del sistema.

9-9-1 Constante de tiempo de retardo (retardo de reacción) en procesos industriales

La característica más obvia de los procesos industriales es que requieren de una cierta cantidad de tiempo para responder completamente a un cambio en la entrada. Por ejemplo, en el proceso ilustrado en la Figura 9-21(a), se calienta un líquido por medio de un serpentín de vapor mientras se agita. El líquido entra por el tubo de entrada localizado en la parte inferior izquierda del tanque, y existe un tubo de salida en la parte superior derecha. Asumamos que la variable controlada es la temperatura del líquido, y tratemos de imaginar qué sucederá si hay un repentino aumento en el flujo de vapor a través del serpentín calefactor (con el consecuente aumento de la temperatura promedio del vapor).

Figura 9-21. (a) Sistema de control de temperatura para entender el retardo de reacción del proceso. (b) Gráfica de temperatura versus tiempo después de un disturbio, donde se ilustran los efectos de la capacidad y la resistencia térmicas.



La temperatura del líquido no se incrementará instantáneamente a un nuevo valor pero subirá más o menos de acuerdo con la curva de la Figura 9-21(b). La razón de este retardo es que el tanque de líquido tiene lo que se denomina *capacidad térmica* y los aparatos de transferencia de calor lo que se denomina *resistencia térmica*. La capacidad térmica es una expresión de la idea que debe agregarse una cierta cantidad de energía calorífica (BTUs) antes que la temperatura pueda aumentar una cierta cantidad. La resistencia térmica es una expresión de la idea que todo medio presenta una oposición al transporte de la energía de un punto a otro; en este caso la transferencia de la energía calorífica tiene lugar del vapor caliente, a través de las paredes del metal del serpentín, y hacia el líquido adyacente.

La capacidad térmica es análoga a la capacitancia eléctrica. Ambos conceptos son expresiones del hecho que la *cantidad* pertinente (coulombios de carga en el caso eléctrico, BTUs de calor en el caso térmico) debe transferirse antes que el *potencial* pertinente (cambio de voltaje en el caso eléctrico, cambio de temperatura en el caso térmico) se desarrolle.

La resistencia térmica es análoga a la resistencia eléctrica. Ambos conceptos son expresiones de que una cierta *diferencia de potencial* (caída de voltaje en el caso eléctrico, diferencia de temperatura en el caso térmico) es necesaria para producir una cierta *velocidad de flujo* (amperios de corriente en el caso eléctrico, BTUs por segundo de flujo de calor en el caso térmico) se establezca. Estamos bastante familiarizados con el hecho de que es necesaria una cierta cantidad de tiempo para que el voltaje a través del condensador alcance un valor permanente si el circuito resistencia-condensador es sometido a un cambio repentino del voltaje de alimentación. Exactamente la misma situación prevalece para el caso térmico. Es necesaria una cierta cantidad de tiempo para que la capacidad térmica (el tanque de líquido) alcance una temperatura permanente cuando un sistema térmico resistencia-capacidad sea sometido a un repentino cambio en la diferencia de temperatura. De igual forma que un condensador experimentara un cambio del 63% en su voltaje total en una constante de tiempo, la capacidad térmica experimentará un cambio del 63% de su temperatura en una constante de tiempo térmica. Entre más grande sea la resistencia térmica, mayor será la constante de tiempo térmica, y más tiempo será necesario para que alcance el valor final de temperatura permanente. Lo mismo se aplica a la capacidad térmica; a mayor capacidad, más tiempo se necesita para llevar la temperatura a su valor permanente. En el ejemplo de la Figura 9-21(b), la constante de tiempo térmica es de 20 seg; se necesitan alrededor de cinco constantes de tiempo, o 100 seg, para que la temperatura alcance el nuevo valor.

La constante de tiempo térmica depende de la resistencia térmica y de la capacidad térmica, tal como se estableció en el párrafo anterior. La resistencia térmica depende de la conductividad térmica del serpentín, del grueso de las paredes del serpentín, y de su área superficial. La capacidad térmica depende del tamaño del tanque (cantidad presente de líquido) y del calor específico del líquido.

El centro de esta discusión es que en un proceso de control de temperatura hay un retardo entre la aplicación de la acción correctiva y la aparición del resultado final de dicha corrección.

Este retardo se denomina *constante de tiempo de retardo* o *retardo de reacción del proceso*. Normalmente utilizaremos el término retardo de reacción salvo que específicamente se quiera enfatizar con la equivalencia de la constante de tiempo RC .

Prácticamente todos los procesos industriales, no solamente los térmicos, muestran este tipo de retardo. En muchos casos los retardos se miden en segundos. Algunos procesos tienen retardos de reacción de varios minutos, y algunos tienen retardos de reacción comprendidos entre 15 y 30 minutos. Ocasionalmente podríamos encontrarnos con procesos que tengan retardos de reacción de una hora o más.

9-9-2 Atraso de transferencia

En muchos procesos térmicos hay más de una combinación resistencia-capacidad. Un ejemplo de tales procesos se muestra en la Figura 9-22(a). Se quema gas natural dentro de los tubos radiadores colocados a cada lado del horno. El calor es transferido a través de las paredes de los tubos y es transferido a aire circulante que pasa sobre los tubos. El ventilador forza el aire calentado a través de las boquillas de distribución hacia las barras de metal las cuales son calentadas. En esta distribución, la respuesta de la temperatura de la barra a un cambio en la entrada de combustible es aún más drásticamente retardada, tal como lo muestra la curva de la Figura 9-22(b). En efecto, la respuesta no tiene la misma forma que la curva de constante de tiempo de la Figura 9-21(b). La razón para esta respuesta de temperatura más retardada es que ahora hay en serie dos combinaciones de resistencia-capacidad. La primera involucra la resistencia térmica de las paredes del tubo radiador y la capacidad del aire recirculante. La segunda constante de tiempo térmica involucra la resistencia térmica y la capacidad térmica del metal mismo. El circuito de la Figura 9-22(c) es el equivalente eléctrico del proceso térmico ilustrado en la Figura 9-22(a). R_1 representa la resistencia térmica de las paredes del tubo radiador, y C_1 representa la capacidad térmica del aire recirculante; R_2 representa la resistencia térmica del metal que forma la barra, mientras que C_2 es la capacidad de la barra. A primera vista es evidente que en el circuito eléctrico C_1 debe cargarse primero antes que C_2 comience a cargar. Por tanto la carga de C_2 está retardada considerablemente después de la aplicación de la señal de entrada cuando el interruptor se cierra. El mismo problema ocurre en el proceso térmico. La temperatura de la barra no puede comenzar a aumentar hasta que la temperatura del aire recirculante haya aumentado, y desde luego, la temperatura del aire recirculante no puede aumentar instantáneamente después de un incremento en la entrada de calor proveniente de los tubos radiadores. Siempre que haya dos constantes de tiempo térmicas, el proceso es conocido como un proceso de *dos capacidades*, y el retardo es conocido como un *atraso de transferencia*.

Como regla general, el atraso de transferencia es un problema mucho más serio que la simple constante de tiempo de retardo (retardo de reacción) vista en el sistema de la Figura 9-21. Esto es debido a que el atraso de trans-

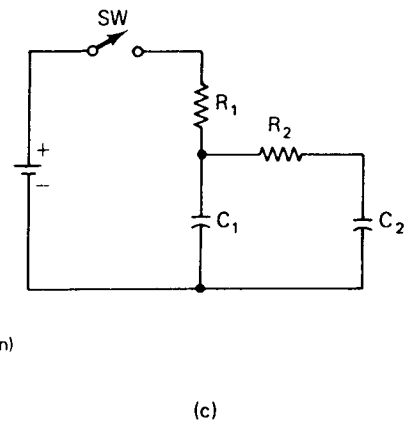
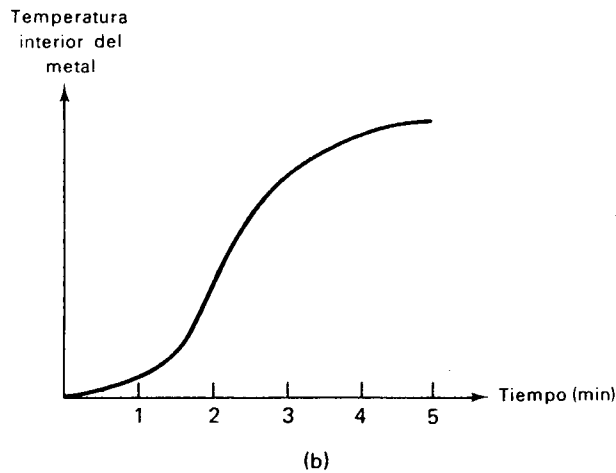
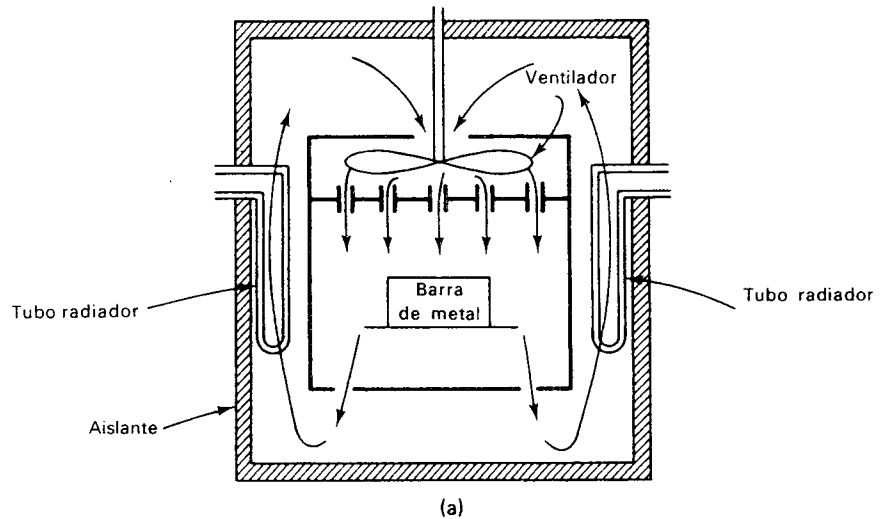


Figura 9-22. (a) Sistema de control de temperatura para entender el atraso de transferencia. (b) Gráfica de temperatura versus tiempo después de un disturbio, donde se ilustran los efectos de las *dos* capacidades térmicas y de las *dos* resistencias térmicas. Existe un atraso de transferencia. (c) Analogía eléctrica.

ferencia hace que la temperatura medida del proceso inicialmente responda muy lentamente a la acción correctora. Esta respuesta inicial lenta se muestra claramente en la Figura 9-22(b), en la cual la temperatura solamente ha atravesado el 10% de su cambio total en el primer minuto después de la corrección. En contraste, la constante de tiempo de retardo sencilla permite que la medida de temperatura responda rápidamente y de inmediato después de la corrección. En efecto, la respuesta es más rápida inmediatamente después que ocurra la acción correctora, tal como se muestra

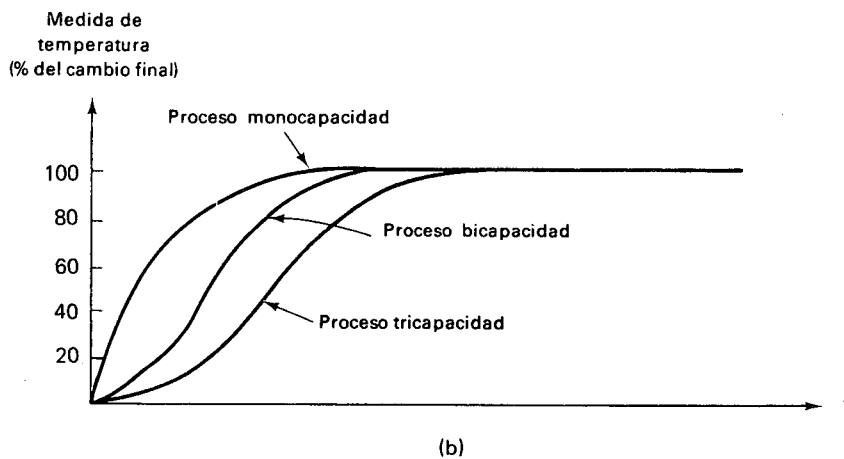
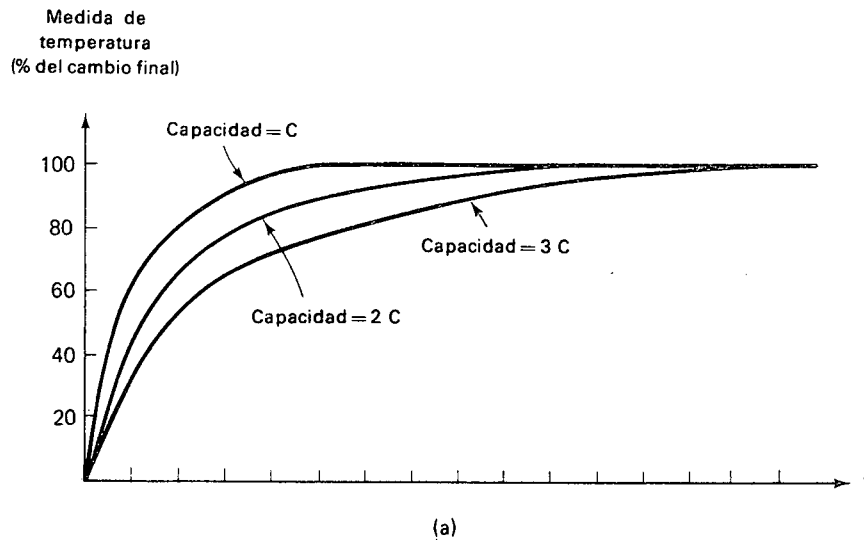


Figura 9-23. Gráficas de temperatura real versus tiempo después de un disturbio para diferentes tipos de sistema, donde se ilustra el severo efecto del atraso de transferencia. (a) Efecto de incrementar la capacidad térmica en un sistema monocapacidad. (b) Efecto de incrementar el número de capacidades térmicas en el sistema. El problema del atraso de transferencia se empeora cuando existen más capacidades.

en la Figura 9-21(b). Esta es la misma acción vista en la curva universal de constante de tiempo de la Figura 3-27.

Grandes retardos de reacción de los procesos no pueden ser considerados del todo un problema, dado que ayudan a prevenir sobrepasos de la medida de temperatura. Por el contrario, los grandes atrasos de transferencia siempre constituyen un problema difícil de control.

La Figura 9-23 muestra los efectos de diferentes tipos de proceso. La Figura 9-23(a) muestra el efecto de incrementar la capacidad en un proceso monocapacidad, asumiendo que se mantiene constante la resistencia térmica de proceso. La Figura 9-23(b) muestra el efecto de incrementar en el proceso el número de combinaciones resistencia-capacidad.

Notemos especialmente la respuesta de la temperatura del proceso inmediatamente después de la acción correctora (cerca al cero del eje de tiempo). En esta zona, el efecto del atraso de transferencia es muy severo comparado al efecto de simplemente incrementar la constante de tiempo en un proceso monocapacidad.

Los mismos principios que se aplican a un proceso térmico son también aplicables a otros tipos de procesos industriales como los vistos en la Sección 9-9-1. Procesos de control de presión, procesos de control de nivel de líquidos y todos los otros procesos industriales que tengan asociadas resistencias y capacitancias y a menudo padecen de dos o más combinaciones resistencia-capacidad. Debido a esto están sujetos a los mismos problemas de atraso de transferencia que afectan los procesos térmicos. Las gráficas de la Figura 9-23 pueden aplicarse a *cualquier* proceso industrial, sin importar cuál sea la variable controlada.

9-9-3 Atraso de transporte y tiempo muerto

Cuando existe atraso de transferencia la variable controlada toma algún tiempo para alcanzar su nuevo valor permanente después que el controlador envía una orden al dispositivo corrector, pero al menos *alguna* respuesta parcial se experimenta inmediatamente. Esto se muestra claramente en las Figuras 9-22 y 9-23. Un problema de control más difícil ocurre cuando no se experimenta *absolutamente ninguna respuesta* en la variable controlada durante un cierto período de tiempo después que el controlador ha intervenido al dispositivo corrector. Esta situación generalmente ocurre cuando la localización física del dispositivo corrector dista de la localización física del dispositivo de medida. El sistema mostrado en la Figura 9-24 es un ejemplo de dicha situación.

Asumamos que el tanque mezclador/calentador debe localizarse a 30 pies del punto donde se usará la mezcla caliente. Existirá alguna razón práctica para esto. Por ejemplo, podría ser que el tanque mezclador/calentador deba localizarse adentro y la abertura de descarga deba encontrarse una cierta distancia hacia afuera. Dado que pueda haber algún enfriamiento durante el recorrido de la longitud del tubo la temperatura es medida y controlada en el punto de descarga en vez de dentro del tanque. Esto permitirá al controlador eliminar el efecto de enfriamiento en el tubo, el cual podría variar ampliamente con los cambios de temperatura externos.

Dado que la mezcla caliente deja el tubo transportador de diámetro constante a una velocidad de 10 pies/seg, tomará 3 segundos en atravesar los 30 pies de longitud del tubo. Siendo éste el caso, si la temperatura en el tanque mezclador cambia, el dispositivo de medida tomará 3 segundos en detectarlo. Este retardo es completamente independiente de y se suma a cualquier atraso de transferencia que exista en el tanque. Un retardo de

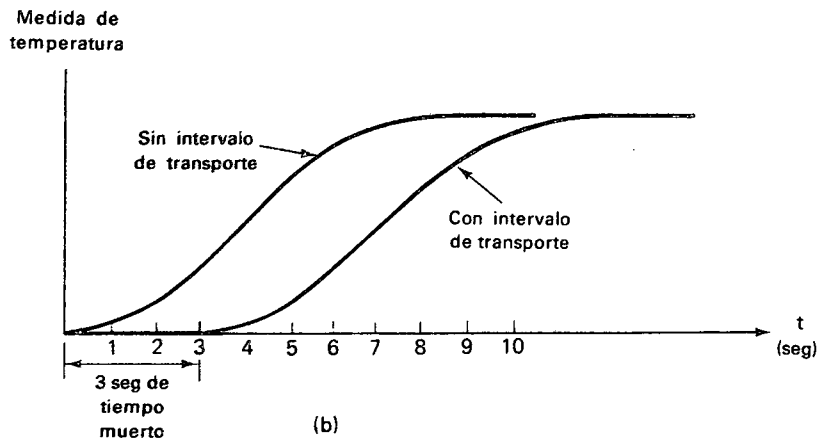
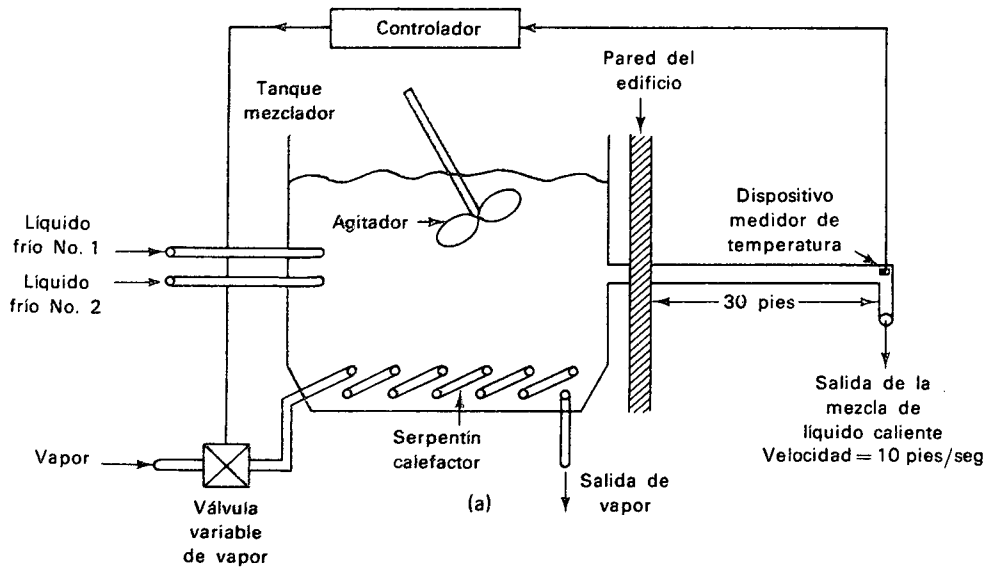


Figura 9-24. (a) Sistema de control de temperatura para entender el atraso de transporte. (b) Gráficas de medida de temperatura versus tiempo después de un disturbio, con y sin atraso de transporte. Ocurre un tiempo muerto de 3 segundos cuando existe un atraso de transporte. El atraso de transferencia está presente en ambos casos.

esta naturaleza se denomina *atraso de transporte*. Otros términos usados son *atraso de transportación* y *atraso distancia/velocidad*; usaremos el término *atraso de transporte*. La cantidad real de tiempo que el cambio del dispositivo corrector permanece indetectado se denomina *tiempo muerto*. Los atrasos de transporte están siempre asociados con el medio controlado que se mueve de una localización física a otra en el proceso. Entre menor

sea la velocidad de movimiento, peor será el atraso de transporte. A mayor distancia entre los dos puntos, peor será el atraso de transporte. El efecto del atraso de transporte se muestra en la Figura 9-24(b); el tiempo muerto es 3 seg. El atraso de transporte presenta un problema de control difícil y peor que el del atraso de transferencia.

En sistemas de control industrial, el tiempo muerto puede originarse por distintas razones al atraso de transporte. Por ejemplo, en un sistema de control de posición, siempre existe alguna clase de engranaje. Como se sabe, todos los engranajes están sujetos a *fallas de rectificación*. La falla de rectificación es el problema de imperfecciones en los dientes del piñón, de modo que el engranaje manejador debe girar un pequeño ángulo inicial antes que sus dientes hagan contacto con el engranaje manejado. Debido a esto, el controlador en un servosistema puede hacer que el servomotor comience a girar, pero el movimiento resultante de la carga se retarda hasta cuando se tocan los dientes de los engranajes el resultado es un período de tiempo muerto. Si el tren de engranajes es complejo, con varias combinaciones de engranajes entre el servomotor y el objeto controlado, el problema de las fallas de rectificaciones amplificado. En servosistemas de esta clase el tiempo muerto puede ser un problema serio.

9-10 RELACIONES ENTRE LAS CARACTERÍSTICAS DEL PROCESO Y EL MODO DE CONTROL APROPIADO

Generalmente hablando, las características del proceso a controlarse determinan qué modo de control se acomoda mejor a dicho proceso. En la Sección 9-9 discutimos 3 características de proceso importantes, constante de tiempo de retardo, atraso de transferencia y atraso de transporte (tiempo muerto). Vimos en las Secciones 9-6, 9-7 y 9-8 que la magnitud y velocidad de los disturbios en la carga fueron también características bastante importantes del proceso. Estas cinco características del proceso determinan la naturaleza y dificultad del trabajo de control y por consiguiente qué modo de control se necesita.

Desde luego la exactitud de control deseada es también un factor primario determinante en la escogencia del modo de control; si puede permitirse que la variable medida se desvíe del valor de referencia en un amplio margen sin que el producto sufra daño, no tiene sentido instalar un controlador capaz de mantener pequeña la desviación. En dicho caso, no importa qué tan nefastas sean las características del proceso; un sencillo controlador Todo o Nada será suficiente.

La Tabla 9-1 resume las relaciones entre las características del proceso y el modo de control. Naturalmente esta tabla es algo aproximada.

Los diferentes modos de control están listados en la columna de la izquierda. Las otras columnas describen las condiciones que permitirán seleccionar el modo de control adecuado. Las cuatro columnas más a la derecha de la tabla describen el *límite máximo* para esa característica en particular. Los datos de la columna "constante de tiempo de retardo" indican el *límite mínimo*.

Por ejemplo, si el dato en la columna de tiempo muerto es "moderado", significa que el modo de control trabajará adecuadamente si el tiempo

muerto es moderado o corto o no existe (tiempo muerto corto o no existente es más fácil de manejar que tiempo muerto moderado).

Sin embargo, si el dato de entrada en la columna retardo de reacción del proceso es "largo", significa que el retardo de reacción del proceso debe ser largo, y no corto o moderado. (En muchos casos, una respuesta rápida produce serios sobrepasos, tal como se mencionó en la Sección 9-9-2.)

Como muestra la Tabla 9-1, el control Todo o Nada es generalmente aceptable bajo condiciones de proceso simples. Trabaja solamente cuando el retardo de reacción del proceso es relativamente largo (respuesta lenta). Un retardo de reacción de proceso corto produce excesivos sobrepasos por encima y por debajo en un control Todo o Nada.

El control proporcional puede tolerar retardos de reacción de proceso largos o moderados debido a que continuamente reposiciona el dispositivo corrector final a medida que la variable controlada se aproxima al valor de referencia después de un disturbio. Por tanto no es tan probable producir sobrepasos excesivos como en el caso del control Todo o Nada. Un controlador solamente proporcional puede manejar atrasos de transferencia y tiempos muertos moderados. Sin embargo, atrasos de transferencia largo y/o tiempos muertos largos producen oscilación sostenida. Esto ocurre porque el controlador no vuelve a regular el elemento corrector final sino demasiado

TABLA 9-1. Tipos de procesos que pueden ser adecuadamente controlados por cada uno de los cinco modos básicos de control.

Modo de control	Retardo de reacción de proceso (mínimo)	Atraso de transferencia (máximo)	Tiempo muerto (máximo)	Magnitud del disturbio en la carga (máximo)	Velocidad del disturbio en la carga (máximo)
Todo o nada	Largo solamente (no puede ser corto)	Muy corto	Muy corto	Pequeño	Lento
Solamente proporcional	Largo o moderado (no puede ser muy corto)	Moderado	Moderado	Pequeño	Lento
Proporcional integral	Cualquiera	Moderado	Moderado	Cualquiera	Lento
Proporcional-derivativo	Largo o moderado (no puede ser muy corto)	Moderado	Moderado	Pequeño	Cualquiera
Proporcional integral-derivativo	Cualquiera	Cualquiera	Cualquiera	Cualquiera	Cualquiera

tarde. Es decir, si el intervalo es demasiado grande, cuando el controlador se da cuenta que la variable está regresando al valor de referencia, ya ha permitido que entre mucha energía al proceso. La inercia del proceso tenderá a llevar la variable controlada más allá del valor de referencia en la dirección opuesta, y el controlador nada puede hacer hasta que se haya disipado el exceso de energía. Esto permite una oscilación sostenida.

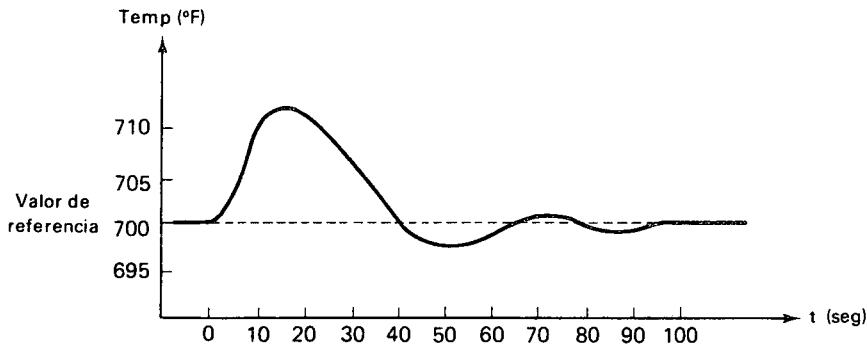
El control proporcional-integral puede manejar cualquier retardo de reacción del proceso y cualquier tamaño de disturbio en la carga. La parte integral del controlador continuamente reposiciona el elemento corrector final hasta lograr el valor de referencia, sin importar que tanto cambie la carga. Debido a esto, puede ajustarse una banda proporcional ancha, debido a que no se necesita una banda proporcional estrecha para mantener pequeño el desbalance. En una banda proporcional ancha, el controlador puede comenzar a ajustar el elemento corrector final más pronto y más fuerte a medida que la variable controlada recupera el valor de referencia. Esto previene excesivos sobrepasos y posible oscilación aún si es rápida la velocidad de reacción del proceso.

En el modo de control proporcional-integral, podemos hacer distinciones entre diferentes situaciones de control. La Tabla 9-2 muestra los ajustes relativos de banda proporcional y razón de reposición para un controlador proporcional-integral. Se asume que el controlador proporcional-integral opera bajo varias condiciones de velocidad de reacción del proceso y atraso de transferencia/tiempo muerto. Intervalo de transferencia y tiempo muerto (intervalo de transporte) se han agrupado en la Tabla 9-2 bajo el término *atraso*.

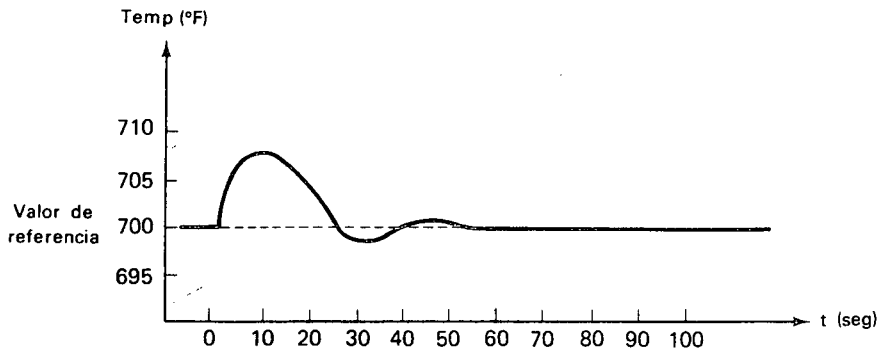
TABLA 9-2. Ajustes apropiados de un controlador proporcional-integral para diferentes condiciones de proceso.

Características del Proceso		Ajustes del Controlador	
Velocidad de reacción del proceso	Atraso total	Banda proporcional	Razón de reposición (inverso de la constante tiempo de integración)
Lenta	Corto	Estrecha	Rápida
Lenta	Moderado	Mediana	Lenta
Rápida	Corto	Mediana	Rápida
Rápida	Moderado	Ancha	Lenta

En la Tabla 9-2 la velocidad de reacción del proceso es el inverso del retardo de reacción del proceso. Es decir, un corto retardo de reacción del proceso es igual a una rápida velocidad de reacción del proceso, y un largo retardo de reacción del proceso es igual a una lenta velocidad de reacción del proceso.



(a)



(b)

Figura 9-25. Gráficas de temperatura versus tiempo después de un disturbio en un sistema que tiene atraso de transporte y atraso de transferencia. (a) Sin acción de control derivativo, el sobrepaso y el tiempo de recuperación son grandes. (b) Cuando se adiciona control derivativo, se disminuye el sobrepaso y el tiempo de recuperación.

Regresando a la Tabla 9-1, el control proporcional-derivativo debe tener moderados o largos retardos de reacción del proceso, debido a que en ausencia de una parte integral que se encargue del desbalance, la banda proporcional debe ser estrecha para mantener pequeño el desbalance. Con una banda proporcional estrecha, un corto retardo de reacción puede producir sobrepaso y oscilaciones. Sin embargo, con control derivativo, los cambios rápidos en la carga no son tan dañinos debido a que el controlador sobrecorre cuando detecta que el error cambia rápidamente.

Cuando están presentes en el proceso grandes atrasos de transferencia y/o largos tiempos muertos, el único modo de control adecuado es el proporcional-integral-derivativo. La banda proporcional se hace bastante ancha de modo que solamente una pequeña parte de la acción correctora es debida a la parte proporcional. La mayor parte de la *inmediata* acción correctora es debida a la parte derivativa. Esto permite una entrada de ener-

gía al proceso inmediatamente cuando más se necesita. Cuando el error para de aumentar y comienza a decrecer, la acción correctora relativamente pequeña debida a la parte proporcional. Durante este tiempo, afortunadamente, ha transcurrido bastante tiempo de manera que ha terminado el tiempo muerto y el atraso de transferencia ha progresado ligeramente. El controlador puede sentir ahora que se está recobrando la variable controlada. No hay tendencia al sobrepaso, a pesar de todo, porque, la posición del dispositivo corrector final no es drásticamente diferente de lo que era antes del disturbio. Esto es así debido a la banda proporcional ancha.

La parte integral del controlador entra a actuar en este momento y lentamente reposiciona el dispositivo corrector para llevar la variable controlada al valor de referencia. La razón de reposición se ajusta usualmente para que sea más bien lenta.

El efecto de tener parte derivativa en el controlador se muestra en la Figura 9-25. La Figura 9-25(a) muestra la mejor respuesta que podría obtenerse en un proceso que tenga largo atraso de transferencia y largo tiempo muerto (atraso de transporte) utilizando control proporcional-integral. La Figura 9-25(b) muestra la respuesta que es posible cuando se adiciona una parte derivativa y el controlador está adecuadamente ajustado.

PREGUNTAS Y PROBLEMAS

1. Explique la diferencia entre un sistema de bucla abierta y un sistema de bucla cerrada.
2. En la Figura 9-1(b), suponga que la longitud del miembro *B* es fija pero que el punto de pivote puede moverse a la izquierda o a la derecha. ¿En qué dirección lo movería para disminuir la banda proporcional?
3. Explique detalladamente paso a paso cómo el sistema de bucla cerrada de la Figura 9-1(b) reaccionaría si se disminuyesen las restricciones del sistema que utiliza el líquido. Compárelo con lo que sucedería en igual caso en la Figura 9-1(a).
4. Explique la función general del comparador en un sistema de control de bucla cerrada.
5. Explique la función general del controlador en un sistema de control de bucla cerrada.
6. Explique la función general del dispositivo de medida en un sistema de control de bucla cerrada.
7. Explique la función general del dispositivo corrector final en un sistema de control de bucla cerrada.
8. ¿Bajo qué condiciones es necesario acoplar un amplificador al dispositivo corrector final?
9. Enumere algunos dispositivos correctores finales comunes utilizados en control de procesos industriales.
10. Defina el término *señal de error*.
11. ¿Cuándo se considera positiva la señal de error, y cuándo negativa?
12. ¿Qué significa la idea de *modo de control*?

13. Enumere los cinco modos de control básicos.
14. Describa la acción de cada uno de los cinco modos de control. Es decir, diga que clase de órdenes envía el controlador al dispositivo corrector final para cada posible señal de error que recibiese.
15. Defina el término desbalance aplicado a sistemas de control de bucla cerrada.
16. ¿Qué características distinguen un buen sistema de control de bucla cerrada de uno que no es tan bueno?
17. Tácitamente se asumió que las tres poleas de la Figura 9-4 tienen el mismo diámetro. Suponga que la polea fija de la izquierda y la móvil tienen ambas 3 pulgadas de diámetro y que la polea fija de la derecha tiene 6 pulgadas de diámetro. Suponga que la cuerda *no puede deslizarse* sobre ninguna polea. Si ahora el indicador se mueve 5 pulgadas a la izquierda, ¿qué tanto se moverá el objeto?
18. Suponga que la ganancia del amplificador, en la Figura 9-4, es extremadamente alta, de modo que aún unos pocos milivoltios de entrada producen un gran voltaje de salida. Explique por qué la posición del objeto se estabilizará y en cambio continuamente oscilará a uno y otro lado, "haciéndole cacería" al punto correcto.
19. ¿En la Figura 9-5, obtendría una copia más exacta de la pieza patrón si el soporte de montaje se moviese lentamente o si se moviese rápidamente? Explique por qué.
20. En la Figura 9-5, suponga que la pieza patrón y la pieza de trabajo tienen ambas 12 pulgadas de largo y $\frac{1}{4}$ de pulgada de ancho y tienen una profundidad máxima de corte de 6 pulgadas. La pieza de trabajo es madera y la herramienta es una sierra circular. ¿Aproximadamente qué tan rápido podría mover el soporte de montaje? Exprese su respuesta en pulgadas por segundo o pulgadas por minuto. Trate de justificar su estimativo.
21. En la Figura 9-6, si el indicador de selección de temperatura se mueve a la derecha, con lo cual se rota el eje en sentido contrario a las manecillas del reloj, ¿tiende esto a enrollar la tira espiral o a desenrollarla? ¿Esto tenderá a cerrar o a abrir el interruptor de mercurio? ¿Aumenta el valor de referencia o lo disminuye? ¿Es así como actúa un termostato residencial? Compare con uno de su casa.
22. ¿Qué modo de control se ilustra por medio de la Figura 9-6?
23. En la Figura 9-7, si deseara aumentar el valor de referencia de presión, ¿aumentaría la presión del resorte o la disminuiría? Explique.
24. En la Figura 9-7, asuma que la polaridad del voltaje de salida del amplificador es igual a la polaridad del voltaje de entrada (la salida es positiva arriba si la entrada es positiva arriba). Si la polaridad del voltaje de salida es + arriba y - abajo, ¿el regulador se abriría o se cerraría?
25. Explique el significado de zona de actuación en control Todo o Nada.
26. ¿Cuál es la desventaja importante del control Todo o Nada comparado con los otros modos de control?
27. ¿Qué ventaja tiene el control Todo o Nada sobre los otros cuatro modos de control?
28. ¿Cuál es el modo de control más ampliamente utilizado en la industria americana moderna?
29. ¿Siempre verá una válvula accionada por solenoide como elemento corrector final en control proporcional? ¿Por qué?

30. ¿Qué beneficio se consigue al ampliar la zona de actuación en un controlador Todo o Nada?
31. ¿Qué desventaja aparece al ampliar la zona de actuación de un controlador Todo o Nada?
32. En control proporcional, si quiere que el controlador produzca una “fuerte” reacción a una cantidad dada de error, ¿debería ampliar la banda proporcional o estrecharla? Explique.
33. Si el rango total de control de un controlador de temperatura es 100°F y la banda proporcional es del 15%, ¿en qué cantidad debe cambiar la medida de temperatura para que haga que el dispositivo corrector pase de una posición extrema a la otra?
34. El controlador de la Pregunta 33 llevará la válvula final de control desde cerrada totalmente a abierta totalmente si la temperatura cambia en 280°F. ¿Cuál es la banda proporcional?
35. Suponga que el controlador de la Pregunta 33 está controlado justamente en el valor de referencia con la válvula final de control con un 50% de abertura. El valor de referencia es 670°F. Suponga que un disturbio en el proceso hace que la medida de temperatura caiga a 630°F, lo cual hace que la válvula pase justamente a una abertura del 100%. ¿Qué tan ancha es la banda proporcional?
36. El controlador de la Pregunta 33 está controlando justamente en el valor de referencia (670°F) con la válvula final de control en un 50% de abertura. La banda proporcional está ajustada al 40%. ¿Qué medida de temperatura hará que la válvula de control pase a una abertura completa? ¿Qué temperatura hará que pase a un cierre completo?
37. El controlador de la Pregunta 33 está controlando justo al valor de referencia de 780°F con la válvula final de control en un 75% de abertura. La banda proporcional está ajustada al 25%. ¿Qué medida de temperatura hará que la válvula de control se abra completamente? ¿Se cierre completamente?
38. Un cierto controlador de temperatura tiene un rango de control de 1.500°F a 2.000°F. Está controlando justamente al valor de referencia de 1.690°F con la válvula de control al 35% de abertura. La banda proporcional está ajustada al 28%. ¿Qué temperatura hará que la válvula de control se abra completamente? ¿Se cierre completamente?
39. El controlador de la Pregunta 38 está controlando justo al valor de referencia de 1.690°F con la válvula de control en un 35% de abertura. La banda proporcional es del 45%. ¿Qué temperatura hará que la válvula se cierre completamente? ¿Se abra completamente?
40. ¿Qué producirá un mayor desbalance, una banda proporcional ancha o una banda proporcional estrecha?
41. ¿Explique por qué con el modo de control proporcional ocurre un desbalance permanente?
42. Un controlador proporcional de temperatura está controlando a 1.415°F con el valor de referencia a 1.425°F. La abertura de la válvula de control es del 80%. Si el valor de referencia se aumenta a 1.430°F, ¿el desbalance será mayor o menor? Explique su respuesta.
43. En el modo de control proporcional-integral, ¿cuáles son los dos factores que determinan la señal de salida del controlador?
44. ¿Qué resultado benéfico se consigue al utilizar control proporcional-integral comparado con el control estrictamente proporcional?

45. ¿Cuándo tiende un controlador proporcional-integral a corregir más rápido el desbalance, cuándo la constante de tiempo de integración es grande o cuándo es pequeña?
46. ¿Cómo es la razón de reposición relacionada con la constante de tiempo de integración?
47. ¿En la Figura 9-16 cómo aumentaría la razón de reposición, aumentando la resistencia R o disminuyéndola?
48. ¿Explique por qué se estrecha la banda proporcional a medida que aumenta la resistencia del potenciómetro de ajuste de la banda proporcional?
49. ¿En un controlador proporcional-integral-derivativo, si desea que la respuesta derivativa sea más vigorosa, debería aumentar o disminuir la razón de tiempo?
50. ¿Cómo podría aumentar la razón de tiempo en el controlador de la Figura 9-18, aumentando R o disminuyéndola?
51. En la Figura 9-17, la válvula finaliza en la misma posición final sin importar cuál sea la razón de reposición. Explique ¿por qué es razonable y esperado?
52. En la Figura 9-17, la cantidad de tiempo que toma la válvula de control para estabilizarse en su posición final varía dependiendo de la razón de reposición. Explique por qué esto es lo esperado.
53. En la Figura 9-20, la cantidad inicial de cambio en la posición de la válvula varía dependiendo de la razón de tiempo. Explique por qué esto es lo esperado.
54. En la Figura 9-20, el máximo error después de un disturbio depende de la razón de tiempo. Explique por qué esto es lo esperado.
55. Explique el significado de atraso de transferencia. ¿Por qué en los procesos existe el atraso de transferencia?
56. ¿Por qué se considera el atraso de transferencia un serio problema de control, mientras que el retardo de reacción del proceso (constante de tiempo de retardo) no es considerado tan serio?
57. En el sistema de control de nivel de líquido de la Figura 9-1, ¿qué proporciona la capacidad del sistema? ¿Qué causa la resistencia del sistema?
58. Explique el significado de atraso de transporte. ¿Por qué existe en algunos procesos el atraso de transporte?
59. ¿Cuál es un problema de control más serio, el atraso del transporte o el atraso de transferencia? ¿Por qué?
60. Defina tiempo muerto. ¿Cuál es la causa principal del tiempo muerto en un servo sistema?
61. ¿En términos generales, cuándo es aceptable el modo de control Todo o Nada?
62. ¿Bajo qué condiciones generales es necesario utilizar el modo de control proporcional en lugar del modo de control Todo o Nada?
63. ¿Bajo qué condiciones generales es necesario utilizar el modo de control proporcional-integral en lugar del modo proporcional sólo?
64. ¿Bajo qué condiciones generales es necesario utilizar el modo de control proporcional-integral-derivativo en lugar del modo proporcional-integral?

Amplificadores y dispositivos correctores finales

En muchísimos casos, el dispositivo corrector final en un sistema de bucla cerrada, es una válvula o un dispositivo parecido que varía el flujo de un fluido hacia el proceso. Generalmente este es el caso en un proceso de control de temperatura, donde la entrada de calor al proceso se varía por el ajuste de una válvula que controla el flujo de aire de combustión o del combustible líquido o gaseoso. Igualmente, en un proceso de control de presión, la presión generalmente se corrige cambiando la abertura de una cualquiera de las válvulas del lado de entrada o del lado de salida del proceso. Por ejemplo, para aumentar la presión en una cámara de proceso, puede abrirse más la válvula que regula el flujo de entrada o puede cerrarse más la válvula que regula el flujo de escape. En general, las válvulas y los dispositivos que se les parecen, tales como los reguladores, las lumbreras, las compuertas corredizas, etc., son los dispositivos correctores finales más comunes en los procesos industriales.

Algunas veces el dispositivo corrector final es un motor que gira continuamente, cuya velocidad de rotación determina la cantidad de carga del proceso. Muchas operaciones de secamiento funcionan de esta forma. La cantidad de energía calorífica que se entrega al horno de secamiento se man-

tiene constante, y el secamiento del producto final se corrige cambiando la velocidad a la cual se mueve a través del horno de secamiento. Por ejemplo, un grano debe secarse antes del almacenamiento, si el contenido de humedad del grano de salida es muy grande, el sistema de control deberá corregir esta condición reduciendo la velocidad a la cual es transportado el grano a través del secador. En este caso, el control se ejecuta cambiando la carga en vez de cambiar la entrada de combustible. En tal sistema el dispositivo corrector final deberá ser un motor, y su velocidad rotacional será la *variable manipulada*. La variable manipulada en cualquier sistema de control es aquella cantidad que se varía para afectar el valor de la variable controlada. En cualquier sistema que tenga una válvula como dispositivo corrector final, la variable manipulada es la rata de flujo del fluido.

En muchos sistemas industriales de control la variable manipulada es la corriente eléctrica. El ejemplo más obvio de esto es un proceso de calentamiento por electricidad. En un proceso de calentamiento por electricidad, la corriente eléctrica podría controlarse proporcionalmente cambiando continuamente el ángulo de disparo de un SCR o un triac. O la corriente podría controlarse de una manera Todo o Nada utilizando alguna clase de interruptor o de contacto de relé. En la primera situación el tiristor y los componentes asociados al circuito formarían el dispositivo corrector final. En la otra situación el relé podría considerarse como el dispositivo corrector final.

Cuando el sistema de bucla cerrada es un servo sistema, la variable controlada es la posición de un objeto. Entonces el dispositivo corrector final es un servo motor combinado con un sistema de engranajes que conectan el eje del motor al objeto.

Como lo indican los ejemplos anteriores, los dispositivos correctores finales en uso en la industria moderna son bastante variados. En este capítulo veremos un determinado número de dispositivos correctores finales comúnmente utilizados y estudiaremos su operación y características.

OBJETIVOS

Al terminar este capítulo se estará es capacidad de:

1. Enumerar algunos de los dispositivos correctores finales comúnmente utilizados en control industrial
2. Explicar el funcionamiento de una válvula solenoide y nombrar las circunstancias en las cuales se utilizan las válvulas solenoide
3. Explicar el funcionamiento de una válvula de control de dos posiciones operada por un motor, e interpretar el diagrama de tiempo del interruptor de fin de carrera de la mencionada válvula
4. Explicar el funcionamiento de una válvula de posición variable operada por un motor, y nombrar las circunstancias bajo las cuales se utilizan tales válvulas
5. Describir la construcción y funcionamiento de un operador electroneumático de válvula utilizando el principio de la balanza de brazos, y nombrar las circunstancias bajo las cuales se utilizan tales operadores
6. Describir la construcción y funcionamiento de un convertidor electroneumático y de un posicionador neumático, y explicar cómo pueden acoplarse entre sí para realizar un control de posición variable

7. Describir la construcción y funcionamiento de un posicionador electrohidráulico de válvula utilizando el principio del conducto jet, y nombrar las circunstancias bajo las cuales se utilizan tales posicionadores
8. Explicar cómo los relés y los contactores electromagnéticos pueden utilizarse para controlar corriente eléctrica en un sistema de control, y discutir la diferencia entre corriente de enganche y corriente de desenganche en los relés y contactores
9. Distinguir entre una conexión trifásica en delta y una conexión trifásica en Y, y calcular la potencia en cada tipo de conexión
10. Explicar la teoría de operación de un motor ac de fase partida; explicar el campo magnético rotatorio, el comportamiento de la corriente de armadura, y la creación de torque; y mostrar cómo se efectúa el desplazamiento de fase en un motor de fase partida
11. Describir la distribución general de un servo sistema, y establecer algunos de los beneficios que se consiguen de los servo sistemas
12. Distinguir entre un motor de fase partida y un servo motor
13. Explicar la función de un servo amplificador, y establecer sus características y cualidades generales
14. Explicar el funcionamiento de algunos servo amplificadores ac de estado sólido, demostrando las siguientes características:
 - a. Etapas de potencia de salida Push-Pull
 - b. Entrada dc estabilizada por Troceador
 - c. Estabilización por realimentación de voltaje
 - d. Estabilización por realimentación de corriente
 - e. Op amp CI de entrada seguido por etapas impulsora y de potencia de salida discretas
15. Describir el funcionamiento de un servo motor dc y nombrar las circunstancias bajo las cuales se utilizan los servo motores dc
16. Explicar el funcionamiento de algún servo amplificador dc que utilice SCR como dispositivos de control de potencia

10-1 VALVULAS SOLENOIDE

La Figura 10-1 muestra un corte de una válvula operada por un solenoide o simplemente una *válvula solenoide*. En ausencia de corriente por la bobina del solenoide no habrá campo magnético que lleve arriba la armadura, de modo que ésta se mantendrá abajo por efecto del resorte de compresión. El vástago de la válvula está unido a la armadura, de modo que éste también está abajo y empuja el *tapón de la válvula* herméticamente contra el *asiento de la válvula*. Este bloquea el flujo de fluido entre los puntos de entrada y salida. Cuando se energiza la bobina del solenoide y circula corriente por la bobina, se establece un campo magnético que halará hacia arriba la armadura. La armadura debe vencer la fuerza del resorte que trata de mantenerla abajo para que pueda moverse al interior de la bobina. A medida que la armadura se mueve hacia arriba, levanta el tapón retirándolo del asiento y establece el camino de la entrada a la salida. Las válvulas solenoide inherentemente son dispositivos de dos posiciones. Es decir, hay camino o no hay camino. Por tanto se prestan para ser utilizadas con el modo de control Todo o Nada.

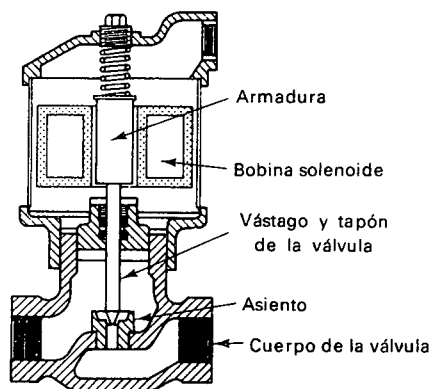


Figura 10-1. Corte de una válvula solenoide.

Las bobinas del solenoide pueden diseñarse para operar con voltaje ac o con voltaje dc, pero los diseños en ac son mucho más comunes.

Las bobinas solenoides de ac tienen un serio inconveniente que no tienen las válvulas solenoides de dc. Si una válvula solenoide ac se queda pegada en la posición cerrada o parcialmente cerrada cuando se aplica la potencia a la bobina, la bobina probablemente se quemará. Esto sucede porque la armadura magnética no puede entrar al núcleo de la bobina, de modo que la inductancia de la bobina permanece en valor bajo. (La inductancia de un inductor depende bastante de la permeabilidad magnética del material del núcleo). Con baja inductancia, la reactancia inductiva es también baja, e indefinidamente circulará una gran corriente ac. Esto eventualmente sobrecalentará el devanado del solenoide.

10-2 VALVULAS DE DOS POSICIONES OPERADAS POR MOTOR ELECTRICO

En situaciones donde la válvula es grande o donde deba operar contra flúidos de alta presión, es mejor operar la válvula por medio de un motor eléctrico que con una bobina solenoide. En este caso el cuerpo y el vástago de la válvula podrían parecerse a los de la válvula mostrada en la Figura 10-1, pero el vástago estaría solidario a alguna clase de enlace mecánico el cual es movido por un motor eléctrico. La mayoría de las válvulas de dos posiciones de este tipo son operadas por un *motor de inducción de fase partida* unidireccional. El motor tiene un engranaje reductor para producir una baja velocidad al eje y un alto torque. A medida que la válvula rota desde 0° a 180°, el enlace de enganche abre la válvula. A medida que el eje rota desde 180° a 360°, a la posición inicial, el enlace de enganche cierra la válvula. Los interruptores de fin de carrera que son parte integral localizados dentro del motor detectan cuando la válvula ha alcanzado la posición de 180° y cuando ha alcanzado la posición de reposo. Un diagrama que muestra los devanados, los interruptores de fin de carrera, y las conexiones del controlador de dicho motor se presentan en la Figura 10-2.

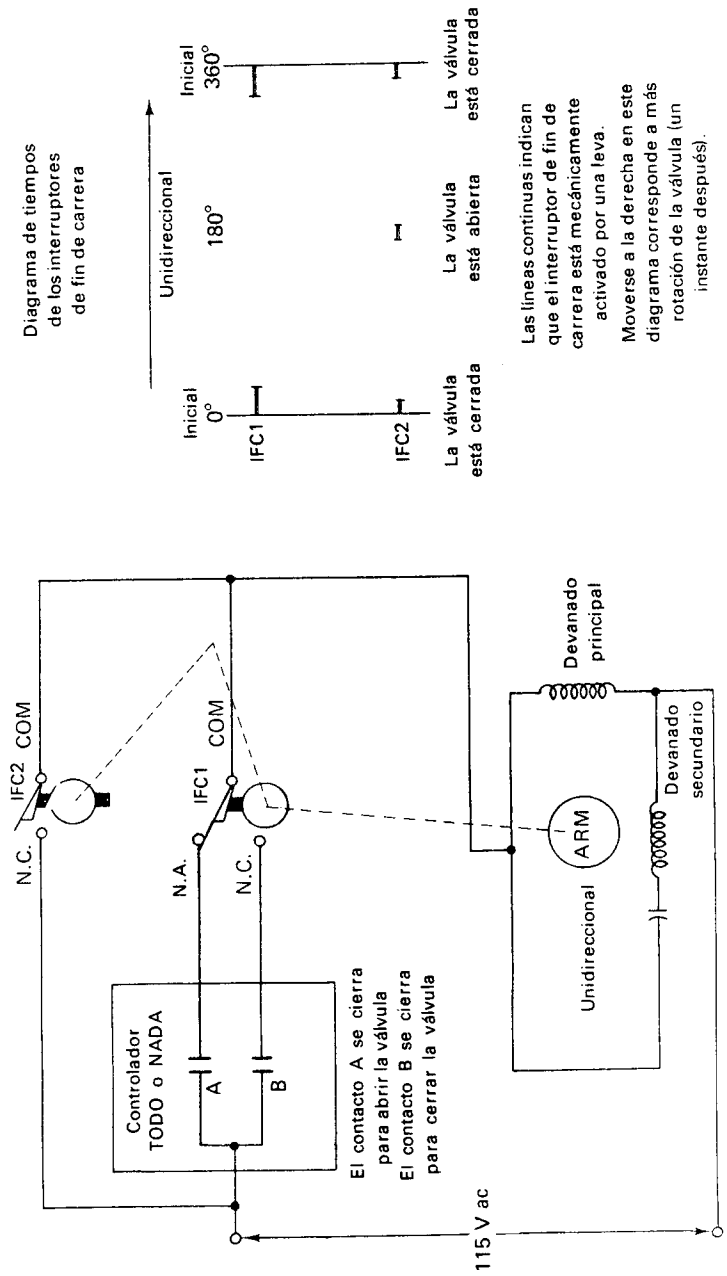


Figura 10-2. Circuito para operar una válvula manejada por un motor de fase partida. El motor posiciona la válvula (la cual no se muestra) en posición abierta o cerrada. Los interruptores de fin de carrera se muestran para la posición de válvula cerrada (posición de Reposo). El diagrama de tiempo muestra cómo las levas operan los dos interruptores de fin de carrera.

Veamos cómo funciona el sistema de dos posiciones operado por un motor. Si el eje de salida del motor se encuentra en la posición de reposo, significa que la válvula está cerrada, IFC1 e IFC2 están contactados mecánicamente. El contacto N.C. de IFC2 está entonces abierto, y el contacto N.A. de IFC1 se mantiene cerrado. Si el controlador solicita la abertura de la válvula, lo hace cerrando el contacto A. Esto aplica 115 V ac al terminal N.A. de IFC1. Dado que el contacto N.A. está cerrado en este momento, la potencia se aplica a los devanados del motor, y éste comienza a girar. Rápidamente después que deja la posición de reposo. IFC1 es soltado por su leva, haciendo que el contacto N.A. se abra. Sin embargo, la potencia se mantiene en los devanados a través del contacto del IFC2, el cual también es soltado por su leva. Refiérase al diagrama de tiempo para ver esto.

Cuando el eje de salida del motor alcance la posición de 180°, lo cual significa que la válvula está abierta, IFC2 es contactado de nuevo por su leva, tal como lo indica el diagrama de tiempo. Esto abre el contacto de IFC2 y desconecta la potencia a los devanados del motor. El motor se detiene en esta posición, y la válvula permanece abierta.

Cuando el operador solicita el cierre de la válvula, lo indica por el cierre del contacto B. Se aplica potencia a los devanados del motor a través del contacto N.C. de IFC2, el cual está cerrado en este momento. Está cerrado debido a que IFC2 *no* está actuado mecánicamente por una leva, tal como lo muestra el diagrama de tiempo. El motor gira en la misma dirección anterior hasta alcanzar la posición de reposo. En la posición de reposo ambos IFC1 e IFC2 son contactados por sus levas de modo que se suprime la potencia a los devanados del motor, y el motor se detiene. Por consiguiente la válvula es cerrada.

La mayoría de los motores eléctricos utilizados en válvulas de dos posiciones operadas por motor tienen un tiempo total de recorrido de menos de 30 seg. Es decir, toma menos de 30 seg. el motor en abrir o cerrar completamente la válvula.

Algunos motores son hechos a propósito para operar muy lentamente, con un tiempo total de recorrido del orden de 4 min. Cuando una válvula se mueve así de lentamente con seguridad la variable controlada habrá recobrado el valor de referencia antes que la válvula complete su movimiento. Si esta situación se acopla con un *controlador de tres posiciones*, el modo de control no es realmente Todo o Nada, y no es realmente proporcional pero está comprendido entre los dos. Esto se denomina *control flotante*. Un controlador de tres posiciones es aquel que tiene tres señales de salida en lugar de dos. Estas señales de salida son:

- a. El valor medido es muy bajo, de modo que deja la válvula abierta.
- b. El valor medido es muy alto, de modo que deja la válvula cerrada.
- c. El valor está dentro de la zona de actuación, de modo que no opera la válvula y todo permanece tal como estaba.

Alguna gente considera el control flotante como el sexto modo de control en su clasificación. Sin embargo, no es tan importante como los cinco modos de control discutidos en el Capítulo 9, de modo que no le otorgaremos dicha categoría.

10-3 VALVULAS DE POSICION PROPORCIONAL OPERADAS POR MOTOR

Como vimos, en el control proporcional, debe haber un método para posicionar una válvula de control en cualquier posición intermedia. El método usual es conectar la válvula a un motor de inducción de baja velocidad y reversible. La Figura 10-3(a) ilustra tal arreglo para un regulador de posición variable.

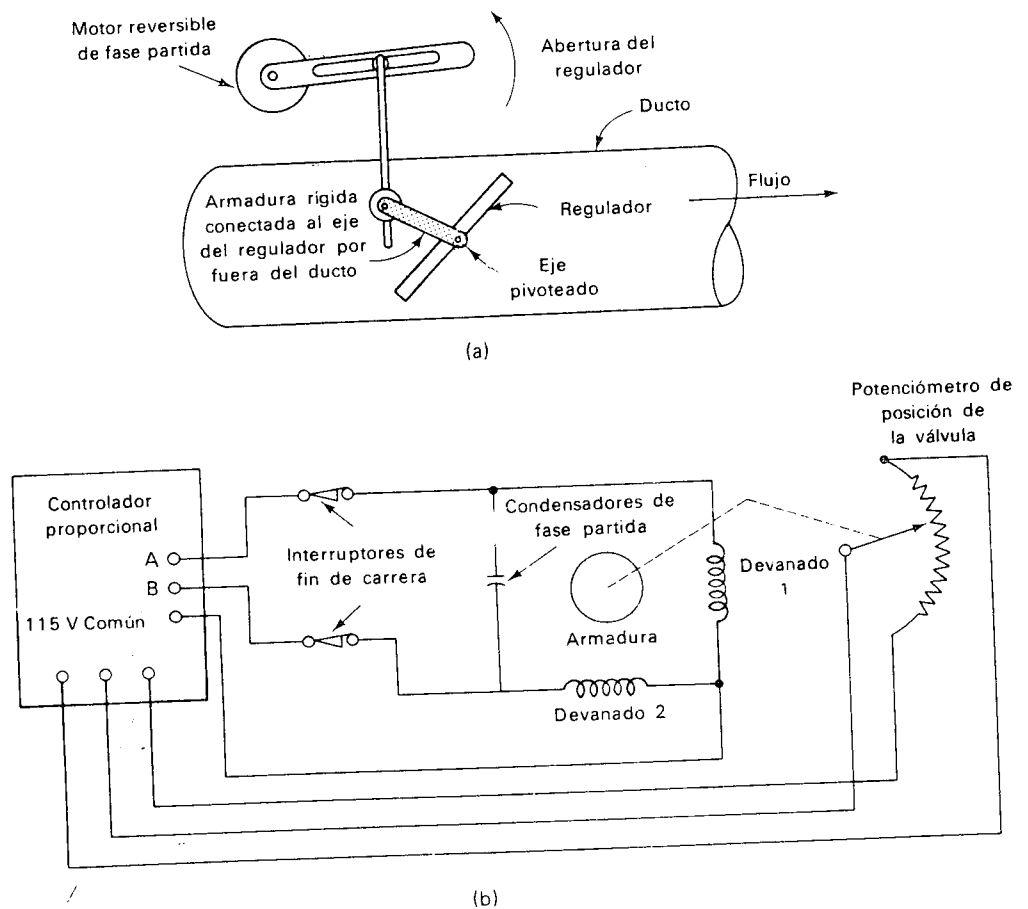


Figura 10-3. Control proporcional de posición de un regulador manejado por un motor de fase partida. (a) Distribución mecánica del regulador, del enlace del regulador, y del motor. Notemos que el motor es reversible, en contraste con el motor de la Figura 10-2. (b) El circuito eléctrico. El controlador aplica potencia a uno de los terminales A o B, dependiendo de cómo quiere posicionarse el regulador, si más cerrado o más abierto. El potenciómetro proporciona realimentación de información al controlador, indicándole la posición presente del regulador.

Cuando el controlador proporcional ve un error *positivo* proveniente del comparador, aplica 115 V ac al terminal *A*. Esto conecta el devanado 1 a través de la línea de 115 V y conecta el condensador de fase partida en serie con el devanado 2; esta combinación serie también es conectada a través de la línea ac. Esto hace que el motor gire en el sentido de las manecillas del reloj (asumámoslo) y hace que el regulador comience a cerrar la abertura a través del ducto. Cuando el potenciómetro de posición, el cual está íntegramente construido dentro del motor, envía al controlador la señal de posición apropiada, el controlador proporcional es satisfecho, y remueve la potencia del terminal *A*. Esto para el motor y libera el regulador en dicha posición.

Cuando el controlador proporcional detecta un error *negativo* proveniente del comparador, aplica 115 V ac al terminal *B*. Ahora el bobinado 2 está conectado directamente a través de la línea ac, y el devanado 1 queda en serie con el condensador de fase partida. Esta serie es también a través de la línea ac. Esto hace que el motor gire en sentido contrario a las manecillas del reloj y hace que el regulador comience a abrirse. Cuando el motor ha girado lo suficiente, la señal del potenciómetro de posición equilibra la señal de error, y el controlador proporcional queda satisfecho. Remueve la potencia aplicada al terminal *B*, y el motor se detiene. Por tanto la válvula se detiene en una posición que está de acuerdo con la magnitud y polaridad de la señal de error.

El funcionamiento interno del motor reversible de fase partida se describirá con más detalles en la Sección 10-9.

Cuando el motor ha alcanzado una cualquiera de sus posiciones extremas, en sentido de las manecillas del reloj o en sentido contrario, uno de los interruptores de fin de carrera se abrirá y remueve la potencia de los devanados. Después de esto, el motor solamente puede girar en la dirección opuesta. Esto se hará entonces cuando el controlador ordene que comience a girar en la otra dirección aplicando la potencia al terminal opuesto *A* o *B*.

10-4 VALVULAS ELECTRONEUMATICAS

Para válvulas pesadas, puede no ser práctico operarlas con un motor eléctrico. La inercia y fricción de la válvula podrían impedir la utilización de un motor eléctrico como dispositivo posicionador. En tales situaciones, la válvula es movida por una presión neumática o por una presión hidráulica.

10-4-1 Operador electroneumático de válvula

La Figura 10-4 es una ilustración esquemática de un operador electroneumático de válvula. La posición final de la válvula está determinada por la magnitud de la corriente eléctrica de entrada. Veamos cómo funciona.

El brazo de balanza es un brazo metálico libre de fricción, pequeño, liviano, y de algunas pulgadas de largo. Está pivoteado en un punto de apoyo cercano a su extremo derecho. Cuando circula una corriente de entrada a través de sus terminales de entrada, la bobina del electroimán establece un campo magnético que interactúa con el campo del imán permanente. La fuerza resultante de esta interacción hala hacia arriba el brazo, el cual tiende a rotar en el sentido de las manecillas del reloj. La fuerza que tiende

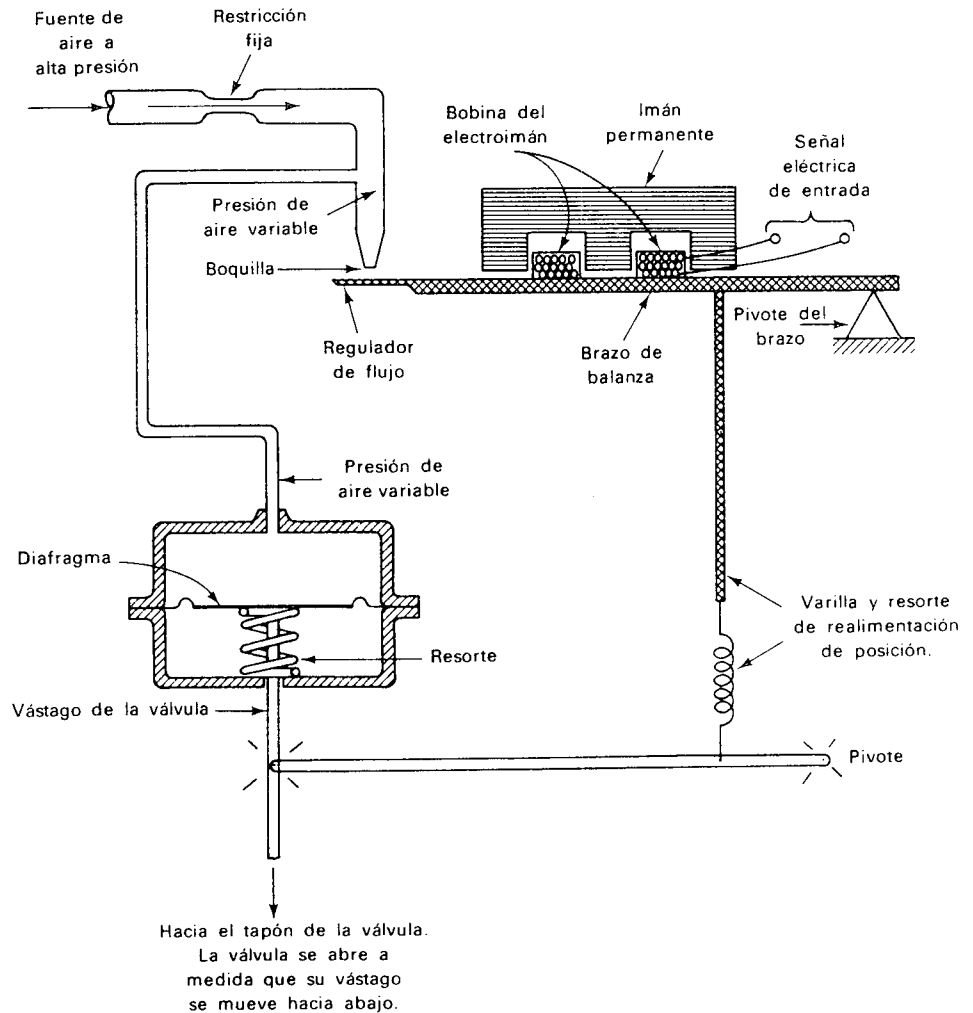


Figura 10-4. Operador de válvula electro neumático. La posición del vástago es proporcional a la señal eléctrica de entrada que se muestra en el extremo superior derecho del dibujo.

a hacer rotar el brazo en el sentido de las manecillas del reloj es proporcional a la cantidad de corriente que fluye a través de la bobina electromagnética.

Si el brazo rota ligeramente en el sentido de las manecillas del reloj, su extremo izquierdo se moverá hacia arriba y restringe el escape de aire de la boquilla. Entre más cerca se encuentre el extremo izquierdo del brazo (denominado regulador de flujo) de la boquilla, menos aire puede escapar de ésta. A medida que disminuye la cantidad de aire que se escapa, aumenta la presión en el tubo de presión variable que sale de la boquilla. Esto sucede debido a que se reduce el movimiento de aire a través de la restric-

ción fija, lo cual resulta en una menor caída de presión a través de la restricción y en consecuencia un aumento de presión más allá de la restricción.

Esta presión más alta en el tubo de presión variable se aplica a la cámara del diafragma localizada encima del diafragma de la válvula. Esto ejerce una fuerza hacia abajo sobre el vástago de la válvula, con lo cual abre la válvula.* A medida que el vástago se mueve hacia abajo, hace que el resorte de realimentación ejerza una contrafuerza sobre el brazo de balance, tendiente a hacerlo rotar en sentido contrario de las manecillas del reloj. Cuando el contratorque ejercido por el resorte de realimentación exactamente balancea el torque original ejercido por el electroimán, el brazo se equilibra en dicha posición. Por tanto, la posición final del vástago de la válvula y de la abertura misma de la válvula está determinada por la señal eléctrica de entrada (corriente) al electroimán.

Si este aparato fuese usado con un controlador eléctrico proporcional del tipo mostrado en la Figura 9-15, la señal eléctrica de entrada podría tomarse del contacto del pot de posición de la válvula localizado a la izquierda. El voltaje entre dicho contacto y tierra podría aplicarse al electroimán de la Figura 10-4. El electroimán deberá diseñarse para que tome del potenciómetro una corriente despreciable de manera que no moleste la división de voltaje a lo largo del potenciómetro. El motor que se muestra en la Figura 9-15 no posicionaría directamente la válvula de control sino que serviría solamente para rotar el eje del potenciómetro. El aparato mostrado en la Figura 10-4 podría posicionar la válvula de control.

10-4-2 Conversor de señal electroneumático para operar un posicionador neumático

La Figura 10-5 muestra una aproximación algo diferente para controlar neumáticamente una válvula de gran tamaño. Nuevamente, la señal original de entrada es una corriente eléctrica a través de la bobina de un electroimán. En este dibujo, la realimentación al brazo de balance no proviene de la válvula controlada sino que proviene de un fuelle. La presión neumática de salida es entonces balanceada adicionalmente contra la posición mecánica de la válvula. Veamos cómo trabaja.

La corriente de entrada circulando por la bobina del electroimán crea una fuerza ascendente sobre el brazo de balance tendiente a hacerlo rotar en sentido de las manecillas del reloj. A medida que se mueve ligeramente en sentido de las manecillas del reloj, el conjunto boquilla/regulador de aire hace que aumente la presión de aire en el tubo que se encuentra por encima de la boquilla, tal como se describió en la Sección 10-4-1. Esta señal de presión se aplica al fuelle de realimentación, el cual ejerce al brazo una

*Esto es correcto siempre y cuando la válvula sea una *válvula de abertura por aire*. Cualquier válvula que sea *abierta* por el aumento de la presión de aire aplicada a su diafragma se denomina *válvula de abertura por aire*; el resorte tiende a cerrar la válvula. Cualquier válvula que sea *cerrada* por el aumento de la presión de aire en su diafragma se denomina *válvula de cierre por aire*; el resorte tiende a abrir la válvula. La escogencia de qué tipo de válvula se utilice en un sistema industrial depende en cierta forma de si la válvula en reposo deberá estar abierta o cerrada en caso de una falla en la presión hidráulica.

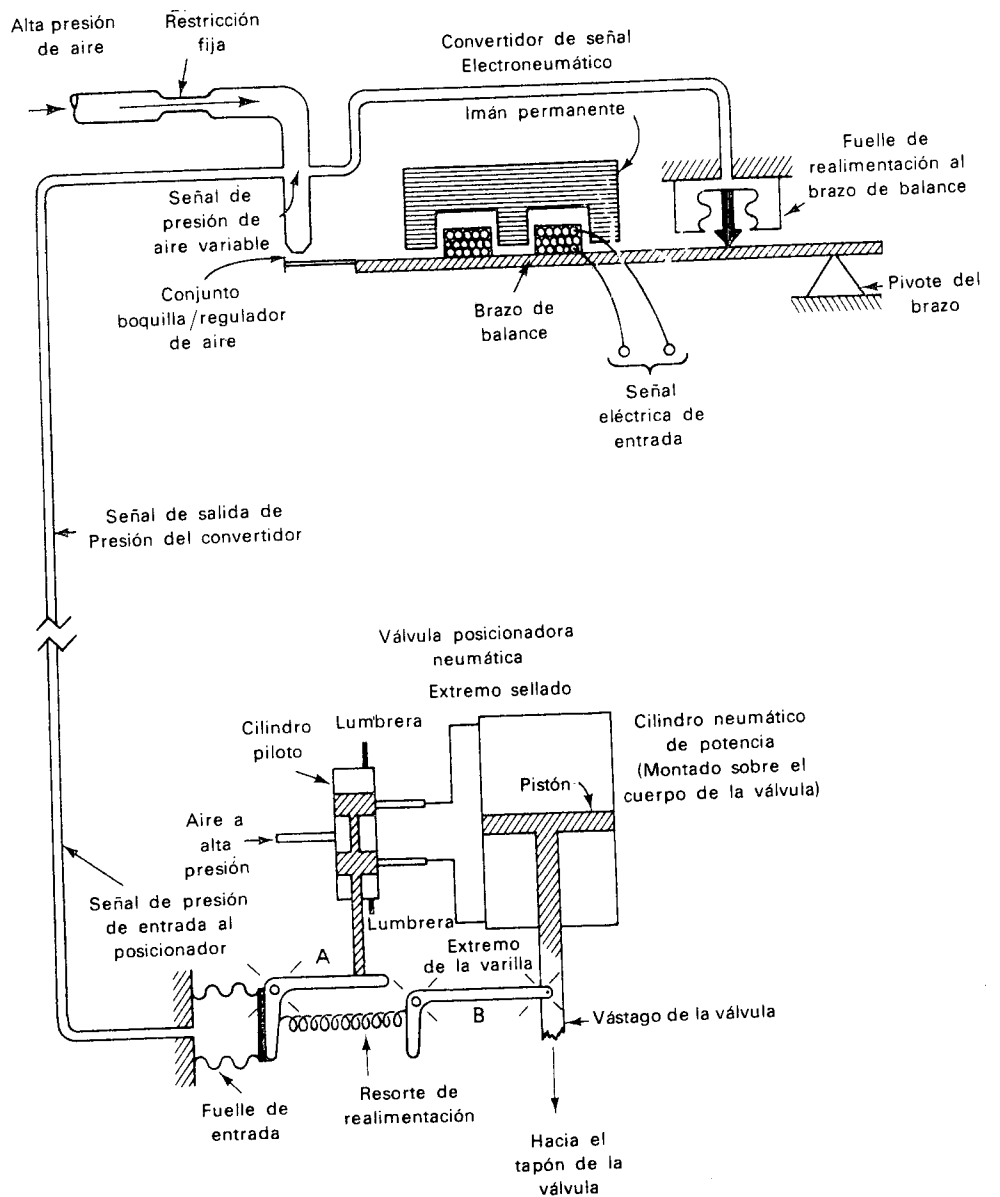


Figura 10-5. Conversor electroneumático de señal y posicionador de válvula. El aparato en la parte superior del dibujo convierte una señal eléctrica (corriente) en una señal neumática proporcional (presión de aire). El aparato en la parte inferior posiciona la válvula en proporción a la señal neumática.

fuerza hacia abajo, tendiente a hacerlo rotar en sentido contrario a las manecillas del reloj. El brazo se estabiliza cuando el torque en sentido de las manecillas del reloj proveniente del electroimán es igual al torque en sentido contrario proveniente del fuelle de realimentación. Por tanto la magnitud de la corriente de entrada determina exactamente la señal de presión aplicada al fuelle. Esta señal de presión es también enviada por un tubo de salida para utilizarse en otro lugar.

Para resumir, toma una señal eléctrica de entrada y produce una señal de salida neumática proporcional. El convertidor se diseña de tal manera que la relación entre la presión de salida y la corriente de entrada sea bastante lineal.

La señal de presión de salida es llevada a un posicionador neumático de válvula, que podría localizarse a cierta distancia del convertidor electroneumático. La señal de salida del convertidor se convierte en la señal de entrada al posicionador * de la válvula.

La señal de entrada de presión al posicionador de la válvula tiende a expandir el fuelle de entrada hacia la derecha. El fuelle de entrada hace que el enlace mecánico *A* rote ligeramente en sentido contrario a las manecillas del reloj. A medida que esto sucede, el enlace desplaza el carrete en el pequeño cilindro piloto. Cuando esto sucede, es abierto el conducto del lado sellado (conducto superior) hacia el interior del cilindro piloto, aplicando alta presión de aire al lado sellado del cilindro de potencia. En ese mismo momento, el conducto del lado de la varilla es abierto hacia el orificio de evacuación localizado en la parte inferior del cilindro piloto, evacuando así el lado de la varilla del cilindro de potencia. De este modo el pistón del cilindro de potencia es empujado hacia abajo, moviendo hacia abajo el vástago de la válvula.

A medida que el vástago de la válvula se mueve hacia abajo, hace que el enlace mecánico *B* rote en sentido de las manecillas del reloj. Esto comprime el resorte de realimentación, aplicando una fuerza tendiente a comprimir el fuelle. Cuando la fuerza de la presión de entrada es equilibrada por el resorte de realimentación, el enlace *A* regresa a su posición original. Esto centra el carrete del cilindro piloto, bloqueando los conductos de salida. El cilindro de potencia cesa de empujar, y libera la válvula en dicha posición. Por tanto tenemos una condición en la cual la abertura final de la válvula es determinada exactamente por la señal de entrada de presión. Con un diseño apropiado de los mecanismos del posicionador, la relación entre la abertura de la válvula y la presión de entrada puede hacerse bastante lineal.

La situación total es que la abertura de la válvula está linealmente relacionada con la corriente de entrada al convertidor electroneumático. Este arreglo es bastante compatible con un controlador proporcional eléctrico o electrónico.

*La palabra *posicionador* generalmente se utiliza para identificar un aparato que utiliza un cilindro de alta presión para mover una válvula o un dispositivo similar. Esto está en contraste con el ejemplo estudiado antes en el cual la presión de aire variable se aplicó a un *diafragma* para empujar la válvula. Cuando se utiliza un diafragma, el aparato generalmente se denomina un operador. (No todo el mundo acoge esta distinción entre las palabras posicionador y operador.)

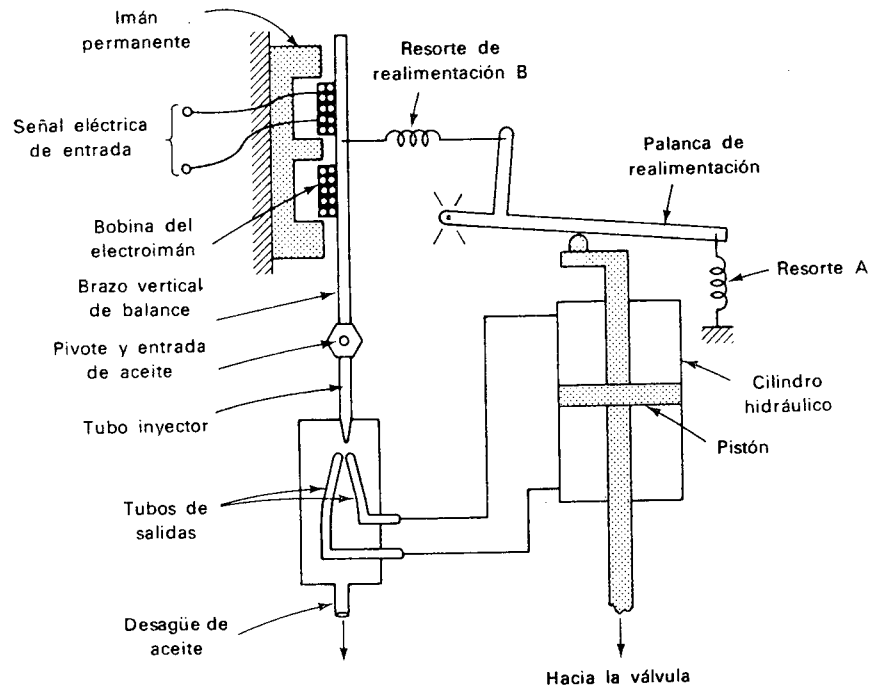


Figura 10-6. Posicionador electrohidráulico de válvula, utilizando un tubo inyector. La posición de la válvula es proporcional a la señal eléctrica de entrada.

10-5 VALVULAS ELECTROHIDRAULICAS

En situaciones de control donde la válvula o el regulador es muy pesado, o donde sea difícil mantener la válvula en una posición estacionaria debido a las grandes fuerzas irregulares ejercidas por el fluido en movimiento, el mejor actuador es un *posicionador hidráulico*. También, si la válvula raramente se mueve, podría atascarse en una cierta posición. Esto puede suceder debido a que barro y desechos podrían alojarse en los enlaces móviles o en los ejes, haciendo muy difícil liberarlos cuando la válvula va a ser reposicionada. Un posicionador hidráulico, con su gran capacidad de fuerza, podría necesitarse para manejar este problema.

En la Figura 10-6 se muestra un posicionador electrohidráulico de válvula, fácilmente adaptable a un controlador proporcional, se muestra en la Figura 10-6. Nuevamente, la señal de entrada es una corriente a través de la bobina de un electroimán. A medida que la corriente aumenta, se ejerce hacia la izquierda una gran fuerza sobre el brazo de balance vertical. Esto tiende a hacer rotar el brazo en sentido contrario a las manecillas del reloj. Al otro lado del punto de pivote, hacia abajo de la Figura 10-6, hay un relé de tubo inyector. El aceite hidráulico a alta presión es forzado a través del tubo inyector saliendo de la boquilla inyector a alta velocidad. Si el tubo inyector está perfectamente vertical, el chorro de aceite choca por igual en los orificios de la izquierda y la derecha. Por consiguiente no hay desbalance de presión entre los dos lados del relé inyector y el pistón hidráulico per-

manece en equilibrio. Sin embargo, si el electroimán mueve el tubo inyector ligeramente en sentido contrario a las manecillas del reloj, el orificio derecho experimentará más choque de aceite que el orificio izquierdo. Esto aumentará la presión hidráulica en la parte superior del cilindro hidráulico y disminuirá la presión en su parte inferior. El pistón del cilindro hidráulico de este modo será empujado hacia abajo.

A medida que la varilla del cilindro se mueve hacia abajo, la palanca de realimentación rota en el sentido de las manecillas del reloj halada por la tensión del resorte *A*. El enlace a la izquierda de la palanca de realimentación aumentará la tensión en el resorte de realimentación *B*, tendiendo a hacer rotar el brazo de balance en sentido de las manecillas del reloj. Finalmente el pistón hidráulico se moverá lo suficiente de tal manera que el torque ejercido originalmente por el resorte de realimentación iguale exactamente el torque ejercido originalmente por el electroimán. En este momento el brazo de balance regresará a la posición vertical, y la presión es nuevamente igualada entre los lados izquierdo y derecho del relé tubo inyector. El pistón detiene su movimiento, y la válvula permanece en dicha posición. La posición final de la válvula está determinada por consiguiente por la magnitud de la señal de corriente de entrada.

10-6 CARACTERÍSTICAS DE FLUJO DE UNA VALVULA

La característica de flujo ideal en un proceso controlado se ilustra en la Figura 10-7. Como muestra la gráfica, el flujo es exactamente lineal con el porcentaje de abertura de válvula. Es decir, con una abertura del 20%, el flujo del sistema es el 20% de su máximo valor; con una abertura de válvula del 40%, el flujo del sistema es el 40% de su máximo valor; etc. La característica real de flujo del sistema no depende solamente de las características de flujo de la válvula sino también de las características de flujo del resto del sistema de tuberías.

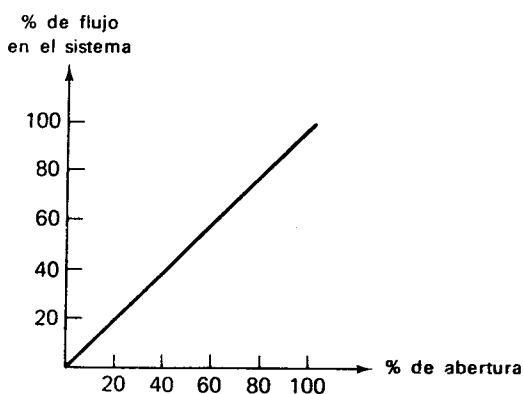
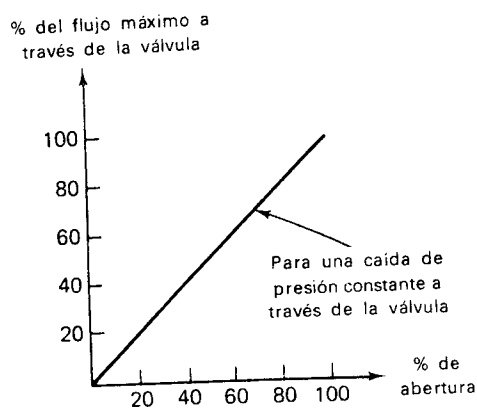
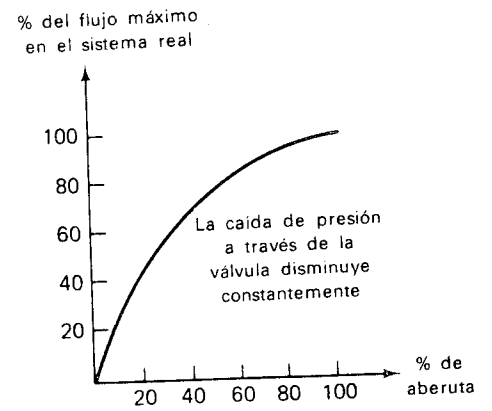


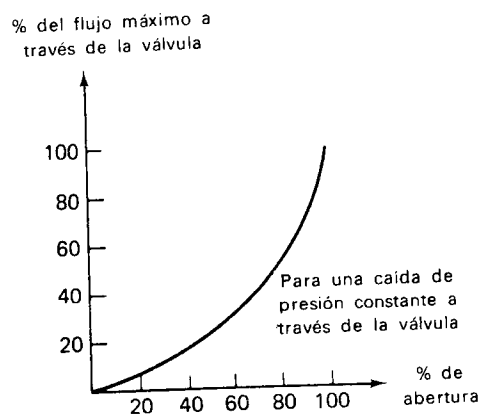
Figura 10-7. Característica ideal de flujo para un proceso controlado. En una situación real, dicha respuesta lineal no puede conseguirse.



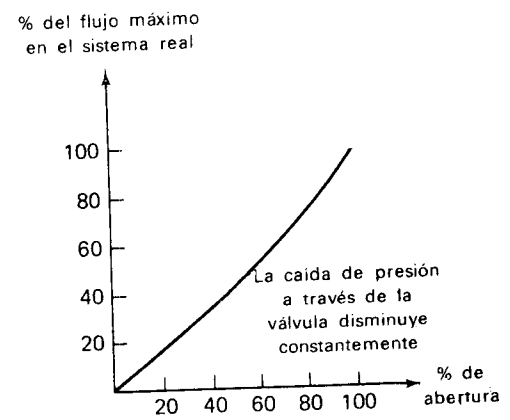
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 10-8. Curvas características de flujo de los sistemas reales. (a) Curvas de flujo de una válvula perfectamente lineal. (b) Curva de flujo de un sistema total que resultaría de una válvula perfectamente lineal. (c) Curva de flujo de una válvula no lineal. Esta válvula responde vigorosamente al principio del rango y responde pesadamente al final de su rango. (d) Característica de flujo del sistema total que resultaría al utilizar la válvula de la parte (c). La no linealidad de la válvula tiende a cancelar la no linealidad del sistema dado que éstas se presentan en direcciones opuestas. El resultado es que el sistema total responde casi linealmente.

Las curvas características de flujo de la válvula muestran el porcentaje de máximo flujo versus el porcentaje de abertura, para una *caída de presión constante a través de la válvula*. En un sistema real, es imposible mantener una caída de presión constante a través de la válvula a medida que su posición varía. Esto es debido a que a medida que la posición de la válvula varía, haciendo que también varíen las pérdidas de presión en el resto del sistema de tubería. Específicamente, a medida que el flujo aumenta, la caída de presión en el resto del sistema de tubería aumenta, dejando menos caída de presión a través de la válvula. Esta situación es análoga a la de una fuente de voltaje fijo manejando una combinación serie formada por una resistencia fija y una resistencia variable. A medida que se disminuye el valor de la resistencia variable (análogo a abrir más la válvula) el flujo de corriente se incrementa, produciendo una mayor caída de voltaje a través de la resistencia fija. Para comenzar, dado que solamente hay una cantidad de voltaje de fuente, si ocurre una mayor caída a través de la resistencia fija, debe haber menos caída de voltaje a través de la resistencia variable.

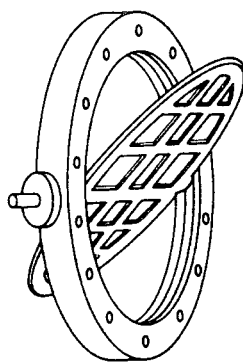
El resultado de este fenómeno con un sistema de tubería es hacer que la característica de flujo del sistema real sea bastante diferente de la característica de flujo de la *válvula*. Esto se ilustra en las Figuras 10-8(a) y (b). La Figura 10-8(a) muestra la característica de una válvula perfectamente lineal. Si esta válvula perfectamente lineal fuese instalada en un sistema real, la caída de presión en la válvula se reduciría para grandes porcentajes de abertura, de modo que el flujo de respuesta también se reduciría a grandes porcentajes de abertura. En otras palabras, a grandes aberturas tendremos menos incremento en el flujo para una cantidad dada de cambio en la posición de la válvula. Esto significa que la pendiente de la curva del flujo del sistema disminuiría poco a poco, tal como se muestra en la Figura 10-8(b).

La curva de flujo de la Figura 10-8(b) es bastante indeseable. Muestra que el 80% de cambio en el flujo sucede en los primeros 50% de abertura de la válvula, y que solamente el 20% de cambio en el flujo sucede en los segundos 50% de abertura de la válvula. Las desventajas de esto son bastante evidentes.

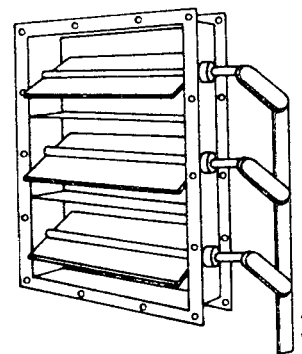
La solución general a este problema es diseñar válvulas que tengan una característica de flujo como la mostrada en la Figura 10-8(c). Se muestra que la válvula tiene una característica de flujo que es *cóncava hacia arriba*. Cuando dicha válvula se instala en un sistema de tubería real, el cual siempre tiene una característica de flujo que es *cóncava hacia abajo* como la mostrada en la Figura 10-8(b), la característica de flujo total resultante es ligeramente lineal. La característica de flujo del sistema total está graficada en la Figura 10-8(d).

Como regla general, entre más grandes sean las pérdidas de presión en el resto del sistema de tuberías comparadas con la caída de presión a través de la válvula, más no lineal deberá ser la característica de la válvula. Los diseñadores de válvulas pueden variar las características de flujo de una válvula casi a voluntad, variando la forma del tapón.

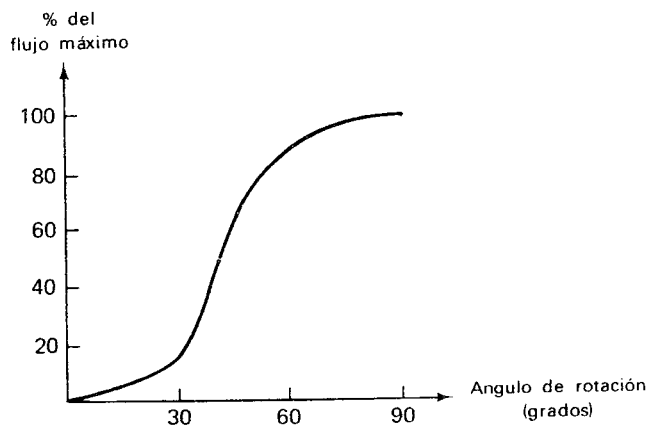
Con las válvulas mariposa y tipo persiana [Figura 10-9(a) y (b)] es desde luego imposible variar la forma del tapón, porque no lo poseen. En lu-



(a)



(b)



(c)

Figura 10-9. (a) Válvula mariposa o regulador. (b) Persiana. (c) Curva característica de flujo típica de una válvula mariposa o de una persiana. Casi todo el cambio de flujo se sucede en los 30° intermedios de rotación; se sucede muy poco cambio en los primeros o en los últimos 30°.

gar de esto, la pobre característica de flujo que exhiben estos dispositivos [la cual se muestra en la Figura 10-9(c)] se corrige haciendo ajustes a los ejes de sus enlaces de operación. Los fabricantes de posicionadores hidráulicos y neumáticos dan instrucciones precisas de cómo ajustar los enlaces que conectan la varilla del pistón del posicionador con el eje de la válvula mariposa. Siguiendo dichas instrucciones, es posible, para el usuario, crear características lineales de flujo.

10-7 RELES Y CONTACTORES

10-7-1 Control Todo o Nada de corriente a la carga

Cuando la corriente eléctrica es la variable manipulada en un sistema de control de bucla cerrada, con frecuencia el dispositivo corredor final es un relé o un contactor. Por ejemplo, en un proceso de calentamiento por electricidad, la temperatura podrá controlarse en el modo Todo o Nada, simplemente abriendo y cerrando un contacto que maneja al elemento calefactor. Esto se ilustra en la Figura 10-10.

La Figura 10-10(a) muestra un elemento calefactor monofásico manejado por una fuente monofásica. Cuando el controlador recibe una señal de error *positiva* (la temperatura medida es mayor que el valor de referencia), desenergiza la bobina CA del contactor. Se interrumpe el flujo de corriente al elemento calefactor y permite que baje la temperatura. Cuando el controlador recibe una señal de error *negativa*, energiza la bobina CA. El contacto N.A. de CA se cierra, aplicando potencia al elemento calefactor y haciendo subir la temperatura.

En una aplicación en la cual se requiera una mayor entrada de calor, el elemento calefactor podría ser un elemento trifásico manejado por una fuente trifásica tal como aparece en la Figura 10-10(b). En este caso el contactor deberá tener tres contactos, para poder abrir cada una de las tres líneas.

La única diferencia entre un relé y un contactor radica en la corriente y la capacidad de interrupción de sus contactos. Los contactores son capaces de manejar grandes corrientes, mientras que los relés solamente pueden manejar pequeñas corrientes. El contactor de la Figura 10-10 podría reemplazarse por un relé si la corriente de carga fuese suficientemente pequeña.

10-7-2 Histéresis de los relés

Una particularidad interesante de los relés y los contactores es que por naturaleza tienden a proporcionar una zona de actuación para el control Todo o Nada, debido a la histéresis inherente a su operación. Para hacer que un relé magnético se energice, la corriente por la bobina debe aumentar por encima de un cierto valor, denominado *corriente de enganche* o *corriente de pull-in*, para mover la armadura y conmutar los contactos. Sin embargo, una vez enganchado el relé, la corriente por la bobina debe caer por debajo de un cierto valor *bajo* de corriente para hacer que la armadura del relé regrese a su posición normal. Este valor bajo de corriente se denomina *corriente de mantenimiento* o *corriente de drop-out*. Esta acción se ilustra en la Figura 10-11(a).

La razón de la diferencia entre la corriente de enganche y la corriente de mantenimiento puede entenderse fácilmente refiriéndose al dibujo estilizado de un relé en la Figura 10-11(b). El resorte hace levantar la armadura alejándola del núcleo cuando la bobina está desenergizada. Esto crea un entrehierro entre la parte superior del núcleo y el metal de la armadura. Cuando comienza a fluir corriente por la bobina, debe establecer un campo magnético suficientemente fuerte para hacer descender la armadura en contra de la tensión del resorte. Esto presenta algo de dificultad por dos razones:

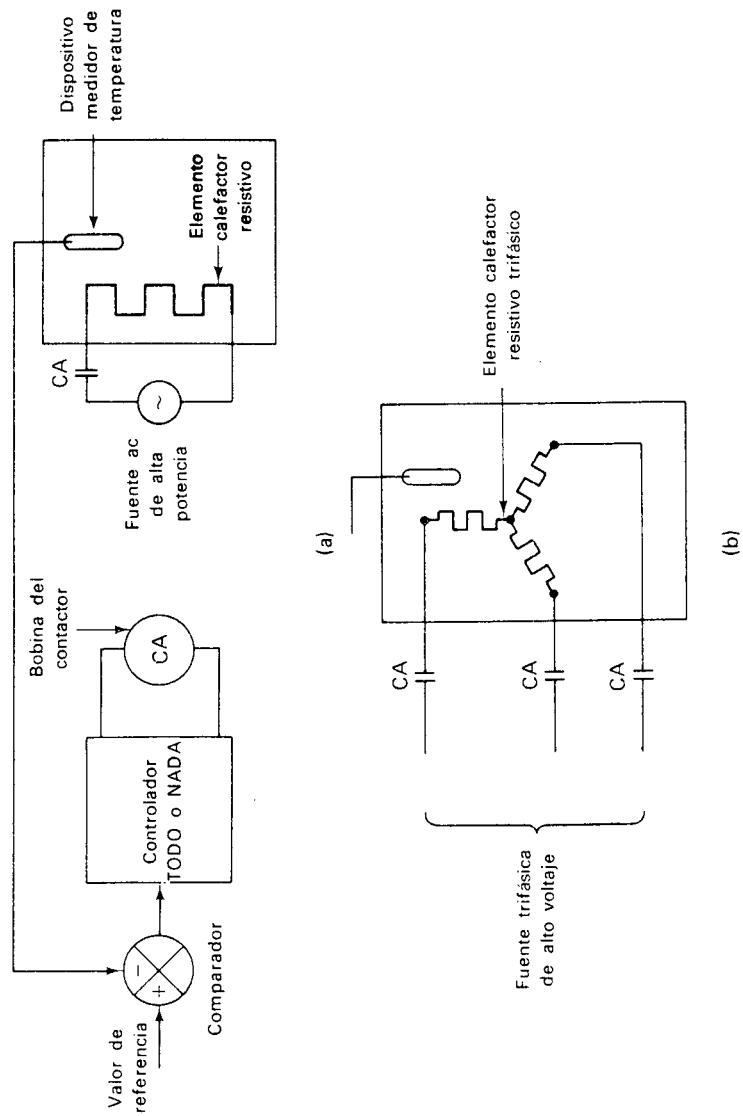


Figura 10-10. Control de temperatura por cierre y apertura de circuito del elemento calefactor resistivo. (a) Contactador de un solo contacto utilizado en el circuito calefactor monofásico. (b) Conmutación de los tres contactos de un circuito calefactor trifásico.

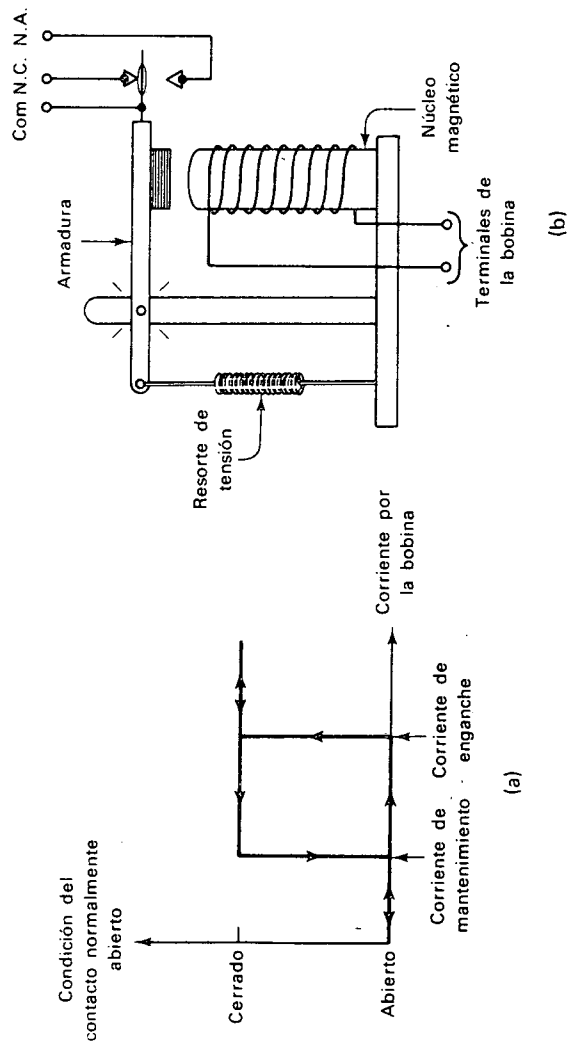


Figura 10-11. (a) Ilustración gráfica de la histéresis de un relé. Cuando la corriente está aumentando, la conmutación tiene lugar cuando se alcanza el valor de enganche. Cuando la corriente está decreciendo, la conmutación ocurre cuando se alcanza el valor de desenganche (de mantenimiento). (b) Partes esenciales de un relé electromagnético. La histéresis es debida al entre-hierro entre la armadura y el núcleo magnético.

- a. Hay un cierto entre-hierro en la bucla magnética; esto hace que el campo magnético sea débil comparado con lo que sería en una bucla continua de material magnéticamente permeable.
- b. La fuerza de atracción entre el núcleo y la armadura (polos magnéticos opuestos) es débil debido a la distancia entre los polos. Cuando los polos magnéticos están más apartados, la fuerza de atracción entre ellos es más débil, dejando todo lo demás igual.

Si la corriente por la bobina es suficientemente grande, creará un campo magnético lo suficientemente fuerte para sobreponerse a estos impedimentos y la armadura será atraída.

Cuando comienza a disminuir la corriente por la bobina, después que la armadura se ha movido, los dos impedimentos antes anotados ya no tienen efecto. Por tanto es más fácil *mantener* la armadura desplazada que cuando se *desplazó inicialmente*. Debido a esto, la corriente por la bobina puede caer considerablemente por debajo de su valor de enganche para poder mantener accionada la armadura.

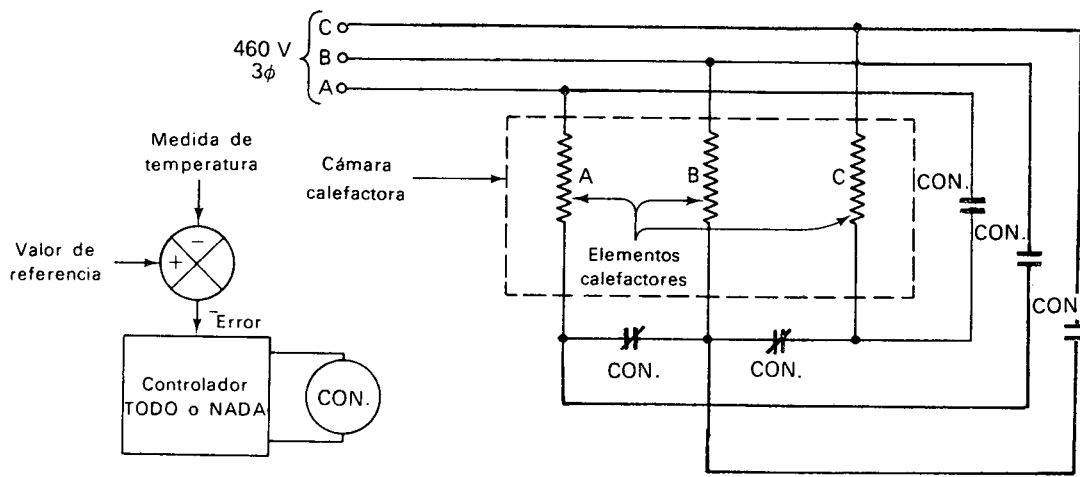
10-7-3 Contactor trifásico para conmutar entre delta y Y

Un ejemplo interesante de utilización de un contactor trifásico como dispositivo corrector final en un proceso de calentamiento por electricidad se muestra en la Figura 10-12(a). Esto es básicamente un control Todo o Nada, con la excepción que la posición Nada no es en realidad *completamente* apagado. La idea es que cuando el contactor *CA* está desenergizado, los elementos calefactores trifásicos están conectados en configuración Y, y cuando *CA* es energizado, los elementos calefactores están conectados en configuración delta. En la configuración Y, la potencia trifásica entregada a los elementos calefactores es mucho menor que la potencia entregada que cuando se conectan en delta. El controlador hace que *CA* se desenergice si la medida de temperatura está por encima del valor de referencia. Esto hace que la temperatura del proceso disminuya debido a la reducida potencia de entrada de la conexión Y (con la consiguiente reducción en el efecto calefactor). El controlador hace que *CA* se energice si la medida de temperatura está por debajo del valor de referencia. Esto hace que la temperatura del proceso aumente debido al incremento de la potencia de entrada en la conexión delta. Desde luego, el sistema debe diseñarse de tal manera que el calor generado por la conexión Y haga que la temperatura disminuya y que el calor generado por la conexión delta haga que aumente la temperatura.

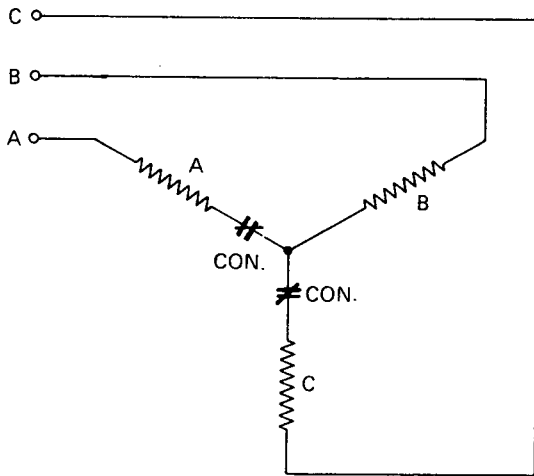
Para ver que los elementos están conectados en Y con *CA* desenergizado, estudiemos la Figura 10-12(b). Para producir la Figura 10-12(b), los contactos normalmente abiertos de *CA* se han suprimido del esquema de la Figura 10-12(a), de este modo se clarifica el dibujo. Es claro que los tres elementos están conectados en configuración Y.

La Figura 10-12(c) muestra la situación con los contactos *normalmente cerrados* suprimidos del esquema de la Figura 10-12(a). Es claro que los elementos están en delta cuando *CA* está energizado.

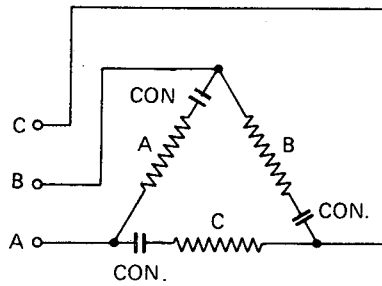
Hemos establecido que el calor generado por una conexión delta es mayor que el generado por una conexión Y porque la potencia eléctrica entregada a los elementos es mayor en delta que en Y. Demostremoslo.



(a)



(b)



(c)

Figura 10-12. (a) Circuito calefactor delta-Y. (b) Vista simplificada del circuito calefactor con el contactor desenergizado. Los elementos calefactores están conectados en Y, y el calor de salida es bajo. (c) Vista simplificada del circuito calefactor con el contactor energizado. Los elementos calefactores se encuentran conectados en delta, y el calor de salida es más alto.

En la configuración delta (Δ), el voltaje a través de cualquiera de los elementos calefactores es igual al voltaje de línea, o:

$$V_{\phi} = V_{\text{línea}} \quad \text{para } \Delta,$$

donde V_{ϕ} es el voltaje a través de una rama de la carga calefactora. Si la resistencia por rama de la carga (un solo elemento) se simboliza por R , podemos entonces decir que:

$$P_{\phi} = \frac{V_{\phi}^2}{R} = \frac{(V_{\text{línea}})^2}{R},$$

donde P_{ϕ} es la potencia entregada a una sola rama de la carga (un elemento). Hemos asumido que los elementos son resistencias puras con factor de potencia unitario.

La potencia promedio total entregada a la carga trifásica total es simplemente tres veces la potencia entregada a uno cualquiera de los elementos, de modo que la potencia total está dada por:

$$P_T = \frac{3(V_{\text{línea}})^2}{R} \quad \text{para } \Delta.$$

Asumiendo valores reales, si el voltaje de línea es 400 V ac y la resistencia por fase es 25Ω , la potencia total es:

$$P_T = \frac{(3)(460)^2}{25} = 25.392 \text{ W} \quad \text{para } \Delta.$$

Ahora para Y: El voltaje a través de una cualquiera de las ramas *no* es igual al voltaje de línea. Para un sistema Y balanceado siempre podemos decir que:

$$V_{\phi} = \frac{V_{\text{línea}}}{\sqrt{3}} = \frac{V_{\text{línea}}}{1.73} \quad \text{para Y.}$$

Por tanto, la potencia promedio entregada a una rama de la carga es:

$$P_{\phi} = \frac{V_{\phi}^2}{R} = \frac{(V_{\text{línea}}/\sqrt{3})^2}{R} = \frac{(V_{\text{línea}})^2}{3R} \quad \text{para Y.}$$

Nuevamente, la potencia total es tres veces la potencia entregada a un solo elemento, de modo que:

$$P_T = \frac{3(V_{\text{línea}})^2}{3R} = \frac{(V_{\text{línea}})^2}{R} \quad \text{para Y.}$$

Asumiendo como antes valores reales, a saber, 460 V de voltaje de línea y 25Ω de los elementos calefactores, tenemos:

$$P_T = \frac{(460)^2}{25} = 8.464 \text{ W} \quad \text{para Y.}$$

El calor total entregado al proceso por la conexión Y es entonces como mucho un tercio del calor entregado por la conexión delta ($8.464 \text{ W}/25.392 \text{ W} = 1/3$).

10-8 TIRISTORES

Cuando la variable manipulada es la corriente eléctrica y la entrega debe ser de *variación continua*, los relés y los contactores no pueden ejecutar el trabajo. En sistemas modernos de control, los tiristores de potencia, como los SCR y triacs, se utilizan como dispositivos correctores finales para tales aplicaciones. En cada uno de los sistemas calefactores discutidos en la Sección 10-7, un tiristor podría haberse usado en lugar de un relé o un contactor operado magnéticamente.

Los tiristores se acomodan bastante bien al control proporcional de temperatura. Puede hacerse variar el ángulo de conducción proporcionalmente al error entre la medida de temperatura y el valor de referencia. Esto varía en forma continua, el flujo de corriente hacia el elemento calefactor, proporcionando los beneficios del control proporcional. Pueden adicionarse al sistema los modos de control integral y/o derivativo adicionando la circuitería apropiada.

Desde luego, no todas las aplicaciones de los tiristores involucran control de *bucla cerrada* de flujo de corriente. Hay mucho sistema de *bucla abierta* en que los tiristores sirven como dispositivo de control. En un sistema de bucla abierta con tiristor, la corriente hacia la carga es variable continuamente; pero desde luego no se efectúa comparación entre el valor medido y el valor de referencia para efectuar un ajuste *automático* de la corriente.

Como ejemplo de un SCR en un sistema de control de temperatura de bucla abierta, simplemente sustituya la carga de la Figura 4-8 por un elemento calefactor resistivo e imagine que este elemento está entregando energía calorífica a una cámara de proceso. Si R_2 es ajustada, al ángulo de disparo del SCR varía, variando la corriente a través del elemento calefactor y por consiguiente la potencia entregada al proceso de calefacción. Para un conjunto dado de condiciones del proceso, un ajuste dado de R_2 producirá una temperatura de proceso dada. Desde luego, si cualquier condición del proceso cambia (si ocurre un disturbio), esta selección particular de R_2 hará que se establezca una temperatura diferente. En una situación de bucla abierta, el ángulo de disparo del SCR *no* es alterado automáticamente para corregir la temperatura. La temperatura simplemente permanecerá donde quiera que las condiciones del proceso lo ordenen.

Los tiristores tienen muchas otras aplicaciones industriales a más de variar el flujo de corriente por elementos calefactores. Pueden utilizarse para variar la corriente por un electroimán cuya fuerza magnética de atracción debe ser variable; pueden utilizarse para variar la corriente por una bombilla incandescente en situaciones donde deba variarse la intensidad luminosa; pueden utilizarse para variar la corriente de soldadura con el objeto de alterar sus propiedades, tal como lo vimos en el Capítulo 7; pueden utilizarse como dispositivos de secuencia como el mostrado en la Figura 5-7. Pero su utilización más importante es en la variación de corriente a través de los devanados de un motor para ajustarle la velocidad. Esta es una parte tan importante de la electrónica industrial que dedicaremos un capítulo a este tópico. En el Capítulo 13 trataremos en detalle la utilización de los tiristores de potencia como dispositivos de control de velocidad de motores.

10-9 MOTORES AC DE FASE PARTIDA

Los motores de fase partida se vieron en las Secciones 10-2 y 10-3 como motores para abrir y cerrar el flujo de válvulas de control. Los motores de fase partida no solamente manejan posiciones de válvula sino que también ejecutan la mayoría de los trabajos de posicionamiento en servo sistemas. La mayoría de los servo sistemas tienen lo que se denomina un *servo motor* ac como dispositivo corrector final. Un servo motor es básicamente un motor de fase partida con algunas pequeñas diferencias de construcción. En esta sección consideraremos la teoría de operación y las características de los motores de fase partida. En la Sección 10-10 abordaremos los servo motores ac, su construcción, y su funcionamiento en un sistema posicionador mecánico.

Trataremos los tópicos de motores de fase partida y servo motores ac asumiendo que se está familiarizado con los campos magnéticos y los motores. Si no se está familiarizado con la teoría de los motores, probablemente deberá complementar estas secciones con alguna lectura y estudio adicionales.

En cualquier motor ac de inducción, la potencia se aplica al *devanado de campo* localizado en la parte estacionaria del motor (el estator). De este modo se induce corriente en el *devanado de armadura* localizado en la parte rotativa del motor (el rotor) por acción de transformación. La interacción del campo magnético creado por el devanado de campo con los conductores portadores de corriente del devanado de armadura crean una fuerza mecánica que fuerza al motor a girar.

Concentrémonos en primer lugar en cómo el devanado de campo de un motor de fase partida establece un campo magnético, y en la operación de dicho campo magnético. De este modo exploraremos como se induce corriente en los conductores de la armadura. Finalmente, combinaremos el campo magnético con la corriente de armadura para ver de qué manera se produce el torque.

El campo rotatorio. La Figura 10-13(a) es una representación esquemática del devanado de campo de un motor de fase partida. La vista mostrada representa como se vería el hueco del estator de un lado al otro del eje del motor. Con el objeto de dejar el dibujo claro no se ha dibujado la armadura.

Hay dos devanados presentes en la Figura 10-13(a). Usualmente a cada uno de ellos se le denomina *devanado* (singular). Tenemos el devanado 1 el cual está manejado por el voltaje V_1 , el cual tiende a establecer un campo magnético en la dirección vertical; y tenemos el devanado 2, manejado por el voltaje V_2 , el cual tiende a establecer un campo magnético en la dirección horizontal. Naturalmente los voltajes ac V_1 y V_2 están cambiando de polaridad continuamente, de modo que es conveniente asignarles una *polaridad positiva* tal como se hizo en la Figura 10-13(a). Es decir, cuando V_1 es + en la parte superior y - en la parte inferior, consideraremos que está en la polaridad positiva. Cuando V_1 es - arriba y + abajo, consideraremos que está en polaridad negativa. Lo mismo es válido para V_2 .

Ahora, si V_1 es positivo, fluirá una corriente por el devanado 1 de arri-

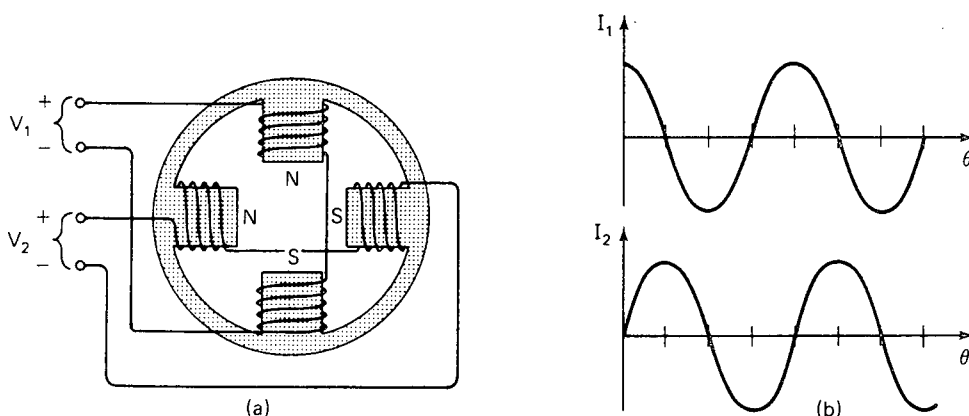


Figura 10-13. (a) Polos de campo y devanados de un motor ac de fase partida. Esta es una vista a través del hueco del estator. (b) La relación de fase entre las dos corrientes de devanado. I_1 adelanta a I_2 en 90° .

ba hacia abajo, creando con esto un campo magnético que va de arriba hacia abajo. La dirección de este campo se muestra en la Figura 10-14(a).

Si V_2 es positivo, fluirá una corriente por el devanado 2 de izquierda a derecha, creando con esto un campo magnético que va de izquierda a derecha. Este campo se muestra en la Figura 10-14(c).

Si V_1 y V_2 son ambos positivos en el mismo instante, la corriente fluirá por *ambos* devanados. Cada corriente crea su propio campo magnético, y el campo *neto* será la resultante de los campos individuales. Esto significa que el campo magnético neto apuntará a un punto determinado entre los dos campos. Esto se muestra en la Figura 10-14(b).

De un modo u otro, los voltajes aplicados a los dos devanados, V_1 y V_2 , deben ajustarse de tal manera que la corriente por los devanados esté desfasada 90° , tal como se ilustra en la Figura 10-13(b). Hay varias maneras de hacerlo, las cuales estudiaremos más adelante. Por ahora, justamente recordemos que por algún método externo V_1 y V_2 deben ajustarse de tal manera que I_1 e I_2 están desfasadas 90° .

Estudiemos ahora la Figura 10-13(b) y comparémosla cuidadosamente con la Figura 10-14. Las flechas en la Figura 10-14 muestran la dirección del campo magnético creado por los devanados en distintos puntos a lo largo del ciclo ac (varios instantes). La flecha F_1 indica la dirección del campo debido al devanado 1; la flecha F_2 indica la dirección del campo debido al devanado 2. La flecha F indica la dirección del campo neto, debido a los dos devanados.

A 0° , o al comienzo del ciclo, I_1 es máxima positiva e I_2 es 0. Por tanto el campo neto es debido enteramente al devanado 1 y es en la dirección mostrada en la Figura 10-14(a).

A 45° , I_1 ha decrecido pero aún es positiva, e I_2 ha entrado en la región positiva; ambos devanados están contribuyendo al campo neto, el cual se muestra en la Figura 10-14(b).

A 90° , I_1 es 0 e I_2 es máxima positiva. El campo neto es debido enteramente a I_2 y se muestra en la Figura 10-14(c).

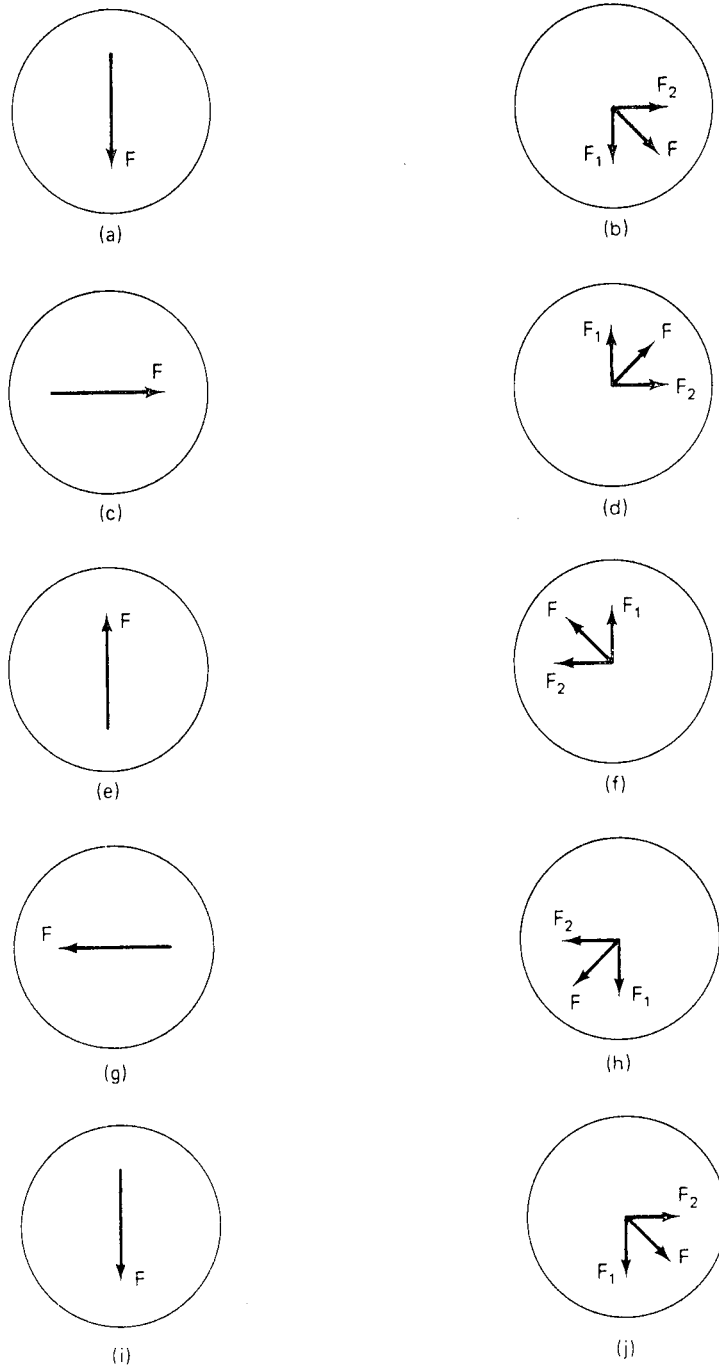


Figura 10-14. Campos individuales creados por los devanados (F_1 y F_2) y el campo neto resultante (F) a diferentes instantes de tiempo. Cada dibujo representa una progresión de 45° en el ciclo de ac, o casi 2,08 milisegundos de progresión en tiempo en una línea ac de 60 Hz.

A 135° , I_1 es negativa, de modo que el campo creado por el devanado 1 apunta hacia *arriba*, como se muestra en la Figura 10-14(d). El campo del devanado 2 aún apunta hacia la derecha dado que I_2 es aún positiva. El campo neto está en la dirección mostrada.

A 180° , I_2 ha caído a 0, e I_1 está en su máximo negativo. El campo se muestra en la Figura 10-14(e).

A 225° , I_1 es aún negativa, e I_2 ha entrado también en la región negativa. Por tanto el campo debido a I_1 apunta hacia arriba, y el campo debido al devanado 2 apunta a la izquierda. El campo neto apunta a la parte superior izquierda. Esto se muestra en la Figura 10-14(f).

A 270° , I_2 está en el máximo negativo, e I_1 es 0, de modo que el campo neto apunta a la izquierda como se muestra en la Figura 10-14(g).

A 315° , I_1 de nuevo es positiva, e I_2 es aún negativa, de modo que el campo neto apunta a la parte inferior izquierda, como se muestra en la Figura 10-14(h).

A 360° , la corriente por los devanados ha regresado a sus condiciones iniciales, de modo que el campo está de nuevo en la dirección inicial. La Figura 10-14(i) muestra la misma dirección del campo neto que la de la Figura 10-14(a).

Lo que sucede aquí es que el campo neto está rotando *alrededor del estator*, justo como si el devanado de campo rotase físicamente. El campo magnético hace una rotación alrededor del estator por cada ciclo del voltaje e de la fuente. Su velocidad de rotación en revoluciones por segundo es igual a la frecuencia del voltaje ac de la fuente en ciclos por segundo (Hz).* La fuerza del campo magnético depende de la magnitud de la corriente por los devanados 1 y 2, al igual que en cualquier electroimán.

Las gráficas de la Figura 10-13(b) muestran a I_1 adelantado 90° con respecto a I_2 , y los diagramas de la Figura 10-14 muestran que el campo neto rota en sentido contrario a las manecillas del reloj. Si la relación entre las corrientes por los devanados se cambiaran de modo que I_2 adelantará a I_1 en 90° , el campo neto rotaría en la dirección opuesta, en el sentido de las manecillas del reloj. Puede verificarlo.

Esto completa nuestra discusión respecto al *campo* en un motor de fase partida. Resumiendo, hemos visto que siempre que ambos devanados estén transportando corrientes defasadas, el campo neto rotará. La magnitud del campo neto está determinada por la cantidad de corriente que fluye por los devanados. La dirección de rotación del campo depende de cuál corriente adelanta la otra.

Conductores de armadura. Cuando se inserta un rotor en nuestro motor de fase partida, se ejercerá fuerza sobre él para hacer que siga al campo rotatorio. Si el campo rota en el sentido de las manecillas del reloj, el rotor rotará en el sentido de las manecillas del reloj. Si el campo rota en el sentido contrario a las manecillas del reloj, el rotor rotará en sentido contrario a las manecillas del reloj. Veamos cómo sucede.

La Figura 10-15(a) muestra una vista de un *rotor de jaula de ardilla* para un motor de fase partida. La mayoría de los motores de inducción tienen ro-

*Esto es verdadero solamente para un motor de 2 polos, como el que se muestra en la Figura 10-13(a).

tores como éste (El motor de fase partida es un ejemplo específico de los motores de inducción).

El rotor es básicamente un cilindro con ejes a lado y lado. (Los ejes no se muestran en la Figura 10-15.) Los ejes están soportados por cojinetes (bujes), o por rodamientos de balines o rodillos. Por consiguiente el rotor está libre para girar. El material del rotor es alguna aleación ferromagnética (en base a hierro) que tiene buenas propiedades magnéticas. El rotor tiene ranuras, o canales practicados a lo largo de su cuerpo, en las cuales se insertan conductores de aluminio. Los conductores están unidos entre sí y a cada lado por *aros* de aluminio. No hay aislamiento entre los conductores de aluminio y el núcleo de hierro. Sin embargo, cualquier corriente que fluya de un extremo al otro del rotor lo hará por las barras de aluminio porque el núcleo es laminado. Es decir, está hecho por capas de material ferromagnético separadas por placas de material aislante. Esto hace imposible que la corriente fluya de un extremo al otro a través del material del núcleo.

La Figura 10-15(b) muestra una vista de frente del rotor con el campo magnético creado por el estator rotando en sentido contrario a las manecillas del reloj.* A medida que el campo magnético rota cambia el flujo de eslabonamiento en cada bucla del rotor. La bucla del rotor está formada por dos barras de aluminio consecutivas y la porción de los aros laterales que las une. Debido a que el flujo está cambiando, se inducen voltajes en las buclas del rotor por el mismo principio que explica el funcionamiento de los transformadores; es decir, que un cambio de flujo magnético que atraviesa en una bobina crea un voltaje inducido que tiende a oponerse al cambio de flujo. Los voltajes inducidos en las buclas del rotor son tales que los conductores de un lado del cilindro llevan corriente en una dirección mientras que los conductores del otro lado del cilindro la llevan en la otra dirección. Esto se ilustra en las Figuras 10-15(b) y (c) por la técnica de la *punta de flecha* y la *cola de flecha*. Las puntas de flecha (puntos) indican que la corriente fluye saliendo de la página. Las colas de flecha (Xs) indican que la corriente fluye entrando a la página.

Debido a que están fluyendo estas corrientes, se ejercen fuerzas sobre las barras conductoras las cuales hacen que gire el rotor en la misma dirección que el campo rotatorio. El origen de estas fuerzas puede visualizarse de una de las dos formas siguientes:

a. Las corrientes en los conductores del rotor interactúan con las líneas de campo magnético para producir fuerzas mecánicas de acuerdo con la *regla de la mano derecha*. La regla de la mano derecha dice si fluye corriente, en sentido convencional, a través de un campo magnético, se ejercerá una fuerza sobre el conductor; la dirección de la fuerza está indicada por el pulgar, a medida que los otros dedos giran el vector de corriente para alinearlo con el vector de campo. Las direcciones instantáneas de las fuerzas ejercidas sobre las 10 barras conductoras se indican en las Figuras 10-15(b) y (c). Note que las 10 fuerzas tienden a crear una rotación en el sentido contrario al de las manecillas del reloj. Puede constatar dichas direcciones aplicando la regla de la mano derecha.

*Esta ilustración corresponde a un motor de dos polos. La mayoría de los motores de fase partida tienen más de dos polos, lo cual hace más complejo el dibujo del campo magnético. Sin embargo, el principio de operación es exactamente el mismo.

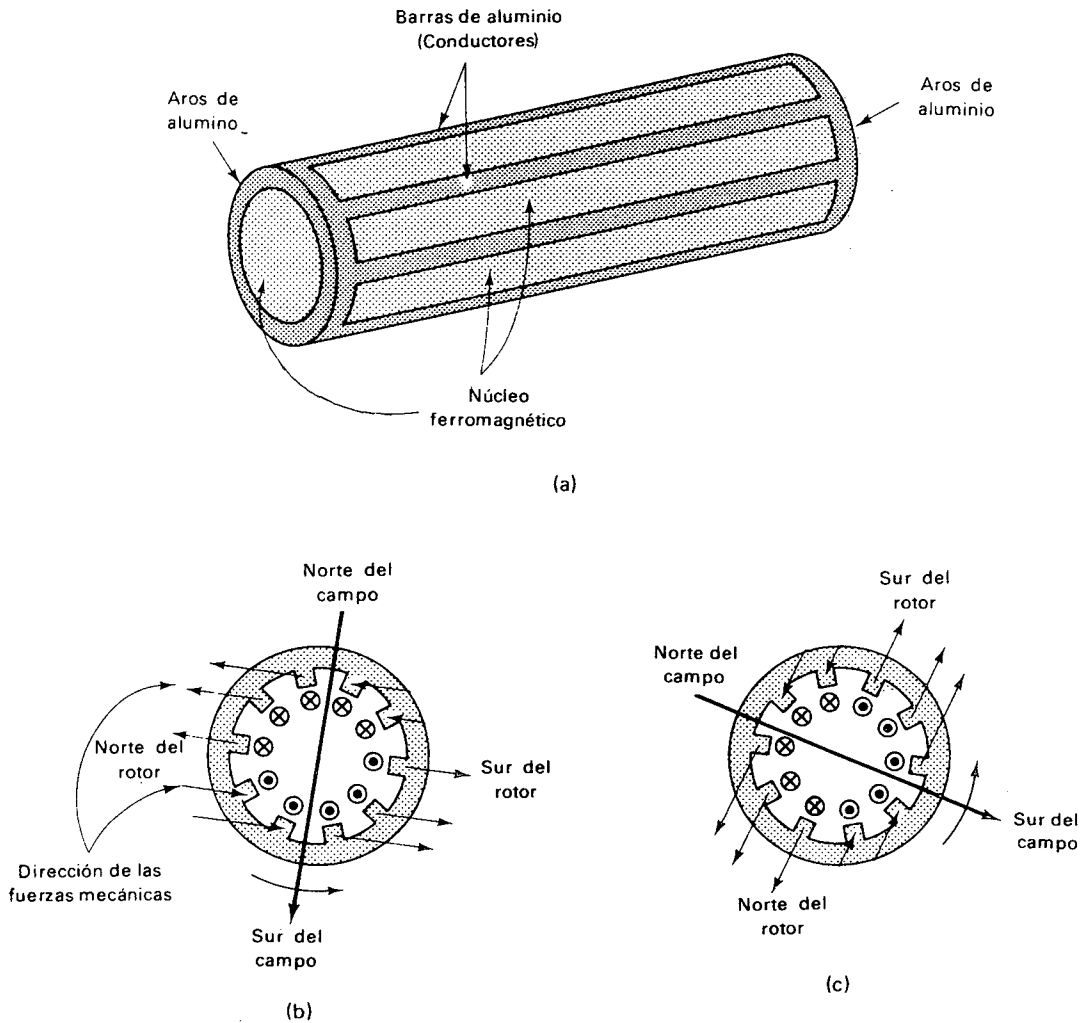


Figura 10-15. Rotor jaula de ardilla. (a) Vista isométrica del rotor, donde se muestran los aros de aluminio conectados por barras de aluminio. Las barras están localizadas en ranuras practicadas en el núcleo magnético. (b) Vista de frente del rotor donde se muestran las direcciones instantáneas de las corrientes en las barras conductoras, conjuntamente con las direcciones instantáneas de la fuerza sobre las barras. Las direcciones son correctas solamente si el campo rota en sentido contrario a las manecillas del reloj. (c) El mismo dibujo pero 90° eléctricos más tarde. Note que la flecha del campo ha rotado 90° con respecto a su posición en la parte (b).

b. El flujo de corriente por los conductores del rotor lo convierte en un potente imán. Entonces los polos magnéticos del rotor tratan de alinearse con los polos del campo del estator de acuerdo con las leyes de atracción y repulsión magnéticas (polos iguales se repelen y polos distintos se atraen). La localización instantánea de los polos magnéticos del devanado de campo y

de la armadura se muestran también en las Figuras 10-15(b) y (c). Note que el rotor trata de seguir al campo rotatorio a medida que los polos diferentes tratan de acercarse y los polos iguales de alejarse.

De cualquier manera que lo veamos, el rotor intenta seguir a la zaga del campo magnético rotatorio debido a estas fuerzas. Así es como se crea el torque motor.

El rotor nunca puede alcanzar al campo magnético rotatorio, y nunca puede girar a la misma velocidad angular. Si lo hiciese, no habría *movimiento relativo* entre las líneas de campo magnético y los conductores del rotor, y no se inducirían voltajes o corrientes en las barras del rotor. Sin corrientes inducidas no habrá torque creado, de modo que el rotor rápidamente se detendría. En los motores de fase partida, el rotor gira a una velocidad entre el 85% y el 95% de la velocidad del campo rotatorio depende del torque resistente que deba vencer. La velocidad del campo rotatorio se denomina *velocidad sincrónica*. La diferencia entre la velocidad sincrónica y la velocidad real del eje del motor se denomina *deslizamiento*, se denomina así porque el rotor está constantemente “deslizado en atraso” con respecto al campo magnético rotatorio. El deslizamiento con frecuencia se expresa como un porcentaje de velocidad sincrónica. Por consiguiente si el motor gira a 3.420 rpm mientras el campo rotatorio está girando a 3.600 rpm, el deslizamiento estaría dado por:

$$\text{deslizamiento} = 3.600 \text{ rpm} - 3.420 \text{ rpm} = 180 \text{ rpm}$$

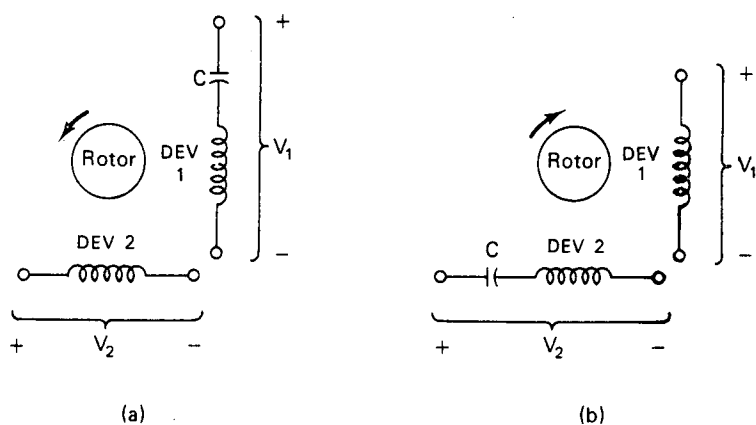
El porcentaje de deslizamiento estaría dado por:

$$\text{porcentaje de deslizamiento} = \frac{180 \text{ rpm}}{3.600 \text{ rpm}} = 0,05 = 5\%$$

Creación de una diferencia de fase entre las corrientes por los dos devanados. Los motores de fase partida trabajarán satisfactoriamente aún si el ángulo de fase entre I_1 e I_2 no es exactamente 90° . *Cualquier* relación de fase que pueda crear el efecto de un campo rotatorio hará girar el motor. Una manera fácil para crear una diferencia de fase entre las corrientes por los devanados es incertando un condensador en serie con uno de los devanados y entonces manejar ambos devanados con la misma fuente de voltaje. Las Figuras 10-2 y 10-3 mostraron exactamente esto. El condensador tiende a hacer que la corriente por el devanado se adelante al voltaje aplicado. No puede hacer que la corriente adelante al voltaje exactamente en 90° debido a la resistencia y la inductancia del devanado, pero establece *algún* desplazamiento de fase.

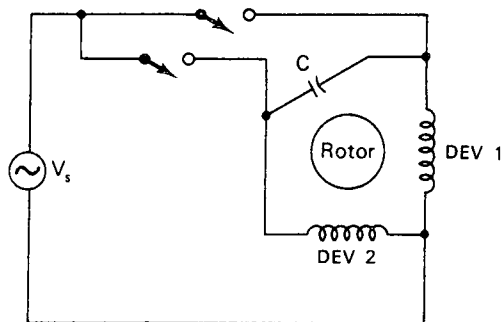
Si el condensador se inserta en serie con el devanado 1, se indicaría esquemáticamente como se muestra en la Figura 10-16(a). Esto haría que I_1 se adelante a I_2 , como se muestra en la Figura 10-13(b). El rotor girará entonces en el sentido contrario a las manecillas del reloj si los devanados estuviesen exactamente como se muestra en la Figura 10-13(a).

Sin embargo, si el condensador se colocase en serie con el devanado 2, entonces I_2 adelantaría a I_1 , y el rotor rotaría en sentido de las manecillas del reloj. Esta situación se ilustra en la Figura 10-16(b). Con estas relaciones en mente, ahora es posible ver porqué el rotor girará en diferentes direcciones dependiendo de cuál interruptor se cierre en la Figura 10-16(c).



(a)

(b)



(c)

Figura 10-16. Creación de desplazamiento de fase entre corrientes de devanado. (a) Con un condensador insertado en serie con el devanado 1, I_1 adelanta a I_2 ; esto hace que el motor gire con una cierta dirección (b). Con un condensador insertado en serie con el devanado 2, I_2 adelanta a I_1 ; esto hace que el motor gire en la dirección opuesta. (c) Cerrando uno de los interruptores el motor gira en una dirección, mientras que al cerrar el otro interruptor, girará en la dirección opuesta.

Este es esencialmente el mismo circuito mostrado en la Figura 10-2 y 10-3, y es la manera más popular de utilización de los motores de fase partida en control industrial.

La utilización de un condensador fijo no es la única manera para crear la diferencia de fase necesaria para hacer que el campo rote. Algunos motores de fase partida *arrancan* con un condensador en serie con un devanado, y entonces conmutan dicho devanado sacándolo completamente del circuito una vez el motor ha acelerado hasta la velocidad nominal. Esto puede hacerse por medio de un interruptor operado centrífugamente. El devanado

que sufre esta conmutación se denomina el devanado de arranque y el que continúa manejando el motor se denomina el *devanado de marcha* o *devanado principal*. Esta técnica es posible porque los motores de fase partida pueden con frecuencia trabajar con una sola fase, sin embargo, nunca pueden *arrancar* desde el reposo utilizando un devanado sencillo.

Hay muchas otras técnicas utilizadas para duplicar la acción de un campo rotatorio. Algunos de estos métodos y técnicas son ingeniosos. Cualquier libro dedicado solamente a máquinas rotatorias lo explicará.

10-10 SERVO MOTORES AC

Como sabemos, cuando la variable controlada en un sistema de bucla cerrada es una posición mecánica, el sistema se denomina un servo sistema. En la Sección 9-3 se presentaron como ejemplos de sistema de bucla cerrada dos servo sistemas simples. Un arreglo más general de lo que es un servo sistema se muestra en la Figura 10-17.

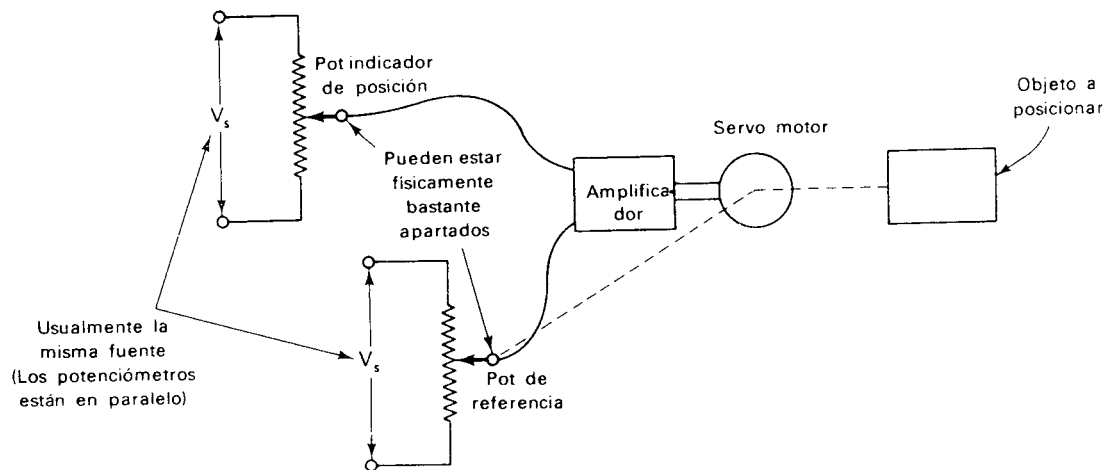


Figura 10-17. Distribución general de un servo sistema.

El potenciómetro de referencia localizado a la izquierda se ajusta para expresar la posición deseada del objeto controlado. Probablemente habrá alguna especie de escala adherida al potenciómetro de referencia. Dicha escala relacionará la posición del eje del potenciómetro con la posición mecánica del objeto controlado. Por ejemplo, si el servo sistema hace posible posicionar el objeto controlado en un punto cualquiera en un rango de 12 pies, el dial del pot de referencia tendría marcas igualmente espaciadas a un doceavo de la rotación total del eje del pot. Entonces cada marca podría "traducirse" en 1 pie de movimiento mecánico del objeto. El operador podría decidir qué posición mecánica del objeto quiere, girando el dial del pot de referencia al número apropiado en la escala, e irse. El servo sistema haría el resto de trabajo de posicionamiento del objeto controlado donde se supone que debe ser.

Hay muchas razones para la utilización de servo sistemas de control en la industria. Entre ellas están las siguientes:

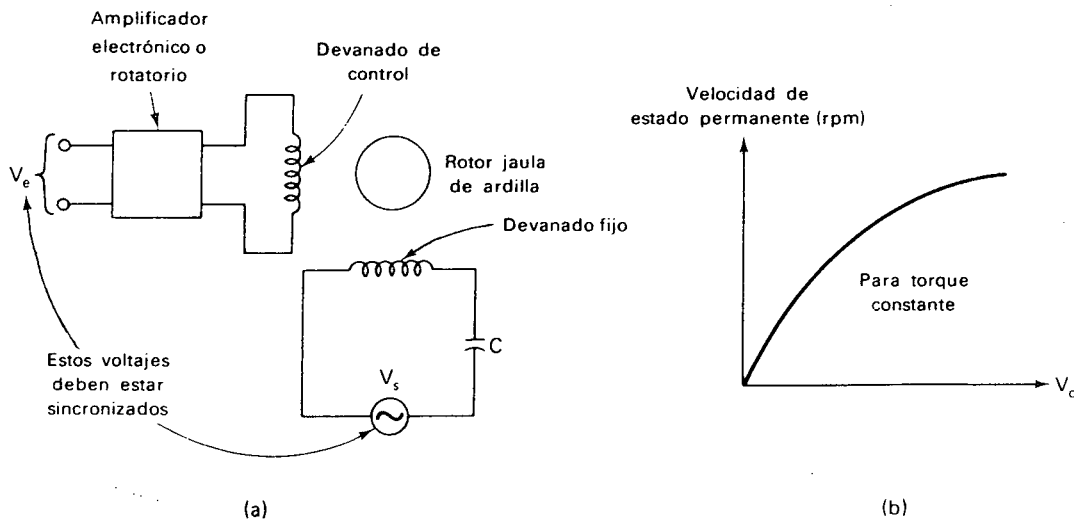
- a. El objeto puede ser muy macizo y/o pesado, de modo que un humano no podría manejarlo directamente. Puede ser manejado convenientemente solamente por un servo mecanismo especialmente diseñado para dicha tarea.
- b. El objeto puede ser inaccesible, o inconveniente para cogerlo. La selección remota y el carácter de ajustable de un servo sistema es entonces un gran beneficio.
- c. El objeto puede ser peligroso para estar cerca. La capacidad de ajuste remoto permite al operador ejercer control sin exponerse él mismo al peligro.

Por estas y otras razones, los servo sistemas son muy útiles en el control industrial. En esta sección estudiaremos el más común dispositivo corrector final de un servo sistema, el servo motor ac.

Un servo motor ac es esencialmente lo mismo que el motor ac de fase partida cubierto en la Sección 10-9. Hay una ligera diferencia importante entre un motor de fase partida promedio y un servo motor ac. Es que el servo motor tiene barras conductoras más delgadas en el rotor de jaula de ardilla, de modo que es alta la resistencia del conductor. A medida que progreseemos con nuestra discusión de los servo motores ac resaltaremos porqué se necesita esta característica.

Los dos devanados de un servo motor ac se conocen como el *devanado principal* y el *devanado de control*. Algunas veces al devanado principal se denomina *devanado fijo*. La palabra *fase* con frecuencia se sustituye por la palabra devanado. Entonces utilizaremos los términos *fase fija* y *fase de control* para describir los devanados de campo de un servo motor.

Figura 10-18. (a) Circuito de un servo motor ac. El voltaje aplicado al devanado de control varía en proporción al voltaje de error, V_e . (b) Curva de velocidad versus voltaje de control para un servo motor ac.



En la gran mayoría de los servo sistemas de control, el servo motor no es *conmutado* todo o nada como lo fueron los motores de fase partida en las Figuras 10-2, 10-3, y 10-16(c). En lugar de esto, un servo motor se maneja como se indica en la Figura 10-18(a).

El voltaje aplicado al devanado de control, V_c , se toma de la salida de un amplificador. La entrada del amplificador es el voltaje de error, V_e , el cual depende de qué tan lejos se encuentra el objeto de posición deseada.

El devanado fijo siempre tiene potencia aplicada proveniente de una fuente ac fija, como se muestra en la Figura 10-18(a). En este caso hay un condensador insertado en serie con el devanado fijo para desplazar su corriente en casi 90° .

El método de operación de un servo motor no es difícil de entender. Si la diferencia entre la posición real y la posición deseada es grande, V_e será grande. (Ver Figura 10-17). Si V_e es grande, V_c también será grande, y la corriente del devanado de control también será grande. Esto hará que el servo motor gire a gran velocidad. A medida que disminuye la diferencia entre la posición real y la posición deseada, el voltaje de error V_e también disminuye, como se muestra en la Figura 10-17. Por consiguiente V_c disminuye, reduciendo la corriente por el devanado de control y haciendo que el motor marche más lento. La relación entre la velocidad de rotación y el voltaje de control se muestra en la Figura 10-18(b)*.

Cuando la posición del objeto es precisamente la correcta, el voltaje de error V_e disminuirá a cero. El amplificador no tendrá señal de entrada, de modo que V_c también irá a cero. La curva del motor muestra que éste se detiene cuando $V_c = 0$, de modo que el objeto parará su movimiento cuando alcanza la posición deseada. Desde luego, el motor *debe* parar cuando V_c se vuelve cero. Recordemos que algunos motores de fase partida pueden continuar marchando con un solo devanado alimentado. Estos se denominan *monofásicos*. Los servo motores *no* deben ser capaces de operar con una sola fase. Esta es una de las razones para crear una alta resistencia en las barras conductoras en el rotor de un servo motor ac. Las barras de alta resistencia evitan el fenómeno monofásico.

Observemos la nota de la Figura 10-18(a) la cual dice que V_e y V_s deben estar sincronizados. Esto significa que deben ser derivados de la misma fuente primaria, de modo que su relación de fase es 0, en fase, o 180° fuera de fase. Esto es necesario para que las corrientes finales por los devanados estén aproximadamente 90° fuera de fase una con respecto a la otra. En este ejemplo, el condensador C de desplazamiento de fase hace que la corriente por el devanado fijo adelante en 90° al voltaje aplicado. La corriente

*La curva de la Figura 10-18(b) muestra la velocidad *permanente* a la cual finalmente se estabilizaría si el voltaje de control permaneciese constante el tiempo suficiente para que el motor se estabilice, versus la magnitud del voltaje de control. Desde luego, a medida que el objeto posicionado se establece en la posición deseada en un servo sistema real, el voltaje de control no es estable todavía: fluctuando alrededor de cero. También, esta curva es para un torque constante en el eje, lo cual nunca ocurre en un servo sistema real, el torque entregado por el eje del motor se reduce a medida que el objeto está más cerca de la posición de referencia. Por tanto la curva de la Figura 10-18(b) no es un gráfico válido de velocidad versus voltaje de control para un servo motor que opere en un servo sistema real. Es solamente con la intención de mostrar las características de un motor bajo condiciones ideales y un poco artificiales. Sin embargo, las curvas de este tipo son necesarias, o ¿cómo podríamos comparar un motor con otro?

del devanado de control, por otro lado, está aproximadamente en fase con el voltaje del devanado de control, el cual está en fase con el voltaje de error.

El voltaje de control está en fase con el voltaje de error, asumiendo que el amplificador procesa la señal de entrada sin introducir ningún desplazamiento de fase. Este último requerimiento, que el amplificador no introduce desplazamiento de fase, es fácil realizarlo a las bajas frecuencias utilizadas por los servo sistemas (60 Hz en la mayoría de los sistemas industriales).

El resultado final es una de estas dos situaciones.

- a. Si el voltaje de error está *en fase* con V_s , la corriente por el devanado de control *atrasará* la corriente por el devanado fijo en casi 90° y el motor girará en una dirección (asumamos en el sentido de las manecillas del reloj).
- b. Si el voltaje de error está 180° *fuera de fase* con respecto a V_s , la corriente por el devanado de control *adelantará* la corriente por el devanado fijo, y el motor girará en la otra dirección (sentido contrario de las manecillas del reloj).

Estas dos situaciones están ilustradas gráficamente en la Figura 10-19. Las corrientes por los devanados se han asumido en fase con los voltajes aplicados a los devanados, lo cual es conveniente hacerlo con el propósito de entender el funcionamiento de un servo motor. Sin embargo, esto no es del todo cierto en la vida real. También se muestra la corriente por el devanado fijo adelantando el voltaje de fuente en exactamente 90° ; esta es otra suposición que tampoco es del todo cierta en la vida real pero es conveniente para propósitos de explicación.

En la Figura 10-19(a), a la izquierda, V_e está en fase con V_s . Se han dibujado dos gráficos para dos voltajes error diferentes V_{e1} y V_{e2} , correspondientes a dos distancias diferentes del objeto controlado a la posición de referencia. El hecho que V_e esté en fase con V_s significa que el objeto controlado está en una dirección particular lejos de la posición deseada (digamos hacia el este).

En la Figura 10-19(b), a la derecha, V_e se ha tomado como 180° fuera de fase con respecto a V_s . Esto significará que el objeto controlado está en la dirección opuesta lejos de la posición deseada (al oeste). Nuevamente, las gráficas se han dibujado para dos distancias diferentes de la posición deseada. Para una pequeña distancia, el voltaje de error es V_{e1} . Esto produce una pequeña corriente por el devanado de control, I_{c1} , la cual produce baja velocidad del motor. Para una gran distancia, el voltaje de error es V_{e2} . Esto produce una gran corriente por el devanado de control, I_{c2} , la cual produce mayor velocidad del motor. El símbolo I_f indica la corriente por el devanado fijo; note que siempre está 90° adelantada con respecto a V_s .

A veces el servo motor no tendrá condensador en serie con el devanado fijo. En tales casos, el desplazamiento de 90° requerido debe proporcionarse por medio del amplificador. El amplificador se diseñaría especialmente de tal manera que la salida V_c está 90° fuera de fase con respecto a la entrada V_e . Esto puede realizarse haciendo una escogencia apropiada de los condensadores de acople y de otros componentes del circuito electrónico. Cuando se hace esto, el amplificador deberá utilizarse solamente para una frecuencia particular, dado que el ángulo de desplazamiento de fase cambiaría si la frecuencia cambia. Esta práctica se ve con más frecuencia en los

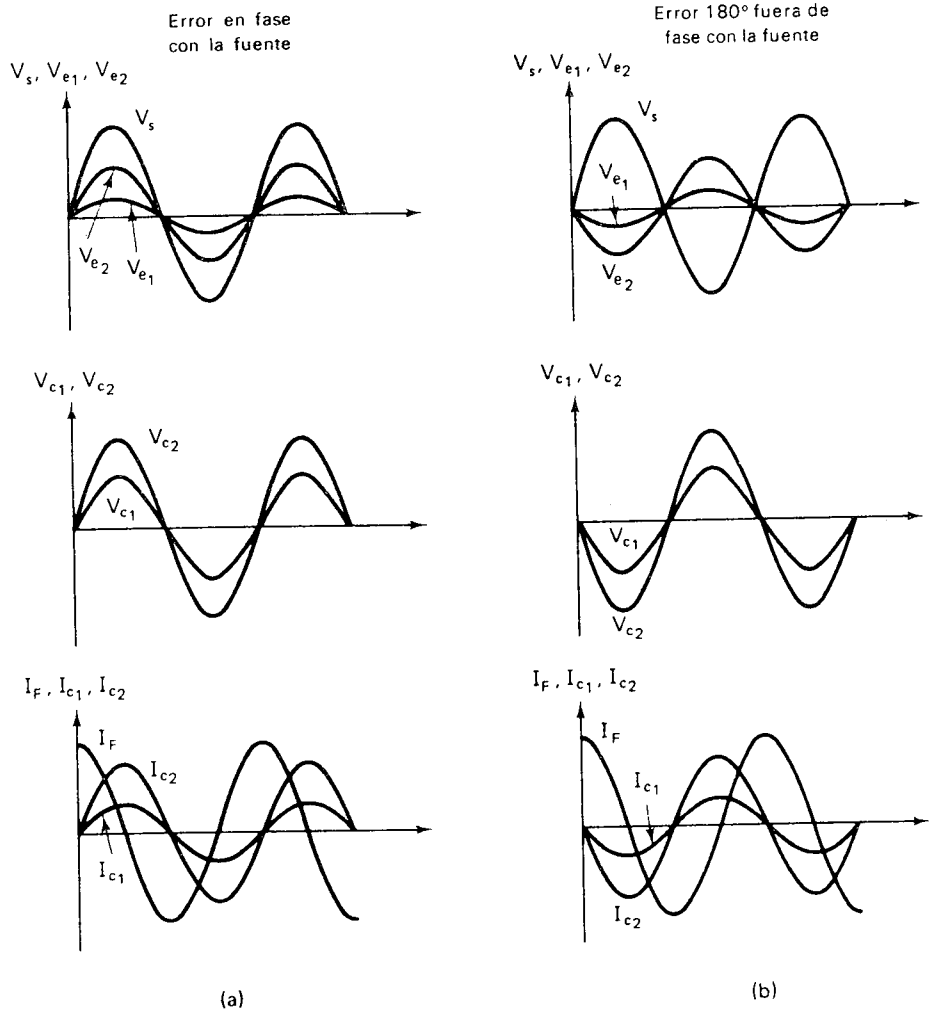


Figura 10-19. (a) Gráficas de varios voltajes y corrientes en un servo motor ac de fase partida para el caso de un voltaje de error en fase con el voltaje de la fuente. (b) Las mismas gráficas para el caso en que el voltaje de error está desfasado con respecto al voltaje de la fuente. En las gráficas de corriente, la corriente por el devanado fijo se muestra exactamente 90° fuera de fase con respecto a la corriente por el devanado de control. Esto es una idealización.

servo sistemas utilizados en la aviación que en los servo sistemas industriales.

Características torque-velocidad de los servo motores ac. Como mencionamos al principio de esta sección los servo motores ac son esencialmente lo mismo que los motores ac de fase partida estándares excepto que la resistencia de las barras del rotor se ha hecho mayor. Vimos ya una ventaja de esto, y es que evita su funcionamiento monofásico. El funcionamiento mo-

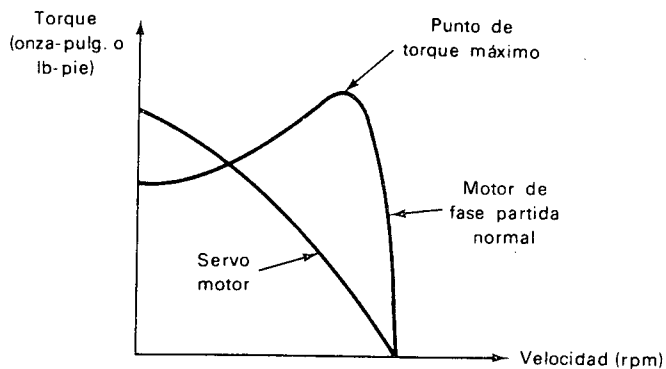


Figura 10-20. Curvas torque versus velocidad para un motor ac de fase partida normal y para un servo motor ac. Esta curva supone un voltaje de control constante aplicado al servo motor.

no fásico sería desastroso en un servo sistema de control porque significaría que el motor no se detendría cuando el error de posición se haya reducido a cero. La otra ventaja importante de la alta resistencia de las barras del rotor es que hace la relación torque-velocidad del motor mejor para servo aplicaciones. La Figura 10-20 muestra la relación torque-velocidad de un motor de fase partida estándar comparada con la de un servo motor. La curva del servo motor es para un valor constante del voltaje de control.

La curva para el motor de fase partida normal nos dice que cuando el motor está marchando lentamente tiene una cierta cantidad de habilidad de producción de torque. A medida que la velocidad aumenta, la capacidad de producción de torque del motor también aumenta.

Esta relación es verdadera hasta un cierto punto, denominado *punto de torque máximo*. Después de esto, cualquier incremento adicional en velocidad produce una reducción en la capacidad de producción de torque del motor.

La razón de esta operación es que la capacidad de producción de torque del motor está determinada básicamente por la cantidad de corriente que fluya por las barras conductoras del rotor. Esta corriente a su vez, está determinada por dos factores:

- a. La *cantidad* de voltaje inducido en las buclas de los conductores del rotor.
- b. La *frecuencia* del voltaje inducido en las buclas de los conductores del rotor.

Mirando el efecto **a**, la cantidad de voltaje inducido en las buclas de los conductores del rotor es grande cuando la velocidad es baja y pequeña cuando la velocidad es alta, debido a que el campo rotatorio del estator se mueve muy rápido con relación a las barras conductoras cuando el rotor se está moviendo muy lentamente. (En otras palabras, el rotor está drásticamente "rezagado".) Por otro lado, el campo rotatorio del estator se mueve muy lentamente con relación a las barras conductoras cuando el rotor se está moviendo muy rápido. (El rotor no está muy "rezagado" por-

que el deslizamiento es pequeño.) Por tanto el voltaje es grande cuando el rotor se está moviendo rápidamente. Este efecto tiende a *reducir* la corriente del rotor a altas velocidades.

Sin embargo, mirando el efecto **b**, la frecuencia del voltaje inducido es alta cuando la velocidad del rotor es baja, y la frecuencia es baja cuando la velocidad del rotor es alta. Esto es debido a que la frecuencia del voltaje inducido es una bucla de conductores del rotor es igual al número de veces por segundo que el campo rotatorio "traslapa" la bucla del rotor. Es decir, se inducirá un ciclo de voltaje ac en una bucla de conductores del rotor cada vez que el campo rotatorio del estator gane una revolución sobre el rotor.*

A mayor frecuencia, mayor es la reactancia inductiva de las buclas de conductores de una vuelta del rotor ($X_L = 2\pi fL$). Como se sabe, una alta reactancia inductiva produce un bajo flujo de corriente ac, y una baja reactancia inductiva permite un mayor flujo de corriente ac. Por tanto este efecto tiende a *aumentar* la corriente del motor a altas velocidades.

Lo que tenemos aquí son dos efectos opuestos. Un efecto, el voltaje tiende a *reducir* la corriente y el torque a altas velocidades, y el otro efecto, la frecuencia, tiende a *aumentar* la corriente y el torque a altas velocidades. El resultado depende de cuál efecto es más fuerte. Para el motor de fase partida normal, el efecto de la frecuencia es fuerte en el rango de baja velocidad, de modo que la capacidad de producción de torque aumenta a medida que la velocidad aumenta. En un cierto punto (punto de torque máximo) el efecto de voltaje actúa y predomina. Después de esto, la capacidad de producción de torque cae a medida que la velocidad aumenta. Esto explica porqué los motores de fase partida normales exhiben tal relación torque-velocidad, la cual está dibujada en la Figura 10-20. En efecto, esto explica porqué prácticamente todos los motores de inducción presentan tal característica (incluyendo el motor industrial, el motor de inducción trifásico).

Desafortunadamente, estas características torque-velocidad no son buenas para un servo mecanismo. En servo control, lo deseado es producir un gran torque a bajas velocidades de modo que el motor pueda acelerar rápidamente al objeto posicionado. Además, es mejor si la capacidad de producción de torque del motor se reduce a alta velocidad, porque es menos probable que el motor sobrepase su marca. Es decir, es menos probable que el objeto controlado sobrepasará la posición deseada y tenga que regresar.

Por esto los servo motores están contruidos de manera que tengan barras conductoras del rotor de gran resistencia. Esto se consigue fácilmente haciendo las barras más delgadas y superficiales. Con una gran resisten-

* Esto puede entenderse dibujando un carro de carreras rápido, llevando un imán a su lado y un carro de carreras lento, llevando una bobina de alambre a su lado. Si ambos carros están desplazándose alrededor de la pista de carreras el imán del carro rápido traslapa al carro lento. Si la inducido en la bobina del carro lento cada vez que el carro rápido traslapa al carro lento. Si la velocidad del carro rápido se mantiene constante (como el campo rotatorio del estator), entonces la velocidad del carro determinará la frecuencia del voltaje inducido. Entre más lento se desplace el carro lento, con mayor frecuencia será traslapado, y mayor será la frecuencia. Entre más rápido se desplace el carro lento, con menor frecuencia será traslapado y menor será la frecuencia.

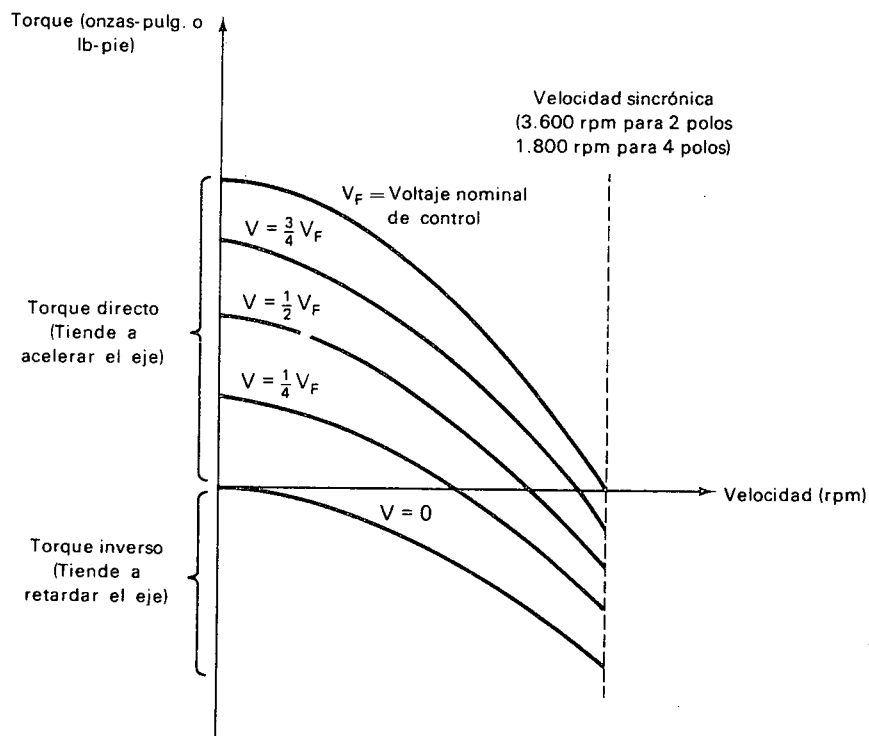


Figura 10-21. Curvas de torque versus velocidad de un servo motor ac para varios valores de voltaje de control.

cia, de las barras del rotor, la reactancia inductiva de las buclas de barra del rotor se va a pique y el efecto de la frecuencia es minimizado. De este modo predomina el efecto de voltaje. Como vimos antes, este efecto tiende a *reducir* la capacidad de producción de torque a altas velocidades. El resultado es la característica torque-velocidad para un servo motor ac mostrada en la Figura 10-20.

El conjunto completo de curvas características para un servo motor ac se muestra en la Figura 10-21. Las diferentes curvas corresponden a diferentes voltajes de control aplicados al campo de control.

Como muestra la Figura 10-21, la capacidad de producción de torque de un servo motor es mayor a baja velocidad y declina a medida que la velocidad aumenta. Esto es cierto tanto para un gran o un pequeño voltaje del devanado de control.

Un hecho importante acerca de los servo motores emerge de estas curvas. A pequeños voltajes de control (lo cual significa que el objeto controlado se encuentra cerca de la posición deseada) el servo motor puede realmente ejercer un *torque inverso* sobre su eje. Esto es útil para evitar sobrepaso porque si el objeto tiene gran inercia, tendería a pasarse de la posición deseada aún si el servo mecanismo no ejerce fuerza motriz alguna. Es decir, en una situación que involucre alta inercia y baja fricción, el servo motor podría desconectarse completamente de las líneas de alimentación cuando

el objeto controlado estuviese todavía a alguna distancia de la posición deseada, y el objeto no sería capaz de detenerse a tiempo.

En un servo sistema real, el devanado de control nunca se desconecta del amplificador. La salida del amplificador será reducida a un voltaje muy pequeño, a medida que el objeto se acerca a la posición deseada. Si la inercia del objeto controlado trata de hacer que el rotor gire más rápido de lo que éste quiere, la interacción del campo magnético del devanado fijo con el rápido giro del rotor hace que la corriente fluya *hacia atrás* en el devanado de control. Bajo estas circunstancias, el devanado de control sigue siendo manejado por el amplificador pero actúa como un generador. Debido a la corriente inversa por el devanado de control (180° de diferente de lo que normalmente es), el torque ejercido por el rotor es en la dirección opuesta. Esto tiende a llevar el eje del motor a un alto ululante y minimiza el sobre paso de la posición deseada.

Esto no es para decir que los servo sistemas nunca sobrepasan la marca. Están lejos de esto. Generalmente el torque inverso aplicado por el servo motor no es suficiente para detener la carga a tiempo. Una solución obvia a este problema es permitir que el motor marche muy lentamente, aplicándole sólo voltajes de control muy pequeños. Esto anularía una de las buenas características de un sistema de control de bucla cerrada, debido a que alargaría el tiempo de corrección. En lugar de esto, la solución usual es proporcionar *amortiguación*, que es la tendencia a ejercer un contratorque cuando la velocidad es rápida. Se han inventado muchas técnicas ingeniosas para proporcionar amortiguamiento. Cosas tales como frenos de corrientes de eddy y buclas de realimentación taquimétrica son ejemplos de métodos de amortiguamiento aplicados a servo mecanismos. Cualquier libro relacionado exclusivamente con servo sistemas dará una explicación de dichos métodos.

Generalmente los servo motores ac son preferidos a los servo motores dc por las mismas razones que los motores ac siempre se prefieren a los motores dc:

- a. Sus rotores de jaula de ardilla son simples y robustos comparados con los complejos devanados de armadura encontrados en las máquinas dc.
- b. No tienen contactos escobilla a conmutador los cuales requieren frecuente inspección y mantenimiento.
- c. No hay aislante alrededor de los conductores de la armadura como la hay en los motores dc, de modo que la armadura puede disipar el calor mucho mejor.
- d. Debido que el rotor no tiene alojados complicados devanados aislados, su diámetro puede ser bastante pequeño para reducir la inercia del rotor; esto ayuda a prevenir sobrepasos en un servo mecanismo.

No obstante, hay algunos servo sistemas que requieren de un motor dc como dispositivo corrector final. Esto sucede generalmente cuando el objeto posicionado es muy grande. Cuando un objeto grande es posicionado, el motor naturalmente debe tener una alta capacidad de potencia. Los servo motores de alta potencia (alto caballaje) sufren problemas de sobrecalentamiento en los conductores del rotor, debido a la necesidad de hacer dichos conductores de alta resistencia. Como regla general, si el servo motor debe

tener una potencia superior a 100 hp, un servo motor dc puede ejecutar mejor el trabajo que un servo motor ac. En la Sección 10-12 hablaremos de los servo motores dc.

10-11 SERVO AMPLIFICADORES AC DE ESTADO SOLIDO

Un servo amplificador ac amplifica el voltaje de error de posición para producir el voltaje de control al servo motor, tal como se muestra en la Figura 10-18. Un servo amplificador ac tiene los mismos requerimientos generales que tiene todo buen amplificador:

- a. Deberá tener una alta impedancia de entrada, de modo que no cargue la fuente de señal (la fuente de voltaje de error).
- b. Deberá tener una alta ganancia de voltaje (A_v) que sea bastante independiente de los cambios de temperatura, del envejecimiento de los componentes y de las variaciones entre componentes.
- c. Deberá tener una baja impedancia de salida, de modo que pueda manejar una gran corriente de carga sin que su voltaje de salida se caiga.
- d. Deberá mantener la distorsión de señal por debajo de un nivel razonable. Una onda senoidal de entrada deberá producir una onda senoidal de salida.
- e. Deberá operar con eficiencia de modo que los transistores funcionen frescos, especialmente los transistores de salida.

Una cosa que *no* necesita un servo amplificador es un gran ancho de banda. Por el contrario, una pendiente de caída a altas frecuencias en su curva de respuestas de frecuencia es una ventaja porque tiende a eliminar señales de ruido de alta frecuencia que se cuelan al amplificador.

Estudiaremos tres servo amplificadores ac diferentes. Con tres de éstos, ilustraremos la mayoría de las características y variaciones entre los servo amplificadores ac.

10-11-1 Servo amplificador 1: Amplificador transistorizado de cuatro etapas con salida push-pull

Refirámonos a la Figura 10-22, la cual es el dibujo esquemático de un servo amplificador ac de cuatro etapas.

El transistor Q_1 y sus componentes asociados conforman la etapa de entrada del servo amplificador. La señal de entrada ac de 60 Hz (el voltaje de error) es llevado a la base de Q_1 a través del condensador de acople C_1 . Q_1 está conectado en configuración seguidor de emisor para que presente una alta impedancia a la fuente de voltaje de error. Debido a la alta impedancia vista hacia la etapa de entrada, no es necesario que la reactancia de C_1 sea muy baja. Por tanto, C_1 es bastante más pequeño que los otros condensadores de acople en este circuito.

La resistencia de entrada (impedancia) de la etapa de entrada está dada por:

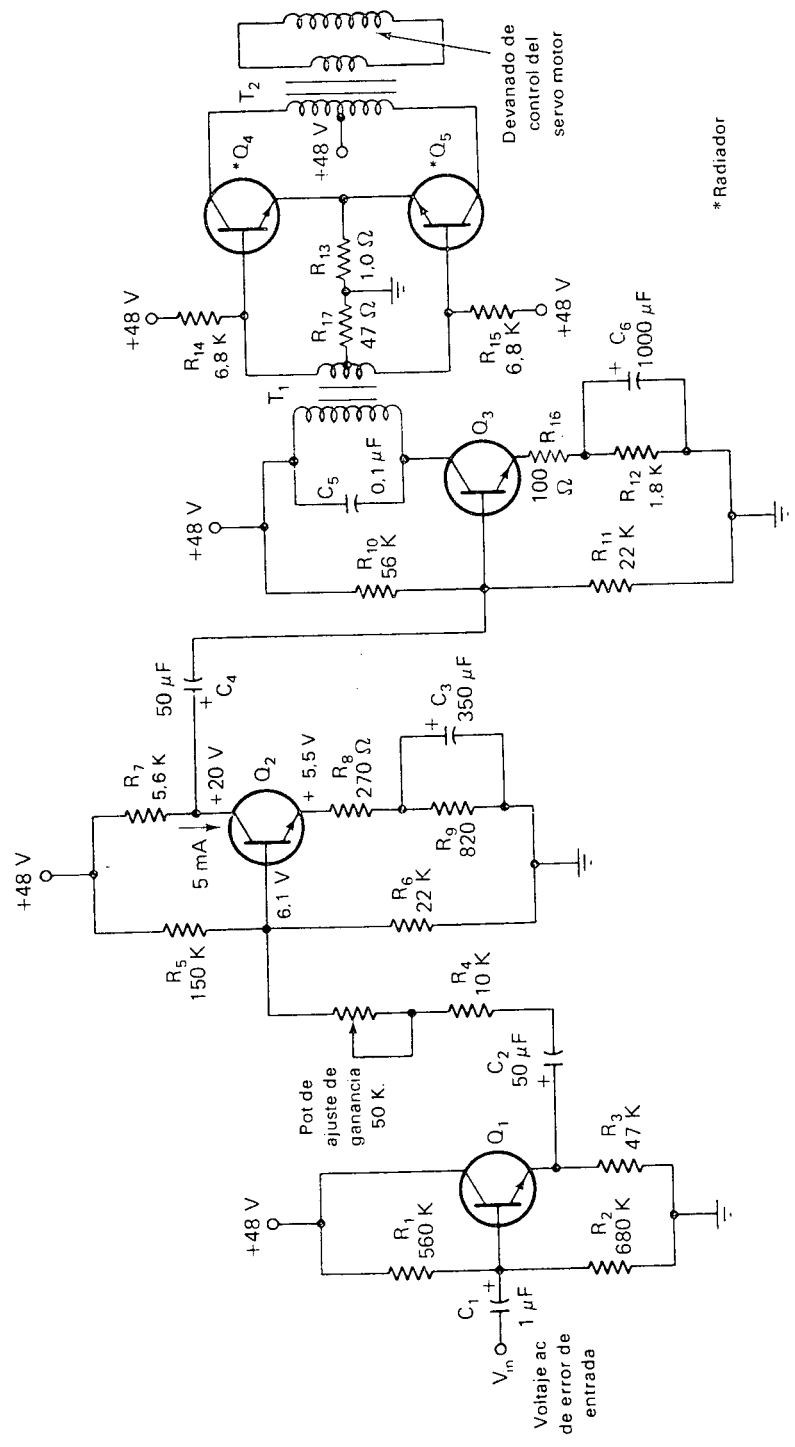


Figura 10-22. Servo amplificador de estado sólido completo.

$$R_{in_1} = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{b\ in_1}, \quad (10-1)$$

donde $r_{b\ in_1}$, indica la resistencia ac vista hacia la base de Q_1 . La resistencia ac vista hacia la base de Q_1 está dada por:

$$r_{b\ in_1} = \beta_1(r_{e\ j_1} + r_{e\ out_1}), \quad (10-2)$$

donde β_1 es la ganancia de corriente de Q_1 , $r_{e\ j_1}$ es la resistencia ac de la unión base-emisor de Q_1 y $r_{e\ out_1}$ es la resistencia vista hacia afuera del emisor de Q_1 a tierra. La resistencia ac a través de la unión base-emisor de un transistor polarizado directamente es bastante baja, generalmente menor que $50\ \Omega$, de modo que $r_{e\ j_1}$ es despreciable comparada con $r_{e\ out_1}$. Por tanto, asumiendo que β_1 es del orden de 100 (una estimación razonable), la resistencia de entrada de la etapa de entrada está dada aproximadamente por:

$$R_{in_1} = R_1 \parallel R_2 \parallel 100(r_{e\ out_1})$$

o:

$$(R_{in_1} = 560\ K \parallel 680\ K \parallel 100(r_{e\ out_1}) = 307\ K \parallel 100(r_{e\ out_1}). \quad (10-3)$$

Ahora la resistencia ac vista hacia afuera del emisor de Q_1 a tierra es igual al paralelo de las resistencias de dos caminos de corriente. El camino 1 va directamente hacia tierra a través de la resistencia de emisor R_3 . El camino 2 va a través de C_2 , a través de R_4 , a través del pot de ajuste de ganancia, y hacia el circuito de Q_2 . La resistencia del camino 1 es simplemente 47K, el valor de R_3 . La resistencia del camino 2 es igual a la suma de R_4 , más la resistencia del pot de ajuste de ganancia, más la resistencia ac vista hacia la segunda etapa. Considerando el peor caso, con el pot de ajuste de ganancia completamente fuera para máxima ganancia del amplificador, la resistencia ac del camino 2 es igual a R_4 (10k) más la resistencia de entrada de la segunda etapa. La resistencia de entrada de la segunda etapa es al menos 11 K si β_2 es al menos 100 [dado que $R_{in_2} = R_5 \parallel R_6 \parallel \beta(r_{b\ in_2}) = 150\ K \parallel 22\ K \parallel 100(270\ \Omega) = 11\ K$]. Por tanto:

$$r_{e\ out_1} = r_{cam\ 1} \parallel r_{cam\ 2} = 47\ K \parallel (10\ K + 11\ K) = 14,5\ K.$$

Regresándonos a la Ecuación (10-3), podemos calcular ahora la resistencia de entrada de la primera etapa como:

$$R_{in_1} = 307\ K \parallel 100(14,5\ K) = 307\ K \parallel 1450\ K = 253\ K.$$

Una resistencia de entrada de 253 K es adecuada para la mayoría de las aplicaciones. Es decir, la mayoría de las fuentes de voltaje de error no serían excesivamente cargadas por un amplificador cuya resistencia de entrada fuese alta.

En un servo amplificador ac, como en la mayoría de los amplificadores ac, es buena práctica mantener la reactancia de los condensadores de acople por debajo del 3% de la resistencia de entrada a la etapa amplificadora. En este caso particular, para una señal de 60 Hz,

$$X_{C_1} = \frac{1}{2\pi f C_1} = \frac{1}{2\pi(60)(1 \times 10^{-6})} = 2,65 \text{ K},$$

de modo que:

$$\frac{X_{C_1}}{R_{in_1}} = \frac{2,65 \text{ K}}{253 \text{ K}} \cong 0,01,$$

lo cual significa que X_{C_1} es tan grande como el 1% de R_{in_1} .

El seguidor de emisor Q_1 no puede proporcionar ganancia de voltaje. Por tanto el voltaje que se entrega al condensador de acople C_2 es ligeramente menor que el voltaje de entrada. El voltaje de C_2 es entonces dividido entre la combinación R_4 /pot de ajuste de ganancia, y la segunda etapa del servo amplificador. La segunda etapa está formada por Q_2 y sus componentes asociados, es un amplificador de voltaje con una ganancia de voltaje del orden de 10. Las resistencias de emisor R_8 y R_9 sirven para estabilizar la polarización de del punto de operación contra cambios en temperatura y variaciones de las características de grupo del transistor. El condensador de derivación C_3 (bypass) permite que la corriente ac pase por alto a R_9 . Esto tiende a aumentar la ganancia de voltaje. La R_8 no tiene condensador de bypass para ayudar a aumentar la impedancia de entrada de la segunda etapa.

El voltaje de salida de la segunda etapa se toma del colector de Q_2 y es enviado a la tercera etapa a través de C_4 . La tercera etapa amplifica aún más la señal y la aplica a través del devanado primario de T_1 . El devanado primario de T_1 , está sintonizado a 60 Hz por medio del condensador C_5 . Juntos, la inductancia del devanado y el condensador C_5 forman un circuito resonante paralelo con una frecuencia de resonancia del orden de 60 Hz. Esto permite que la tercera etapa proporcione máxima amplificación de voltaje a la señal de 60 Hz de frecuencia y muy poca amplificación a las señales extrañas de otras frecuencias.

El voltaje ac de salida de la tercera etapa es atenuado por T_1 y aparece a través del devanado secundario con toma central. T_1 es un transformador reductor con una relación 10:1; disminuye el voltaje de salida de la tercera etapa a menos de 2 V mientras que levanta la capacidad de corriente en un factor de 10. Esto produce el acople apropiado con los transistores de potencia Q_4 Q_5 , los cuales necesitan muy poco voltaje ac de entrada pero requieren de una buena cantidad de corriente de entrada. Los transistores de potencia Q_4 y Q_5 están conectados en una configuración push-pull de emisor común. Veamos como funciona la etapa de potencia push-pull.

Durante el semiciclo que el voltaje secundario de T_1 es positivo arriba, la mitad superior del devanado entrega corriente de base a Q_4 . La corriente sale por el terminal superior del devanado, y fluye a través de la unión base-emisor de Q_4 , a través de R_{13} y R_{17} , y regresa al devanado por la toma central. Entonces Q_4 impulsa corriente de colector vía el siguiente camino: de la fuente de +48 voltios, hacia la toma central del primario de T_2 , a través de la mitad superior de T_2 , a través del camino colector-emisor de Q_4 , a través de R_{13} , y hacia tierra.

Mientras sucede todo esto, Q_5 está polarizado en corte. Esto es debido a que el terminal inferior del secundario de T_1 , es negativo con respecto a tierra, robándole a Q_5 la pequeña corriente de base que se entregó a tra-

vés de R_{15} . Con Q_5 en CORTE, por la mitad inferior del devanado primario de T_2 no circula corriente.

De este modo, durante el semiciclo positivo de la señal de voltaje, el devanado primario de T_2 lleva una corriente neta hacia *arriba*. Esto induce en el devanado secundario de T_2 con voltaje de cierta polaridad, digamos positiva arriba. Este voltaje se aplica al devanado de control del motor. Por consiguiente se crea un semiciclo de una onda senoidal a través del devanado de control.

Durante el otro semiciclo de la señal de voltaje, el secundario de T_1 es positivo en el terminal inferior. Esto permite que la parte inferior del secundario de T_1 , entregue corriente de base a Q_5 , la cual lo pone en conducción e impulsa corriente de colector vía el siguiente camino: de la fuente de +48 V, hacia la toma central del primario de T_2 , a través de la mitad inferior de T_2 , a través del camino colector-emisor de Q_5 , a través de R_{13} , y a tierra. Mientras sucede todo esto, Q_4 está polarizado en CORTE por el voltaje negativo aplicado a su base por la unidad superior del devanado secundario de T_1 , con Q_4 en CORTE, por la mitad superior del primario de T_2 no circula corriente.

De este modo, durante el semiciclo negativo de la señal de voltaje, el primario de T_2 lleva una corriente neta hacia *abajo*. Esto induce en el devanado secundario de T_2 un voltaje de polaridad opuesta a la anterior, positiva abajo. De esta manera se aplica al devanado de control del motor el otro semiciclo de la onda senoidal.

Podrá preguntarse porqué utilizamos un método tan complicado para entregar una onda senoidal completa de voltaje al devanado de control. La razón es una muy buena. Veámosla: Este método permite que los transistores de salida permanezcan la mitad de su tiempo "descansando" y fríos. En la etapa push-pull un transistor maneja la mitad de la señal, y el otro transistor maneja la otra mitad. *Ningún transistor tiene que impulsar corriente dc todo el tiempo.*

Desde el punto de vista de la potencia este método tiene una gran ventaja sobre los métodos convencionales de polarización, en que se establece una cierta corriente dc de polarización y la señal de corriente ac se le superpone. Dicha corriente dc de polarización no es útil en el manejo de la carga porque es bloqueada por el transformador o el condensador de acople. No obstante, drena potencia de la fuente dc y obliga al transistor a disiparla. Una etapa push-pull como la mostrada en la Figura 10-22 elimina dicho desperdicio de energía. Aún así, los transistores de salida disipan una cierta cantidad de energía debido a que impulsan la corriente relativamente grande del motor. Sin embargo, toda la potencia que deben disipar es el resultado de la corriente ac, la cual es la menos útil para manejar la carga. Al eliminar el problema del consumo de potencia dc, se pueden utilizar transistores más pesados, y puede reducirse el tamaño de sus radiadores. Prácticamente todos los servo amplificadores ac utilizan alguna variante de la configuración push-pull en su etapa de salida.

No es difícil ver que si la fase del voltaje de error de entrada cambia 180° con respecto al voltaje del devanado fijo, se invertirá la relación adelante-atraso. Es decir, si la corriente por el devanado de control adelanta en 90° la corriente por el devanado fijo, ahora se atrasaría en 90°. Esto haría

que el motor girase en la dirección opuesta. Por tanto la *fase* del voltaje de error determina la dirección de rotación del servo motor y la magnitud del voltaje de error determina su velocidad de rotación.

10-11-2 Servo amplificador 2: Amplificador transistorizado de cuatro etapas estabilizado con troceador, con realimentación negativa y fuente de sin filtraje para el devanado de control

La Figura 10-23 muestra un diseño de amplificador que ilustra algunas otras características particulares de los servo amplificadores. Primero, nótese que el voltaje de error es una señal dc. Algunos detectores de error son incapaces, por una razón u otra, de proporcionar un voltaje ac al servo amplificador. En lugar de esto, entregan un voltaje dc. La amplificación directa de un voltaje de error dc es difícil debido a los problemas de *deriva* inherentes a un amplificador dc. Una alternativa popular es *trozar* la señal dc para hacerla parecida a una señal ac. El troceador de señal es justamente un interruptor de lámina vibratoria cuyo terminal común es conectado alternativamente a la entrada dc y a tierra. La señal que aparece en el terminal común del troceador es una onda cuadrada cuya altura es igual a la magnitud de voltaje dc de entrada.

La vibración del interruptor mecánico se crea por medio de la bobina del troceador, un electroimán que es alimentado por una fuente de 60 Hz. La fuente manejadora del troceador se sincroniza con la fuente ac del devanado fijo. En un semiciclo de la línea de 60 Hz, el interruptor mecánico es empujado hacia arriba a hacer contacto con el terminal de entrada; en el otro semiciclo es empujado hacia abajo a hacer contacto con el terminal de tierra. El resultado es una onda cuadrada que está en fase o 180° fuera de fase con respecto a la fuente del devanado fijo dependiendo de si el voltaje de error dc es positivo o negativo.

La señal de onda cuadrada de entrada se aplica al condensador de acople C_1 y es enviada hacia la base del transistor Q_1 . Q_1 es un transistor *npn* conectado como amplificador en emisor común. La resistencia de emisor R_3 estabiliza la corriente de polarización contra cambios en temperatura y variaciones de grupo del transistor. R_3 también sirve para dar a la etapa amplificadora de Q_1 una alta resistencia de entrada.

La salida de este amplificador se toma del colector de Q_1 y es aplicada a la base de Q_2 , el cual es otro amplificador en emisor común. Parte del voltaje de salida de Q_2 aparece a través de R_3 , que es la resistencia de emisor de Q_1 . R_3 es utilizada por ambos transistores Q_2 y Q_1 . La porción del voltaje de salida de Q_2 que aparece a través de R_3 en el emisor de Q_1 es de tal polaridad que se *opone a la señal de entrada inicial* aplicada a Q_1 . Esto se denomina *realimentación negativa de voltaje*. Sirve para aumentar la resistencia de entrada de la etapa amplificadora de Q_1 aún más arriba de lo que naturalmente sería. La realimentación negativa de voltaje también estabiliza más la ganancia de voltaje de la combinación $Q_1 - Q_2$ contra cambios en temperatura y variaciones en el transistor.

Para entender porqué este arreglo proporciona realimentación negativa, consideremos que sucede a medida que la señal de entrada a C_1 va hacia

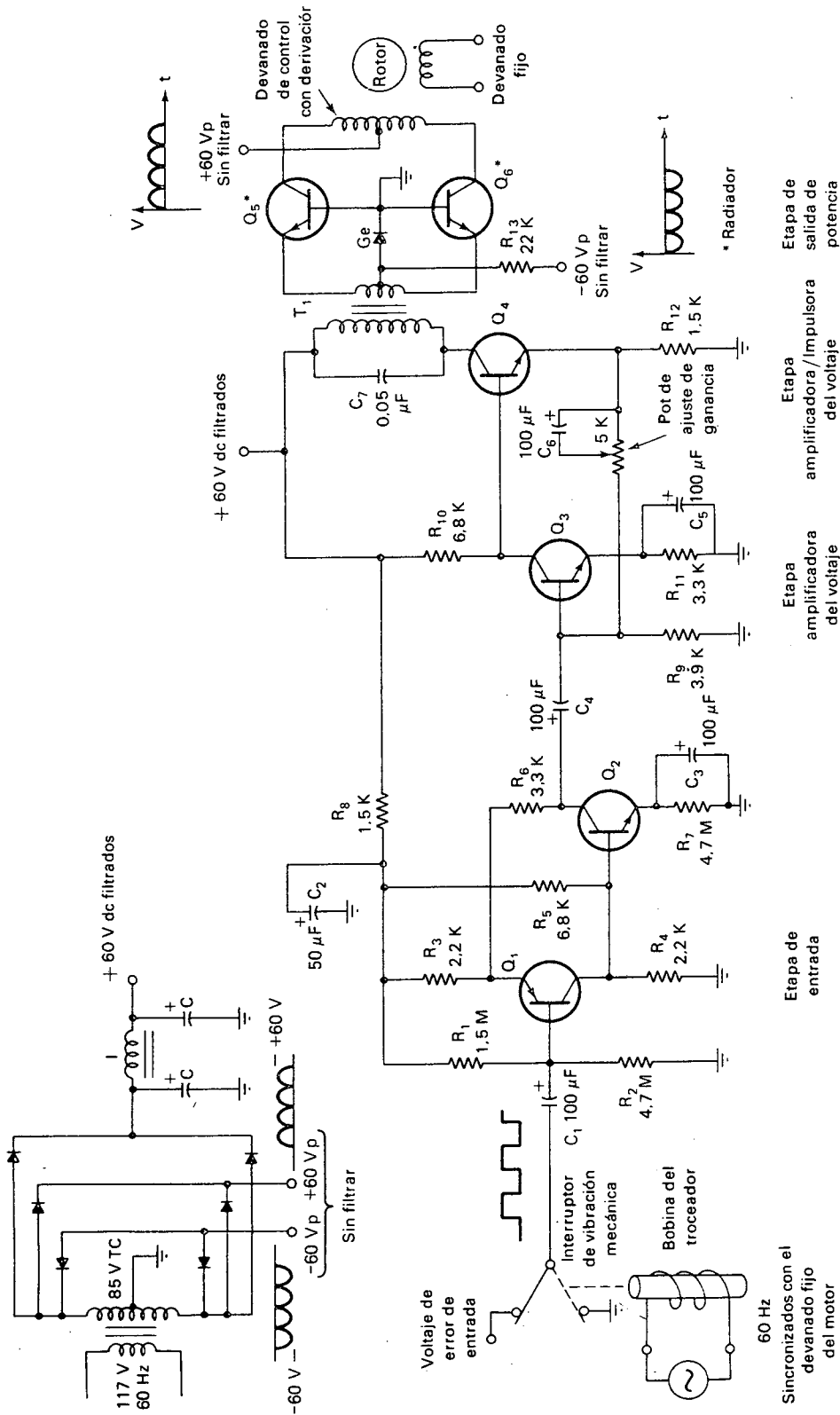


Figura 10-23. Otro servo amplificador transistorizado. Este dibujo ilustra varias características populares de los servo amplificadores, incluyendo señal dc troceada, realimentación negativa de una etapa a otra, fuentes de alimentación desacopladas entre etapas y fuente dc sin filtraje para la etapa de salida.

Sincronizados con el devanado fijo del motor

su semiciclo negativo. El hecho de que el voltaje vaya hacia negativo tiende a llevar a Q_1 a una gran conducción, haciendo que el colector de Q_1 se vuelva más positivo con respecto a tierra. Esto hace la base de Q_2 más positiva y tiende a poner a Q_2 en gran conducción. A medida que Q_2 comienza a conducir una gran corriente de colector baja a través de R_3 y R_6 , lo cual hace que el emisor de Q_1 se vuelva más negativo (cercano a tierra, más lejano de la fuente $+V_{CC}$). El hecho que el emisor de Q_1 sea forzado a volverse más negativo tiende a cancelar el efecto inicial de la señal de entrada yendo hacia negativo.

Para explicarlo en detalle, si el emisor de Q_1 solamente tuviera que seguir a la señal de entrada, una cierta cantidad de corriente habría fluido a través de la unión base-emisor de Q_1 ; sin embargo, la realimentación tiende a polarizar inversamente la unión base-emisor de Q_1 lo cual tiende a disminuir la conducción de Q_1 . El resultado final es que fluirá menos corriente a través de la unión base-emisor que cuando no existía la realimentación negativa. Con menos entrada de corriente para la misma entrada de voltaje, la resistencia de entrada del amplificador es incrementada. La resistencia de entrada de este amplificador se aproxima a 1 millón de ohmios. La resistencia de entrada también es estabilizada contra cambios de temperatura, etc.

El precio que se paga es la reducción en la ganancia de voltaje de la etapa de entrada $Q_1 - Q_2$, la cual es mucho menor de lo que sería sin realimentación. La ganancia de voltaje se vuelve estable, como se mencionó antes.

Resumiendo, los efectos de la realimentación negativa de voltaje son:

- a. Aumentar la resistencia de entrada y estabilizarla contra variaciones del circuito.
- b. Bajar la ganancia de voltaje y estabilizarla contra variaciones del circuito.

La señal de salida de la etapa de entrada $Q_1 - Q_2$ se toma del colector de Q_2 y es acoplada a la base de Q_3 a través de C_4 . El transistor Q_3 es otro amplificador en emisor común. Su salida se toma del colector de Q_3 y se acopla directamente a la base de Q_4 . La resistencia de emisor de Q_4 , R_{12} , sirve para ayudar a estabilizar la corriente de polarización de Q_4 y también para proporcionar *realimentación negativa de corriente* a la base de Q_3 . La realimentación negativa de corriente sirve para estabilizar la ganancia del amplificador contra variaciones del circuito pero también, desafortunadamente, baja la resistencia de entrada de la etapa de Q_3 . Sin embargo, en este punto del circuito, la resistencia de entrada ha dejado de ser tan importante, debido a que la etapa de Q_3 es manejada por la etapa $Q_1 - Q_2$, la cual tiene buena capacidad de entrega de corriente.

Para entender porqué la combinación R_{12}/pot de ajuste de ganancia proporciona realimentación negativa de corriente, consideremos qué sucede a medida que la señal en C_4 , entra a su semiciclo positivo. El hecho que el voltaje se vaya hacia positivo tiende a llevar a Q_3 a gran conducción. Esto hace que el voltaje en el colector de Q_3 se vuelva más negativo (cercano a la tierra). Este voltaje yendo hacia negativo tiende a llevar a Q_4 a corte, causando una reducción en la corriente del terminal de emisor de Q_4 .

El voltaje a través de R_{12} se vuelve más negativo en este instante. El voltaje yendo hacia negativo absorbe corriente a través de C_6 , robándole a la base de Q_3 parte de la corriente de entrada que le llega a través de C_4 . Lo que sucede es que la tendencia al aumento de corriente hacia Q_3 causa una reacción que tiende a disminuir la corriente hacia Q_3 . Esta es la esencia de la realimentación negativa de corriente.

La efectividad de la realimentación negativa de corriente depende de la resistencia ac entre el emisor de Q_4 y la base de Q_3 . Esta resistencia ac puede variarse ajustando el pot de ajuste de ganancia. La resistencia ac entre estos dos puntos es la porción del pot que no está cortocircuitada por C_6 . A medida que el contacto se mueve hacia la izquierda, el condensador C_6 cortocircuita más resistencia de la total del pot, y la resistencia ac es disminuida. Una resistencia ac más baja produce un efecto de realimentación más fuerte, disminuyendo así la ganancia de voltaje de la combinación $Q_3 - Q_4$.

Si el contacto del potenciómetro se mueve a la derecha, C_6 cortocircuitará menos resistencia del pot de ganancia, con lo cual aumenta la resistencia ac entre el emisor de Q_4 y la base de Q_3 . Esto reducirá el efecto de la realimentación negativa de corriente y aumenta la ganancia de voltaje.

La salida del amplificador Q_4 aparece a través del primario del transformador T_1 el cual está sintonizado a la frecuencia de resonancia de 60 Hz por C_7 . Esto ayuda a reducir la ganancia a las frecuencias armónicas de la onda cuadrada y hace que la salida sea más sinusoidal.

Note que la línea de +60 V de la fuente de alimentación de los amplificadores Q_3 y Q_4 está separada de la línea de alimentación de los transistores $Q_1 - Q_2$ por la resistencia R_8 . Esta es una *resistencia de desacople*. Trabaja en conjunto con el *condensador de desacople* C_2 para filtrar cualquier señal de ruido de la línea de la fuente de alimentación antes que llegue a la etapa $Q_1 - Q_2$. Es decir, cualquier disturbio de voltaje que aparezca en la línea de alimentación dc de +60 V debido al drenaje de corriente de Q_3 y Q_4 , es impedido para que aparezca en Q_1 y Q_2 . Los componentes de desacople R_8 y R_2 pueden realizar esto debido a que la reactancia de C_2 es mucho menor que la resistencia de R_8 a 60 Hz o frecuencias más altas.

En este ejemplo, la reactancia de C_2 a 60 Hz es 53Ω ($X_C = 1/2 \pi f C$.) Esto es solamente el 3,5% de los 1.500Ω de la resistencia de R_8 , de modo que solamente el 3,5% de cualquier ruido de disturbio aparecerá a través de C_2 . Desde luego, manteniendo las señales de ruido alejadas de C_2 es lo mismo que mantenerlas alejadas de Q_1 y Q_2 . Es importante que las señales de ruido de la fuente de alimentación no se presenten en la etapa de entrada porque si llegasen a esta etapa, serían amplificadas totalmente por el amplificador. Las señales de ruido en las etapas sucesivas no son tan problemáticas debido a que no están sujetas a la amplificación total del amplificador.

En la etapa de salida de potencia, los transistores de potencia nuevamente se encuentran conectados en configuración push-pull, aunque esta vez se encuentran conectados como amplificadores base común. Veamos primero la red de polarización. Refirámonos a las formas de onda de la etapa de salida de potencia en la Figura 10-4, especialmente las partes (a), (b)

y (c). Hay una pequeña corriente de polarización dc entregada a Q_5 y Q_6 por la fuente sin filtraje de -60 Vp. El camino de dicha corriente de polarización es el siguiente: de tierra hacia la base del transistor, saliendo por su terminal de emisor y a través de la mitad del devanado secundario, a través de R_{13} , y hacia la fuente de -60 Vp es dc pulsante de onda completa. La utilización de una dc pulsante sin filtro reduce ligeramente los requerimientos de disipación de calor del transistor.

El devanado secundario de T_1 entrega corriente de emisor a los transistores de potencia Q_5 , Q_6 . Las formas de onda de la corriente de emisor están dibujadas en las Figuras 10-24(d) y (e). Cuando el devanado secundario de T_1 es positivo en su terminal superior, la mitad inferior del devanado secundario pone en conducción a Q_6 . El camino de flujo de la corriente es el camino comprendido por la mitad inferior de devanado secundario, la unión base-emisor de Q_6 , y el diodo de germanio. En el otro semiciclo, cuando el voltaje es positivo en su terminal inferior, la mitad superior del devanado pone en conducción a Q_5 de la misma manera.

La fuente de voltaje positiva en la toma central del devanado de control del motor es también dc pulsante de onda completa. Esta fuente de voltaje pulsante sin filtro ayuda a reducir considerablemente el consumo de los transistores de potencia, debido a que hay menos voltaje a través de los terminales principales del transistor a medida que la corriente instantánea de colector aumenta hacia su valor de pico. Es decir, a medida que la corriente de colector aumenta hacia su pico, los transistores de potencia permanecen escasamente fuera de saturación debido a que el voltaje de la fuente de colector sigue al aumento de corriente. Con el transistor escasamente fuera de saturación, la caída de voltaje a través de sus terminales principales permanece pequeña, haciendo que el consumo de potencia sea pequeño [$P_{inst} = (V_{inst})(I_{inst})$]. Las formas de onda de la fuente de voltaje positivo, de la corriente por el devanado de control, y de los voltajes colector-emisor a través de los transistores están dibujados en las Figuras 10-24(f), (g), (h), e (i).

Además de disminuir la disipación de potencia de los transistores, utilizando dc pulsante sin filtro para manejar la etapa de potencia de salida push-pull, también aligera la carga sobre la fuente de alimentación dc *filtrada*. Esto reduce el risado en dicha fuente.

El devanado de control del servo motor es un devanado con toma central, con sólo una mitad del devanado llevando corriente en cualquier instante. Esto no altera el hecho que el campo magnético establecido por el devanado de control cambie de dirección cada medio ciclo. En otras palabras, cuando la corriente fluye a través del devanado de control del centro hacia abajo (Q_6 conduciendo), el campo magnético creado apunta en una cierta dirección relativa al estator del motor. Cuando la corriente fluye a través del devanado del centro hacia arriba (Q_5 conduciendo), establece un campo magnético apuntando en la otra dirección relativa al estator. Esta alternancia en la dirección del campo magnético es todo lo que es necesario para interactuar con el campo del devanado fijo para crear un campo neto rotatorio.

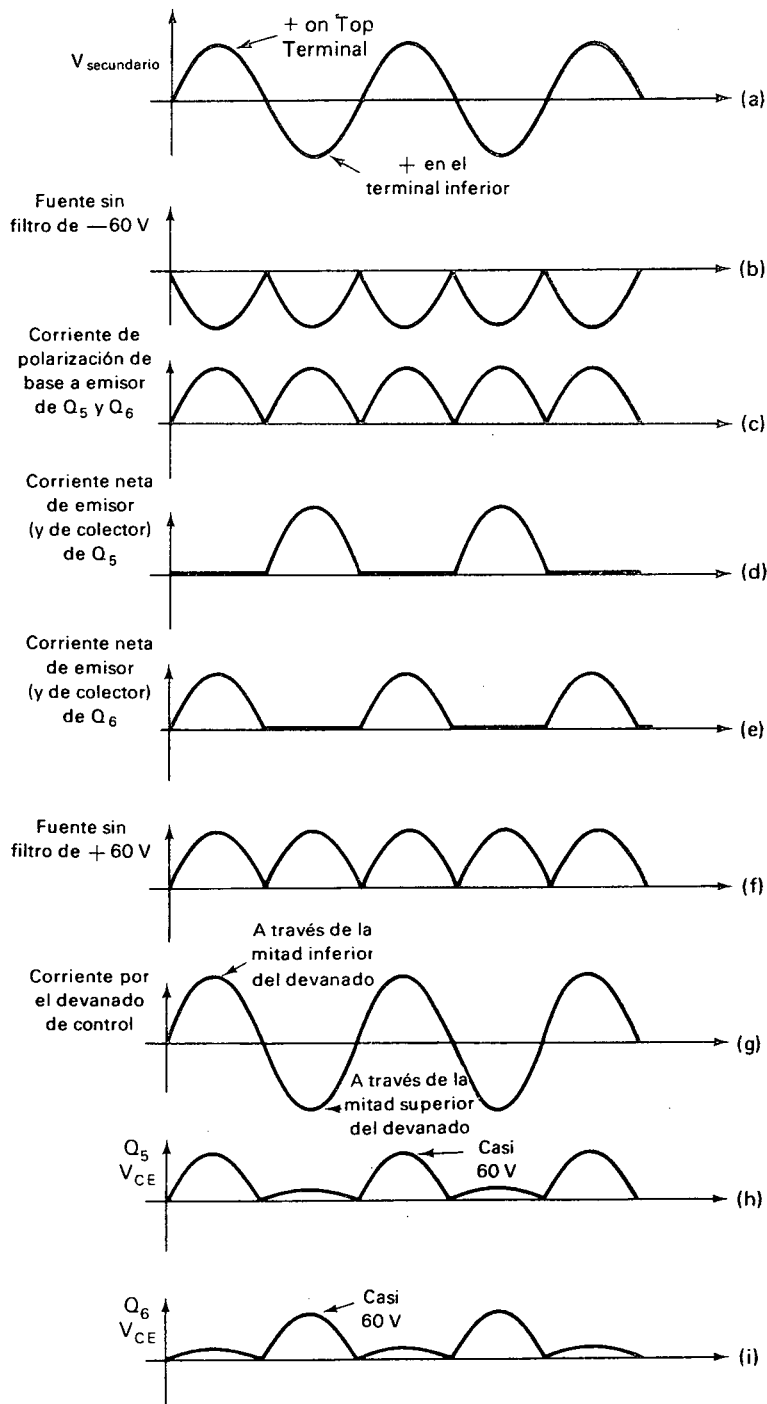


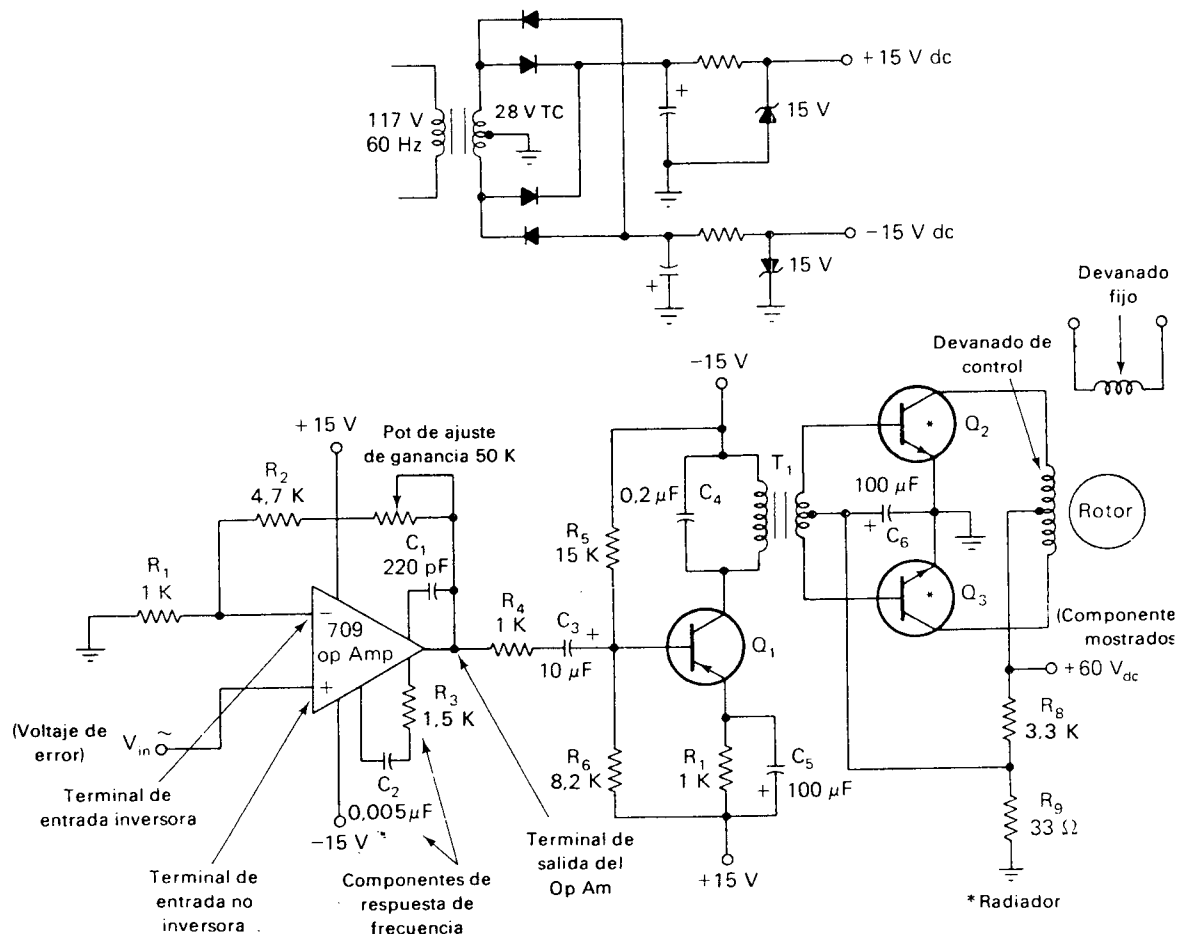
Figura 10-24. Varias formas de onda de voltaje y corriente para amplificador de la Figura 10-23.

10-11-3 Servo amplificador 3: Amplificador híbrido utilizando un op amp CI en la etapa de entrada y con una etapa de salida discreta push-pull

La Figura 10-25 muestra un servo amplificador simple utilizando un op amp CI. Como vimos en el Capítulo 8, un op amp CI es un circuito amplificador completo empacado en un recipiente no mayor que el utilizado para un solo transistor discreto. Una vez se han conectado las fuentes de alimentación y varios componentes externos el op amp está listo para trabajar.

En esta aplicación el op amp es utilizado como un amplificador no inversor. La ganancia de voltaje se determina por la combinación R_1 , R_2 ,

Figura 10-25. Servo amplificador híbrido (que tiene componentes discretos e integrados).



y el pot de ajuste de ganancia. La ganancia de voltaje del op amp amplificador no inversor puede ajustarse en el rango de 5,7 a 55,7 en este circuito dado que:

$$A_{v \text{ min}} = \frac{4,7 \text{ K} + 1 \text{ K}}{1 \text{ K}} = 5,7,$$

y

$$A_{v \text{ máx}} = \frac{54,7 \text{ K} + 1 \text{ K}}{1 \text{ K}} = 55,7.$$

La impedancia de entrada del amplificador no inversor es naturalmente muy alta, de modo que no se necesitan técnicas especiales para aumentar la impedancia de entrada.

Los componentes C_1 , C_2 , y R_3 están conectados a los terminales apropiados del op amp para determinar las características de respuesta de frecuencia. Las hojas de datos que proporcionan los fabricantes de op amp siempre dan indicaciones sobre la magnitud de estos componentes.

El voltaje de error ac se aplica al terminal de entrada no inversor, y la señal amplificada se toma del terminal de salida del op amp. Esta señal es enviada al transistor Q_1 a través de R_4 y C_3 . Este transistor está conectado en configuración emisor común para proporcionar máxima amplificación de potencia. R_5 , R_6 , y R_7 determinan la corriente de polarización de Q_1 , y dicho punto de polarización es estabilizado por R_7 . C_4 está conectado en paralelo por el devanado primario de T_1 para resonar a la frecuencia de la señal.

El secundario de T_1 maneja el par de transistores $Q_2 - Q_3$, los cuales están conectados en configuración push-pull. Estos transistores están ligeramente polarizados en conducción por el divisor de voltaje $R_8 - R_9$ conectado a la fuente dc de +60 V.

El condensador C_6 de 100 μF proporciona el camino para que la señal de corriente ac fluya a través de las uniones base-emisor de Q_1 y Q_3 .

10-12 SERVO MOTORES DC

Como mencionamos en la Sección 10-10, generalmente se prefieren los servo motores ac a los servo motores dc, excepto para utilización en sistemas de muy alta potencia. Para los sistemas de muy alta potencia, se prefieren los motores dc debido a que marchan más eficientemente que los servo motores ac comparables. Esto los habilita para permanecer más fríos. Un motor eficiente también evita un excesivo desperdicio de potencia, aun cuando generalmente el desperdicio de energía no es un factor primario en los servo mecanismos.

Un servo motor dc no es diferente de cualquier otro motor shunt dc de uso general. Tiene dos devanados separados: son el devanado de campo, colocado en el estator de la máquina y el devanado de armadura, colocado en el rotor de la máquina. Ambos devanados están conectados a una fuente de voltaje dc. En la mayoría de las aplicaciones de los motores shunt dc los devanados realmente estarían conectados en paralelo (shunt) y manejados por una fuente dc, pero en servo aplicaciones, los devanados están

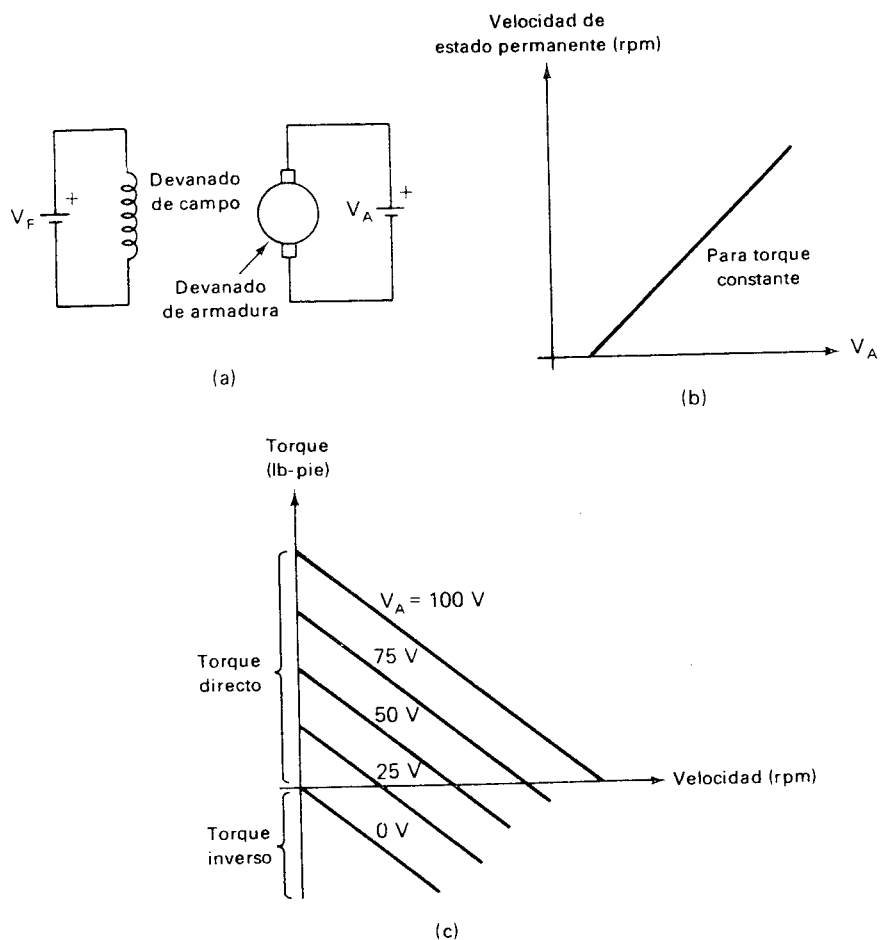


Figura 10-26. (a) Esquema de un servo motor dc. (b) Gráfica de velocidad versus voltaje de armadura para un torque constante al eje. (c) Curvas de torque versus velocidad para varios voltajes de armadura.

manejados por fuentes dc *separadas*. Esta situación se ilustra esquemáticamente en la Figura 10-26(a).

El devanado de campo de un motor dc generalmente se simboliza esquemáticamente como una bobina. El devanado de campo está conectado a la fuente de voltaje dc indicada por V_F en la Figura 10-26(a). El devanado de armadura de un motor dc se simboliza esquemáticamente como un círculo en contacto con dos cuadrados. Esto sugiere al aspecto físico de una armadura dc como un cilindro que tiene escobillas deslizantes contra su superficie. El devanado de armadura está conectado a una fuente de voltaje dc indicada por V_A en la Figura 10-26(a).

No entraremos en detalles de la descripción física del control de velocidad de un motor dc en este momento. Dicho tópico se cubre en el Capítulo 13. Basta con decir que la velocidad de estado permanente puede controlarse bien sea variando V_F o variando V_A en la Figura 10-26(a). Prácti-

camente en todos los servo sistemas modernos, el ajuste se hace variando V_A , la fuente de voltaje de armadura.

La relación entre la velocidad de estado estable y el voltaje aplicado a la armadura para un torque constante se muestra en la Figura 10-26(b). Esto es aproximadamente una relación lineal. Sin embargo, en un servo sistema real, el torque motor no es constante. Varía a medida que el objeto controlado se acerca a la posición deseada y el voltaje en el motor se reduce. Las curvas más significantes de torque versus velocidad a varios voltajes de armadura se muestran en la Figura 10-26(c).

Estas curvas nos dicen que la capacidad de producción de torque de un servo motor dc es más grande a bajas velocidades que a altas velocidades para un voltaje de armadura V_A dado. Esto permite que el motor acelere la carga (el objeto posicionado) rápidamente a partir del reposo. Además, las curvas de torque versus velocidad muestran que a medida que el objeto posicionado se acerca a su posición deseada y V_A se reduce, el motor dc es capaz de entregar un torque inverso para frenar la carga si la velocidad de aproximación es alta. Esto es posible debido a que el devanado de armadura del motor comienza a actuar como un generador bajo esta condición. La corriente en los conductores de la armadura invierte su dirección (asumiendo que la fuente de voltaje de armadura es capaz de drenar corriente), y la corriente inversa crea un torque inverso.

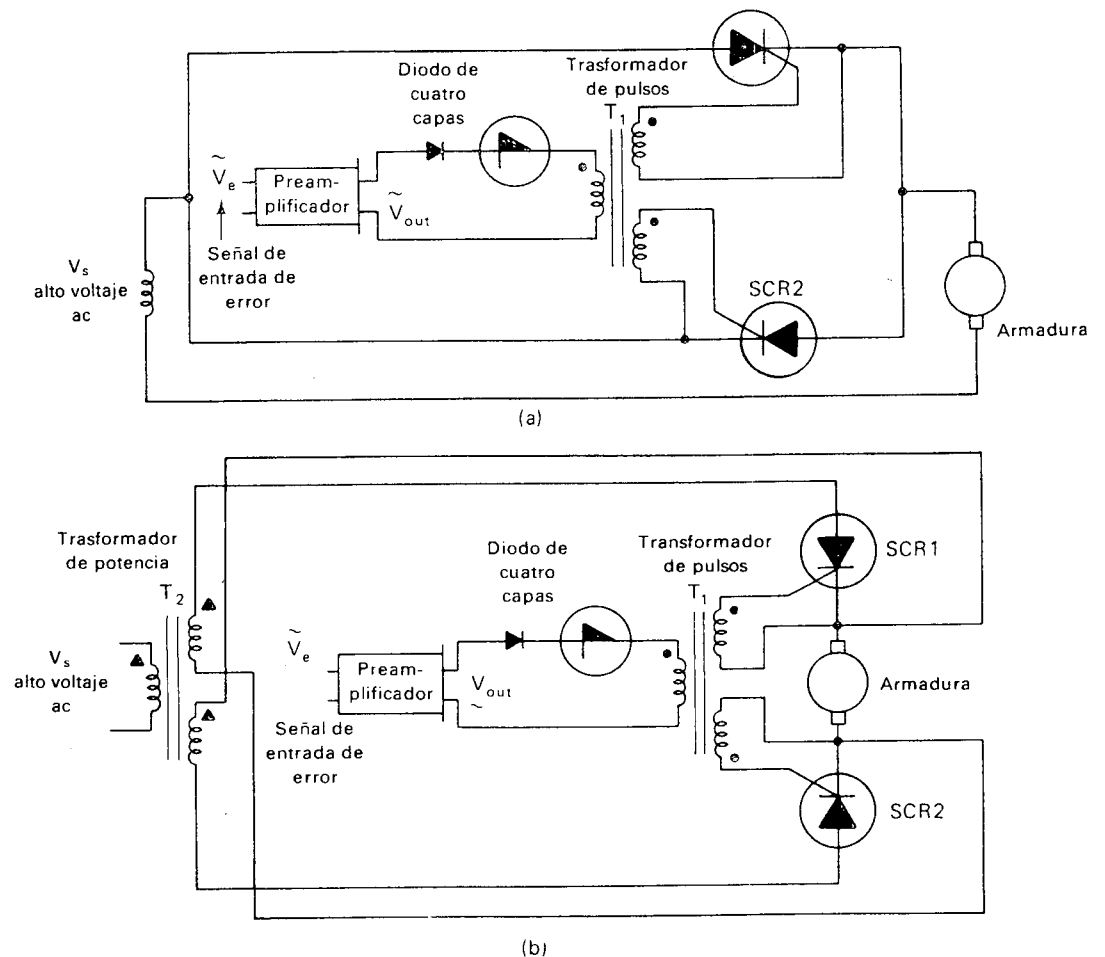
De este modo el motor shunt dc estándar satisface los requerimientos para un buen servo motor. Tiene alto torque a baja velocidad y puede desarrollar un *efecto de amortiguamiento*, en que una alta velocidad de aproximación resulta en una tendencia automática al frenado. Desde luego, como con cualquier motor dc no puede esperarse que opere con tan pocos problemas como un motor de inducción ac. Un motor dc inherentemente es un dispositivo de alto mantenimiento, debido a la complejidad del devanado de armadura aislado y debido al hecho que la corriente debe fluir hacia y desde la armadura a través de los contactos escobilla-conmutador.

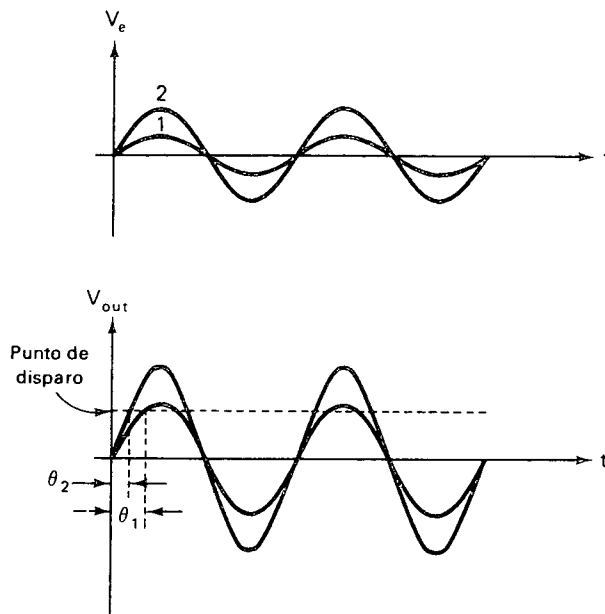
10-13 AMPLIFICADORES PARA SERVO MOTORES DC

Teóricamente no es errada la idea de utilizar un amplificador dc para amplificar un voltaje dc de error en un servo sistema. El amplificador deberá simplemente levantar el voltaje dc de error a un gran voltaje dc, para manejar la armadura del servo motor. Hay algunos problemas prácticos a este respecto. Por ejemplo todos los condensadores de acople entre las etapas amplificadoras deberán eliminarse, dado que la corriente dc no puede pasar a través de un condensador. Asimismo, los condensadores de acoplamiento de una etapa a otra deberán abandonarse dado que los transformadores no responden a una corriente dc. En resumen, todos los amplificadores dc deben ser de *acoplamiento directo*. Esto significa que la salida de una etapa debe conectarse a la entrada de la siguiente etapa solamente a través de resistencias y/o conductores. El acoplamiento está ilustrado en la etapa de entrada del amplificador de la Figura 10-23; la conexión $Q_1 - Q_2$ no tiene condensadores o transformadores. Las otras etapas en dicho amplificador no son de acoplamiento directo.

El acoplamiento directo a lo largo de un amplificador multietapa produce ciertos problemas prácticos que son casi insalvables. En un amplificador directamente acoplado, cualquier cambio en el voltaje de polarización del transistor debido a la variación de la fuente de alimentación, cambios en temperatura, o envejecimiento de los componentes es tratado exactamente como una señal de entrada real. Por ejemplo, si el voltaje dc de polarización en el colector de un cierto transistor fuese lo que cambia ligeramente debido a un aumento de la temperatura, las otras etapas del amplificador no podrán distinguir dicho cambio de una genuina señal de voltaje producida por un voltaje de entrada dc de error.

Figura 10-27. Circuitos de control para un servo motor dc. (a) Método que utiliza una fuente ac de un devanado. (b) Método que utiliza una fuente ac de dos devanados. (c) Formas de onda del voltaje de error y del voltaje de salida donde se muestra que un gran voltaje de error produce un cebado temprano de un SCR.





(c)
Figura 10-27. (Cont.)

En otras palabras, los amplificadores directamente acoplados tienden a cambiar su voltaje de salida dc debido a variaciones *internas* del voltaje de polarización que nada tienen que ver con la señal de entrada aplicada *externamente*. Como fácilmente puede apreciarse, esto es muy malo. Este fenómeno se denomina *deriva*. Si esto ocurre en un servo sistema, el servo motor marchará cuando se supone que no, y el objeto controlado será posicionado inapropiadamente.

Hay varias maneras de minimizar la deriva, pero todas involucran complicaciones al circuito, y nunca trabajan perfectamente. Por tanto los fabricantes de servo mecanismo evitan la utilización de servo amplificadores dc. Si por alguna razón el voltaje de error de entrada debe ser un voltaje dc, puede ser troceado y amplificado en un amplificador ac como el mostrado en la Figura 10-23.

El hecho que permanece es que los servo motores dc requieren voltajes dc más grandes capaces de entregar grandes corrientes. Lo que se necesita es un amplificador ac capaz de entregar una salida dc. El SCR, con sus capacidades *amplificadoras* y *rectificadoras*, es el dispositivo de salida ideal para tal amplificador.

La Figura 10-27 muestra dos métodos de utilización de los SCR para controlar un servo motor dc. En la Figura 10-27(a) hay dos SCR conectados, en direcciones opuestas. El SCR1 controla la corriente de armadura en una dirección, de arriba hacia abajo. De este modo controla al motor cuando está girando en una dirección, digamos en el sentido de las manecillas del reloj. El SCR2 controla la corriente de armadura en la otra dirección, en el sentido contrario de las manecillas del reloj. Veamos los detalles de operación.

La señal de error ac (V_e) es amplificada por un preamplificador del mismo tipo que los mostrados en la Sección 10-11. El voltaje de los terminales de salida del preamplificador (V_{out}) es una versión amplificada de la señal de error y está en fase con ésta. En un cierto punto en el semiciclo positivo, el voltaje de salida alcanzará el voltaje de disparo del diodo de cuatro capas, produciendo un impulso de corriente hacia el devanado primario de T_1 . Esto sucede durante cada semiciclo positivo siempre y cuando el voltaje de error de entrada se encuentre por encima de un cierto valor mínimo. El punto específico en el semiciclo está determinado por cuanto grande es el voltaje de error. Para un gran voltaje de error, el disparo ocurrirá tempranamente en el semiciclo; para un voltaje de error pequeño el voltaje de error ocurrirá más tarde en el semiciclo. Esto se muestra claramente en las formas de onda de la Figura 10-27(c). Estas formas de onda se aplican a cualquier circuito con SCR.

Para un pequeño V_e , las curvas indicadas con 1 muestran qué sucede. V_{out} alcanza el punto de disparo relativamente tarde en el semiciclo, resultando un ángulo de disparo θ_1 . Para un gran V_e (un error de posición más grande) se aplican las curvas indicadas por 2, V_{out} alcanza el punto de disparo del diodo de cuatro capas más temprano en el ciclo, resultando un ángulo de disparo θ_2 .

Cada vez que el diodo de cuatro capas se dispara para entregar un pulso de corriente al devanado primario de T_1 , ocurren pulsos positivos en los devanados secundarios de T_1 en la Figura 10-27(a). Estos dos pulsos positivos tienden a disparar los SCR a los cuales están conectados. Es decir, el SCR1 y el SCR2 reciben ambos un pulso de corriente de puerta que trata de ponerlo en CONDUCCION. Sin embargo, solamente un SCR de hecho pasa a CONDUCCION, debido a que solamente uno de ellos está polarizado directamente en este instante. Si V_s es positivo en el terminal de arriba cuando llega el pulso, el SCR1 pasa a CONDUCCION y el otro permanece BLOQUEADO debido a la polarización a través de sus terminales principales. Si V_s es positivo en su terminal inferior cuando llega el pulso, el SCR2 entra en CONDUCCION y el SCR1 permanece BLOQUEADO. De este modo la relación de fase entre V_s y V_e determina cuál SCR se cebará. Si V_e está en fase con V_s el SCR1 se ceba; si V_e está 180° fuera de fase con respecto a V_s , se ceba el SCR2. La fase del voltaje de error determina la dirección de rotación del motor y la dirección de movimiento del objeto controlado. La magnitud del voltaje de error determina el ángulo de disparo del SCR y por consiguiente el promedio de la corriente (y del voltaje) entregada a la armadura. Por consiguiente controla la velocidad del servo motor.

La Figura 10-27(b) muestra un arreglo algo diferente de SCR's y la armadura del motor, pero la acción del circuito de control de puerta es exactamente la misma que en la Figura 10-27(a). Si V_e está en fase con V_s , entonces en el instante que llega el pulso de puerta al SCR1 y al SCR2 el devanado secundario superior de T_1 polarizará directamente al SCR1 y el devanado secundario inferior de T_1 polarizará inversamente al SCR2. Por tanto el SCR1 se cebará y el SCR2 permanecerá BLOQUEADO, haciendo que pase corriente a través de la armadura, de arriba hacia abajo. Para entender esto, refirámonos a las marcas de fase en los devanados del transformador. Si V_e y V_s están en fase, entonces cuando los terminales con pun-

to de los devanados de T_2 son positivos, los terminales con triángulo de los devanados de T_1 son también positivos. Durante el semiciclo negativo, V_{out} será de la polaridad contraria para disparar el diodo de cuatro capas, de modo que no se entregan pulsos de puerta y ningún SCR entra en CONDUCCION.

Si V_e está 180° fuera de fase con respecto a V_s , entonces en el instante que llegan los pulsos de puerta a los SCR, el devanado secundario inferior de T_1 polarizará directamente al SCR2 y el devanado secundario superior de T_1 polarizará inversamente al SCR1. Por tanto el SCR2 se cebará y el SCR1 permanecerá BLOQUEADO, haciendo que la corriente fluya a través de la armadura de abajo hacia arriba. Para verlo, recordemos que si V_e y V_s están 180° fuera de fase, entonces cuando los terminales con punto de los devanados de T_2 son positivos, los terminales con triángulo de los devanados de T_1 son negativos.

Así como en el primer circuito, si V_e y V_s están en fase, el motor gira en una dirección y si V_e y V_s están 180° fuera de fase, el motor gira en la otra dirección. La magnitud del voltaje de error de entrada nuevamente determina el ángulo de disparo del SCR, controlando de este modo el promedio del voltaje aplicado a la armadura del motor.

PREGUNTAS Y PROBLEMAS

1. En una válvula actuada por solenoide explique la función de cada una de las siguientes partes: asiento de válvula, tapón de válvula, vástago de válvula, armadura, bobina solenoide, resorte.
2. ¿Por qué es que en las válvulas solenoides de ac sus bobinas pueden dañarse si se atasca el vástago de la válvula, y las válvulas solenoide de dc no tienen este problema?
3. En una válvula de dos posiciones manejadas por motor, ¿qué proporciona el engranaje del motor: alta velocidad y bajo torque o baja velocidad y alto torque?
4. En el diagrama de tiempo de los interruptores de fin de carrera de la Figura 10-2, IFC2 es soltado ligeramente antes de soltar a IFC1. ¿Por qué es necesario?
5. En la Figura 10-2, ¿por qué es necesario que IFC2 sea actuado en el punto de 180° ?
6. ¿Alrededor de cuánto tiempo toma una válvula de control de dos posiciones en ir completamente de una posición a la otra?
7. En la Figura 10-3, ¿cuál es el propósito de los interruptores de fin de carrera?
8. Haga una distinción entre un *operador* neumático de válvula y un *posicionador* neumático de válvula.
9. Explique la diferencia entre una válvula de abertura por aire y una válvula de cierre por aire.
10. En términos generales, ¿bajo qué circunstancias se prefieren los actuadores de válvula neumáticos e hidráulicos a los actuadores basados en motor eléctrico?
11. En la Figura 10-4, ¿qué hace que la presión de aire variable aumente y disminuya?

12. Identifique las fuerzas que combinadas balancean el brazo de balanza en la Figura 10-4.
13. En la Figura 10-4, si se rompiera el resorte de alimentación, ¿qué haría la válvula si se aplicara a la bobina una pequeña señal eléctrica de entrada?
14. Repita la pregunta 13 para el caso de que se rompiera el regulador de aire.
15. Distinga entre *lado sellado* y *lado de la varilla* de un cilindro.
16. En la Figura 10-5, ¿hacia qué dirección debe moverse el pistón del cilindro piloto para hacer que el cilindro principal empuje hacia abajo?
17. En la Figura 10-5, ¿qué hace que el cilindro de potencia empuje hacia arriba: un aumento en la señal de presión de entrada o una disminución en dicha señal?
18. Dé una explicación detallada paso a paso de lo que sucede en el aparato de la Figura 10-5 si se disminuye la señal eléctrica de entrada.
19. En la Figura 10-6, identifique las dos fuerzas que combinadas balancean el brazo de balanza vertical.
20. Repita la Pregunta 18 para el aparato de la Figura 10-6.
21. ¿Cuál es la diferencia entre un relé y un contactor?
22. Defina el término *corriente de enganche* de un relé.
23. Defina el término *corriente de mantenimiento* (o corriente de desenganche) de un relé.
24. Explique porqué los relés electromagnéticos tienen histéresis.
25. ¿Es necesariamente mala la histéresis de un relé? Explique.
26. Dibuje una conexión Y trifásica. Repita para una conexión delta.
27. ¿Cuál conexión de la carga, Y o delta, recibe por rama la totalidad del voltaje de línea?
28. ¿En qué conexión de la carga, Y o delta se entrega más potencia eléctrica a una carga resistiva? ¿En qué factor es más grande la potencia?
29. Enumere algunos de los usos industriales más importantes de los tiristores de potencia. ¿Cuál es el más importante de todos?

Las Preguntas 30 a 49 se refieren a los motores ac de fase partida.

30. Idealmente, ¿qué diferencia de fase deberá existir entre las dos corrientes de los devanados del estator?
31. En la Figura 10-13(a), ¿cuántas rotaciones efectúa el campo magnético por cada ciclo ac? Si la frecuencia de la línea es 60 Hz, ¿cuál es la velocidad de rotación del campo magnético expresada en rpm?
32. Describa la construcción del rotor jaula de ardilla. ¿Qué materiales se utilizan para construir un rotor jaula de ardilla moderno?
33. ¿Por qué no circula corriente a lo largo del núcleo de un rotor jaula de ardilla?
34. ¿En un rotor jaula de ardilla, es verdad que barras vecinas del rotor llevan corriente en direcciones opuestas? Explique.
35. Dibuje una vista de frente del rotor jaula de ardilla como la de las Figuras 10-15 (b) y (c). Dibuje el campo magnético del estator viniendo de suroeste (parte inferior izquierda) y apuntando hacia el noreste (parte superior derecha). Asu-

miendo que la rotación es en sentido contrario a las manecillas del reloj, muestre la dirección de la corriente por cada barra del rotor. Muestre la dirección de la fuerza ejercida sobre cada barra. ¿Girará el rotor en sentido contrario a las manecillas del reloj?

36. Repita la Pregunta 35, pero esta vez asuma que el campo magnético está rotando en *sentido de las manecillas del reloj*.
37. ¿Cuál es el método más común para crear un desplazamiento de fase entre las dos corrientes de los devanados del estator?
38. ¿Es siempre posible que un motor ac de fase partida marche con un solo devanado del estator?
39. ¿Es siempre posible que un motor ac de fase partida arranque con un solo devanado del estator?
40. ¿Cuál es la diferencia en construcción entre un motor de fase partida normal y un servo motor ac?
41. Haga una distinción entre el devanado de control y el devanado fijo de un servo motor ac.
42. En un servo motor ac, si la corriente en el devanado de control, adelanta a la corriente en el devanado fijo, ¿cómo podría invertirse la dirección de rotación?
43. ¿Qué es con relación a la característica torque velocidad de un motor de fase partida normal lo que lo hace inaceptable para utilizarlo en un servo sistema?
44. Enumere los dos defectos que interactúan para producir el aumento del comportamiento torque-velocidad del motor de fase partida en la Figura 10-20. ¿Qué efecto es acentuado para producir la caída de la operación torque-velocidad del servo motor? ¿Cómo el fabricante de motores acentúa dicho efecto?
45. Enumere algunas de las razones por las cuales se prefieren los servo motores ac a los servo motores dc?
46. ¿Bajo qué circunstancias se utilizan los servo motores dc en lugar de los servo-motores ac?
47. ¿Qué es *amortiguamiento* en un servo sistema? ¿Por qué es bueno? ¿Por qué es mejor el amortiguamiento que hacer marchar el servo motor a baja velocidad?
48. ¿Cuál es la función de un servo amplificador en un servo sistema?
49. Enumere algunas de las características deseables de un servo amplificador ac y explique porqué cada una es deseable.

Las Preguntas 50 a 59 se refieren al servo amplificador 1, dibujado en la Figura 10-22.

50. La etapa de entrada no proporciona ninguna ganancia de voltaje, ¿entonces cuál es su característica aprovechable?
51. Explique porqué las resistencias R_8 y R_9 están colocadas en el terminal de emisor de Q_2 . ¿Cuál es su función?
52. ¿Cuál es el propósito del condensador de bypass C_3 . ¿Cuál es su función?
53. ¿Cuál es el propósito de C_5 en el circuito de colector de Q_3 ?
54. ¿Cómo llamamos el método de acoplamiento utilizado entre Q_3 y la etapa de salida de potencia?
55. ¿Cuál es el propósito de las resistencias R_{14} y R_{15} ?
56. ¿Aproximadamente cuánta corriente de base fluye por Q_4 y Q_5 cuando la señal de error es cero?

57. Describa los caminos de flujo de corriente en la etapa de potencia push-pull cuando hay aplicado un voltaje de error.
58. ¿Qué sucede con la corriente de base en los transistores de potencia cuando el voltaje de error es diferente de cero?
59. Discuta las ventajas de una etapa amplificadora push-pull sobre una etapa amplificadora ac convencional.

Las preguntas 60 a 67 se refieren al servo amplificador 2, dibujado en la Figura 10-23.

60. Explique el objeto de trocear una señal dc para convertirla en una señal ac antes de la amplificación.
61. ¿Cómo llamamos el arreglo circuital en el cual la resistencia de emisor de Q_1 forma parte de la resistencia de colector de Q_2 ? ¿Qué beneficios proporciona este arreglo circuital?
62. ¿Cómo llamamos el arreglo circuital de R_8 y C_2 ? ¿Qué beneficios proporciona este arreglo?
63. ¿Cómo llamamos al arreglo circuital en el cual la base de Q_3 está conectada a través de una resistencia al emisor de Q_4 ? ¿Qué beneficios proporciona esto?
64. Explique en términos simples porqué la ganancia del servo amplificador se reduce a medida que se mueve hacia la izquierda el contacto del pot de ajuste de ganancia.
65. Describa el camino de flujo de la corriente dc de polarización de base de los transistores de potencia Q_5 y Q_6 .
66. ¿La corriente por el devanado de control del motor tiene que pasar a través del diodo de germanio en la etapa push-pull? Discuta cuidadosamente su respuesta. El diodo de germanio debe ser un rectificador de potencia, ¿o puede ser un diodo de pequeña señal?
67. Explique porqué los transistores de potencia tienden a funcionar más fríos cuando se utiliza un voltaje dc sin filtrar para manejar la etapa push-pull.

Las Preguntas 68 a 70 se refieren al servo amplificador 3, dibujado en la Figura 10-25.

68. ¿Cuál es la ganancia de voltaje del op amp amplificador no inversor cuando el pot de ajuste de ganancia está colocado en su posición central?
69. ¿Por qué no se ha tomado ninguna medida para corregir el desbalance de salida del op amp? ¿Por qué no es necesario?
70. ¿Cree usted que C_1 , C_2 , y R_3 , los componentes de respuesta de frecuencia deben escogerse para proporcionar un bajo valor de frecuencia superior de corte o un alto valor de frecuencia superior de corte? Obtenga las curvas de respuesta de frecuencia del op amp 709 y mire cuál debería ser la magnitud de dichos componentes en particular.
71. En la Figura 10-27(a), ¿qué es lo que determina que el SCR1 maneje la armadura o que el SCR2 maneje la armadura?
72. Si el SCR1 en la Figura 10-27(a) está manejando la armadura y corrigiendo la posición del objeto controlado, pero éste sobrepasa su posición deseada, ¿cuál SCR hará que regrese a la posición apropiada?
73. La Figura 10-27(c) muestra a V_{out} exactamente en fase con V_e . Esto es absolutamente necesario, ¿o podría V_{out} estar desfasado con respecto a V_e ?

11

Transductores de entrada— Dispositivos de medida

Todo el control industrial depende de la habilidad para medir el valor de la variable controlada con exactitud y rapidez. De manera general, se ha encontrado que la mejor forma para medir el valor de la variable controlada es convirtiéndola en alguna clase de señal eléctrica y detectarla con un dispositivo de medida eléctrico. Esta técnica es superior a la de convertir el valor de la variable controlada en una señal mecánica dado que las señales eléctricas tienen ciertas ventajas sobre las señales mecánicas:

- a. Las señales eléctricas pueden transmitirse de un lugar a otro mucho más fácilmente que las señales mecánicas. (Todo lo que se necesita es un par de conductores.)
- b. Las señales eléctricas son más fáciles de amplificar y filtrar que las señales mecánicas.
- c. Las señales eléctricas son fáciles de manipular para averiguar cosas tales como la rata de cambio de la variable, el tiempo de integración de la variable, si la variable ha excedido algún límite, etc.

Los dispositivos que convierten el valor de la variable controlada en una señal eléctrica se denominan *transductores eléctricos*. El número de transductores eléctricos es muy grande. Se han inventado transductores eléctricos para medir prácticamente toda variable física, sin importar qué tan ocultas se encuentren. Industrialmente las variables físicas más importantes que se encuentran son posición, velocidad, fuerza, presión, rata de flujo, temperatura, intensidad luminosa, y humedad. De acuerdo con esto, en este capítulo, concentraremos nuestra atención en los transductores eléctricos que miden estas variables en particular.

OBJETIVOS

Al terminar este capítulo se estará en capacidad de:

1. Explicar el significado de los términos linealidad y resolución aplicados a los potenciómetros
2. Explicar el funcionamiento de un transformador diferencial variable linealmente (LVDT)
3. Describir la construcción y funcionamiento de un tubo Bourdon, y enumerar las formas más populares de dichos tubos
4. Describir la construcción y funcionamiento de los fuelles utilizados para la medida de presión
5. Explicar la construcción y funcionamiento de una termocupla, y como se le compensa contra variaciones en la temperatura de la unión-fría; establecer los rangos de temperatura en que se aplican las termocuplas
6. Describir el funcionamiento de un detector resistivo de temperatura (un RTD), y establecer los rangos de temperatura en que se aplican los RTD
7. Describir el funcionamiento de los termistores, y establecer los rangos de temperatura en que se aplican
8. Describir el comportamiento de las celdas fotovoltaicas y celdas fotoconductoras, y establecer las ventajas y desventajas relativas de estos dos dispositivos
9. Describir cómo funcionan los detectores fotoresistivos; describir un detector fotoresistivo troceador y discutir sus ventajas
10. Describir la utilización de las fotoresistencias para medir la transparencia de un material, para balanceo automático de puentes, y para trocear señales dc.
11. Explicar el funcionamiento de los LEDs, y distinguir entre LEDs infrarrojos y LEDs de luz visible
12. Explicar el funcionamiento de un fototransistor, y discutir sus ventajas sobre las celdas fotoconductoras
13. Describir el funcionamiento de un acoplador/aislador óptico, y enumerar algunos de sus usos industriales
14. Describir el funcionamiento de las galgas extensiométricas, y mostrar como se estabilizan contra variaciones de temperatura
15. Enumerar los cinco tipos principales de tacómetros industriales; describir la operación de cada tipo y establecer sus ventajas y desventajas relativas

16. Describir el funcionamiento de los higrómetros resistivos y de los sicómetros para medir humedad relativa, y tomar correctamente las lecturas de la tabla de un sicómetro

11-1 POTENCIOMETROS

El *potenciómetro* es el transductor eléctrico más común. Los potenciómetros pueden utilizarse solos, o pueden unirse a un sensor mecánico para convertir un movimiento mecánico en una variación eléctrica. Desde el punto de vista de concepción un potenciómetro es bastante simple. Está formado por un elemento resistivo y un contacto móvil que puede posicionarse en cualquier punto a lo largo del elemento resistivo. Este contacto móvil se denomina de varias maneras, incluyendo *toma*, *contacto*, y *deslizador*. Usaremos indistintamente los tres términos.

La Figura 11-1 muestra dos representaciones esquemáticas de un potenciómetro. En la Figura 11-1(a), el elemento resistivo se ha dibujado en forma circular; esta representación hace referencia a la construcción física de la mayoría de los potenciómetros, en los cuales el elemento resistivo realmente es circular y barre un ángulo del orden de 300° . Entonces la posición del contacto es circular y barre un ángulo del orden de 300° . Entonces la posición del contacto se ajusta girando el eje al cual se encuentra unido. El eje puede girarse con la mano o con un destornillador dependiendo de si tiene una perilla o una ranura de tornillo en su extremo.

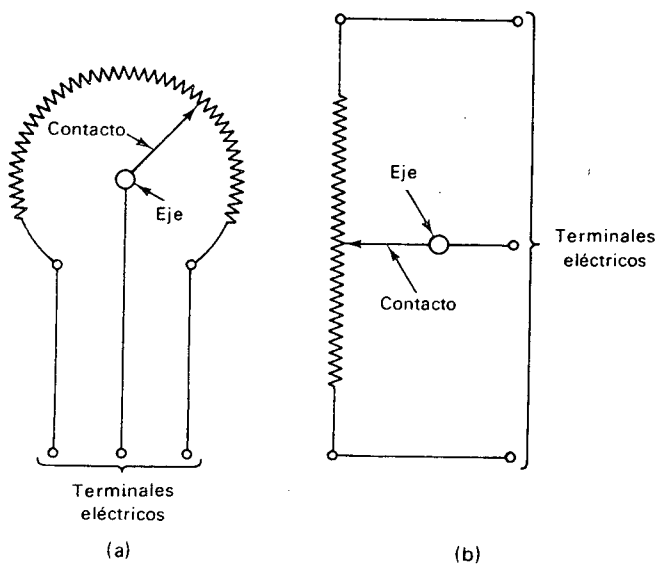
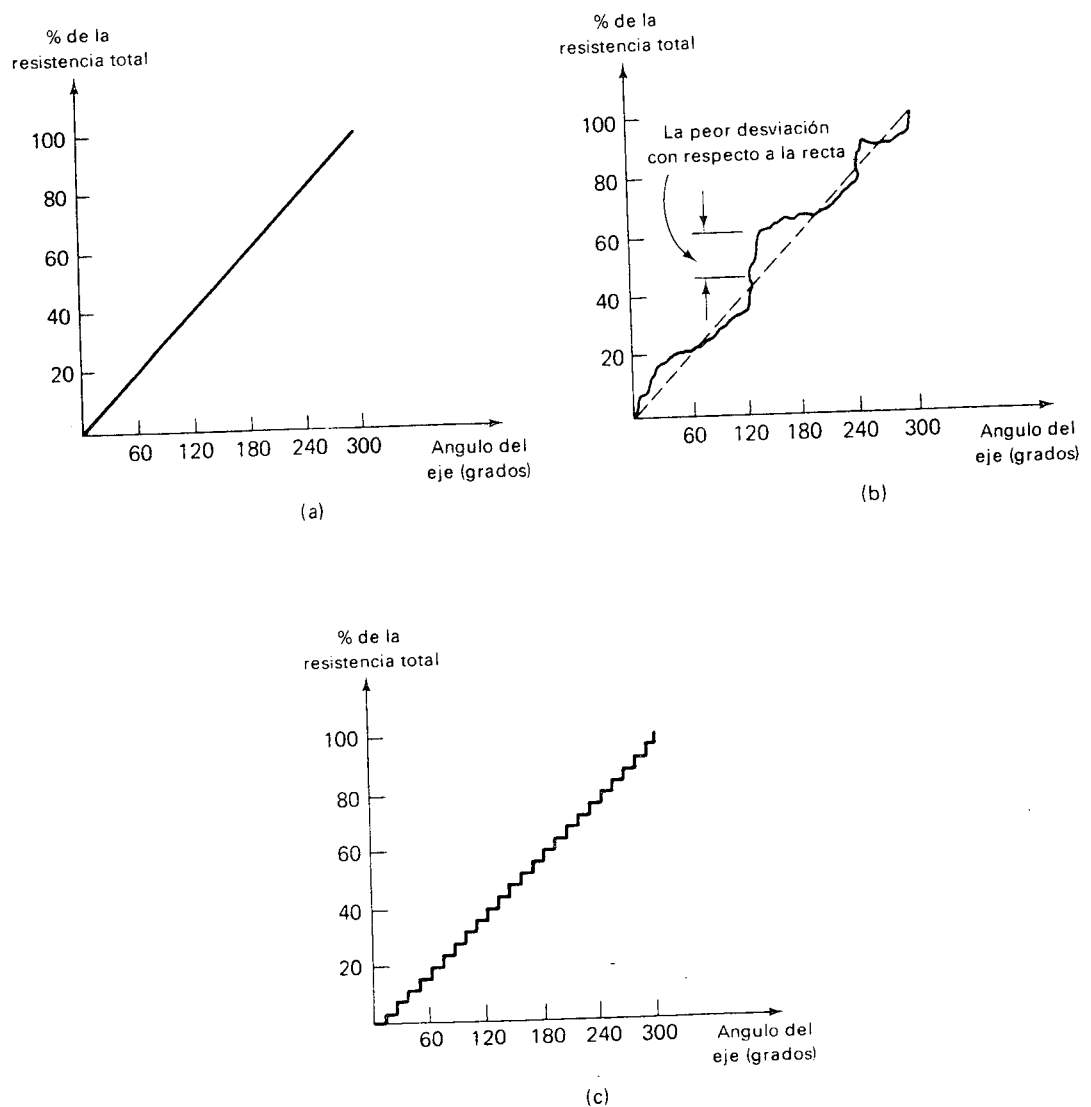


Figura 11-1. Símbolos esquemáticos de potenciómetros. (a) Símbolo circular el cual hace referencia a la apariencia física de los pot. (b) símbolo rectilíneo.

La representación esquemática más popular es la mostrada en la Figura 11-1(b). Es la más popular solamente porque es la más fácil de dibujar.

Linealidad de un Potenciómetro. La gran mayoría de los potenciómetros son *lineales*. El término lineal significa que un movimiento mecánico dado del contacto produce un cambio dado en la resistencia, sin importar dónde se encuentre el contacto. En otras palabras, la resistencia del elemento está igualmente distribuida a lo largo de la longitud de éste. El grado preciso de linealidad de un potenciómetro es muy importante en algunas aplicaciones. Por tanto los fabricantes especifican un *porcentaje de linealidad* en los po-

Figura 11-2. Gráficas de resistencia versus ángulo del eje para un potenciómetro. (a) Potenciómetro perfectamente lineal. (b) Potenciómetro real, con la resistencia desviándose de la línea recta. (c) Contacto a pasos o variación no continua de la resistencia.



tenciómetros que fabrican. El significado de porcentaje de linealidad, o simplemente linealidad, puede entenderse refiriéndonos a la Figura 11-2.

La Figura 11-2(a) muestra una gráfica de resistencia versus ángulo del eje para un potenciómetro perfectamente lineal. La resistencia marcada en el eje vertical puede considerarse como la resistencia entre el contacto y uno de los terminales laterales de la Figura 11-1. El ángulo del eje dibujado en el eje horizontal es el ángulo a través del cual ha sido rotado, comenzando con cero grados como la posición en la cual el deslizador está en contacto directo con el terminal lateral. Como puede verse, un potenciómetro perfectamente lineal da una cierta cantidad de cambio en la resistencia para un número dado de grados de rotación del eje, sin importar en qué punto se encontraba el eje. Es decir, un movimiento del eje desde 0° hasta 60° produce un cambio de resistencia del 20% de la resistencia total; asimismo, un movimiento del eje desde 180° a 240° , 60° de rotación, produce un cambio en la resistencia que va desde el 60% al 80% de la resistencia total, es decir un cambio del 20%.

Es, desde luego, imposible fabricar potenciómetros que tengan una linealidad perfecta. La situación real se muestra en la Figura 11-2(b), en la cual la resistencia se desvía de la recta ideal. El punto de la peor desviación con respecto a la recta ideal determina el *porcentaje de linealidad* del potenciómetro. Por ejemplo, en la gráfica de la Figura 11-2(b), en el peor punto, la resistencia real se desvía de la recta ideal en un 10%. Esto significa que la resistencia real difiere de la resistencia esperada en una cantidad que es el 10% de la resistencia total. Por tanto la linealidad de este potenciómetro es del 10%.

Cuando un fabricante especifica un 10% de linealidad para su potenciómetro, está garantizando que la resistencia se desviará de la línea recta de resistencia por *no más del 10%* de la resistencia total. De este modo, un potenciómetro de $500\ \Omega$ con una linealidad del 10% tendría una gráfica de resistencia versus ángulo del eje en la cual la resistencia real se desvía de una línea recta ideal en no más de $50\ \Omega$.

Mientras que un 10% de linealidad podría ser adecuado para la mayoría de las aplicaciones industriales de los potenciómetros, es casi seguro que no sería adecuado para una aplicación de *medición*. Generalmente, los potenciómetros utilizados como transductores tienen linealidades menores que el 1% y en algunos casos tan bajas como el 0,1%. En un potenciómetro de $500\ \Omega$ con un 0,1% de linealidad, la resistencia real se desviaría de la resistencia esperada por la línea recta en no más de $0,5\ \Omega$.

Resolución del potenciómetro. Muchos potenciómetros son del tipo *bobinado*. En un potenciómetro bobinado, una cierta cantidad de cable delgado es enrollado alrededor de un núcleo aislante. Entonces el contacto se mueve de una vuelta de alambre a la próxima a medida que se ajusta el pot. El resultado es que la resistencia del contacto no varía de manera uniforme, sino que varía a pasos. Este fenómeno se muestra, bastante exagerado, en la Figura 11-2(c).

El hecho importante aquí es que hay un límite en el cambio mínimo posible de resistencia. El cambio en resistencia más pequeño posible es igual a la resistencia de una vuelta de alambre (para un contacto que no hace puente entre vueltas). Por ejemplo, un pot bobinado de $500\ \Omega$ que tenga

200 vueltas tendrá una resistencia por vuelta de $500\ \Omega/200 = 2,5\ \Omega$. El más pequeño ajuste posible del potenciómetro movería el contacto de una vuelta a la inmediatamente siguiente, de modo que el cambio en resistencia más pequeño posible sería de $2,5\ \Omega$. Este cambio más pequeño posible en la resistencia determina la *resolución* del potenciómetro.

La resolución de un potenciómetro puede considerarse como la mínima variación posible de resistencia, expresada como un porcentaje de la resistencia total.* Para el potenciómetro descrito en el párrafo anterior, la resolución será de $2,5\ \Omega/500\ \Omega = 0,5\%$.

Como regla general, los potenciómetros que inherentemente tienen buena resolución inherentemente tienen baja linealidad y viceversa. Desde luego, tomando precauciones especiales en el proceso de fabricación, es posible hacer potenciómetros que tengan buena resolución y buena linealidad. Los potenciómetros utilizados para efectos de medición son generalmente de este tipo. Tienen buena resolución, buena linealidad, y buenas características respecto al ambiente (la temperatura y la humedad no los afecta). Son algo costosos, costando alrededor de 20 veces lo que cuesta un simple pot de control.

Con bastante frecuencia, un potenciómetro se instala en un circuito con un voltaje aplicado entre sus terminales laterales como se ilustra en la Figura 11-3(a). Entonces la rotación del eje crea una variación de *voltaje* entre sus terminales, en lugar de simplemente una variación de *resistencia* entre sus terminales. Si la posición del eje representa el valor de alguna variable medida, el potenciómetro establece una correspondencia entre la variable medida y V_{out} .

Otra conexión de potenciómetros bastante común se muestra en la Figura 11-3(d). Las resistencias R_1 y R_2 son iguales, y el aparato de medida está organizado de tal manera que el contacto del potenciómetro se encuentra exactamente en el centro para alguna condición neutra o valor de referencia de la variable medida. Esto es un circuito puente. Si el puente está alimentado por una fuente de voltaje dc, la magnitud de V_{out} corresponde a la *cantidad* en la cual la variable medida difiere del valor de referencia, y la polaridad de V_{out} corresponde a la *dirección* de la diferencia, mayor que o menor que el valor de referencia. Si el puente está alimentado por una fuente ac, la magnitud de V_{out} corresponde a la cantidad de desviación a partir del valor de referencia, y la *fase* de V_{out} corresponde a la dirección de la desviación. Si el valor medido es mayor que el valor de referencia, el contacto del potenciómetro se mueve *hacia arriba* en la Figura 11-3(b). Entonces V_{out} estará *en fase* con la fuente ac. Si el valor medido es menor que el valor de referencia, el contacto del pot se mueve *hacia abajo* en la Figura 11-3(b), y V_{out} se encontrará 180° *fuera de fase* con respecto a la fuente ac.

Otro arreglo común de un potenciómetro en un circuito puente se muestra en la Figura 11-3(c). Recordemos que la idea fundamental de los circuitos puente es que el puente estará balanceado cuando la relación de las

*Esta definición es un poco endeble dado que la mínima variación posible a un ángulo en el eje podría ser diferente de éste a otro. Esto sucede porque no todas las vueltas de alambre tienen exactamente la misma resistencia. Para una definición de resolución formal y precisa, consulte un libro dedicado exclusivamente a transductores.

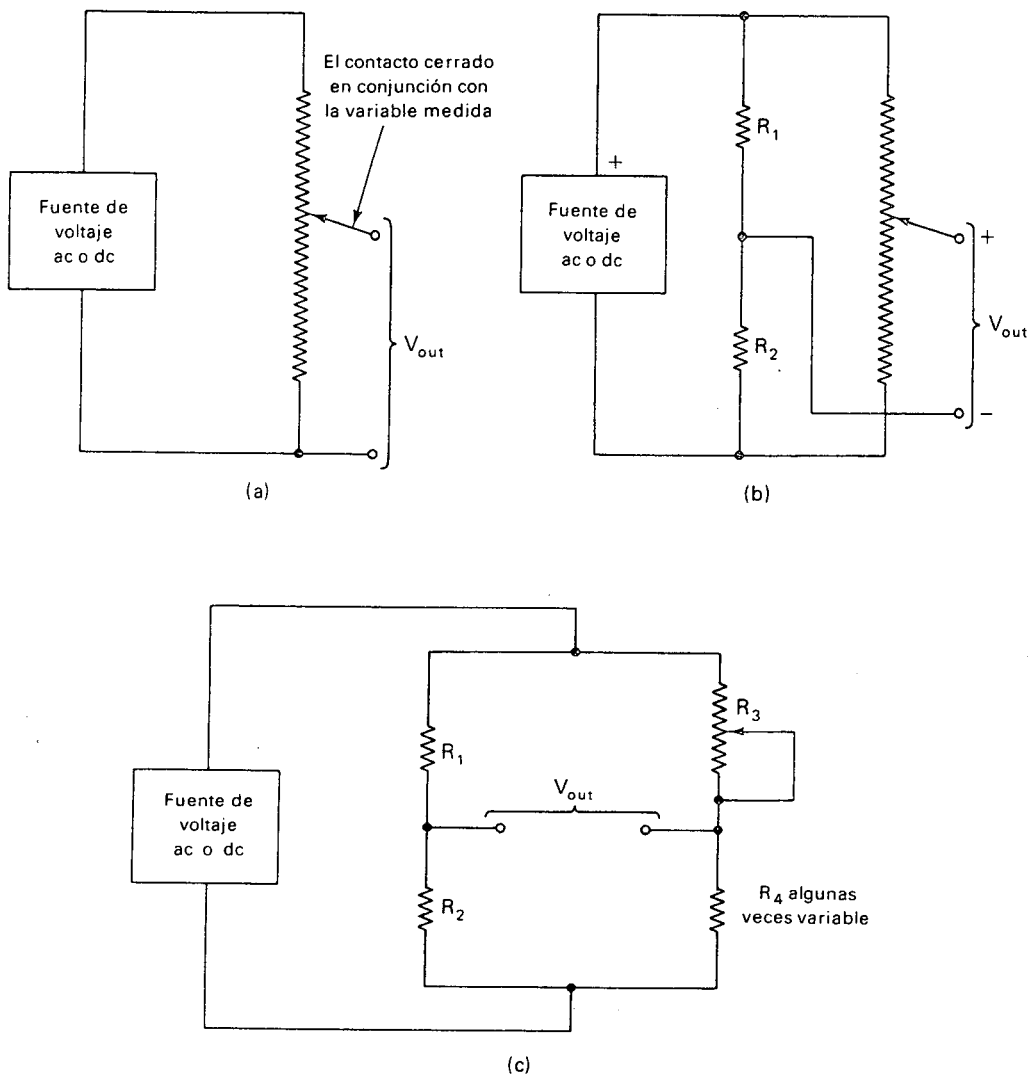


Figura 11-3. Potenciómetros utilizados en circuitos de medición. (a) Potenciómetros como un simple divisor de voltaje. (b) Circuito puente, con el pot formando un lado del puente. (c) Circuito puente con el pot formando una rama del puente.

resistencias de la izquierda iguala a la relación de las resistencias a la derecha. En otras palabras, $V_{out} = 0$ si:

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

Un puente de esta clase puede utilizarse en una cualquiera de estas dos formas:

- a. La variable medida puede utilizarse para posicionar el eje del pot, y entonces el voltaje de salida (V_{out}) del puente representa el valor de la variable medida.
- b. La variable medida puede utilizarse para hacer que una de las resistencias, digamos R_4 , varíe. R_4 puede ser en sí un potenciómetro, o podría ser una resistencia que varíe en respuesta a algún estímulo, tal como temperatura. Entonces R_3 es ajustada manual o automáticamente hasta cuando V_{out} sea igual a cero, lo cual significa que el puente está balanceado. La posición del eje del pot R_3 representa entonces el valor de la variable. El eje puede unirse a algún dispositivo indicador para leer el valor de la variable medida.

11-2 TRANSFORMADORES DIFERENCIALES DE VARIACION LINEAL (LVDTs)

Un transformador diferencial de variación lineal entrega una señal de voltaje de salida ac que es proporcional a un desplazamiento físico. La Figura 11-4 muestra la construcción, el símbolo esquemático, y las formas de onda de salida de un LVDT.

La Figura 11-4(a) muestra que un LVDT tiene un devanado primario y dos devanados secundarios arrollados sobre el mismo soporte. El soporte mismo es hueco y contiene un núcleo magnético que es libre para deslizarse dentro del soporte. Siempre y cuando el núcleo magnético esté perfectamente centrado en el soporte, el flujo magnético de enlace será el mismo para el devanado secundario 1 y para el devanado secundario 2. Por tanto ambos voltajes secundarios serán iguales. Si el núcleo se mueve hacia la izquierda en la Figura 11-4(a), el enlace magnético será más grande en el devanado secundario 1 debido a que hay más núcleo dentro de dicho devanado que dentro del devanado 2. Por tanto el voltaje del devanado 1 será más grande que el voltaje del devanado 2. Por otro lado, si el núcleo se mueve a la derecha en la Figura 11-4(a) el voltaje del devanado 2 será más grande que el voltaje del devanado 1, porque el devanado secundario 2 tendrá más núcleo dentro de él. El LVDT se construye de tal manera que la *diferencia* entre los voltajes de los dos devanados secundarios es proporcional al desplazamiento del núcleo.

Cuando el LVDT se utiliza como un dispositivo de medida, los devanados secundarios se conectan entre si en serie sustrativa tal como se indica en la Figura 11-4(b). Por tanto, si el núcleo está centrado y el voltaje del devanado 1 es igual al voltaje del devanado 2, la salida neta del voltaje (V_{out}) es cero. Esto se muestra en la Figura 11-4(c). Si el núcleo se mueve hacia arriba en la Figura 11-4(b), el voltaje del devanado 1 es más grande que el voltaje del devanado 2, de modo que V_{out} es diferente de cero. A mayor desplazamiento del núcleo, más grande es V_{out} . Esto se muestra en la Figura 11-4(d). También, V_{out} está *en fase* con V_{in} debido a la definición hecha en la Figura 11-4(b) de las marcas de fase.

Si el núcleo se mueve hacia abajo de su punto medio en la Figura 11-4(b), el voltaje del devanado 2 es más grande que el voltaje del devanado 1, y V_{out} nuevamente es diferente de cero. Esta vez V_{out} está 180° fuera de fase con

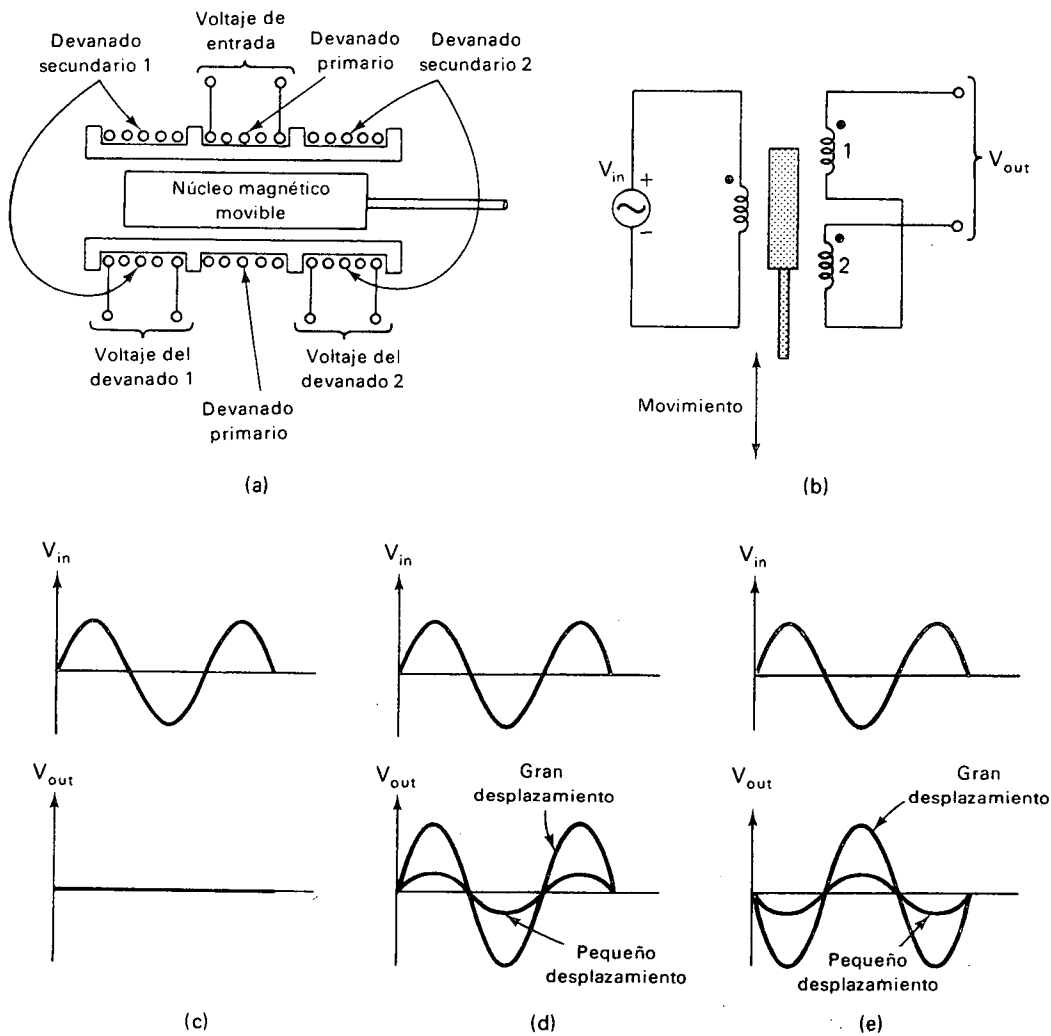


Figura 11-4. (a) Construcción física de un LVDT. (b) Dibujo esquemático de un LVDT. (c) Cuando el núcleo del LVDT está perfectamente centrado, V_{out} es igual a cero. (d) Cuando el núcleo se mueve hacia arriba, V_{out} está en fase con V_{in} . (e) Cuando el núcleo se mueve hacia abajo, V_{out} está desfasado con respecto a V_{in} .

respecto a V_{in} , tal como se muestra en la Figura 11-4(e). De este modo la magnitud de V_{out} representa la cantidad de desplazamiento a partir del centro y la fase de V_{out} representa la dirección del desplazamiento.

La mayoría de los LVDT tienen un rango de desplazamiento de más o menos 1 pulgada. Es decir, el núcleo puede moverse hacia arriba 1 pulgada a partir del centro y hacia abajo 1 pulgada también a partir del centro. Si el LVDT va a utilizarse para medir un desplazamiento mecánico más grande que una pulgada, debe utilizarse un aparato mecánico de relación apropiada.

En cuanto a la magnitud de los voltajes concierne, la mayoría de los LVDTs están diseñados para operar con un voltaje de entrada menor que 10 V ac. El voltaje de salida de plena escala cae también en el mismo rango general. Es decir, el voltaje de salida de plena escala puede extenderse de casi 0,5 V a casi 10 V ac para diferentes modelos de LVDT.

11-3 TRANSDUCTORES DE PRESION

Son numerosas las diferentes técnicas para medir presión industrialmente. Concentraremos nuestra atención en solamente dos tipos comunes de dispositivos sensores de presión, los tubos *Bourdon* y los *fuelles*. Estos dispositivos detectan la presión medida y la convierten en un movimiento mecánico. El movimiento mecánico es entonces traducido a una señal eléctrica por un pot o un LVDT.

11-3-1 Tubos Bourdon

Un *tubo Bourdon* es un tubo deformable de metal con una sección ovalada. Es abierto en uno de sus extremos y cerrado en el otro. El tubo hueco es elástico debido a la elasticidad del metal utilizado en su construcción. El fluido cuya presión se quiere medir es admitido al interior del tubo por su extremo abierto, el cual está mecánicamente asegurado. El tubo entonces deflexa en una cantidad proporcional a la magnitud de la presión. Esta deflexión es transmitida mecánicamente al contacto de un potenciómetro o al núcleo de un LVDT para proporcionar una señal eléctrica. Las Figuras 11-5(a) a (d) muestran las diferentes formas de los tubos Bourdon y los movimientos que ellos producen.

La Figura 11-5(e) muestra como un tubo Bourdon en forma de C podría acoplarse a un potenciómetro. La Figura 11-5(f) muestra como un tubo en forma de C podría acoplarse a un LVDT. Los tubos Bourdon en espiral y helicoidales con frecuencia se prefieren a los tubos Bourdon en forma de C debido a que producen un movimiento más grande de su extremo sellado por cantidad de presión.

Los tubos Bourdon son más frecuentemente utilizados para medir presiones en el rango de 10 a 300 psi.

11-3-2 Fuelles

Un *fuelle* es esencialmente una serie de diafragmas metálicos conectados entre sí. Cuando se somete a la presión de un fluido, un diafragma metálico se deformará ligeramente debido a la elasticidad del material utilizado para construirlo. Cuando se soldan varios diafragmas en serie, el movimiento total del último diafragma puede ser considerable. La Figura 11-6(a) muestra un corte de un fuelle. Con la puerta de entrada de presión asegurada, el fuelle se expandirá a medida que aumente la presión del fluido, y el espigo de salida se moverá a la derecha. A medida que la pre-

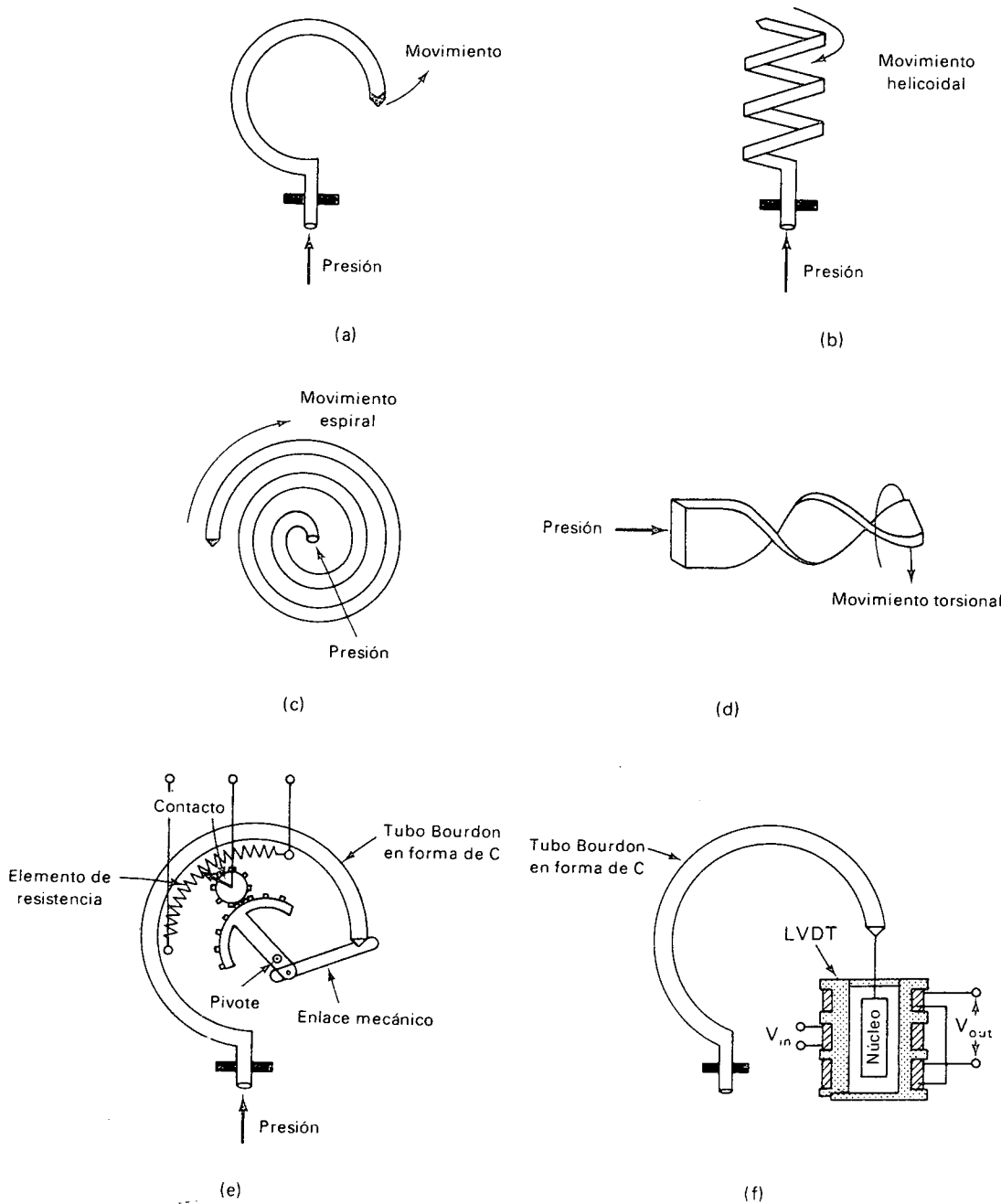


Figura 11-5. Tubos Bourdon. (a) Tubo Bourdon en forma de C, el tipo más común. (b) Tubo Bourdon en forma de hélice. (c) Tubo Bourdon en forma espiral. (d) Tubo Bourdon de torsión. (e) Tubo Bourdon en forma de C unido a un potenciómetro. (f) Tubo Bourdon en forma de C acoplado a un LVDT.

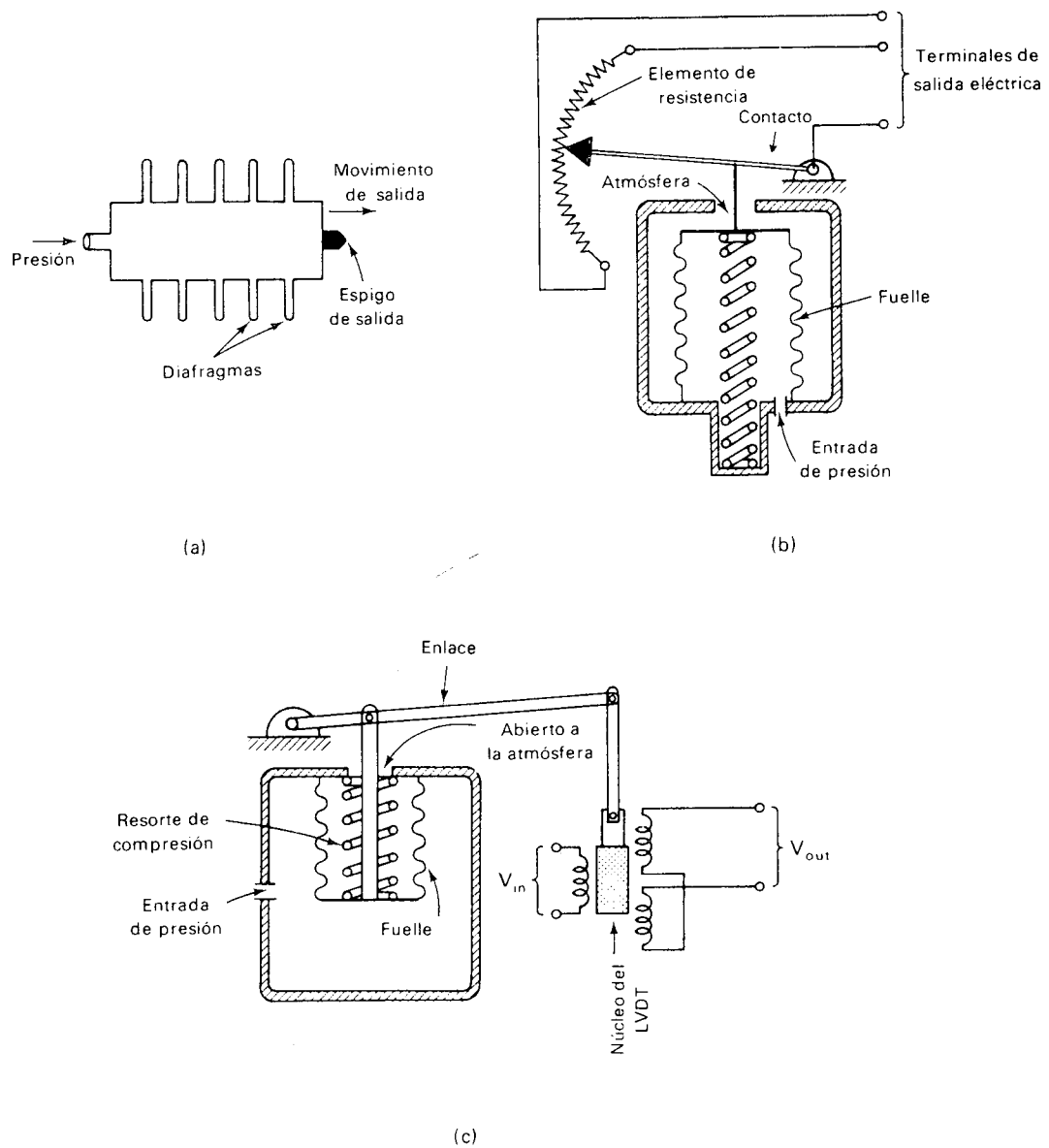


Figura 11-6. (a) Construcción básica de un fuelle. (b) Disposición de un fuelle en el cual la presión de entrada se aplica al interior del fuelle. (c) Disposición de un fuelle en la cual la presión de entrada se aplica al exterior del fuelle.

sión de fluido cae, el fuelle se contrae, y el espigo de salida se mueve a la izquierda. La fuerza de contracción puede proporcionarse por el resortaje mismo de los diafragmas del fuelle o por una combinación de diafragma con un resorte externo.

Las Figuras 11-6(b) y (c) muestran dos arreglos comunes de los fuelles. En la Figura 11-6(b), la presión es aplicada al interior del fuelle y tiende a expandirlo contra la oposición del resorte de tensión. A medida que el fuelle se expande, acciona un enlace mecánico que mueve el contacto de un potenciómetro para entregar una señal de salida eléctrica.

En la Figura 11-6(c) la presión medida se aplica a la parte externa del fuelle, forzándolo a contraerse en contra de la compresión del resorte. A medida que se mueve, acciona un enlace mecánico que mueve el núcleo de un LVDT para entregar una señal eléctrica de salida. Estos transductores de presión se calibran ajustando la tensión o la compresión inicial del resorte de retorno. Una tuerca de ajuste, la cual no se muestra en la Figura 11-6, se proporciona para este efecto.

Los transductores de presión tipo fuelle encuentran sus usos principales en la medida de presiones en el rango de 0,5 a 20 psi.

11-4 TERMOCUPLAS

El dispositivo más común para medir temperatura en procesos industriales es la *termocupla*. Una termocupla es un par de conductores metálicos distintos unidos entre sí formando una bucla completa como se muestra en la Figura 11-7(a). Los conductores distintos tienen dos puntos de unión, uno a cada lado de la bucla. Una unión, denominada la unión caliente, está sometida a la alta temperatura y la otra unión, la unión fría, está sometida a una baja temperatura. Cuando se hace esto, se crea un pequeño voltaje neto en la bucla; este voltaje es proporcional a la *diferencia* entre la temperatura de las dos uniones.

Lo que sucede en una bucla de termocupla es que se produce un pequeño voltaje en cada unión de los metales distintos, debido a un fenómeno no muy claro denominado el efecto Seebeck. Entre mayor sea la temperatura de la unión, mayor es el voltaje producido por dicha unión. Además, la relación entre el voltaje y la temperatura es aproximadamente lineal; es decir, un aumento dado en temperatura produce un aumento dado en voltaje. La constante de proporcionalidad entre el voltaje y la temperatura depende del par de metales que se utilicen. Dado que una bucla completa siempre tiene dos uniones, se producen dos voltajes. Estos voltajes se oponen entre sí en la bucla, tal como lo muestra la Figura 11-7(b). El voltaje neto disponible para manejar una corriente a través de la resistencia de la bucla es la diferencia entre los dos voltajes individuales de las uniones, los cuales dependen de la diferencia entre las dos temperaturas de las uniones.

Para medir la diferencia de temperatura, solamente es necesario abrir la bucla en un punto conveniente (en algún punto frío) e insertar un voltímetro. El voltímetro debe ser bastante sensible dado que el voltaje producido por una bucla de termocupla está en el rango de los milivoltios. Entonces la lectura de voltaje puede convertirse en una medida de temperatura

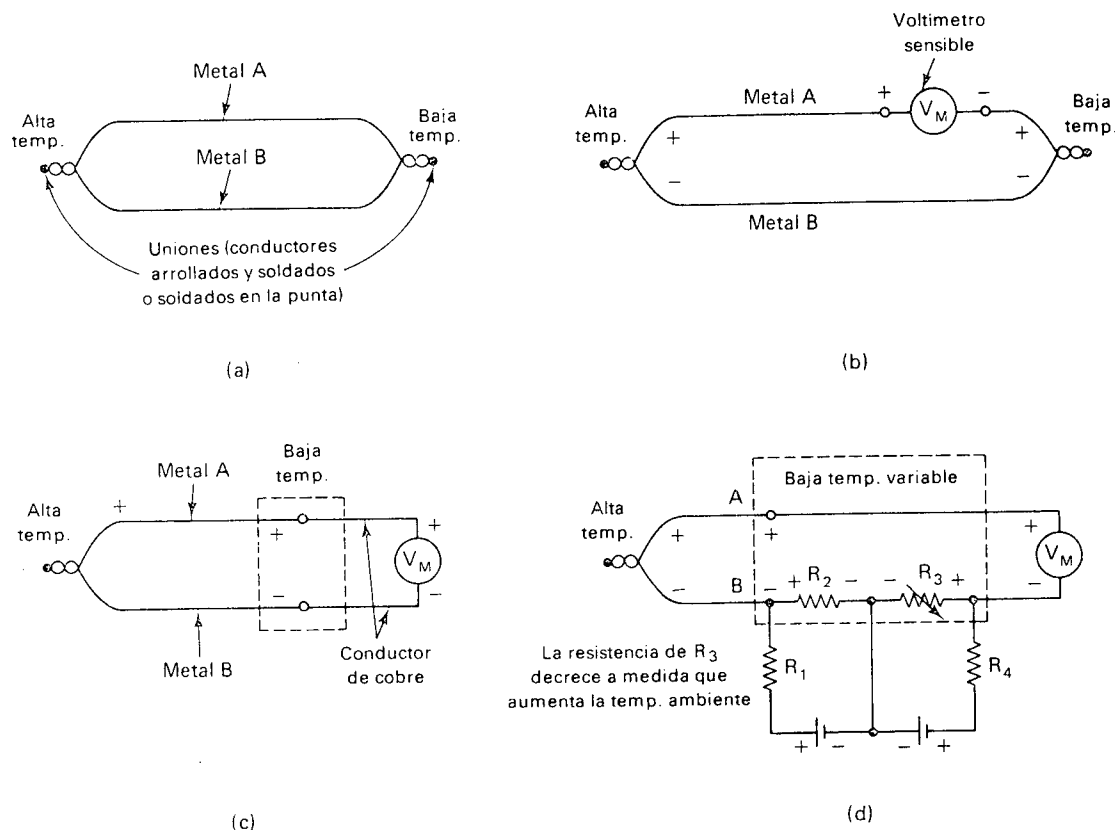


Figura 11-7. (a) Termocupla básica. (b) Termocupla con un voltímetro insertado en la bucla. (c) Bucla de termocupla sin unión fría entre el metal A y el metal B. (d) Bucla de termocupla la cual está compensada contra variaciones de la temperatura de la unión fría.

refiriéndonos a las tablas o gráficos estándar que relacionan estas dos variables. En la Figura 11-8 se dan gráficas de voltaje versus diferencia de temperatura para varias termocuplas industriales. En cada caso el primer metal o aleación metálica mencionada en la termocupla es el lado positivo, y el segundo metal o aleación metálica es el lado negativo.

Para evitar el problema de identificar las termocuplas por el nombre de fábrica registrado por los propietarios, se ha adoptado un código de una letra para los tipos de termocuplas. De este modo, las termocuplas tipo *J* tienen la respuesta que se muestra en la Figura 11-8 sin importar qué nombre en particular se utilice para identificar la aleación metálica. Lo mismo es válido para las tipo *K* y las tipo *R* y para otros tipos no graficados en la Figura 11-8.

Cuando se inserta un voltímetro en la bucla de la termocupla, generalmente es más conveniente insertarlo como se muestra en la Figura 11-7(c). En dicha figura, el metal A y el metal B de hecho no se tocan uno con otro

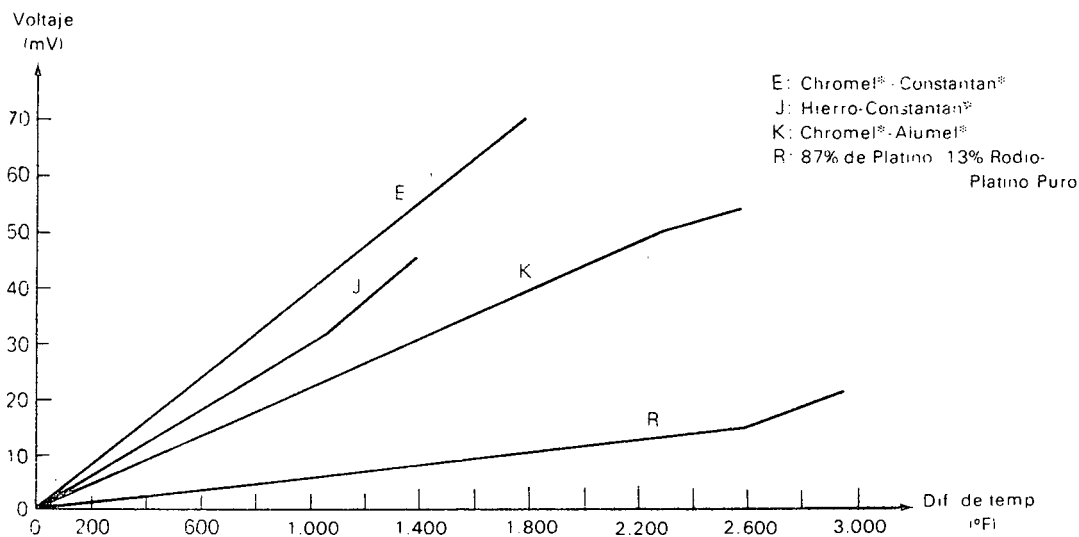


Figura 11-8. Curvas de voltaje versus temperatura para termocuplas tipo E, J, K, y R. Las palabras *chromel*, *constantan*, y *alumel* son nombres de fábrica propiedad de diferentes fabricantes de conductores de termocuplas.

en el punto de la unión fría. En lugar de esto, ambos metales están en contacto con conductores estandar de cobre. La conexión se hace normalmente en una regleta de terminales. Entonces los conductores de cobre son los que conectan con el voltímetro sensible. Podría pensarse que esto rompería el voltaje neto generado por la bucla de termocupla, pero esto no sucede. El voltaje neto de la bucla permanece invariable dado que ahora hay *dos* uniones frías, una entre el metal A y el cobre y la otra entre el metal B y el cobre. La suma de los dos voltajes de unión producidos por estas uniones frías es igual al voltaje que se produciría por la sola unión fría del metal A con el metal B. Desde luego, las dos uniones frías deben mantenerse a la misma temperatura que experimentaría la unión simple. Esto no es un problema, dado que los conductores de cobre y los terminales están siempre dentro de alguna envoltura la cual está aislada térmicamente del proceso que se está midiendo, y que está sometida a la misma temperatura a la cual estaría sometida la unión simple, es decir la temperatura ambiente en la localidad industrial. Por tanto el circuito de la Figura 11-7(c) dará la misma lectura que el circuito de la Figura 11-7(b).

Veamos ahora un hecho importante en la utilización de las termocuplas en la industria. Tiene que ver con la variación de la temperatura ambiente en las uniones frías. Esta es la situación: Si *conocemos de antemano* la temperatura de la unión fría, entonces en lugar de relacionar la lectura del voltímetro a la *diferencia* de temperatura, podríamos relacionarla a la temperatura misma de la unión caliente. Esto sería posible debido a que podríamos elaborar tablas de temperatura versus voltaje que reflejen el hecho que la unión fría se encuentra a una cierta *temperatura de referencia* conocida, como así se le denomina.

Como ejemplo, consideremos la termocupla tipo *J* en la Figura 11-8. La gráfica muestra que a una temperatura de 400°F, el voltaje de la bucla de la termocupla es 12 mV. Si sabemos que la unión fría estará a 75°F, por decir algo, entonces podríamos concluir que un voltaje de bucla de 12 mV representa una temperatura de la unión caliente de 475°F ($475^{\circ}\text{F} - 75^{\circ}\text{F} = 400^{\circ}\text{F}$). Siempre que la unión fría se mantenga a la temperatura de referencia de 75°F, podríamos reacomodar la tabla de la termocupla agregándole 75°F a cada lectura de diferencia de temperatura. El valor resultante de temperatura representaría entonces la temperatura de la unión caliente.

En realidad, esto es exactamente lo que se hace en las tablas de las termocuplas industriales. El valor de 75°F se escogió porque representa una suposición ligeramente razonable del promedio de la temperatura ambiental en un ambiente industrial. (En las tablas de termocupla para *uso de laboratorio* generalmente la referencia de temperatura considerada es 32°F, el punto de congelación del agua.)

Para que la técnica anterior funcione con exactitud, la unión fría debe mantenerse constantemente a la temperatura de referencia de 75°F. Esto generalmente es impracticable a menos que los instrumentos medidores de temperatura puedan localizarse en un cuarto con aire acondicionado. Con toda probabilidad, el instrumento de medida se localizará con el equipo y la maquinaria industrial. La temperatura puede fácilmente variar de 50°F en el invierno a casi 100°F en el verano; aun cuando son comunes variaciones más amplias en la temperatura ambiente. Debido a estas variaciones de temperatura en la unión fría, las buclas de termocupla industriales deben ser *compensadas*.

Un método simple de compensación automática se ilustra en la Figura 11-7(b). Las dos fuentes de voltaje dc y las cuatro resistencias están conectadas de tal manera que los voltajes a través de R_2 y R_3 están en oposición. La polaridad de los voltajes a través de R_1 y R_4 no tiene importancia, dado que R_1 y R_4 están fuera de la bucla de la termocupla. R_3 es una resistencia sensible a la temperatura, que tiene un coeficiente térmico negativo. Esto significa que su resistencia disminuye a medida que aumenta su temperatura. El circuito está diseñado de tal manera que a 75°F el pequeño voltaje a través de R_3 iguale al pequeño voltaje a través de R_2 . Los voltajes a través de estas dos resistencias se cancelan exactamente uno con otro y no es afectada la lectura de voltaje. Ahora, si la temperatura de la unión fría aumentase por encima de los 75°F, la lectura del voltímetro tendería a disminuir debido a la menor diferencia entre las uniones fría y caliente. Esto tendería a mostrar una lectura de temperatura medida que es *menor* que la temperatura real en la unión caliente. Sin embargo, la resistencia de R_3 disminuye a medida que aumenta la temperatura de la unión fría, lo cual da como resultado un voltaje más pequeño a través de sus terminales. Por tanto el voltaje de R_3 no iguala al voltaje de R_2 . En consecuencia la combinación de $R_2 - R_3$ introduce un voltaje *neto* en la bucla el cual tiende a aumentar la lectura del voltímetro. Un chequeo cuidadoso de las polaridades de los voltajes en la Figura 11-7(d) mostrará que esto es así. Debido al diseño del circuito de compensación, el voltaje neto introducido por la combinación $R_2 - R_3$ exactamente cancela la disminución en el voltaje de bucla introducida por el aumento de la temperatura en la unión fría.

Si la temperatura de la unión fría cayese por debajo de los 75°F, la combinación $R_2 - R_3$ introduce un voltaje neto en la dirección opuesta. Esto balancea el incremento en el voltaje de bucla introducido por una mayor diferencia de temperatura entre las uniones fría y caliente. Esto puede verificarlo chequeando cuidadosamente las polaridades en la Figura 11-7(b).

Muchos instrumentos industriales de medida/registro de temperatura utilizan un puente balanceado automáticamente para indicar la temperatura. El voltaje de bucla de la termocupla se balancea moviendo el contacto de un potenciómetro en un circuito puente de Wheatstone. El eje del potenciómetro está acoplado a otro eje el cual opera la aguja indicadora de temperatura. Por tanto para cada valor de voltaje de bucla de la termocupla hay una posición correspondiente de la aguja indicadora de temperatura. Entonces la aguja se moverá frente a una escala marcada en temperatura.

11-5 TERMISTORES Y DETECTORES RESISTIVOS DE TEMPERATURA (RTDs)

Además de utilizar el *voltaje* de una termocupla para medir eléctricamente una temperatura, es también posible utilizar el *cambio de resistencia* que sucede en muchos materiales a medida que cambia su temperatura. Los materiales utilizados para este fin son de dos clases, metales puros y óxidos metálicos.

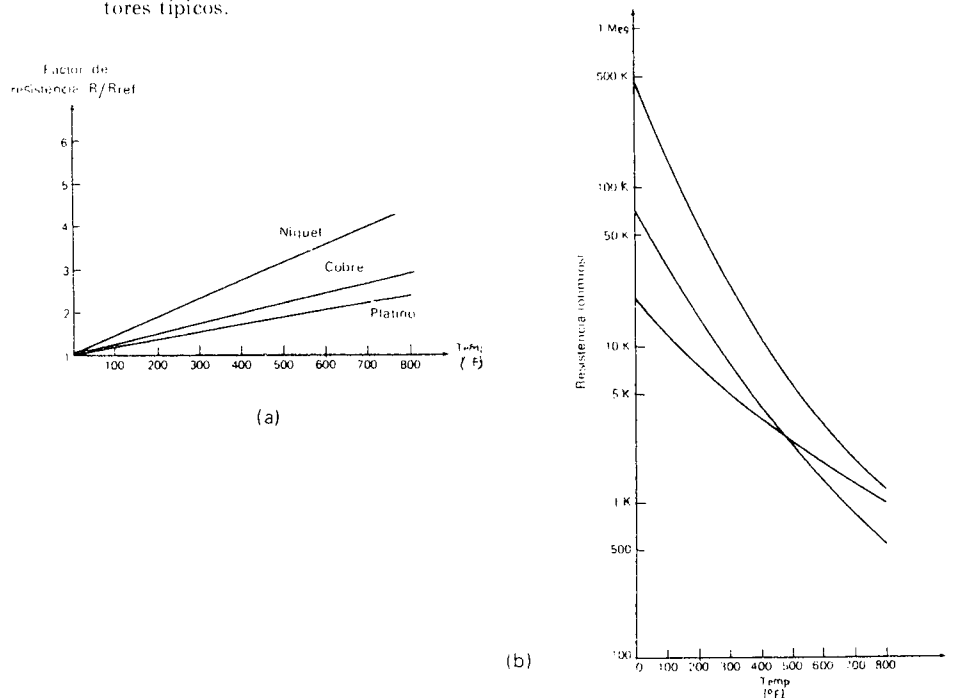
Los metales puros tienen un *coeficiente térmico positivo de resistencia* bastante constante. El coeficiente térmico de resistencia, generalmente denominado *coeficiente térmico*, es la relación de cambio en la resistencia al cambio en la temperatura. Un coeficiente positivo significa que la resistencia se hace mayor a medida que aumenta la temperatura. Si el coeficiente es una constante significa que el factor de proporcionalidad entre resistencia y temperatura es constante y que resistencia y temperatura serán graficados como una línea recta. La Figura 11-9(a) muestra la gráfica de resistencia versus temperatura para varios metales comunes. El *factor de resistencia* en esta gráfica indica el factor por el cual la resistencia real es más grande que la resistencia de referencia a 0°F. Por ejemplo, un factor de 2 indica que ~~la resistencia es dos veces más grande que su valor a 0°F~~. Cuando se utiliza un conductor de metal puro ~~para la medida de temperatura~~, nos referimos a él como a un detector resistivo de temperatura, o un RTD (resistive temperature detector).

Cuando se utilizan *óxidos* metálicos para la medida de temperatura, el material de óxido metálico es moldeado en formas que se parecen a pequeños bulbos o pequeños condensadores. El dispositivo moldeado se denomina entonces un *termistor*. Los termistores tienen un gran coeficiente térmico negativo el cual no es constante. En otras palabras, el cambio de resistencia por unidad de cambio en temperatura es mucho más grande que en el caso de los metales puros, pero el cambio es en la otra dirección —la resistencia de vuelve más pequeña que la temperatura aumenta. El hecho de que el coeficiente no es constante significa que el cambio en resistencia por unidad de cambio en temperatura es diferente a diferentes temperaturas. La Figura 11-9(b) muestra gráficas de resistencia versus

temperatura para tres termistores industriales típicos. Note que la escala vertical es logarítmica para permitir mostrar el gran rango de resistencias. La resistencia sensitiva de temperatura que compensa la termocupla en la Sección 11-4 podría ser un termistor.

La Figura 11-10 muestra tres circuitos para la utilización de termistores y/o RTDs. En los diagramas esquemáticos, las resistencias sensitivas de temperatura se simbolizan por medio de una resistencia atravesada por una flecha y encerrada por un círculo, y una letra *T* en la parte de afuera. Una resistencia con un coeficiente térmico positivo puede indicarse por una flecha apuntando hacia la parte superior del círculo, y una resistencia con un coeficiente térmico negativo puede simbolizarse con una flecha apuntando hacia la parte inferior del círculo. Estas no son reglas universalmente aceptadas pero las utilizaremos en este libro.

Figura 11-9. (a) Curvas de resistencia versus temperatura para metales puros (RTDs). (b) Curvas de resistencia versus temperatura para termistores típicos.



En la Figura 11-10(a) se muestra el transductor de temperatura en serie con un amperímetro y una fuente de voltaje constante. A medida que la temperatura aumenta, la resistencia disminuye y la corriente aumenta. Si se conoce la característica específica del termistor, es posible relacionar la medida de corriente con la temperatura operante. La fuente de voltaje no debe cambiar o de lo contrario la correspondencia corriente-temperatura no será válida. En la Figura 11-10(b), el transductor de temperatura aumenta su resistencia a medida que la temperatura aumenta. Esto hace

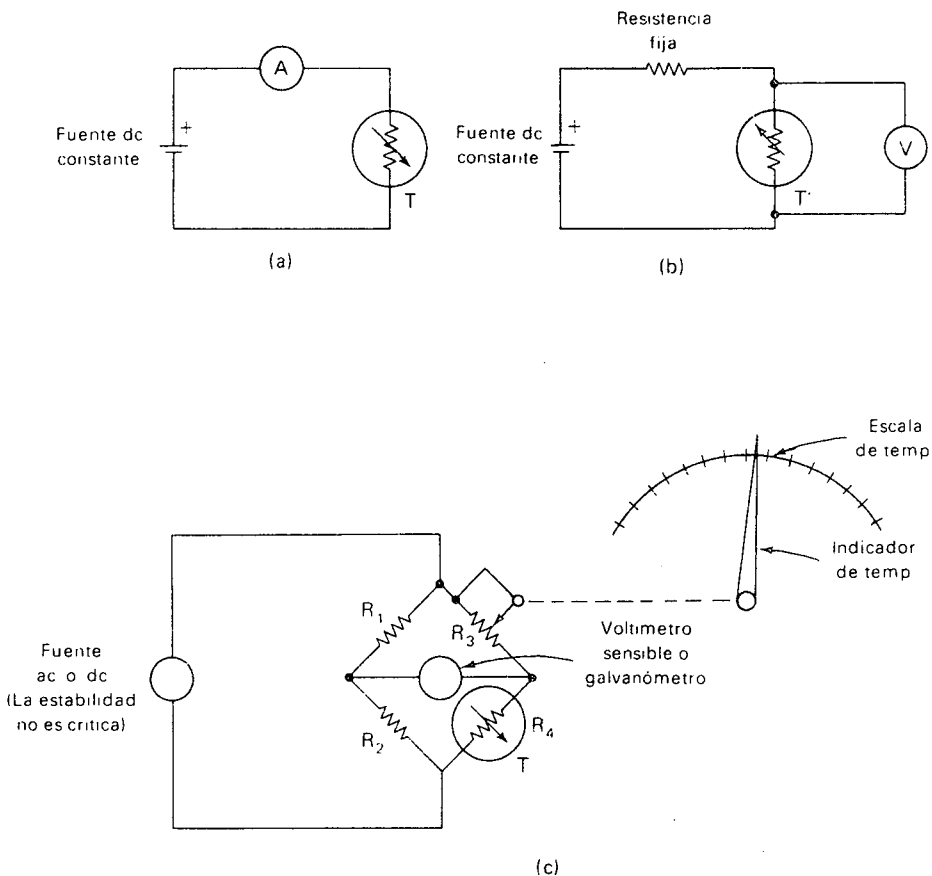


Figura 11-10. Circuitos que utilizan transductores resistivos de temperatura. (a) La lectura del amperímetro equivale a la medida de temperatura. (b) La lectura del voltímetro equivale a la medida de temperatura. (c) Distribución puente. Cuando el puente está balanceado la posición del contacto del pot equivale a la medida de temperatura.

que una mayor parte de la fuente de voltaje constante aparezca a través de sus terminales. De este modo la lectura del voltímetro puede relacionarse a la temperatura. Si se desea, la escala del voltímetro puede marcarse en unidades de temperatura en lugar de voltios para así obtener una lectura directa de temperatura.

En la Figura 11-10(c) se utiliza un circuito puente. En cuanto a precisión, las medidas de los circuitos puente son inherentemente superiores a otras medidas debido a que el medidor que detecta el balance del puente puede ser muy sensible. Por tanto puede detectarse un ligero desbalance en el puente y corregirlo. El medidor de detección del puente puede ser muy sensible porque cuando el puente está *cercano* al balance, el voltaje a través del puente es cercano a cero; dado que el medidor de detección no tiene que medir un gran voltaje, puede hacerse que responda amplia-

mente a un pequeño voltaje. En otras palabras, puede ser muy sensible. En contraste, los medidores en las Figuras 11-10(a) y (b) no pueden ser muy sensibles debido a que deben ser capaces de leer (relativamente) grandes valores de voltaje o corriente.

El circuito puente trabaja de la siguiente manera: A medida que la temperatura del termistor aumenta, su resistencia disminuye. Esto altera la relación de la resistencia en el lado derecho y por consiguiente desbalancea el puente (asumiendo que estaba balanceado al principio). De cualquier manera manual o automáticamente, R_3 se ajusta hasta cuando la relación de las resistencias en el lado derecho sea nuevamente igual a la relación de las del lado izquierdo, llevando nuevamente el puente al estado balanceado. La posición del eje del pot R_3 representa entonces la temperatura, dado que para cada valor posible de la resistencia R_4 hay un solo valor de la resistencia R_3 que balanceará el puente. El eje de R_3 está unido mecánicamente a otro eje el cual posiciona el indicador de temperatura.

Cuando se utiliza el método de medida por balance del puente, la escala de temperatura será lineal si el transductor es lineal. Una escala de lectura lineal significa que iguales *distancias* en la escala representan iguales *diferencias* de temperatura, o, dicho de otra manera, las marcas en la escala de temperatura están todas igualmente espaciadas. Dado que hemos visto que un termistor es bastante no lineal, podríamos esperar que la escala de temperatura en la Figura 11-10(c) fuese también no lineal.* La no linealidad extrema de los termistores los hacen poco deseados para medir temperaturas en rangos amplios. Sin embargo, para medir temperaturas en bandas estrechas, son bastante utilizados, debido a que proporcionan una gran respuesta a pequeños cambios de temperatura. Esta gran respuesta es también lo que los hace recomendables en aplicaciones como la descrita en la Figura 11-7(d), para compensar una bucla de termocupla en una banda ligeramente estrecha de temperatura de unión fría. La gran respuesta del termistor hace fácil la generación de suficiente compensación.

La no linealidad natural de los termistores puede corregirse parcialmente conectando varios termistores apareados entre sí en una combinación serie-paralelo. El circuito resultante se denomina *termistor de red compuesta*. Estas redes son bastante lineales sobre un rango de temperatura bastante ancho (alrededor de 200°F), pero naturalmente son más costosos que los simples termistores.

Como regla general, los termistores son preferibles cuando se estrecha la banda esperada de temperatura, y las RTDs son preferibles cuando es ancha la banda esperada de temperatura. La mayoría de los termistores se fabrican para utilizarse en algún rango comprendido entre -150°F y $+800^{\circ}\text{F}$, no obstante, se han desarrollado termistores especiales para ser utilizados a temperaturas extremadamente bajas, cercanas al cero absoluto. Hay disponibles termómetros de RTDs para utilizarse a temperaturas desde -400°F a $+2,000^{\circ}\text{F}$.

* Como ejemplo de una escala no lineal, mire la escala de ohmios de un VOM. Las marcas que representan una diferencia dada en ohmios están más apartadas a la derecha pero más cercanas a la izquierda.

Además de sus usos como medidores de temperatura en un medio externo, los termistores también tienen aplicaciones que hacen uso del calor generado *internamente* por el paso de la corriente. En cualquier aplicación de medida de temperatura externa, es importante eliminar el efecto del calor generado internamente por el termistor; esto se logra haciendo que la corriente que lo atraviese sea muy pequeña, sin embargo, la capacidad del termistor para cambiar su propia resistencia a medida que genera energía calorífica debido al I^2R puede ser muy útil. Por ejemplo, el termistor auto-calentado puede utilizarse para establecer tiempos de retardo, proteger componentes delicados de las sobrecorrientes, detectar la presencia o ausencia de un material térmicamente conductor, etc.

11-6 FOTOCELDAS Y DISPOSITIVOS FOTOELECTRICOS

Las *fotoceldas* son pequeños dispositivos que producen una variación eléctrica en respuesta a un cambio en la intensidad luminosa. Las fotoceldas pueden clasificarse bien sea como *fotovoltaicas* o *fotoconductoras*.

Una celda fotovoltaica es una fuente de energía cuyo voltaje de salida varía en relación a la intensidad luminosa en su superficie.

Industrialmente, las aplicaciones de las fotoceldas están en dos categorías generales:

a. Para detectar la presencia de un objeto opaco:

1. La detección puede hacerse en una base de todo o nada, en la cual el circuito de la fotocelda tiene solamente dos estados de salida, representando bien sea la presencia o la ausencia de un objeto. Esta es la clase de ción utilizada para contar piezas que se mueven por una banda transportadora o para impedir que opere un determinado mecanismo si las manos del operador no se encuentran en lugar seguro.

2. La detección puede hacerse en una base continua, en la cual el circuito de la fotocelda tiene una salida variable en forma continua, representando la posición variable del objeto. Esta es la clase de detección utilizada para "vigilar" el borde de una cinta móvil de material y evitar que se desvíe demasiado de la posición apropiada.

b. Para detectar el grado de translucidez (capacidad para *dejar pasar* la luz) o el grado de luminiscencia (capacidad para *generar* luz) de un fluido o un sólido. En estas aplicaciones el proceso ha sido acomodado de modo que la translucidez o la luminiscencia representan alguna variable importante del proceso. Algunos ejemplos de variables que pueden medirse de esta forma son densidad, temperatura, y concentración de algún compuesto químico específico (monóxido de carbono, dióxido de carbono, agua, etc.).

La principal ventaja de las fotoceldas sobre otros dispositivos sensores es que no requieren contacto físico con el objeto que están detectando.

11-6-1 Celdas fotovoltaicas

En la Figura 11-11(a) se muestran los símbolos utilizados con frecuencia para las celdas fotovoltaicas. Las dos flechas onduladas apuntando a la batería encerrada por una circunferencia sugieren que la energía luminosa externa produce la acción de batería. Debido a que las flechas onduladas son engorrosas para dibujar, con frecuencia se utiliza la letra griega λ para sugerir una activación luminosa.

En la Figura 11-11(b) se ha graficado el voltaje de salida en circuito abierto versus intensidad luminosa para una celda fotovoltaica típica. Note que la gráfica es logarítmica en el eje de intensidad luminosa. Esta gráfica indica que la celda es más sensible a bajos niveles de luz, dado que pequeños cambios en la intensidad (digamos de 1 a 10 fc) pueden producir la misma variación en el voltaje de salida que un gran cambio en la intensidad (digamos de 100 a 1.000 fc) a altos niveles de intensidad luminosa.

En la Figura 11-11(c) se ha graficado la corriente de salida de una celda fotovoltaica operando en carga para varios valores de resistencia de carga; como puede verse, una celda fotovoltaica sola no puede entregar mucha corriente. Las corrientes de salida están medidas en microamperios en este ejemplo. Sin embargo, para aumentar la capacidad de corriente, las fotoceldas pueden conectarse en paralelo.

Un ejemplo de una celda fotovoltaica entregando información del tipo todo o nada a un circuito lógico se ilustra en la Figura 11-12. En la Figura 11-12(a), la luz proveniente de la fuente luminosa está reunida y enfocada hacia la celda fotovoltaica, la cual se encuentra montada a cierta distancia. Distancias de 10 pies o más no son raras en situaciones industriales. Cuando la celda fotovoltaica es activada por la luz, activa el relé sensible R , cuyo contacto pasa la señal de entrada al circuito lógico. Si un objeto bloquea el haz luminoso, la fotocelda desenergiza el relé, y el circuito lógico no recibe entrada.

El objeto que bloquea el haz luminoso puede ser cualquiera. Podría ser un objeto móvil cuyo pasaje se cuenta por un contador electrónico o mecánico; podría ser un objeto móvil cuyo pasaje avise a una maquinaria más lejana en la línea de producción que se prepare a recibirlo; podría ser una pieza de trabajo o un miembro de una máquina el cual se supone debe abandonar la línea de producción antes que el circuito lógico permita que ocurra algún otro movimiento.

Si la celda fotovoltaica tiene problemas para energizar directamente el relé, puede operarlo a través de un amplificador a transistor, como se muestra en la Figura 11-12(b). De todas maneras es una buena idea hacer esto, dado que las celdas fotovoltaicas están sujetas a *fatiga* cuando entregan una corriente cercana a su corriente máxima durante algún tiempo. El voltaje y la corriente de salida disminuyen cuando una celda fotovoltaica sufre fatiga.

Algunas veces la fuente luminosa, el dispositivo de enfoque, la fotocelda, el amplificador, están todos incluidos en un mismo paquete, como se muestra en la Figura 11-12(c). La luz deja el empaque, atraviesa alguna

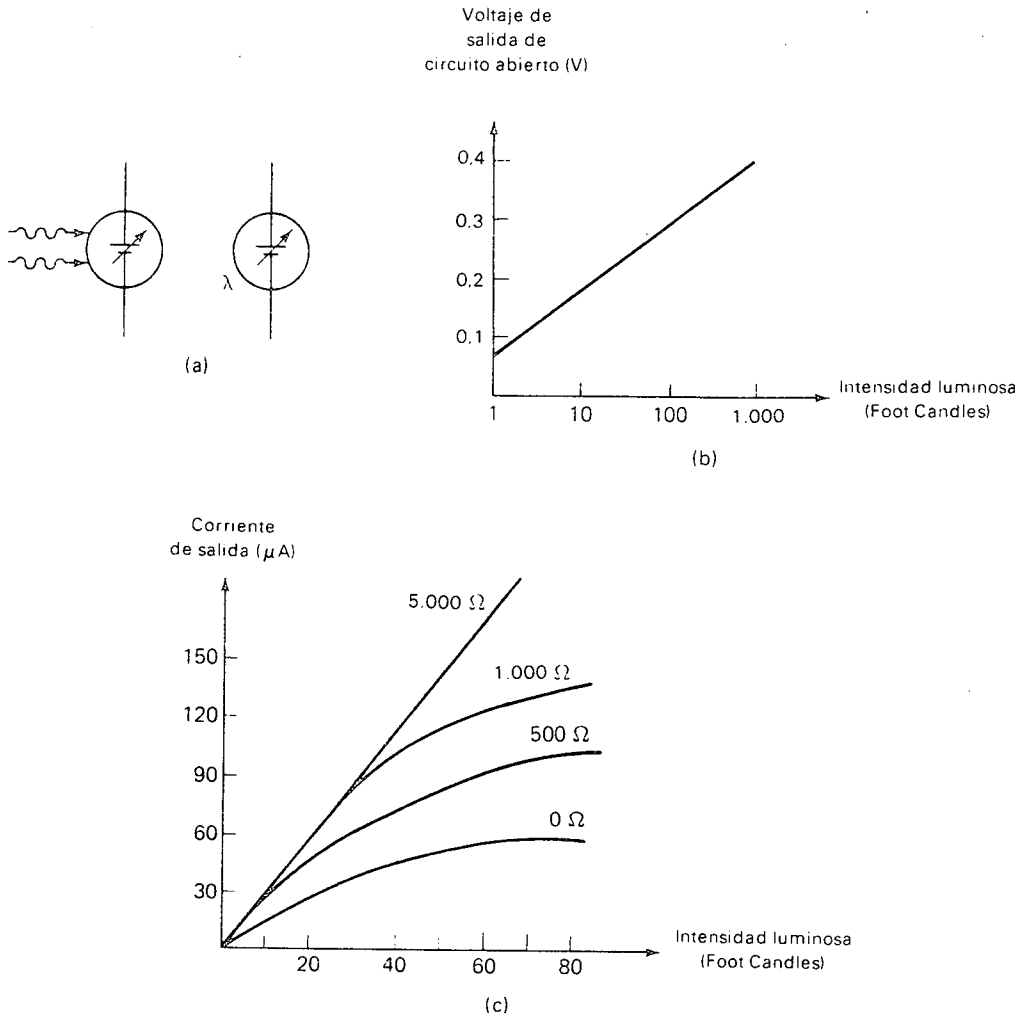


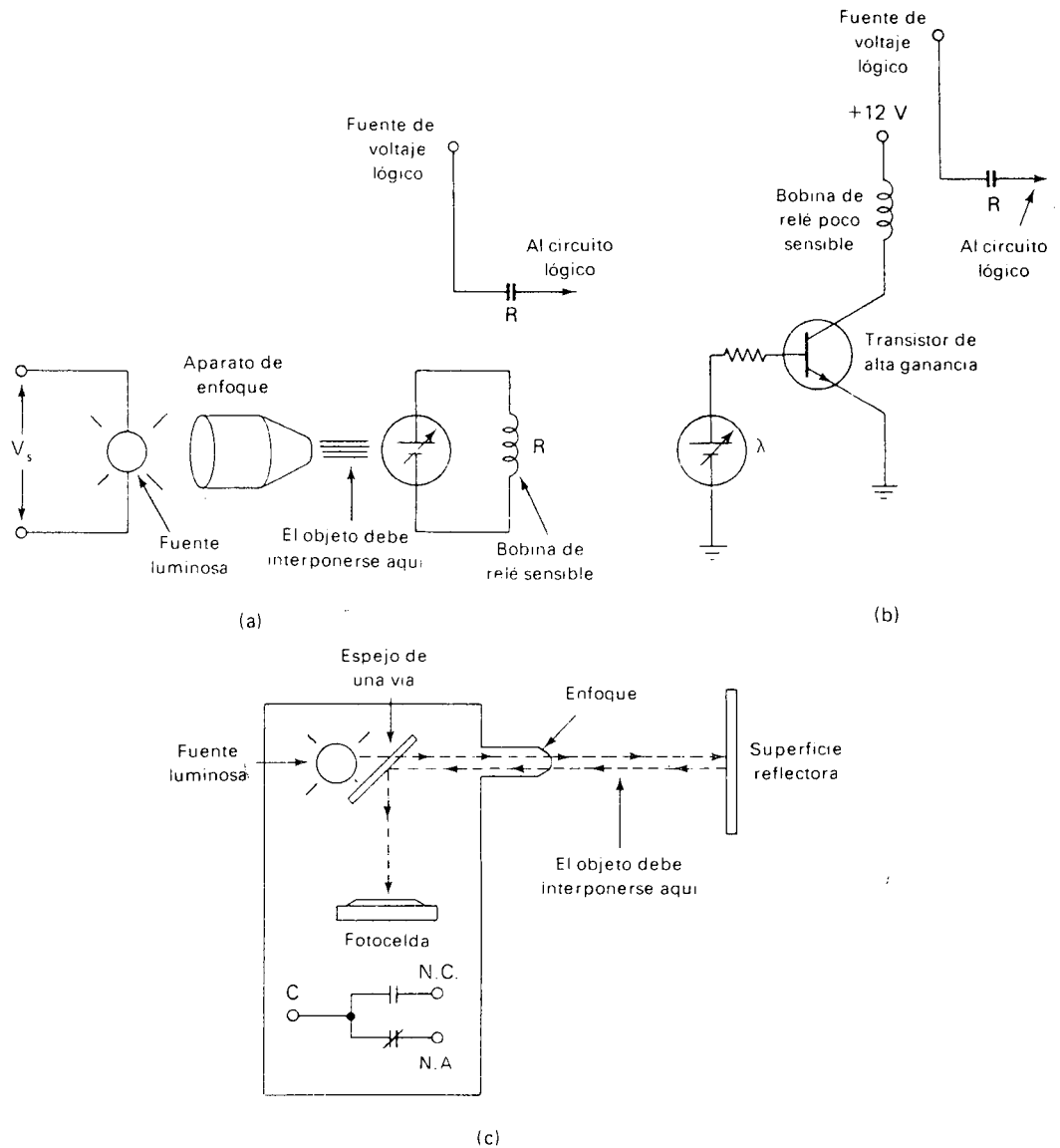
Figura 11-11. (a) Símbolos esquemáticos utilizados para las celdas foto-voltaicas. (b) Gráfica de voltaje versus iluminación para una celda foto-voltaica típica. (c) Gráfica de corriente versus iluminación para varios valores de resistencia de carga.

distancia en el espacio, es reflejada por una superficie reflectora, y regresa a través del mismo orificio. Luego es reflejada por un espejo de una vía e incide sobre la fotocelda. El amplificador, el relé, y los contactos están todos dentro del empaque, de modo que la salida final es la conmutación de los contactos del relé para indicar si un objeto ha bloqueado o no el haz luminoso.

Con frecuencia el problema radica en que la señal luminosa no puede distinguirse de la luz del ambiente. El sistema fotoeléctrico sería entonces poco confiable, dado que la celda fotovoltaica puede entregar una salida

debida a la luz ambiental. Entonces el sistema indicaría que no hubo objeto bloqueando el haz cuando de hecho *hubo* un objeto. Esta es la solución a este problema. En lugar de que la luz pase directamente hacia afuera a través del aparato de enfoque, el haz luminoso es "troceado". Es decir, el haz es interrumpido periódicamente con alguna frecuencia específica por me-

Figura 11-12. (a) Celda fotovoltaica energizando directamente un relé. (b) Celda fotovoltaica energizando un relé a través de un transistor como interruptor. (c) Todos los componentes de la fotocelda contenidos en una sola envoltura.



dio de un objeto que se mueve internamente en el empaque entre la fuente luminosa y el orificio de salida.

La mejor forma de hacer esto es instalando un disco rotatorio entre la fuente luminosa y el espejo de una vía en la Figura 11-12(c). Una parte del disco es transparente y otra parte es opaca, de modo que el haz luminoso alternativamente pasa y es bloqueado a alguna frecuencia constante, usualmente varios cientos de hertz. Asumamos para propósitos de ilustración que el haz luminoso es troceado a una frecuencia de 400 Hz.

Ahora es bastante fácil distinguir entre la luz ambiental y la verdadera fuente de señal simplemente *sintonizando el amplificador a 400 Hz*. Es decir, diseñar el amplificador de tal manera que no amplificará señales de y dará muy poca amplificación a otras frecuencias que pudiesen entrar por la apertura luminosa (tales como las pulsaciones de 60 a 120 Hz de las lámparas de mercurio). El amplificador responderá entonces solamente a las señales de voltaje de la celda fotovoltaica a la frecuencia de 400 Hz. La única manera que una pulsación luminosa alcance la celda es a partir de la verdadera señal luminosa. Todas las señales luminosas extrañas son ignoradas.

La Figura 11-13 muestra una aplicación de las celdas fotovoltaicas para medir la translucidez de un líquido que pasa a través de una celda de muestreo. Supongamos que la translucidez es una indicación segura de alguna impureza en el líquido. El espejo semitransparente deja pasar la mitad de la luz proveniente de la fuente hacia el líquido, y la otra mitad de la luz es reflejada a CF1. Solamente la parte de la luz enviada al líquido puede atravesarlo y alcanzar CF2. Por tanto los voltajes generados por CF1 y CF2 serán diferentes, siendo el voltaje de CF1 el mayor.

Las celdas fotovoltaicas 1 y 2 están conectadas en un puente tal como lo muestra la Figura 11-13(b). El puente es balanceado manual o automáticamente ajustando R_2 . La posición final del contacto de R_2 dependerá de la diferencia entre los voltajes de CF1 y CF2, la cual a su vez depende de la concentración de la impureza. De este modo, una vez haya sido balanceado el puente, cada valor de R_2 corresponderá a algún cierto valor de concentración de impureza. El eje de R_2 está mecánicamente unido al eje del indicador, el cual tiene una escala de concentraciones marcadas debajo de él para una lectura directa.

Este conjunto medidor tiene algunas características de estabilización que merecen comentarios. Primero, ambas fotoceldas son excitadas por la misma fuente luminosa. Esto elimina la posibilidad de un error debido a que una fuente luminosa cambie en intensidad más que la otra. En la Figura 11-13, si la fuente luminosa cambia en intensidad debido a envejecimiento de la lámpara o a variaciones en el voltaje de la fuente, ambas fotoceldas serán afectadas igualmente. Este cambio igual es cancelado por la acción del puente.

Segundo, las celdas fotovoltaicas son algo sensibles a la temperatura. Es decir, su voltaje de salida depende ligeramente de su temperatura. Sin embargo, si CF1 y CF2 están físicamente una cerca de la otra, experimentan los mismos cambios de temperatura de modo que cualquier error debido a la temperatura será también cancelado por el puente.

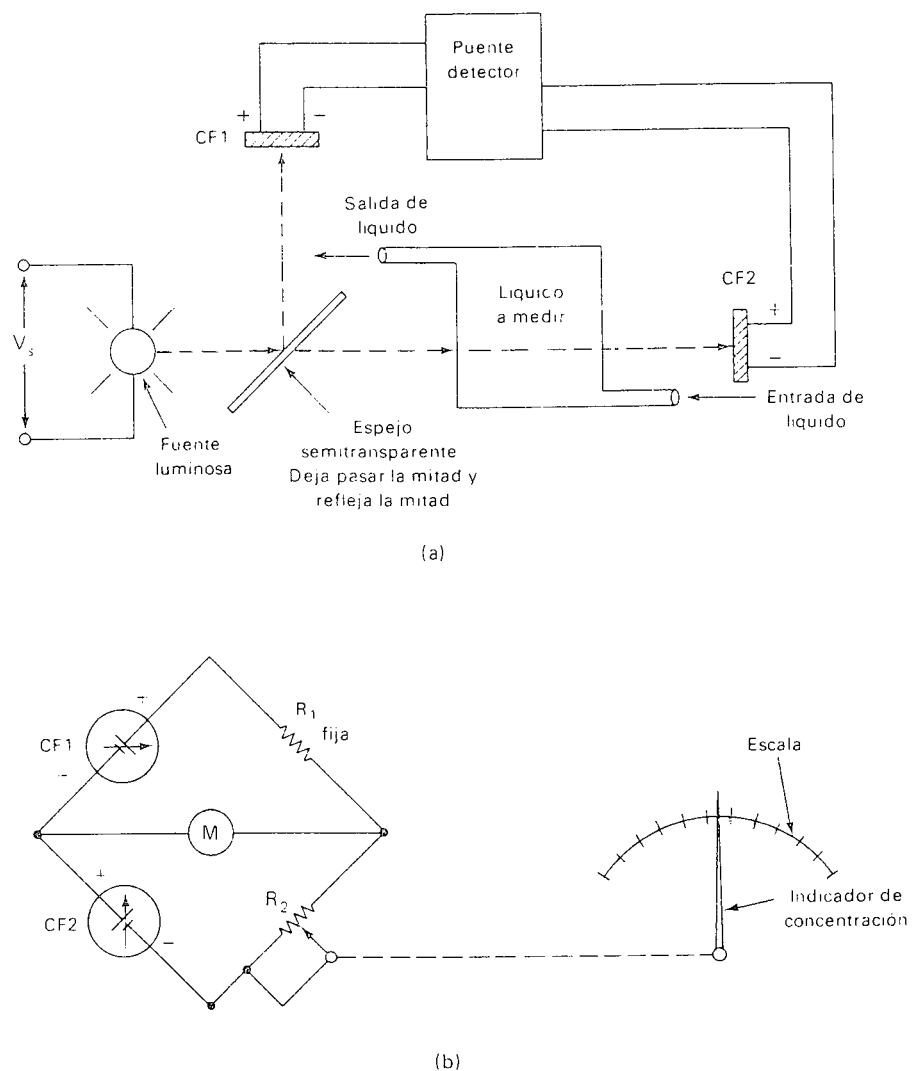


Figura 11-13. Circuito puente con fotoceldas para medir la translucidez de un líquido. (a) Distribución de la fuente luminosa, las fotoceldas, el espejo semitransparente, etc. (b) Diagrama esquemático del circuito puente.

11-6-2 Celdas fotoconductoras

Las *celdas fotoconductoras* (fotoresistencias) cambian su resistencia en respuesta a un cambio en la intensidad luminosa (el término formal es *iluminación*), como se mencionó antes. A medida que la iluminación aumenta, la resistencia disminuye. El símbolo esquemático utilizado con frecuencia para las celdas fotoconductoras se muestra en la Figura 11-14(a). En la Figura 11-14(b) se da una gráfica de resistencia versus iluminación para

Fotoceldas y dispositivos fotoeléctricos

una celda fotoconductor típica. Note que ambas escalas son logarít para cubrir los rangos amplios de resistencia e iluminación que son posibles.

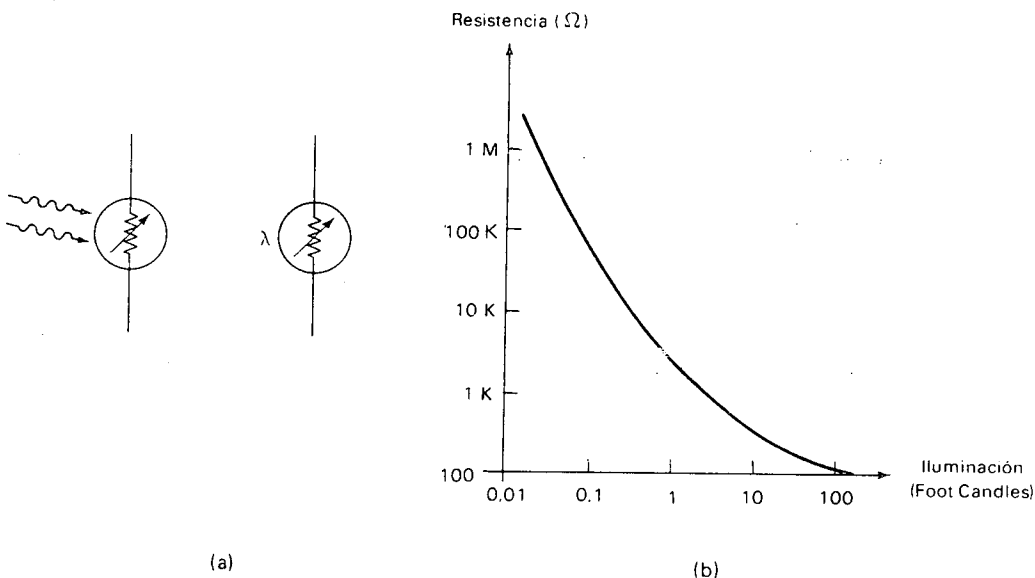
La mayor virtud de las modernas celdas fotoconductoras es su sensibilidad. Como lo ilustra la Figura 11-14(b), la resistencia de la celda puede cambiar desde más de un millón de Ω a menos de 1.000Ω a medida que la intensidad luminosa cambia desde la oscuridad (la iluminación es menor que $0,01$ fc) a la iluminación promedio de un cuarto (de 10 a 100 fc.).

Las celdas fotoconductoras pueden utilizarse para muchos de los propósitos en que se utilizan las celdas fotovoltaicas, excepto, desde luego, no pueden actuar como fuentes de energía. Las celdas fotoconductoras son preferidas a las celdas fotovoltaicas cuando se necesita una respuesta muy sensible a cambios en la condición de iluminación.

Cuando se necesita una respuesta rápida, las celdas fotovoltaicas se prefieren a las celdas fotoconductoras. Asimismo, si una fotocelda debe ser conmutada rápidamente de conducción a no conducción, como se sugirió en la Sección 11-6-1, las celdas fotovoltaicas son preferidas debido a que pueden ser conmutadas a frecuencias más altas que las celdas fotoconductoras. Como regla general, las celdas fotoconductoras no pueden ser conmutadas confiablemente a frecuencias mayores de 1 kHz, mientras que las celdas fotovoltaicas pueden conmutarse confiablemente a frecuencias hasta de 100 kHz y algunas veces más altas.

Fototroceadores. Una aplicación interesante de las celdas fotoconductoras es en el troceado de una señal de voltaje dc para inyectarla a un amplifica-

Figura 11-14. (a) Símbolos esquemáticos para una celda fotoconductor. (b) Curva de resistencia versus iluminación para una celda fotoconductor típica.



dor ac. El troceado de una señal dc se mencionó en la Sección 10-11-2 en conjunto con los servo amplificadores. Las celdas fotoconductoras son una buena alternativa para el método de troceado por medio de un interruptor de vibración mecánica. Esto se ilustra en la Figura 11-15.

En la Figura 11-15(a) el voltaje manejador de onda cuadrada se aplica a dos combinaciones de diodo rectificador-lámpara de neón. Cuando V_{man} es positivo, el diodo rectificador *A* está polarizado directamente, y el diodo rectificador *B* está polarizado inversamente. Por tanto la lámpara de neón *A* está encendida, y la lámpara de neón *B* está apagada. Una lámpara de neón es capaz de encenderse y apagarse rápidamente a medida que el voltaje es aplicado y removido. Una lámpara incandescente no puede encenderse y apagarse rápidamente dado que depende del calentamiento de su filamento para emitir luz.

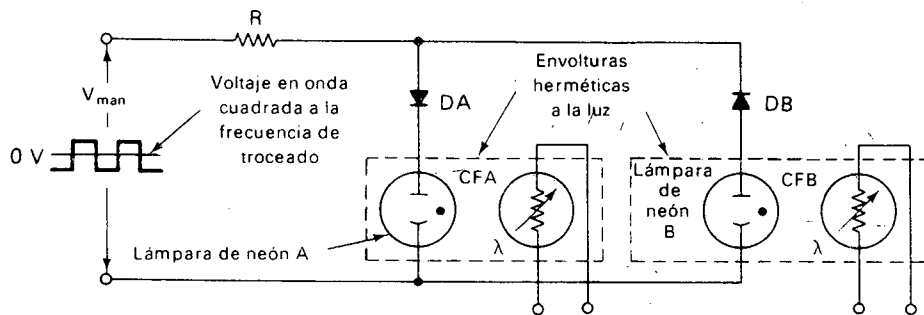
Cuando V_{man} es negativo, el diodo rectificador *B* está polarizado directamente, y el diodo rectificador *A* está polarizado inversamente. Por tanto la lámpara de neón *B* se enciende, y la lámpara de neón *A* se apaga. La resistencia *R* se ha insertado para limitar la corriente que fluye a través de las lámparas de neón.

Las celdas fotoconductoras CFA y CFB están expuestas a las lámparas de neón *A* y *B* respectivamente, dentro de envolturas herméticas a la luz. En una envoltura tal, la luz externa no puede alcanzar y afectar la fotocelda. Las fotoceldas son escogidas especialmente de manera que tengan un gran cambio de resistencia entre las condiciones de luz y oscuridad. En este caso, asumamos que la resistencia cambia de 10 megohmios a 1 kilohmio. La relación de resistencias es por consiguiente de 10.000 a 1 (10 megohmios / 1 kilohmio = 10.000). Se dice que la celda tiene una *relación luz a oscuridad* de 10.000.

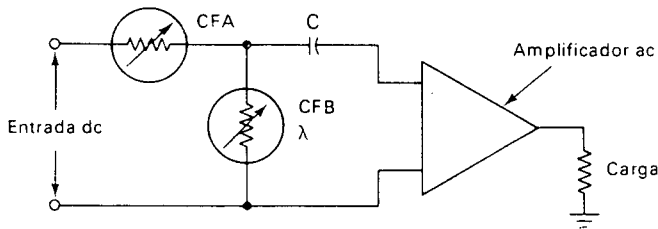
La celda fotoconductoras *A* está colocada en *serie* con el terminal de entrada al amplificador, y la celda fotoconductoras *B* está colocada en *paralelo* con las entradas del amplificador, tal como se muestra en la Figura 11-15(b). De este modo cuando la lámpara de neón *A* está encendida, el amplificador vé una baja resistencia en serie con su entrada y una muy alta resistencia en paralelo. Esta baja y alta resistencia pueden asociarse a interruptores cerrado y abierto, tal como se muestra en la Figura 11-15(c). Por tanto en el instante mostrado en la Figura 11-15(c), el voltaje de entrada dc pasa a través del condensador de acoplamiento prácticamente sin atenuación (si la impedancia de entrada del amplificador es mucho más alta que 1 K).

Cuando V_{man} es negativo, se enciende la lámpara de neón *B*, y la situación a la entrada del amplificador es la mostrada en la Figura 11-15(d). El amplificador vé un interruptor abierto en serie y un interruptor cerrado en paralelo. En este instante la señal de entrada dc no puede alcanzar el condensador de acople. El voltaje de entrada dc es de este modo troceado tal como lo fue en la Sección 10-11-2. Este método de trocear tiene la ventaja de la confiabilidad electrónica (sin partes móviles) y podría ser menos costoso que un interruptor de vibración mecánica.

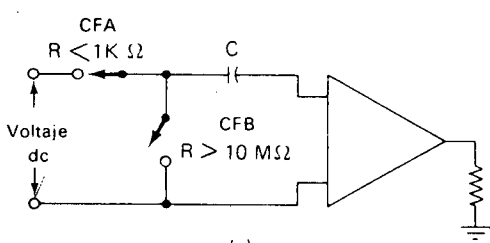
Fotoceldas para el balanceo automático de un puente. La Figura 11-6 muestra otra utilización popular de las celdas fotoconductoras. El circuito puen



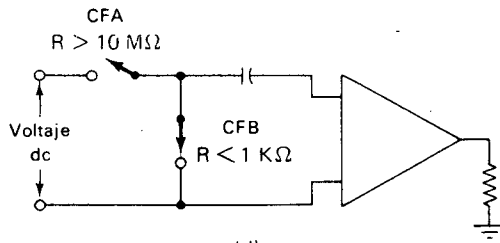
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 11-15. Celdas fotoconductoras utilizadas para trocear una señal dc. (a) Circuito para conmutar alternativamente las fotoceldas de iluminación a oscuridad. (b) Conexión de las fotoceldas a la entrada del amplificador. (c) Circuito equivalente cuando CFA está iluminada y CFB no lo está. (d) Circuito equivalente cuando CFB está iluminada y CFA no lo está.

te en la Figura 11-16(a) balancea el potenciómetro de medida contra el potenciómetro de posición de la válvula para brindar un control proporcional. El conjunto galvanómetro y fotocelda presentado en esta figura es un método barato y confiable para realizar el balanceo automático de un puente. Veamos como trabaja.

El galvanómetro es un medidor de cero central. Es decir, si no fluye corriente a través de él, la aguja regresa al centro de la escala. Si la corriente fluye de izquierda a derecha, la aguja se mueve del centro a la derecha; si la corriente fluye de derecha a izquierda, la aguja se mueve del centro ha-

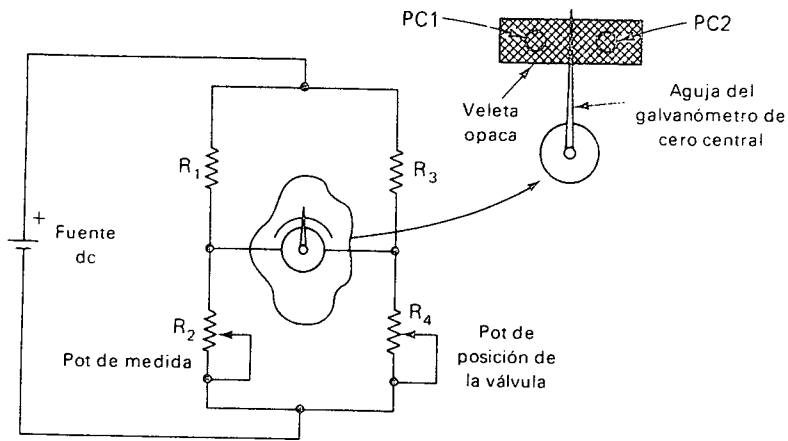
cia la izquierda. Adherida a la aguja hay una veleta muy liviana la cual es opaca. Dos celdas fotoconductoras se encuentran montadas a una pequeña distancia de una cara de la veleta, y hay dos fuentes luminosas montadas a una pequeña distancia de la otra cara de la veleta. Refiérase al detalle del dibujo en la Figura 11-16(a). Si la aguja del galvanómetro está centrada, la veleta cubre ambas fotoceldas, haciendo sus resistencias altas. Si la aguja se descentra una cualquiera de las fotoceldas 1 ó 2 se descubrirá, dependiendo de la dirección del movimiento de la aguja. Cuando una fotocelda es descubierta, su resistencia cae drásticamente debido a que la luz alcanza su superficie. La disminución de la resistencia pone en CONDUCCION uno de los transistores como interruptor en la Figura 11-16(d), energizando uno de los relés. Entonces los contactos del relé hacen que la moto válvula abra o cierre, moviendo el pot de posición de la válvula hasta cuando el puente regrese a su posición de equilibrio. Cuando el puente está de nuevo en equilibrio, la corriente por el galvanómetro cae a cero, y la aguja regresa al centro de la escala. Ambas fotoceldas están de nuevo en la oscuridad, llevando a CORTE el transistor que haya sido llevado a CONDUCCION. El relé que fue energizado se desenergiza, y la válvula permanece en dicha posición particular.

11-6-3 Acoplamiento y aislamiento ópticos: Fototransistores, diodos emisores de luz

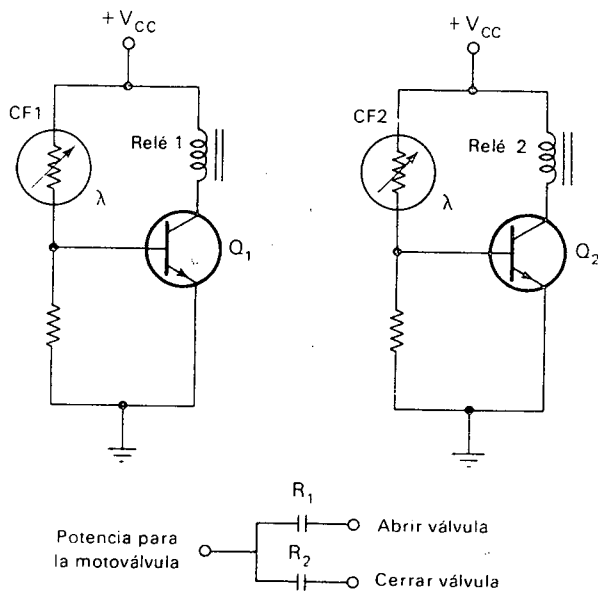
La Figura 11-17 muestra dos maneras de construir un aislador óptico. La Figura 11-17(a) muestra una fuente luminosa incandescente estandar y una celda fotoconductoras para efectuar el aislamiento, y la Figura 11-17 (b) muestra un *diodo emisor de luz* (LED) y un *fototransistor* para efectuar el aislamiento. Veamos algunos usos industriales de los aisladores ópticos y entonces explicaremos el funcionamiento de estos dos diseños. El diseño de la Figura 11-17(b), tiene ciertas ventajas sobre el de la Figura 11-17(a), y estas ventajas se harán resaltar.

Un aislador óptico es básicamente una interfase entre dos circuitos que operan a (generalmente) diferentes niveles de voltaje. El uso industrial más común de los aisladores ópticos es como convertidor de señal entre dispositivo piloto de alto voltaje (interruptores de fin de carrera, etc.) y circuitos lógicos de estado sólido de bajo voltaje. Los aisladores ópticos pueden utilizarse en cualquier situación donde una señal deba pasar entre dos circuitos que están aislados entre sí eléctricamente. Recordemos de los Capítulos 2 y 3 que el aislamiento eléctrico entre circuitos (lo cual significa que los circuitos no tienen conductores en común) es con frecuencia necesario para evitar que el ruido generado en un circuito sea transmitido al otro. Esto es necesario especialmente para el acoplamiento entre circuitos de adquisición de datos de alto voltaje y circuitos lógicos digitales de bajo voltaje. Los circuitos de información están casi siempre expuestos a fuentes de ruido, y los circuitos lógicos no pueden tolerar señales de ruido.

El método del acoplamiento óptico elimina la necesidad de un contacto controlado por un relé o de un transformador de aislamiento, que son los métodos usuales para proporcionar aislamiento eléctrico entre circuitos.



(a)



(b)

Figura 11-16. Celdas fotoconductoras utilizadas para balancear automáticamente un puente. (a) Circuito puente, con una veleta opaca adherida a la aguja del galvanómetro. (b) Circuito de la fotocelda. Si ambas fotoceldas están en oscuridad, ningún relé es energizado, y la moto válvula no se mueve. Si una cualquiera de las fotoceldas se ilumina, el relé apropiado se energizará y aplica potencia a la moto válvula y lleva el puente de nuevo a equilibrio.

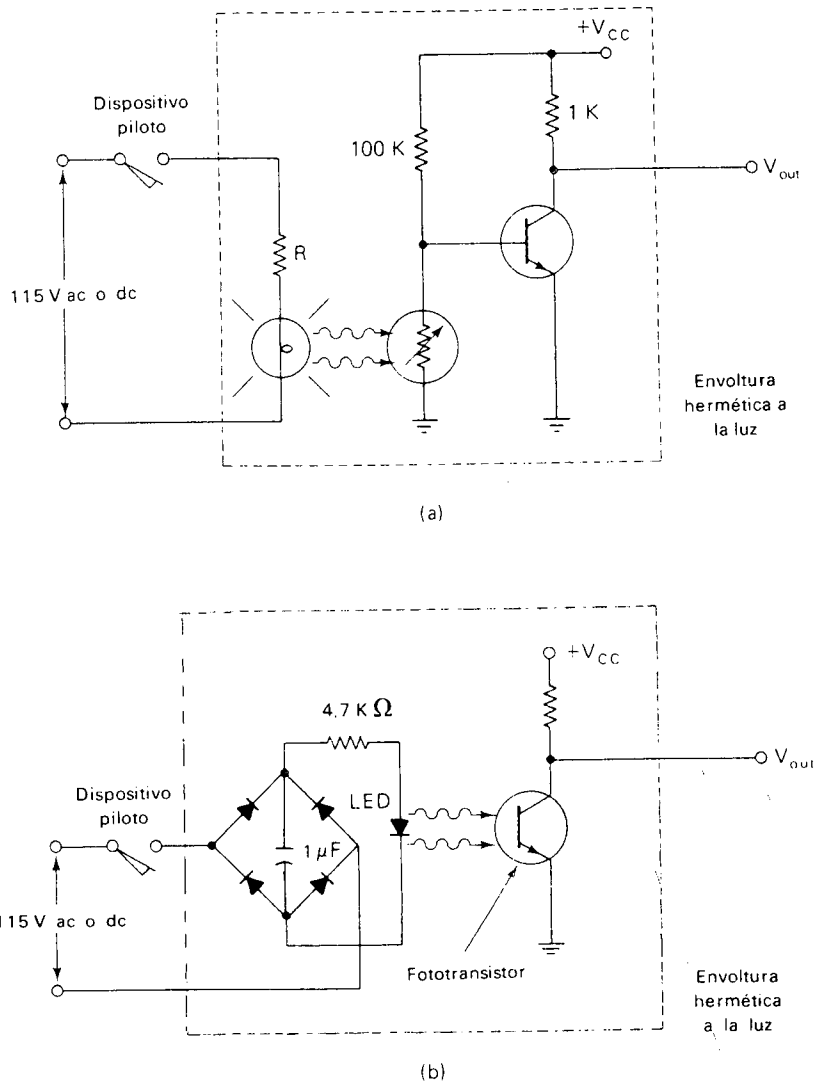


Figura 11-17. (a) Un aislador óptico utilizando una lámpara incandescente y una celda fotoconductora. (b) Otro aislador óptico utilizando un LED y un fototransistor.

Refiérase a la Sección 2-7-3 y a la Figura 2-14 para una revisión de estos métodos.

Aislador/Acoplador óptico de lámpara incandescente-celda fotoconductora. El aislador óptico de la Figura 11-17(a) tiene una lámpara incandescente conectada en serie con una resistencia de protección. Esta combinación serie está conectada a través de un dispositivo piloto a la señal de 115 V. Si el dispositivo piloto está abierto, no habrá potencia aplicada a la lámpara incandescente, de modo que se encontrará apagada. La celda

fotoconductor, que está aislada de la luz exterior, tendrá una resistencia muy alta, haciendo que suba el voltaje de base del transistor. El transistor como interruptor CONDUCE, llevando V_{out} al voltaje de tierra, un nivel lógico 0.

Si el dispositivo piloto se cierra, se aplicará potencia a la lámpara haciendo que se ilumine. La resistencia de la celda fotoconductor decrecerá, llevando el voltaje de base por debajo de 0,6 V. El transistor pasa a CORTE y hace que su colector suba a $+V_{cc}$, un nivel lógico 1. Por tanto si está presente la señal de entrada de 115 V, el circuito entrega un nivel lógico alto. Si no está presente la señal de 115 V, el circuito entrega un nivel lógico bajo.

El método de acoplamiento óptico es superior en muchas aplicaciones, porque nos libra de algunas de las características menos deseables de los relés y los transformadores. Los relés y los transformadores tienen ciertos inconvenientes como acopladores y aislantes, a saber:

- a. Son bastante costosos.
- b. Son más pesados y voluminosos que los dispositivos ópticos.
- c. Crean campos magnéticos y transitorios de conmutación que pueden ser fuentes de ruido eléctrico molesto.
- d. Los contactos del relé crean chispas, que son muy poco deseables en ciertas situaciones industriales.

El acoplador óptico funciona igualmente con señales de alto voltaje ac o dc. Por esta razón, los convertidores de señal que utilizan acoplamiento óptico son con frecuencia denominados convertidores *universales* de señal.

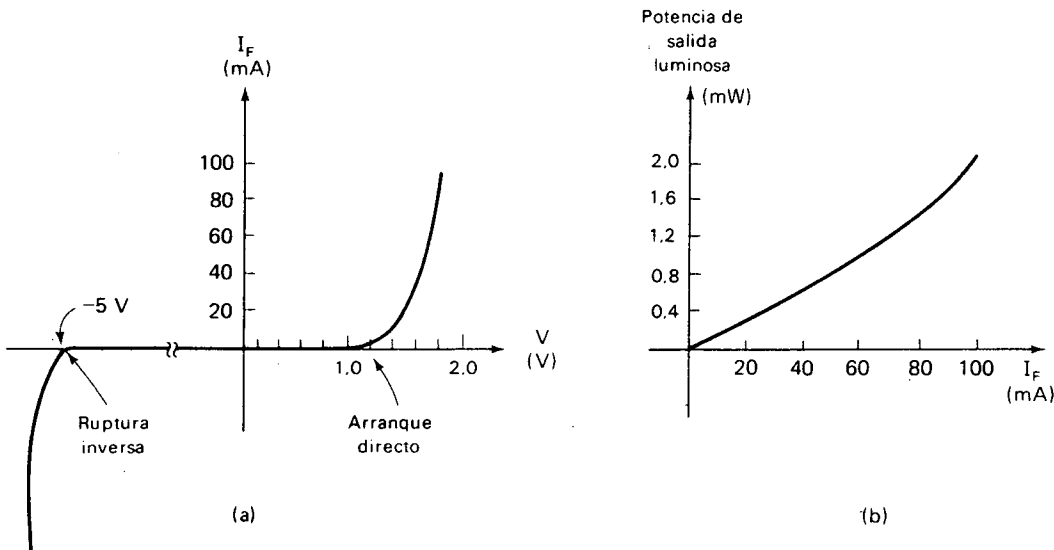


Figura 11-18. (a) Curva característica de corriente versus voltaje para un LED típico. (b) Curva de luz de salida versus corriente directa para un LED típico.

Aislador/Acoplador óptico de LED fototransistor. La Figura 11-17(b) muestra un aislador acoplador que utiliza un diodo emisor de luz y un fototransistor en lugar de una lámpara incandescente y una celda fotoconductor. Un diodo emisor de luz, generalmente denominado un LED, es un diodo semiconductor que emite luz cuando por él circula corriente en polarización directa. El voltaje directo de arranque de un LED es más alto que 0,6 V dado que los LEDs no están hechos de silicio como sí lo están los diodos rectificadores. Generalmente tienen un voltaje de arranque directo que se encuentra en el rango de 1,0 a 2,2 V. También, los LEDs tienen un voltaje inverso de ruptura que es mucho más bajo que el de los diodos rectificadores de silicio. La Figura 11-18(a) muestra la característica corriente-voltaje de un LED típico. La Figura 11-18(b) muestra la relación entre la potencia de salida luminosa y la corriente directa para un LED.

Un LED de luz visible no es muy brillante comparado con una lámpara de 6 V \approx 44, por ejemplo. Algunos LEDs no siempre emiten una luz visible, sino que emiten luz infrarroja invisible al ojo humano. Desde luego, tales LED deben entonces utilizarse con fotodetectores que sean sensibles a la radiación infrarroja. Esta es la práctica estandar que se sigue para la construcción de acopladores ópticos comerciales dado que el operador de ninguna manera tiene que ver la luz. También, los LEDs infrarrojos son más eficientes que los LEDs de luz visible, convierten más cantidad de su energía eléctrica en luz* y menos en calor.

Un fototransistor es un transistor que responde a la intensidad de la luz en su lente, en lugar de a corriente de base. Algunos fototransistores pueden responder tanto a la luz incidente como a corriente de base. El fototransistor en la Figura 11-17(b) no tiene un terminal de base, de modo que responde solamente a la luz. Las flechas onduladas apuntando hacia el lugar de la base simbolizan que el transistor es un fototransistor.

La Figura 11-19 muestra las curvas características de un fototransistor típico. Note que la familia de curvas representa diferentes valores de la densidad de potencia luminosa (el término formal es *irradiancia*), y no valores diferentes de corriente de base. Los fototransistores no tienen una respuesta tan lineal como la de los transistores de unión. Note el espaciamiento no uniforme de las curvas, lo cual indica una relación no lineal, entre la corriente de colector y la intensidad luminosa.

La combinación LED-fototransistor en la Figura 11-17(b) tiene algunas ventajas importantes sobre la combinación lámpara-celda fotoconductor de la Figura 11-17(a):

- a. Un LED tiene una vida extremadamente larga comparada a una lámpara de cualquier clase. Un LED emitirá luz por siempre si es operado a la corriente apropiada; una lámpara incandescente lo hará por menos de 10.000 horas.

*Estrictamente hablando, el término *luz* se refiere a las radiaciones electromagnéticas que son visibles al ojo humano. La radiación infrarroja, que es una frecuencia demasiado baja para ser visible, no es realmente luz. Sin embargo, el uso popular ha suprimido esta distinción, y con frecuencia oímos las frases "luz infrarroja" y "luz ultravioleta". Adoptamos el uso menos riguroso del término *luz*, y nos referiremos a la radiación infrarroja como luz.

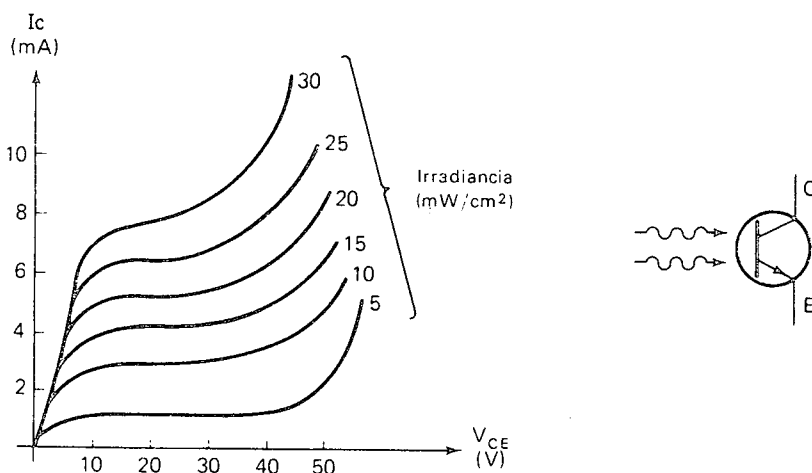


Figura 11-19. Curvas características de un fototransistor típico.

- b. Un LED puede resistir las vibraciones y los choques mecánicos en los ambientes industriales mucho mejor que una lámpara de filamento, proporcionando con esto una mayor confiabilidad.
- c. El LED y el fototransistor tienen una velocidad de respuesta más rápida que una lámpara y una celda fotoconductor. Esto puede ser una ventaja para ciertas aplicaciones de conmutación a alta frecuencia.

Desde luego, no hay razón para que un acoplador/aislador óptico no pueda combinar un LED con una celda fotoconductor estandar, y esto se hace algunas veces. Generalmente, un LED como fuente luminosa se combina con un fototransistor como detector de luz, debido al mejor acoplamiento entre sus velocidades de operación y entre sus longitudes de onda de emisión y de detección.

11-7 GALGAS EXTENSIOMETRICAS

Las *galgas extensiométricas* (Strain gages) se utilizan en la industria para medir con precisión grandes fuerzas, especialmente grandes pesos. También hay galgas extensiométricas diseñadas para medir pequeñas fuerzas, pero no son tan comunes. Una galga extensiométrica básicamente es un hilo de resistencia que está firmemente adherido a una superficie de un objeto fuerte el cual recibe entonces una fuerza. Cuando es aplicada una fuerza al objeto, éste se deforma ligeramente. Es decir, el objeto bien sea se estira ligeramente o se comprime ligeramente, dependiendo de si recibe una fuerza de tensión o de compresión. El hilo de resistencia, que está pegado a la superficie del objeto, también se deforma ligeramente. La deformación del hilo cambia su resistencia, la cual es detectada y relacionada al valor de la fuerza.

Lo que realmente mide una galga extensiométrica es el *esfuerzo*, el cual es el cambio de la longitud del objeto fuerte como un porcentaje de su longitud original. El esfuerzo del objeto pesado representa la fuerza aplicada al objeto a través de la ley de Hooke, la cual establece que:

$$\frac{F}{A} = Y\epsilon = Y\left(\frac{\Delta L}{L_0}\right), \quad (11-1)$$

donde F significa la fuerza aplicada al objeto (en la dirección de la deformación); A es el área de la sección del objeto; Y es el módulo de Young, el cual depende del material en particular de que esté hecho el objeto; y e significa el esfuerzo, el cambio en longitud por unidad de longitud original ($e = \Delta L/L_0$). El punto importante es que el cambio en la longitud del objeto depende de la fuerza aplicada al objeto y puede relacionarse a dicha fuerza en una correspondencia uno a uno.

La resistencia del hilo que forma la galga extensiométrica depende de la longitud y de la sección del alambre, como se muestra por:

$$R = \frac{\rho L}{A}. \quad (11-2)$$

En la Ecuación (11-2), R significa la resistencia del alambre en ohmios; ρ es la *resistividad* del material del alambre, una propiedad del material que se usa en particular; L es la longitud del cable; y A es el área de la sección del conductor. Puede verse que si el conductor es alargado ligeramente, la resistencia R aumentará dado que la longitud L aumentará y el área A decrecerá. Por el otro lado, si el conductor es comprimido ligeramente, R decrecerá porque la longitud L decrecerá y el área de la sección aumentará. Por tanto, la resistencia del conductor depende del cambio en su longitud y puede relacionarse a dicho cambio en longitud en una correspondencia uno a uno.

Para resumir, la resistencia del conductor depende de la longitud y del área seccional del alambre y la longitud del alambre depende de la longitud del objeto fuerte, dado que ellos están pegados entre sí. La longitud del objeto depende de la fuerza aplicada, de modo que el resultado final es que la resistencia del conductor depende de la fuerza aplicada. Midiendo con precisión el cambio de resistencia, podemos medir la fuerza.

La Figura 11-20(a) muestra una vista superior de una galga extensiométrica, formando ángulos rectos con la superficie de montaje. El hilo de resistencia generalmente es una aleación de cobre y níquel con un diámetro del orden de una milésima de pulgada (0,001 pulg.). El conductor está colocado en forma de zig-zag sobre un papel de sostenimiento muy delgado, denominado la *base*. El conductor está colocado en zig-zag con el objeto de aumentar la longitud efectiva que se somete a la influencia del esfuerzo. El zig-zag completo se denomina la *grilla*. A los extremos de la grilla tiene conectados cables terminales de cobre.

La Figura 11-20(b) muestra una galga extensiométrica montada sobre la superficie que es sometida al esfuerzo. La base está colocada totalmente sobre la superficie [la superficie puede ser curva como en la Figura 11-20(b)], y la totalidad de la galga extensiométrica está completamente cubierta con un cemento especial. El cemento establece un contacto firme entre la grilla de conductor y la superficie de esfuerzo del objeto pesado. Debido a este contacto firme, y a que el conductor no tiene prácticamente ninguna fuer-

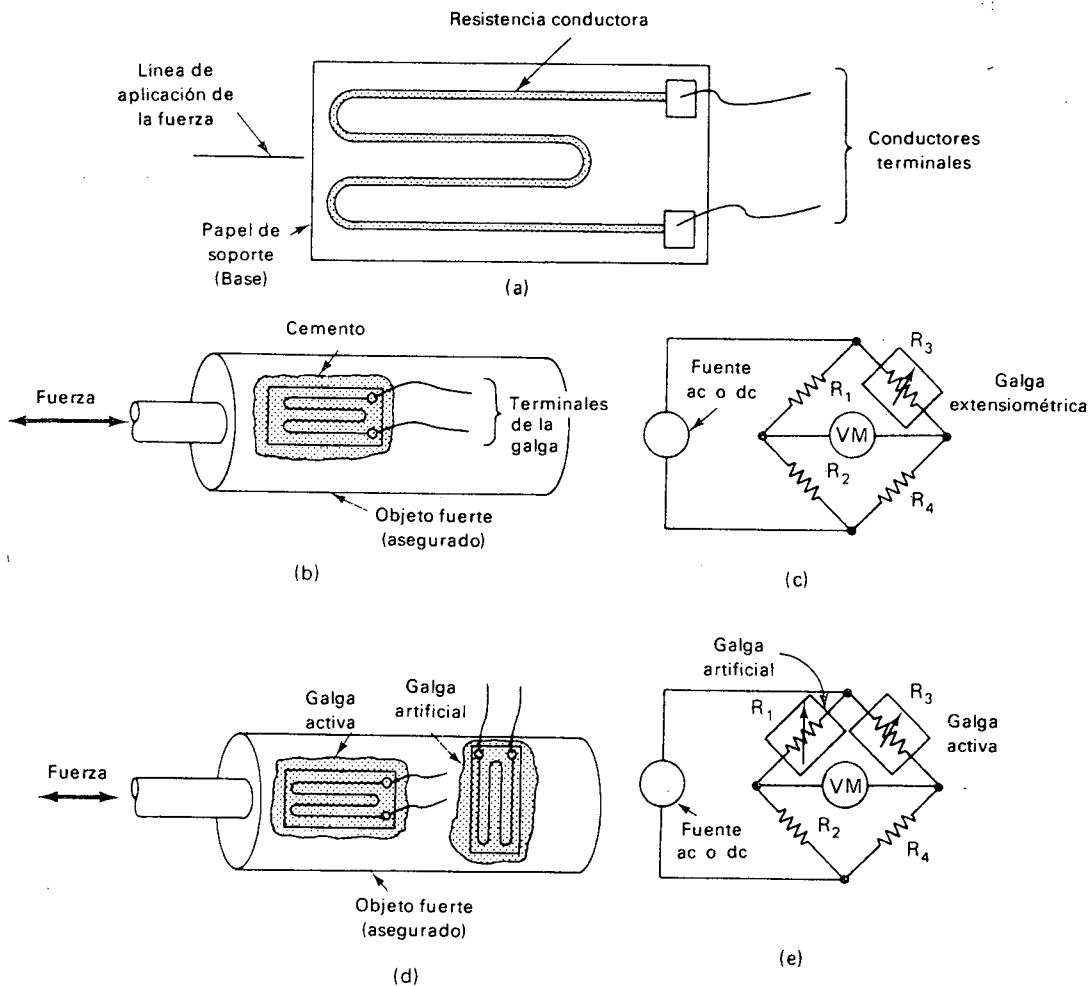


Figura 11-20. (a) Apariencia física de una galga extensiométrica. (b) Galga extensiométrica pegada a un objeto cilíndrico. (c) Manera como la galga extensiométrica podría conectarse en un circuito puente. (d) Galga artificial pegada al objeto cilíndrico junto con una galga activa. (e) Manera como las galgas artificial y activa podrían conectarse en un puente para proporcionar estabilidad con temperatura.

za propia para resistir la elongación o compresión, se alarga o se comprime exactamente la misma cantidad que el objeto fuerte. Por tanto el esfuerzo de la grilla conductora es exactamente el mismo esfuerzo del objeto fuerte.

El porcentaje de cambio en la resistencia para un porcentaje dado de cambio en la longitud se denomina *factor de galga* de una galga extensiométrica. Como fórmula,

$$FG (\text{factor de galga}) = \frac{\Delta R/R}{\Delta L/L} = \frac{\Delta R/R}{\epsilon} \quad (11-3)$$

La mayoría de las galgas extensiométricas industriales tienen un factor de galga del orden de 2. Esto significa que si la longitud del objeto cambia en un 1% ($\epsilon = 0,01$), la resistencia de la galga extensiométrica cambia en un 2%.

En la Figura 12-20(c) se muestra una galga extensiométrica conectada en un circuito puente. El puente es diseñado generalmente para que se encuentre en equilibrio cuando la fuerza ejercida sobre el objeto es igual a cero. En una de las ramas del puente se puede agregar un pot trimer para ajustarlo y balancearlo exactamente a cero fuerza. A medida que se aplica la fuerza, el puente se desbalancea, y el voltaje a través del puente puede relacionarse a la cantidad de fuerzas. A más fuerza se crea más cambio en la resistencia de la galga y por consiguiente más voltaje de salida del puente.

Para compensar los efectos de temperatura, una segunda galga extensiométrica, idéntica a la primera puede montarse en ángulo recto con la línea de aplicación de la fuerza. La fuerza no tiene efecto sobre esta galga extensiométrica dado que la galga no está alineada con la fuerza. La galga se conecta en el puente tal como se muestra en la Figura 11-20(b) y se denomina *galga artificial*; la galga sensible a la fuerza se denomina entonces la *galga activa*. El propósito de la galga artificial es el de cancelar cualquier cambio de resistencia en la galga activa debido a la temperatura. Con ambas galgas experimentando la misma temperatura, cualquier cambio de resistencia en la galga activa debido a variaciones de la temperatura también aparecerá en la galga artificial. Dado que el error aparece por igual a ambos lados del puente, es cancelado.

Para medidas precisas de peso se utiliza un objeto cuidadosamente maquinado y formado, que contiene varias galgas extensiométricas. Las galgas están colocadas estratégicamente sobre las superficies maquinadas a varios ángulos para proporcionar máxima estabilidad con temperatura. Las galgas en sí mismas están diseñadas para proporcionar una relación lineal entre el voltaje de salida del puente y la fuerza (peso) sobre el objeto maquinado. El objeto, en combinación con sus galgas extensiométricas se denomina entonces *celda de carga*. Las balanzas de precisión para medir grandes pesos casi siempre tienen celdas de carga como transductores.

11-8 TACOMETROS

Un *tacómetro* es un dispositivo que mide la velocidad angular de rotación de un eje. Las unidades más comunes para expresar velocidad angular son revoluciones por minuto (rpm) y radianes por segundo. Un radian es igual a $\frac{1}{2}\pi$ revoluciones o aproximadamente 57 grados mecánicos. Utilizaremos exclusivamente las unidades de rpm.

Los tacómetros en la industria utilizan uno de los dos métodos básicos de medida:

- a. La velocidad angular está representada por la *magnitud* de un voltaje generado.
- b. La velocidad angular está representada por la *frecuencia* de un voltaje generado.

En el dominio de los tacómetros de magnitud hay dos tipos principales. Son el *tacómetro generador dc* y el *tacómetro drag cup*.

En el dominio de los tacómetros de frecuencia, hay tres tipos principales. Son el tacómetro ac de campo rotatorio, el tacómetro de rotor dentado y el tacómetro de captador fotoeléctrico. Estos nombres no son aceptados universalmente, pero describen el funcionamiento de los diferentes tacómetros bastante bien, y los adoptaremos en este libro.

11-8-1 Tacómetro generador dc

El tacómetro generador dc es un puro y simple generador dc. El campo se establece bien sea por un imán permanente colocado en el estator o por un electroimán de excitación separada también montado en el estator. El voltaje de salida es generado en un devanado de armadura dc convencional con un conmutador y escobillas. La ecuación que da el voltaje generado en un generador dc es:

$$V_G = kB(rpm),$$

donde V_G representa el voltaje generado, k es alguna constante de proporcionalidad que depende de los detalles de construcción (longitud de rotor, diámetro de rotor, etc.), B es la fuerza del campo magnético y rpm es la velocidad angular medida en revoluciones por minuto.

Con el campo magnético constante, el voltaje generado es proporcional a la velocidad del eje. Es por tanto posible conectar el eje del tacómetro al eje al cual se le quiere medir la velocidad, aplicar el voltaje generado a un voltímetro, y calibrar el medidor en términos de rpm. Una característica interesante de un tacómetro generador dc es que la polaridad del voltaje generado se invierte si la dirección de rotación se invierte. Por tanto este tipo de tacómetro puede indicar dirección de rotación tanto como velocidad.

11-8-2 Tacómetros drag cup

Un tacómetro drag cup tiene dos conjuntos de devanados en su estator y en ángulo recto uno con respecto al otro, justo como un servo motor ac. Refiérase a la Figura 10-14(a). Sin embargo, el rotor no es un rotor jaula de ardilla. Es un cilindro de cobre hueco denominado *copa*, con un núcleo interior de hierro laminado, el cual no hace contacto con la copa. La copa está unida al eje de entrada del tacómetro y rota a la velocidad que se quiere medir.

Uno de los devanados del estator denominado el devanado de excitación, está alimentado por una fuente de voltaje ac estable. El otro devanado del estator es el devanado de salida. El devanado de excitación establece un campo magnético alterno que induce corrientes de eddy en la copa de cobre. Las corrientes de eddy establecen un *campo de reacción de armadura* en ángulo recto con el campo del devanado de excitación. El campo en ángulo recto inducirá entonces un voltaje ac en el devanado de salida

cuya magnitud depende de la velocidad de rotación de la copa. El resultado es un voltaje de salida ac que varía linealmente con la velocidad.

La frecuencia del voltaje de salida es igual a la frecuencia de excitación (generalmente 60 Hz), y se encuentra desfasado 90° con respecto al voltaje de excitación. La dirección de rotación del eje determina si el voltaje de salida atrasa o adelanta al voltaje de excitación. Por tanto este tacómetro también puede indicar dirección así mismo que velocidad de rotación.

Todos los tacómetros que cuentan con la magnitud de un voltaje para representar velocidad están sujetos a errores causados por tres cosas:

- a. Carga de la señal
- b. Variación de temperatura
- c. Vibración del eje.

Mirando el problema **a**, el voltaje entregado por cualquier clase de generador variará ligeramente a medida que varíe la corriente de carga del devanado de salida. Esto es debido a que la caída de voltaje IR en un devanado de salida varía a medida que su corriente varía.

Mirando el problema **b**, a medida que cambia la temperatura, las propiedades magnéticas del núcleo varían, produciendo variaciones en la fuerza del campo magnético. En la misma medida que el campo magnético varía lo hace el voltaje generado.

Mirando el problema **c**, a medida que el eje vibra, el espaciamiento preciso entre los devanados de armadura y campo cambia. Este cambio en el espaciamiento produce variación en el voltaje generado.

Los tacómetros modernos tienen ya minimizados estos tres errores y se han producido tacómetros en los cuales la linealidad voltaje-velocidad es mejor que el 0,5%. Esto es bastante adecuado para la mayoría de las aplicaciones industriales.

11-8-3 Tacómetros ac de campo rotatorio

El tacómetro ac de campo rotatorio es un puro y simple alternador de campo rotatorio. El campo generalmente es creado por imanes permanentes montados en el rotor. El eje del rotor está conectado al eje al cual se le quiere medir la velocidad, y por consiguiente el campo magnético rotatorio induce un voltaje ac en los devanados de salida localizados en el estator. La ecuación que da la frecuencia del voltaje generado en un alternador ac es:

$$f = \frac{P(rpm)}{120}, \quad (11-4)$$

donde f es la frecuencia en hertz, P es el número de polos magnéticos en el rotor, y rpm es la velocidad rotacional. Puede verse que la frecuencia de salida es una medida exacta de la velocidad angular del eje.

11-8-4 Tacómetros de rotor dentado

El tacómetro de rotor dentado es el más popular de los tacómetros de frecuencia. Este tacómetro tiene varios dientes ferromagnéticos en su ro-

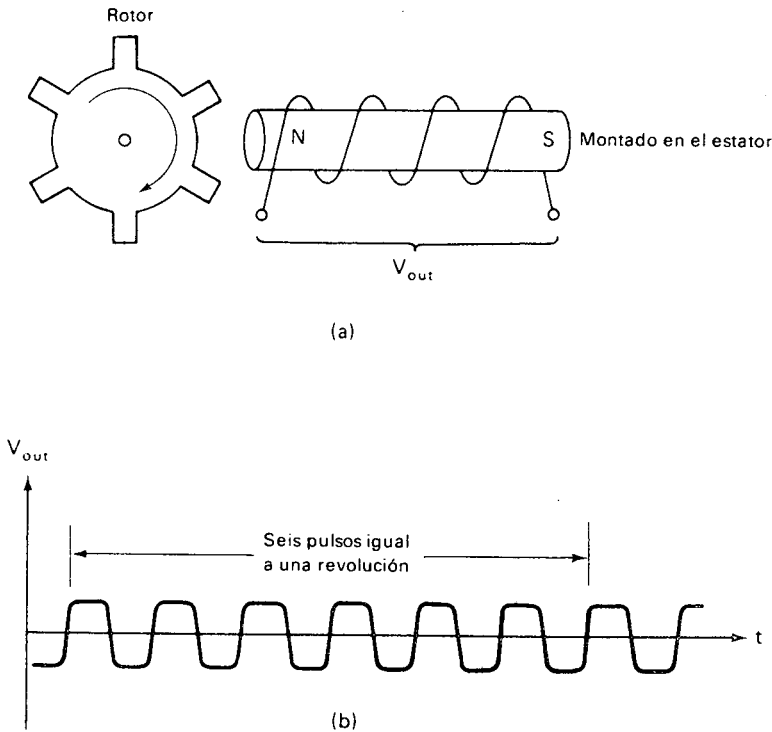


Figura 11-21. (a) Distribución de un tacómetro de rotor dentado. (b) Forma de onda del voltaje de salida de un tacómetro de rotor dentado.

tor. En su estator tiene un imán permanente con una bobina de alambre arrollada alrededor del imán. Esta distribución está ilustrada en la Figura 11-21, para el rotor con seis dientes.

A medida que el rotor gira, los dientes llegan a una proximidad cercana con el el imán y luego lo pasa. Cuando un diente está cerca del imán, la reluctancia del circuito magnético es baja de modo que aumenta la fuerza del campo en el núcleo magnético. Cuando no hay diente cercano, la reluctancia del circuito magnético es alta, de modo que disminuye la fuerza del campo en el núcleo magnético. Por tanto es producido un ciclo de fuerza magnética cada vez que un diente pasa frente al imán. Esta variación en la fuerza del campo magnético induce un voltaje en la bobina arrollada en el imán permanente. Se produce un pulso de voltaje por cada diente. Esto se muestra en la Figura 11-21(b).

La relación entre la frecuencia de los pulsos y la velocidad de rotación está dada por:

$$\text{rev/seg} = \text{pulsos/seg} \div 6$$

dado que toma seis pulsos para representar una revolución. El número de revoluciones por minuto es igual al número de revoluciones por segundo multiplicado por 60, ó

$$\begin{aligned} \text{rpm} &= 60 (\text{rev/seg}) = 60 (\text{pulsos/seg} \div 6), \\ \text{rpm} &= 10 f, \end{aligned} \tag{11-5}$$

donde f representa la frecuencia de los pulsos; cualquiera sea el método de lectura utilizado tendrá que reflejar la Ecuación (11-5), es decir que la velocidad rotacional es igual a la frecuencia medida multiplicada por un factor de 10. Para un rotor con un número diferente de dientes, el factor será diferente.

11-8-5 Tacómetros de captador fotoeléctrico

Un tacómetro de captador fotoeléctrico es básicamente el mismo dispositivo que se sugirió en la Sección 11-6-1 para trocear un haz luminoso. Un disco rotatorio se coloca entre la fuente luminosa y la celda fotovoltaica. Parte del disco deja pasar el haz luminoso, y otra parte lo bloquea. Por tanto la celda fotovoltaica constantemente es activada y desactivada, a una frecuencia que depende de la velocidad angular del disco. Al conectar el eje del disco con el eje al cual se le quiere medir la velocidad, sería generada una forma de onda de voltaje por la fotocelda. La frecuencia de la forma de onda será entonces una medida de la velocidad angular del eje.

Por ejemplo, si el disco tiene cuatro áreas transparentes y cuatro áreas opacas, la velocidad estará dada por:

$$\text{rpm} = 15f,$$

donde f es la frecuencia de la forma de onda de salida de la fotocelda. Justifique esta ecuación. Utilice la misma técnica que se utilizó en la Sección 11-8-4.

11-8-6 Tacómetros de frecuencia versus tacómetros de magnitud

La principal ventaja de los tacómetros de frecuencia es que no están sujetos a errores debidos a carga de la salida, variación de temperatura, y vibración del eje. También, su linealidad es perfecta. Sin embargo, todos los tacómetros de frecuencia tienen la desventaja de la incomodidad para leer la velocidad. Es más complicado convertir una frecuencia a una forma leíble que convertir una magnitud de voltaje en una forma leíble. Es cierto que los medidores de frecuencia se prestan para la medida y la detección digitales pero los medidores y los indicadores de lectura digitales son mucho más complejos que un simple indicador de lectura análogo. Los circuitos digitales deben repetidamente recorrer el ciclo de (a) conteo, (b) almacenamiento, (c) indicación visual, (d) reinicio.

Por otro lado, para un operador actualmente la lectura digital es más entendible que una lectura análoga, porque la persona que toma la lectura no tiene que calcular el valor a partir de una escala. De este modo en cuanto a la lectura concierne, los tacómetros de frecuencia y los de magnitud ambos tienen sus ventajas y desventajas.

Muchas veces en control industrial la medida de velocidad se utiliza como una señal de *realimentación*. Esto es ciertamente el caso en un sistema de control de velocidad de bucla cerrada, donde la medida de velocidad es comparada con el valor de referencia para encontrar la señal de error de velocidad. También la medida de velocidad es utilizada como realimentación en un sistema de servo control, donde la velocidad de aproximación es utilizada para sustraerla de la señal de error de posición para prevenir sobrepaso. Este proceso, denominado *rata de amortiguamiento del error*, es común en los servo sistemas. En casos como éste la señal de velocidad debe expresarse como un voltaje análogo en lugar de como un número digital. Por tanto en sistemas realimentados, los tacómetros de magnitud tienen la ventaja sobre los tacómetros de frecuencia dado que los tacómetros de magnitud automáticamente proporcionan una señal análoga de voltaje.

Los tacómetros de frecuencia *podrían* proporcionar una señal análoga de voltaje, solamente si se agrega un circuito extra de procesamiento de señal (un conversor D/A o un demodulador de frecuencia). De todas maneras, se prefieren los tacómetros de magnitud a los tacómetros de frecuencia en aplicaciones con realimentación.

11-9 TRANSDUCTORES DE HUMEDAD

Hay muchas operaciones industriales que deben llevarse a cabo bajo condiciones específicas y controladas de contenido de humedad. En muchos casos el contenido de humedad en el ambiente es importante; en otros casos el contenido de humedad en el producto mismo es más importante para el éxito del proceso industrial. Discutiremos dos métodos comunes para medir el contenido de humedad en el ambiente y un método para medir el contenido de humedad de una tira de material. La escala más común para medir el contenido de humedad del aire es *la escala de humedad relativa* (HR). Formalmente, la humedad relativa es la relación del vapor de agua (humedad) presente en el aire con la máxima cantidad de vapor de agua que posiblemente podría contener el agua.

11-9-1 Higrómetros resistivos

Un higrómetro resistivo es un elemento cuya resistencia cambia con cambios en la humedad relativa del aire en contacto con el elemento. Los higrómetros resistivos generalmente están formados por dos electrodos de metal laminado sobre una forma plástica. Los electrodos no deben tocarse entre sí, y están aislados uno del otro por medio de la forma plástica. Una solución de cloruro de litio es entonces utilizada para recubrir completamente el dispositivo. Esta construcción está ilustrada en la Figura 11-22(a).

A medida que la humedad del aire circundante crece, la película de cloruro de litio absorbe más vapor de agua del aire. Esto hace que su resistencia disminuya marcadamente. Dado que la película de cloruro de litio está en contacto estrecho con los dos electrodos de metal, también decrece marcadamente la resistencia entre los terminales de los electrodos. La resistencia entre terminales puede entonces relacionarse a la humedad relativa.

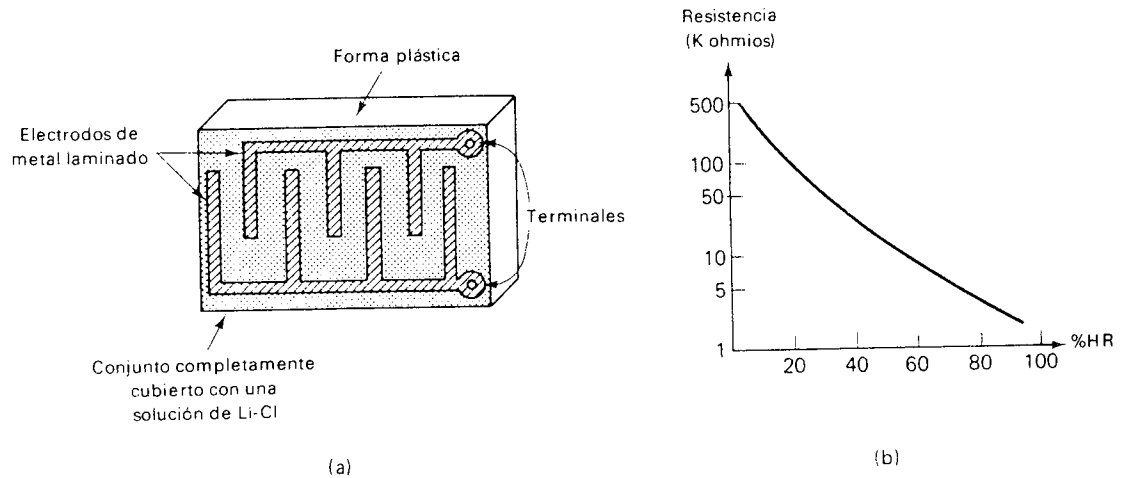


Figura 11-22. (a) Apariencia física de un higrómetro resistivo. (b) Curva de resistencia versus humedad relativa para un higrómetro resistivo.

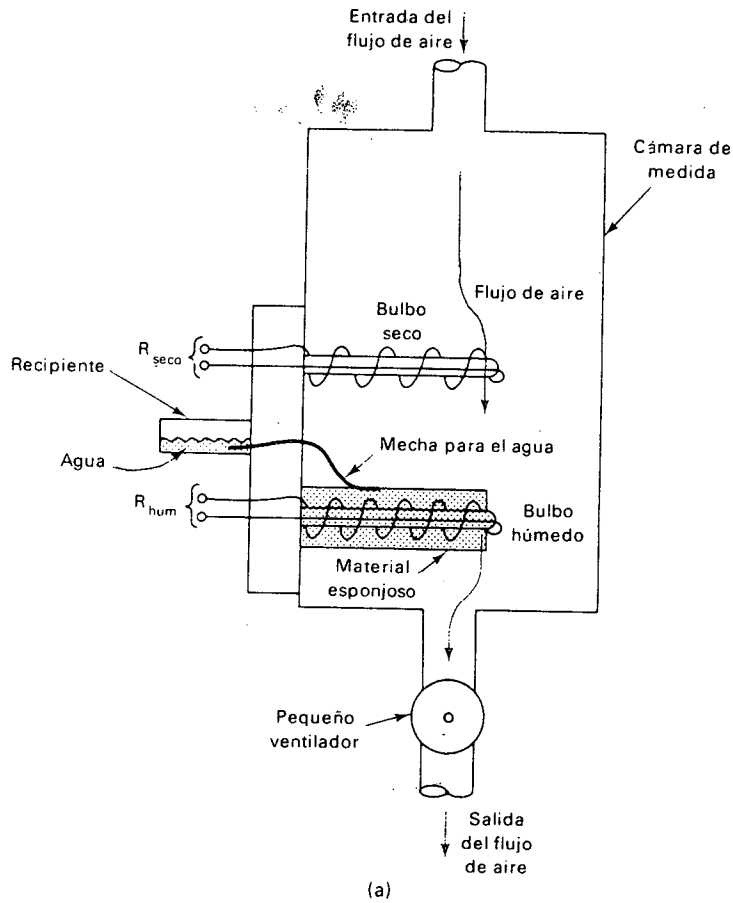
Una curva característica típica de resistencia versus humedad relativa para un higrómetro resistivo se muestra en la Figura 11-22(b).

Los transductores de higrómetro resistivo no pueden utilizarse en todo el rango de humedades relativas, del 0% al 100%. La mayoría de ellos tienen un límite superior de operación segura del orden del 90% de HR. Una exposición a aire con una humedad relativa mayor del 90% puede resultar en un exceso de absorción de agua por la película del cloruro de litio. Una vez suceda esto, las características de resistencia del higrómetro son alteradas en forma permanente.

11-9-2 Sicrómetros

Un sicrómetro es un dispositivo de medida de la humedad relativa que tiene dos transductores de temperatura (termómetro). Uno de los termómetros mide la temperatura de un elemento que está simplemente localizado en el ambiente. Este elemento se denomina el *bulbo seco*. El segundo termómetro mide la temperatura de un elemento que está circundado por un material fibroso saturado con agua pura. Este elemento se denomina el *bulbo húmedo*. El aire del ambiente es forzado a fluir sobre el bulbo seco y el bulbo húmedo por medio de un tipo de ventilador. Esta distribución se muestra en la Figura 11-23(a).

Los transductores de temperatura mostrados en la Figura 11-23(a) son RTDs de hilo de platino. El bulbo seco permanece a la temperatura del aire ambiente en movimiento, de modo que la temperatura del bulbo seco simplemente es igual a la temperatura del ambiente, haciendo caso omiso de su humedad. Sin embargo, el bulbo húmedo, está más frío que el bulbo seco debido a la evaporación del agua líquida contenida en el material esponjoso que lo circunda. Entre mayor sea la rata de evaporación del agua, mayor es el efecto de enfriamiento sobre el bulbo húmedo, y más baja la



Diferencia de temperatura entre
el bulbo seco y el bulbo húmedo (°F)

	1	5	10	15	20	25	
40	92	60	—	—	—	—	Humedad relativa (%)
50	93	68	38	12	—	—	
60	94	73	49	26	6	—	
70	95	77	55	37	20	3	
80	96	79	61	44	29	16	
90	96	81	65	50	36	24	
Temp. del bulbo seco (°F)	96	83	68	54	42	31	
100	96	83	68	54	42	31	

(b)

Figura 11-23. (a) Localización del bulbo seco y del bulbo húmedo en un sicrómetro. El ejemplo muestra RTDs como detectores de temperatura. (b) Una tabla de sicómetro la cual relaciona las tres variables, temperatura del bulbo seco, diferencia entre las temperaturas de los bulbos, y porcentaje de humedad relativa.

lectura de temperatura. La rata de evaporación depende de la humedad relativa del aire en movimiento. Si el aire está seco (baja humedad relativa), la rata de evaporación será grande, y el bulbo húmedo estará *mucho* más frío que el bulbo seco. Si el aire está húmedo (alta humedad relativa), la rata de evaporación no será tan grande, y el bulbo húmedo solamente estará *un poco* más frío que el bulbo seco. La *diferencia* de las temperaturas es por consiguiente una indicación de la humedad relativa del aire.

Para entender porqué la rata de evaporación del agua contenida en el material poroso depende de la humedad relativa, mirémoslo de esta forma: Si el ambiente estuviese al 100% de HR, no sería capaz de absorber más agua, dado que ya estaría saturado. Por tanto el agua no podría evaporarse del material poroso. Es fácil razonar a partir de esta condición extrema para entender que entre más seco esté el aire, mejor es su aceptación de agua extra (provocando evaporación).

Por tanto, entre más baja sea la humedad relativa, más rápido se evapora el agua del material esponjoso.

El porcentaje de humedad relativa puede leerse de una tabla del sicrómetro conociendo dos cosas:

- a. La temperatura del bulbo seco
- b. La diferencia de temperaturas entre los dos bulbos

Una tabla de sicrómetros abreviada de este tipo se muestra en la Figura 11-23(b). En los manuales de sicrómetros se dispone de tablas de este tipo más precisas, marcadas en graduaciones de 0,5°F.

Los sicrómetros pueden utilizarse para tomar lecturas manuales de porcentaje de humedad relativa, o pueden utilizarse en una aplicación de control para mantener automáticamente una cierta humedad deseada. En el Capítulo 12 veremos un sistema de control automático de humedad que utiliza un sicrómetro.

11-9-3 Detección de las condiciones de humedad en un material sólido

Los higrómetros y los sicrómetros son dispositivos capaces de medir la humedad contenida en el aire expresada en una escala universalmente aceptada, la escala de humedad relativa. Dado el dato apropiado de calibración, pueden medir la humedad relativa de *cualquier* mezcla de gases (no solamente aire) sobre esta escala bien conocida. Algunas veces, no es importante conocer el contenido de humedad expresado en alguna escala científica universal. Algunas veces solamente es importante saber si el contenido de humedad está por encima o por debajo de un cierto contenido de *referencia*. Esto es especialmente cierto en situaciones donde una tira continua de material (papel, textiles, etc.) deba ser manejada y procesada. Cuando todo lo que se necesita es el contenido de humedad de una tira de material con relación a algún contenido de referencia, el método usual de tomar la medida se muestra en la Figura 11-24(a). En esta figura la tira de material se pasa entre dos rodillos que hacen contacto con las caras opuestas de la tira. Cada rodillo tiene un cable terminal adherido a su soporte estacionario. La resistencia

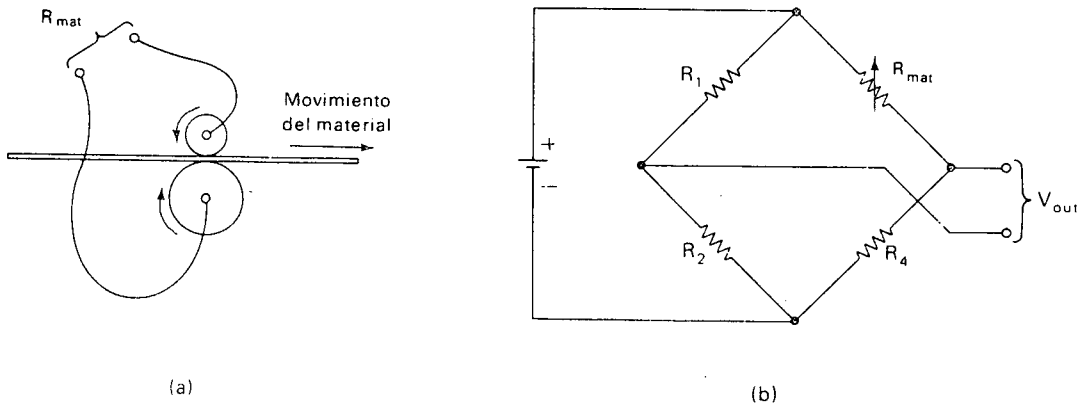


Figura 11-24. (a) Método para detectar el contenido de humedad de una tira de material. (b) El circuito puente establece una correspondencia entre el voltaje de salida y el contenido de humedad.

medida entre los terminales es entonces una indicación del contenido de humedad del material en cuestión. Prácticamente todos los materiales tendrán una baja resistencia cuando estén húmedos y una alta resistencia cuando estén secos. El usuario determina la resistencia entre los hilos conductores cuando el material tiene el contenido de humedad óptimo para sus propósitos. El sistema detecta entonces cualquier desviación de dicha resistencia y trata de corregirla.

Un circuito para detectar variaciones de humedad/resistencia es el ya familiar puente de Wheatstone dibujado en la Figura 11-24(b). Supongamos que la resistencia del material (R_{mat}) es 3.250Ω cuando el contenido de humedad es el apropiado. El puente podría entonces construirse con $R_1 = R_2 = R_4 = 3.250 \Omega$. Si el material estuviese en el nivel de humedad correcto, R_{mat} sería igual a 3.250Ω , y el puente estaría equilibrado. V_{out} sería igual a 0. Si el contenido de humedad cambiase debido a alguna perturbación en el sistema, el puente se saldría de equilibrio. La magnitud de V_{out} indicaría la cantidad de desviación entre las condiciones real y deseada, y la polaridad de V_{out} indicaría la dirección de desviación. La señal V_{out} podría entonces aplicarse a algún tipo de controlador para restaurar el contenido de humedad a su nivel apropiado.

En este tipo de aplicación de control, no hay en realidad una toma de medida. Es decir, no hay una medición obtenida resultante que pudiera expresarse en una escala de medida universal. Hay simplemente una comparación de una condición real de humedad con una condición deseada de humedad, y no se hace intento para expresar esta condición de humedad sobre una escala numérica.

PREGUNTAS Y PROBLEMAS

1. ¿Cuáles son las ventajas de los transductores de señal eléctricos sobre los transductores de señal mecánicos?

2. Si un potenciómetro de $10.000\ \Omega$ tiene una linealidad del 2%, ¿qué es lo máximo que la resistencia real puede diferir de la resistencia ideal en cualquier punto?
3. En términos generales, ¿qué se considera como linealidad aceptable de un potenciómetro utilizado como transductor de medida?
4. Si un potenciómetro bobinado de $1.000\ \Omega$ tiene 50 vueltas, ¿cuál es su porcentaje de resolución (asumiendo que el contacto del potenciómetro no puentea vueltas adyacentes)?
5. En la Figura 11-3(c), si $R_1 = 5\ \text{K}$, $R_2 = 12\ \text{K}$, y $R_3 = 15\ \text{K}$, ¿qué valor de R_4 hará que el puente se balancee?
6. La discusión en la Sección 11-2 explicó porqué las palabras *variable diferencial* se utilizan en el nombre del LVDT. ¿Por qué supone usted que la palabra *lineal* es utilizada en este nombre?
7. ¿Alrededor de cuánto puede moverse el núcleo de los LVDTs?
8. Generalmente, ¿cuánta señal de voltaje puede esperarse de un LVDT?
9. ¿De qué están hechos los tubos Bourdon?
10. ¿Los tubos Bourdon se utilizan para medir presión de líquidos o presión de gases, o ambas?
11. ¿Cuál es la ventaja de un tubo Bourdon espiral o helicoidal sobre un tubo Bourdon en forma de C?
12. ¿Son útiles los tubos Bourdon para medir bajas presiones? Explique.
13. Un tubo Bourdon es en sí un transductor mecánico. ¿Cómo pueden utilizarse los tubos Bourdon para proporcionar una señal de medida eléctrica?
14. En términos generales, ¿qué rango de presión puede manejar un transductor de fuelle?
15. ¿Es un fuelle de presión un transductor mecánico o un transductor eléctrico? Explique.
16. ¿Qué hace que el fuelle regrese a su posición original cuando es restablecida la presión?
17. Estrictamente hablando, ¿una bucla de termocupla mide la temperatura de la unión caliente, o mide la diferencia entre las temperaturas de la unión fría y la unión caliente?
18. En las tablas industriales de termocuplas, ¿cuál es la temperatura de unión fría que generalmente se asume?
19. ¿Cuál es el propósito de los circuitos compensadores de termocupla?
20. Si la unión fría de una bucla de termocupla se colocara en una pieza con control de calefacción y aire acondicionado, ¿sería necesario un circuito de compensación? Explique.
21. De los tipos comunes de termocuplas, ¿qué tipo es el más sensible?
22. De los tipos comunes de termocuplas, ¿qué tipo es el que mejor se adapta a temperaturas por encima de los 2.000°F ?
23. De los tipos comunes de termocuplas, ¿cuál supone que es el tipo más costoso?
24. ¿Cuál es la diferencia entre un coeficiente térmico positivo de resistencia y un coeficiente térmico negativo de resistencia?
25. ¿Un RTD tiene un coeficiente térmico de resistencia positivo o negativo? Repita la pregunta para un termistor.

26. ¿Cuál dispositivo es más sensible, un termistor o un RTD?
27. ¿Qué dispositivo es más lineal un termistor o un RTD?
28. De los materiales comunes de los RTDs, ¿cuál es el más sensible?
29. ¿En qué rango de temperatura encuentran los RTDs su mayor uso industrial? Repita la pregunta para los termistores.
30. Dibuje el símbolo esquemático de una resistencia sensible a la temperatura que tenga un coeficiente térmico positivo. Repita la pregunta para un coeficiente térmico negativo.
31. ¿Cuál es la diferencia entre una escala lineal de medida y una escala no lineal de medida?
32. ¿Qué es una escala logarítmica? ¿Por qué se utiliza en las gráficas?
33. ¿Cuando un termistor se utiliza para medir la temperatura de un medio externo es su autocalentamiento bueno o malo? Explique.
34. Explique cómo el autocalentamiento de un termistor podría utilizarse para detectar si un líquido estuvo por encima o por debajo de una cierta altura en un tanque?
35. ¿Cuál es la diferencia entre una celda fotovoltaica y una celda fotoconductoras?
36. ¿Cuál es la principal ventaja de operación de las celdas fotoconductoras sobre las celdas fotovoltaicas?
37. ¿Cuál es la principal ventaja de operación de las celdas fotovoltaicas sobre las celdas fotoconductoras?
38. ¿Las celdas fotoconductoras tienen un coeficiente de iluminación de resistencia positivo o negativo? Explique.
39. ¿Qué significa el término *relación luz a oscuridad*?
40. En términos generales, ¿de qué orden es el voltaje que puede entregar una celda fotovoltaica típica? Repita la pregunta para la corriente.
41. ¿Qué es fatiga de una celda fotovoltaica?
42. ¿Las celdas fotovoltaicas pueden conectarse en paralelo? ¿Pueden conectarse en serie?
43. Explique el funcionamiento de un fotodetector de troceado. ¿Cuál es su ventaja sobre un detector simple?
44. ¿Qué frecuencias de troceado no podrían utilizarse para fotodetectores de troceado? ¿Por qué?
45. ¿Son las fotoceldas del todo sensibles a temperatura?
46. ¿Cuál es la unidad de iluminación en el sistema inglés? (Hay dos nombres para la misma unidad; trate de encontrar el otro nombre.)
47. ¿Cuáles son las unidades de iluminación en el sistema métrico? ¿Cuál es el factor de conversión entre las unidades del sistema inglés y del sistema métrico?
48. ¿Qué nivel de iluminación se considera oscuro?
49. ¿Cuál es el nivel de iluminación exterior en un día soleado?
50. ¿Por qué las lámparas incandescentes no pueden utilizarse para el fototroceador de la Figura 11-15?
51. Enumere algunos de los usos industriales de los acopladores/aisladores ópticos.

52. ¿Cuáles son las ventajas de los acopladores ópticos sobre los acopladores discutidos en el Capítulo 2?
53. ¿Cuáles son las ventajas de los LEDs sobre las fuentes de luz convencionales?
54. ¿Cuál es la diferencia entre los LEDs de luz visible y los LEDs infrarrojos? Establezca las ventajas relativas de cada uno.
55. Escriba la ley de Hooke y explique qué significa.
56. ¿Cuáles son los tres factores de los cuales depende la resistencia de un conductor? Relaciónelos en una fórmula.
57. Combinando sus respuestas a las Preguntas 55 y 56, explique cómo funciona una galga extensiométrica.
58. Defina *factor de galga* de una galga extensiométrica. ¿De qué orden es el factor de galga de una galga extensiométrica industrial?
59. Muestre como una galga artificial puede eliminar los errores debidos a temperatura en el uso de galgas extensiométricas.
60. ¿Cuáles son los cinco tipos básicos de tacómetros industriales? Clasifique cada tipo bien sea como tacómetro de magnitud o como tacómetro de frecuencia.
61. Describa los principios de funcionamiento de cada uno de los cinco tipos en la Pregunta 60.
62. ¿Cuáles son las tres fuentes principales de error en los tacómetros industriales?
63. ¿Qué clase de tacómetros tiene la mayor linealidad, los de magnitud o los de frecuencia?
64. ¿Cuáles son las ventajas de los tacómetros de magnitud sobre los tacómetros de frecuencia?
65. ¿Qué es un higrómetro resistivo? Explique su construcción y principio de funcionamiento.
66. ¿Son lineales los higrómetros resistivos? Explique.
67. ¿Cuál es el límite de humedad relativa para un higrómetro resistivo típico? ¿Qué sucede si se excede este límite?
68. Describa la construcción y principio de funcionamiento de un sicrómetro de bulbo húmedo-bulbo seco.
69. Explique porqué una mayor diferencia de temperatura entre las temperaturas del bulbo seco y el bulbo húmedo significa una menor humedad relativa.
70. Si la temperatura del bulbo seco es 60°F y la temperatura del bulbo húmedo es 45°F, ¿cuál es % de HR?
71. Si la temperatura del bulbo seco es 75°F y la temperatura del bulbo húmedo es 77.5°F, estime el % de HR.

12

Nueve ejemplos de sistemas industriales de bucla cerrada

En este capítulo, veremos en detalle nueve sistemas industriales de control de bucla cerrada. Prácticamente estos nueve sistemas contienen casi todos los dispositivos correctores finales y los transductores de entrada estudiados en los Capítulos 10 y 11. Los modos de control representados en estos sistemas incluyen el Todo o Nada, proporcional, y proporcional-integral.

OBJETIVOS

Al terminar este capítulo se estará en capacidad de:

1. Discutir y explicar el proceso de control de temperatura en un tanque de apagado por aceite utilizado para el temple de partes metálicas tratadas térmicamente
2. Discutir el funcionamiento de un foso de calentamiento utilizado para calentar lingotes de acero antes del laminado en caliente, y discutir y explicar un sistema para controlar la presión en un recuperador de foso de calentamiento

3. Explicar el funcionamiento de un controlador de temperatura proporcional-integral completamente de estado sólido y que utiliza una termocupla como dispositivo de entrada
4. Discutir y explicar el proceso de mantener una tensión constante en un sistema manejador de una tira
5. Discutir el proceso de recolección de una tira móvil y explicar como un sistema sensible al borde se utiliza para asegurar que la tira se enrrolle correctamente
6. Discutir el funcionamiento de un sistema de pesaje automático de material pulverizado que utiliza como entrada una celda de carga, y explicar como se utiliza un servo mecanismo para posicionar el eje de un codificador óptico para leer el peso
7. Discutir el proceso de carburización del acero, y explicar el funcionamiento de un sistema que controla la profundidad de superficie endurecida por carbono controlando el contenido de CO_2 en la atmósfera de carburización
8. Discutir y explicar el control de humedad relativa en un proceso de humedecimiento de textiles
9. Discutir y explicar el control de humedad relativa en graneros y en depósitos de almacenamiento de explosivos

12-1 CONTROL POR TERMISTOR DE LA TEMPERATURA DEL ACEITE DE APAGADO

Con mucha frecuencia, las partes metálicas tratadas térmicamente deben ser apagadas bien sea en aceite o en agua con el objeto de darle calidades metalúrgicas propias al metal. En la mayoría de tales procesos, son sumergidas en un baño de aceite de apagado tan pronto dejan la cámara de tratamiento térmico. Naturalmente, la temperatura del aceite de apagado tiende a aumentar debido a la continua inmersión de partes metálicas calientes. Para lograr los resultados de temple deseados, el aceite de apagado debe mantenerse dentro de cierto rango de temperatura; esto se hace enfriando el aceite en un intercambiador de calor. En la Figura 12-1(a) se ilustra esquemáticamente la situación. Las partes calientes se deslizan por una caída hacia el tanque de aceite cayendo en un cinturón cerrado que las coge por medio de una especie de espuela. El cinturón las mueve horizontalmente a través del aceite de apagado y luego hacia arriba y hacia afuera del tanque.

Un tubo de salida de aceite permite que el aceite fluya fuera del tanque y hacia una bomba de recirculación de desplazamiento constante. Una bomba de desplazamiento constante mueve un volumen constante de líquido en cada revolución, de modo que la velocidad de rotación de la bomba determina cuánta cantidad de aceite recircula a través del sistema de enfriamiento. La salida de la bomba comunica con un intercambiador de calor enfriado por agua. Del intercambiador de calor, el aceite regresa al tanque de apagado.

El motor que maneja la bomba de recirculación es un motor universal serie, capaz de operar bien sea con ac o con dc. En este sistema, es alimentado con un voltaje ac. El promedio del voltaje aplicado a los terminales del motor determina su velocidad de rotación. Dado que el motor maneja la

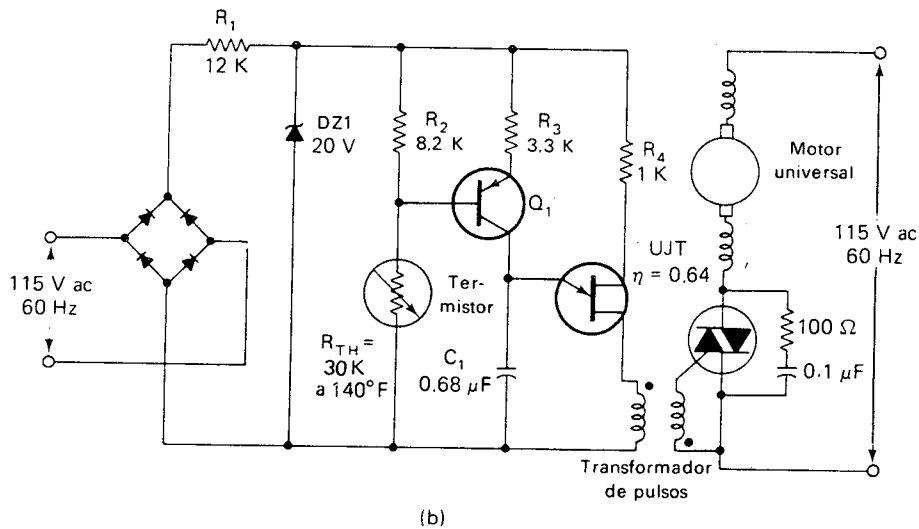
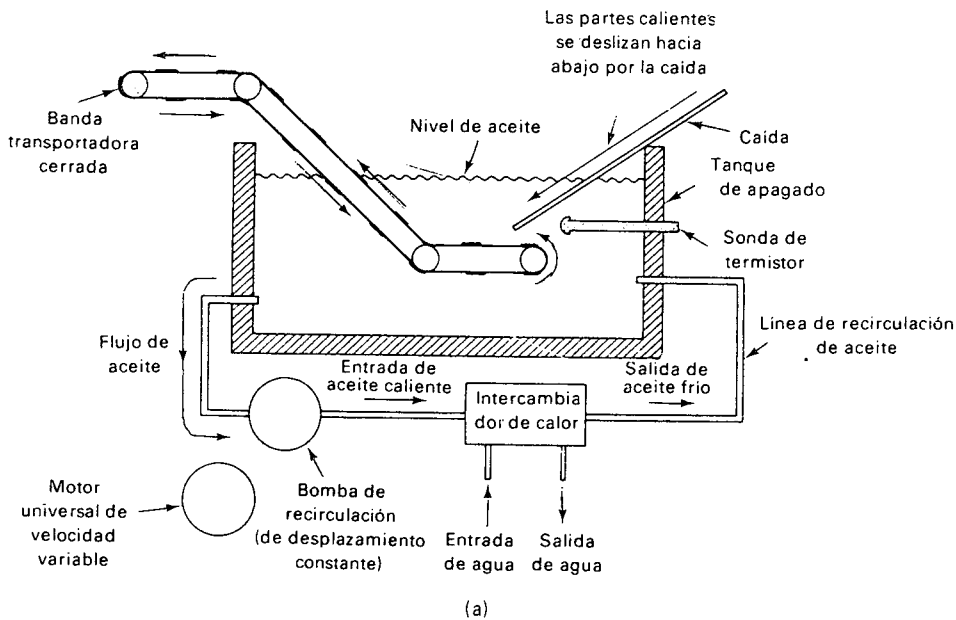


Figura 12-1. Controlador de la temperatura del aceite de apagado. (a) Distribución física del tanque de apagado y de los aparatos de enfriamiento. (b) Circuito para controlar la bomba de recirculación.

bomba, la velocidad de rotación del motor determina la cantidad de aceite recirculante y de este modo determina la cantidad de enfriamiento que tiene lugar. A medida que aumenta la velocidad del motor, más aceite recircula, y el aceite del tanque tiende a enfriarse. A medida que el motor disminuye su velocidad, menos aceite recircula y el aceite en el tanque tiende a calentarse.

La temperatura del aceite de apagado es detectada por un termistor montado dentro de una *sonda*, la cual está protegida. Un termistor es un transductor de temperatura ideal para esta aplicación dado que produce una gran respuesta a pequeños cambios de temperatura, y debido a que se adapta a las temperaturas bastante bajas que se encuentran en procesos de templado (generalmente menores que 200°F). El termistor está conectado en el circuito de control como se muestra en la Figura 12-1(b). Veamos como trabaja el circuito de control.

El puente rectificador, en conjunción con el circuito recortador formado por R_1 y DZ1, entregan una onda aproximadamente cuadrada al circuito de Q_1 . Esta onda cuadrada tiene un valor de pico de 20 V y está sincronizada con las pulsaciones de la línea ac, tal como vimos antes. En el instante que aparece la fuente de alimentación de 20 V, es dividida por la combinación serie de $R_2 - R_{TH}$. El voltaje disponible para manejar el circuito base-emisor de Q_1 depende exactamente de cómo el divisor de voltaje $R_2 - R_{TH}$ divide los 20 V. Si la resistencia R_{TH} del termistor es alta, aparecerá un pequeño voltaje a través de R_2 , y la polarización base-emisor será pequeña. Si la resistencia del termistor es baja, aparecerá un gran voltaje a través de R_2 debido a la acción del divisor de voltaje, y la polarización base-emisor será grande.

El voltaje disponible para manejar el circuito-base emisor determina la corriente de emisor de Q_1 de acuerdo con:

$$I_E = \frac{V_{R_2} - 0.6 \text{ V}}{3.3 \text{ K}}, \quad (12-1)$$

donde V_{R_2} es el voltaje que aparece a través de la resistencia R_2 .

La Ecuación (12-1) es simplemente la ley de Ohm aplicada a la resistencia de emisor. Esta ecuación muestra que un aumento en V_{R_2} produce un aumento en la corriente de emisor.

La corriente de colector de Q_1 es prácticamente la misma corriente de emisor. Como lo muestra el diagrama, la corriente de colector de Q_1 carga el condensador C_1 . Cuando C_1 se carga al voltaje de pico del UJT, el UJT se dispara. El pulso de corriente resultante es entregado a la puerta del triac. Entonces el triac pasa a CONDUCCION y aplica potencia a los terminales del motor.

Resumiendo el funcionamiento de este circuito, entre más grande sea el voltaje a través de R_2 , más grande es la corriente de carga de C_1 . Si la corriente de carga de C_1 es grande, el UJT se disparará más pronto en el semiciclo, y la potencia entregada al motor será más grande. Esto hace que el motor y la bomba giren más rápido.

Si el voltaje a través de R_2 es pequeño, la corriente de colector de Q_1 cargará lentamente a C_1 . Esto produce un disparo tardío del UJT y del triac, y reduce la velocidad del motor.

Veamos ahora como la medida de la temperatura del aceite afecta la acción del circuito. Un aumento en la temperatura del aceite se traduce en una disminución de la resistencia R_{TH} del termistor, debido a su coeficiente térmico negativo. Una disminución de R_{TH} produce un aumento de V_{R_2} debido a la acción del divisor de voltaje. Como ya vimos, un aumento en V_{R_2} hace que la bomba gire más rápido. Esto recircula más

aceite a través del intercambiador de calor y tiende a disminuir la temperatura en el tanque.

Este circuito en particular está diseñado para comenzar la recirculación cuando la temperatura del aceite del tanque alcanza 140°F. Por debajo de 140°F el motor está detenido. Por encima de 140°F el UJT y el triac comienzan a dispararse, y el motor comienza a girar. Por tanto para una temperatura de exactamente 140°F, el triac estaría a punto del disparo. Esto es equivalente a decir que el ángulo de disparo sería 180° cuando la temperatura es 140°F. Entonces cualquier ligero aumento de la temperatura más allá de dicho punto reducirá el ángulo de disparo a un valor menor de 180° y hace que el motor y la bomba comiencen a marchar.

La característica del termistor es tal que a 140°F, R_{TH} es igual a 30 K, de modo que:

$$\frac{V_{R_2}}{20 \text{ V}} = \frac{R_2}{R_2 + R_{TH}} = \frac{8,2 \text{ K}}{8,2 \text{ K} + 30 \text{ K}},$$

$$V_{R_2} = 4,3 \text{ V}.$$

La corriente de emisor está dada por la Ecuación (12-1):

$$I_E = \frac{4,3 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{3,3 \text{ K}} = 1,12 \text{ mA}.$$

Por tanto I_c , la corriente de carga del condensador, también es igual a 1,12 mA. Asumiendo que el UJT tiene una relación intrínseca entre contactos η igual a 0,64, el voltaje de pico del UJT está dado por:

$$V_p = (0,64)(20 \text{ V}) + 0,6 \text{ V} = 13,4 \text{ V}.$$

Por tanto el condensador debe cargarse a 13,4 V para disparar al UJT y al triac. El tiempo necesario para hacer esto puede encontrarse de:

$$\frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{I}{C},$$

lo cual expresa la rapidez de desarrollo de voltaje en el condensador. Reorganizándola, obtenemos:

$$\Delta t = \frac{C}{I}(\Delta V) = \frac{(0,68 \mu\text{F})(13,4 \text{ V})}{1,12 \text{ mA}} = 8,14 \text{ mseg}.$$

Por tanto el UJT se cebaría casi 8,14 mseg después que comience el ciclo. Este tiempo puede expresarse como un ángulo diciendo que:

$$\frac{\theta}{360^\circ} = \frac{8,14 \text{ mseg}}{16,67 \text{ mseg}},$$

$$\theta = 176^\circ,$$

donde 16,7 mseg es el período de la línea ac de 60 Hz. De este modo el ángulo de disparo se calcula como 176° cuando la temperatura del aceite es 140°F.

Esto significa que el triac es escasamente disparado y está entregando al motor un promedio de voltaje muy pequeño. Cualquier aumento posterior

a partir de este punto hará que se reduzca el ángulo de disparo y en consecuencia el motor y la bomba comienzan a girar más rápido. La bomba entonces es capaz de mantener la temperatura del aceite muy cerca de los 140°F.

Si por alguna razón se deseó disponer de un valor de referencia de temperatura variable, esto podría ejecutarse fácilmente. La resistencia R_2 podría remplazarse por un potenciómetro. Entonces a medida que la resistencia del pot se incrementa, el valor de referencia de temperatura se baja. A medida que la resistencia del pot decrece, se aumenta el valor de referencia de temperatura.

12-2 SISTEMA DE CONTROL DE PRESION MODO PROPORCIONAL

12-2-1 Fosos de calentamiento para lingotes de acero

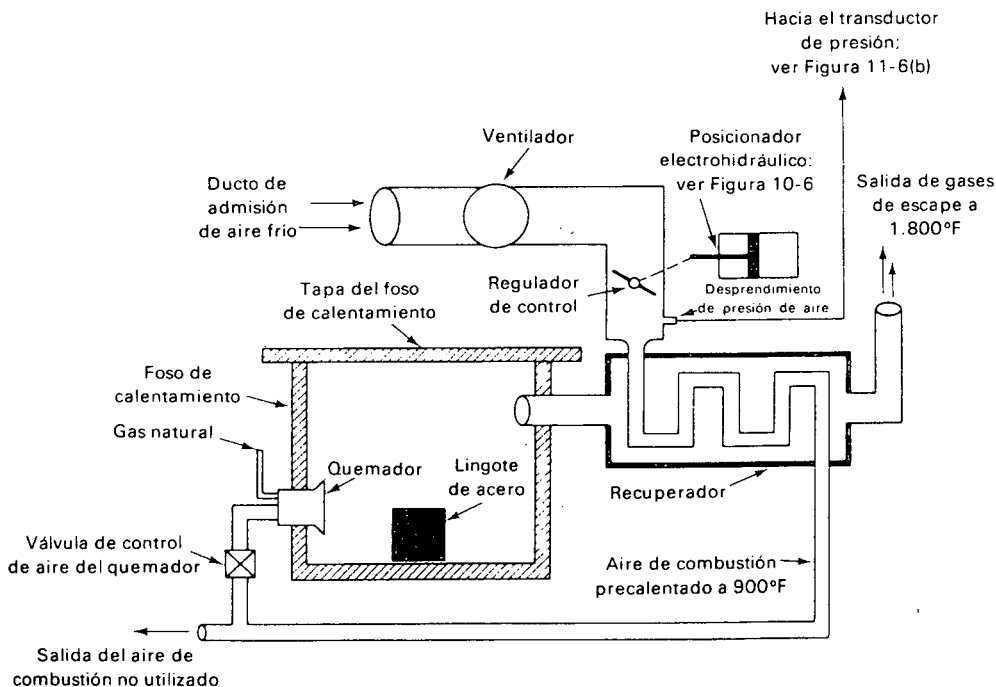
En la industria del acero, un *foso de calentamiento* es un foso bajo tierra utilizado para calentar lingotes de acero a casi 2.400°F antes de laminarlo. Los lingotes son colocados en el foso por una grúa; la tapa del foso se coloca encima, también por una grúa, y los quemadores de gas se encienden para llevar la temperatura del foso hasta los 2.400°F. La combustión del gas natural con aire crea gases de escape, los cuales abandonan el foso a través de un ducto de salida. Parte de la energía calorífica contenida en los gases de escape calientes se recupera y utiliza para precalentar el aire de combustión que llega a los quemadores. El precalentamiento sucede en un intercambiador de calor denominado *recuperador*. El proceso está ilustrado esquemáticamente en la Figura 12-2(a).

El recuperador de la Figura 12-2 es simplemente un ducto de gran diámetro. Por la izquierda entran los gases de escape calientes a una temperatura de casi 2.400°F y salen por la derecha a una temperatura de casi 1.800°F. La reducción en la temperatura del gas de escape representa el hecho que parte de la energía calorífica ha sido recuperada y transferida al aire de combustión frío, de este modo se hace que el proceso de calentamiento sea más eficiente energéticamente. El aire de combustión entrante para los quemadores es arrastrado hacia la toma de aire frío por medio del ventilador de aire de combustión, un gran y potente ventilador. El aire entrante pasa a través de un ducto a una válvula mariposa que está abierta en la posición apropiada para mantener la presión de aire correcta a la entrada del recuperador. El aire frío hace dos o tres pasos a través del recuperador, absorbiendo en cada caso más energía calorífica. Finalmente sale del recuperador a una temperatura de casi 900°F. De allí avanza a la válvula de control de aire del quemador la cual deja pasar aire al quemador a medida que es solicitado por el controlador de temperatura. No se muestra el controlador de temperatura puesto que estamos concentrados en el sistema de control de presión. Cuando el aire llega a los quemadores es mezclado con gas natural, el combustible del proceso. El aire precalentado y no utilizado puede evacuarse a través de una restricción a la entrada de la válvula tal como se muestra en la Figura 12-2(a). Algunas veces la parte de aire precalentado no utilizado es conducido de nuevo a la entrada del

ventilador para ser mezclado con el aire nuevo que entra por la admisión de aire frío.

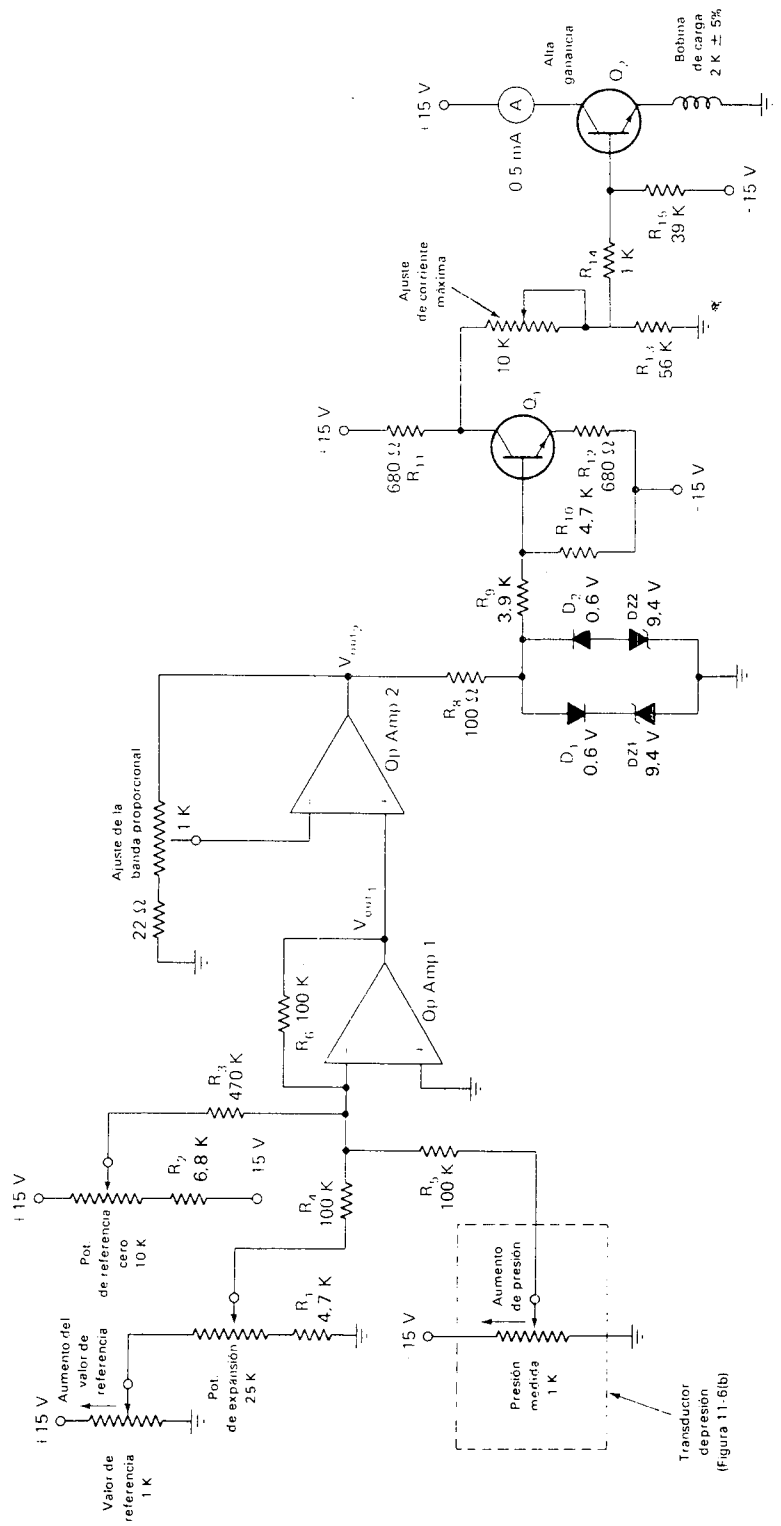
Es importante mantener el valor apropiado de presión en el ducto de aire frío a la entrada del recuperador para prevenir sobrecalentamiento de los tubos de éste. La presión deseada podría variar de un conjunto de condiciones de funcionamiento a otro. Por tanto, el controlador de presión debe estar provisto de un ajuste para el valor de referencia de presión. El controlador abre o cierra la válvula mariposa de entrada de aire para corregir cualquier desviación de la presión medida del valor de referencia. Si el controlador ve que la presión medida está por debajo del valor de referencia, abre más la válvula mariposa para aumentar la presión de aire adelante del recuperador. Si la presión medida está por encima del valor de referencia el controlador cierra más la válvula mariposa.

El transductor de entrada de presión es un transductor fuelle-potenciómetro del tipo mostrado en la Figura 11-6(b). La señal de presión para el transductor se toma de un desprendimiento de presión en el ducto de aire que va al recuperador, tal como se muestra en la Figura 12-2(a). El transductor potenciómetro tiene -15 V dc y tierra aplicados a sus dos terminales, de modo que la salida del transductor es un voltaje dc que varía entre 0 y -15 V . A medida que aumenta la medida de presión, el contacto del potenciómetro se mueve hacia el terminal de -15 V . De este modo altas



(a)

Figura 12-2. Foso de calentamiento con un recuperador. (a) Distribución física. (b) Circuito electrónico para posicionar el regulador de control.



(b)
Figura 12-2. (Cont.)

presiones se representan por voltajes más negativos. Esto está indicado a la izquierda en la Figura 12-2(b).

El dispositivo corrector final es un posicionador electrohidráulico que maneja el eje de la válvula mariposa. El posicionador es el mismo que se muestra en la Figura 10-6. La posición de la varilla del cilindro se controla por la cantidad de corriente a través de la bobina de detección. En este posicionador, la bobina tiene una resistencia de $2.000\ \Omega$. Una corriente por la bobina de $0\ \text{mA}$ hace que el cilindro se encuentre completamente retraído, cerrando completamente la válvula mariposa. Una corriente de $5\ \text{mA}$ hace que el cilindro se encuentre completamente extendido, haciendo que la válvula mariposa se encuentre totalmente abierta. Un posicionador operado hidráulicamente es necesario en esta aplicación debido a las grandes fuerzas no equilibradas que se ejercen sobre la válvula mariposa por el gran volumen de aire de combustión.

El circuito electrónico de control de presión se muestra en la Figura 12-2(b). El valor de referencia y la presión medida son las dos entradas eléctricas a este circuito. Estas dos entradas se comparan, y la diferencia entre ellas, el error, produce la acción de control. La salida del controlador es la corriente dc entregada a la bobina detectora de $2.000\ \Omega$ localizada a la derecha del dibujo. El modo de control es estrictamente proporcional. Es decir, la corriente por la bobina detectora se varía en proporción al error entre el valor de referencia y la presión medida.

12-2-2 El comparador /controlador electrónico

Comenzaremos por entender el funcionamiento del op amp 1 y sus circuitos de entrada, haciendo temporalmente dos suposiciones simplificatorias:

- Asumamos que el pot de ajuste de expansión está completamente arriba. Esto permitirá que la totalidad del voltaje del contacto del pot de valor de referencia se aplique a R_4 .
- Asumamos que el contacto del pot de valor de referencia 0 está ajustado exactamente a $0\ \text{V}$. Esto efectivamente elimina este pot y a R_2 y a R_3 de la discusión, dado que entregan solamente una señal de $0\ \text{V}$ al op amp 1.

Un poco más adelante, regresaremos y veremos porqué son necesarios estos dos potenciómetros.

Hechas estas suposiciones, podemos simplificar el circuito del op amp 1 tal como se muestra en la Figura 12-3. No es difícil ver que se trata de un circuito sumador simple. El voltaje del valor de referencia, que es positivo, es sumado al voltaje de medida el cual es negativo. La suma de estos voltajes aparece en forma invertida en V_{out_1} . En forma de ecuación,

$$-V_{\text{out}_1} = \frac{R_5}{R_4}(V_{\text{ref}}) + \frac{R_5}{R_3}(V_{\text{med}}) = \frac{100\ \text{K}}{100\ \text{K}}(V_{\text{ref}}) + \frac{100\ \text{K}}{100\ \text{K}}(V_{\text{med}}), \quad (12-2)$$

$$-V_{\text{out}_1} = V_{\text{ref}} + V_{\text{med}}.$$

Tenga presente que V_{med} es un voltaje negativo.

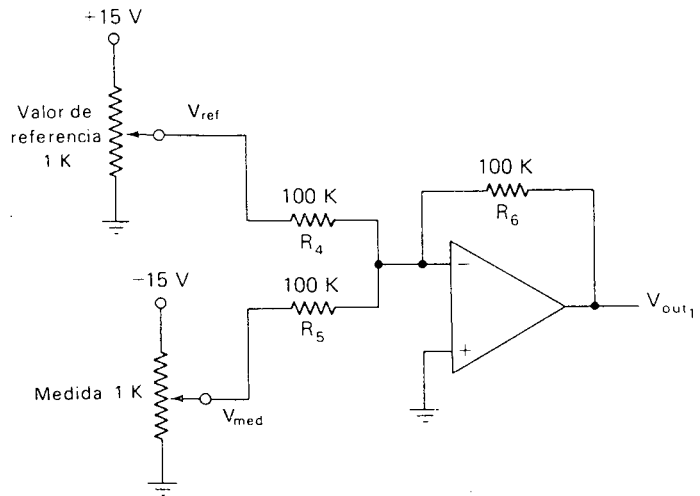


Figura 12-3. Diagrama esquemático simplificado del op amp 1 de la Figura 12-2(b).

La Ecuación (12-2) nos dice que si la presión medida coincide exactamente con la presión de referencia, la salida del op amp 1 es igual a 0 V. Si la presión medida es menor que el valor de referencia, la salida del op amp 1 es negativa. Si la presión medida excede al valor de referencia, la salida del op amp 1 es positiva. La magnitud de V_{out} representa la cantidad de desviación de la presión medida de la presión de referencia, y la polaridad de V_{out} nos dice la dirección del error.

Regresemos ahora a mirar el circuito de valor de referencia cero. Como podemos ver de la Figura 12-2(b), el voltaje del contacto del pot de cero es la tercera entrada al op amp 1 circuito sumador; pero tiene muy poco peso, dado que R_3 es grande comparada con R_4 y R_5 . Esta tercera entrada es necesaria para compensar el hecho que el pot de valor de referencia y el pot de medida no pueden de ninguna manera alcanzar 0Ω . Aun cuando estos potenciómetros puedan llevarse completamente a su posición extrema, tendrán alguna *resistencia final*. Por tanto los voltajes de los contactos no serán absolutamente cero. Esto no sería problema si estuviésemos seguros que los dos voltajes son iguales. Sin embargo, no podemos estar seguros de esto. Dado que en definitiva queremos que V_{out} sea 0 V cuando ambas entradas de los potenciómetros estén completamente abajo, arreglamos esto inyectando una señal de poco peso a partir del pot de 0. Esto cancela cualquier desbalance entre los valores mínimos de los dos potenciómetros principales de entrada.

Consideremos ahora el pot de ajuste de expansión. Una razón por la cual es necesario el pot de expansión es que el rango de la presión del transductor de entrada podría exceder el rango deseado del valor de referencia. Por ejemplo, supongamos que el transductor de presión de entrada está diseñado para que el contacto del pot se mueva de abajo hacia arriba a medida

que la presión de entrada al fuelle varíe de 0 a 3 psig.* Si el recuperador bajo ninguna circunstancia nunca necesita una presión de entrada mayor que 2 psig, entonces nos gustaría que el extremo superior de pot de referencia representase una presión de referencia de 2 psig: es decir, cuando el pot de valor de referencia esté completamente arriba el pot de medida deberá ser capaz de balancearlo moviéndose al punto de 2 psig, el cual está a dos terceras partes de su distancia total. Podemos hacer que esto suceda entregando a R_1 menos de la totalidad del voltaje del contacto del pot de referencia. En lugar de la totalidad del voltaje del contacto nos arreglamos para que solamente las dos terceras partes de este voltaje se entregue a R_1 . Esto se hace llevando el pot de expansión hacia abajo hasta que el voltaje del contacto del pot de expansión sea solamente dos tercios del voltaje del contacto del pot de referencia.

Para resumir, el pot de expansión reduce el voltaje del contacto del pot de referencia al punto que pueda ser balanceado por un movimiento del contacto del pot de medida *menor que su rango total*. Se denomina un pot de expansión porque determina el "rango" de valores de presión que pueden escogerse en el pot de referencia. Deberá ajustarse por el operador del sistema para proporcionar cualquier expansión del valor de referencia que desee.

Consideremos el op amp 2. Está conectado como amplificador noinversor con una ganancia variable. La salida de este amplificador, V_{out_2} , maneja el circuito discreto de $Q_1 - Q_2$ el cual entrega corriente a la bobina detectora del posicionador de la válvula mariposa. Por tanto el valor de V_{out_2} determina la posición final de la válvula mariposa de control. Dado que esto es así, la ganancia de voltaje del amplificador noinversor determina la banda proporcional del controlador. Si la ganancia de voltaje es alta, se necesita solamente un pequeño error (pequeño V_{out_1}) para producir un gran cambio en V_{out_2} , y en consecuencia un gran cambio en la posición de la válvula. Esto significa que la banda proporcional es estrecha. Si la ganancia de voltaje es baja, se necesita un gran error para producir un cambio dado en V_{out_2} . Por tanto necesita un gran error (gran V_{out_1}) para producir un cambio dado en la posición de la válvula, lo cual hace la banda proporcional ancha.

La máxima ganancia de voltaje ocurre cuando el potenciómetro se encuentre completamente ajustado a la izquierda. En dicho punto, $R_F = 1\text{ K}$ y $R_{IN} = 22\ \Omega$, de modo que

$$A_{V_{\max}} = \frac{R_F}{R_{IN}} + 1 = \frac{1000}{22} + 1 = 46.5$$

La mínima ganancia de voltaje ocurre cuando el pot se encuentra completamente a la derecha. En tal punto, $R_F = 0$, de modo que

$$A_{V_{\min}} = \frac{0}{R_{IN}} + 1 = 1.$$

*La "g" a continuación de las unidades psi se entiende por presión de *manómetro*, o presión por encima de la presión atmosférica.

La ganancia de voltaje del amplificador noinversor de este modo puede variarse de 1 a 46,5.

Aunque V_{out_2} pueda variar de aproximadamente $+12,0$ a $-12,0$ V, el voltaje en el punto de unión de R_8 y R_9 limitado al rango de $+10$ a -10 V. La red de diodos conectada en este punto lo garantiza. Veamos como funciona.

El par D_1 -DZ1 impide que la unión R_8 - R_9 aumente por encima de $+10$ V. Si la unión trata de aumentar por encima de $+10$ V, el voltaje de conducción de la combinación D_1 -DZ1 se excederá, haciendo que dicho camino de diodos cortocircuite cualquier exceso por encima de 10 V. Esto sucede porque D_1 está polarizado directamente por el voltaje de salida positivo, y el diodo zener DZ1 alcanzará su punto de conducción zener ($10 - 0,6$ V = $9,4$ V). Cualquier diferencia entre V_{out_2} y $+10$ V es entonces tumada a través de la resistencia R_8 de 100Ω .

El par D_2 -DZ2 impide que el voltaje de la unión R_8 - R_9 sea más negativo que -10 V. Si V_{out_2} cae por debajo de -10 V, D_2 quedará polarizado directamente por el voltaje de salida negativo, el diodo zener DZ2 alcanzará su punto de conducción zener. Cualquier diferencia entre V_{out_2} y -10 V caerá nuevamente a través de R_8 .

El voltaje que aparece en el extremo izquierdo de R_9 de este modo puede tomar cualquier valor entre $+10$ y -10 V, y no puede exceder este rango. Voltajes positivos significan que la presión medida está por encima del valor de referencia, y voltajes negativos significan que la presión medida se encuentra por debajo del valor de referencia. Cero voltaje significa que la presión medida coincide con el valor de referencia.

Consideremos la acción del circuito discreto cuando a la izquierda de R_9 aparecen cero voltios. El divisor de voltaje R_9 - R_{10} determina el voltaje en la base de Q_1 . La caída de voltaje a través de R_9 puede encontrarse por la fórmula del divisor de voltaje

$$\frac{V_{R_9}}{V_T} = \frac{R_9}{R_9 + R_{10}},$$

donde V_{R_9} significa la caída de voltaje a través de R_9 y V_T se refiere a la caída de voltaje total desde el extremo izquierdo de R_9 a la fuente de -15 V. Con 0 V en el extremo izquierdo de R_9 , la caída total de voltaje es simplemente -15 V. Por tanto:

$$V_{R_9} = (15 \text{ V}) \frac{3,9 \text{ K}}{3,9 \text{ K} + 4,7 \text{ K}} = 6,8 \text{ V}.$$

Con una caída a través de R_9 de $6,8$ V, el voltaje de base con respecto a tierra es simplemente $-6,8$ V. Esto polariza directamente la unión base-emisor de Q_1 , haciendo que Q_1 conduzca. El voltaje de emisor de Q_1 estará $0,6$ V por debajo de su voltaje de base, de modo que $V_{E_1} = 6,8 \text{ V} - 0,6 \text{ V} = -7,4$ V respecto a tierra. Dado que el voltaje de emisor de Q_1 es $-7,4$ V con respecto a tierra, el colector de Q_1 debe ser $+7,4$ V con respecto a tierra, dado que el circuito de Q_1 es perfectamente simétrico. (Usted puede verificarlo).

Asumamos ahora por un momento que el pot de ajuste de máxima corriente se encuentra completamente fuera. Esto simplificará la explicación.

Con este potenciómetro completamente cortocircuitado, la totalidad de los +7,4 V aparecerán en el extremo superior de R_{13} . Entonces son más divididas por el divisor de voltaje R_{14} - R_{15} , para determinar el voltaje en la base de Q_2 . Por medio de la fórmula del divisor de voltaje, podemos decir que:

$$\frac{V_{R_{14}}}{V_T} = \frac{R_{14}}{R_{14} + R_{15}},$$

donde $V_{R_{14}}$ es la caída de voltaje a través de R_{14} y V_T simboliza la caída total de voltaje entre el extremo izquierdo de R_{14} y la fuente de -15 V. La caída total de voltaje está dada por

$$V_T = +7,4 \text{ V} - (-15 \text{ V}) = 22,4 \text{ V},$$

de modo que:

$$\frac{V_{R_{14}}}{22,4 \text{ V}} = \frac{1 \text{ K}}{1 \text{ K} + 39 \text{ K}},$$

$$V_{R_{14}} = 0,56 \text{ V}$$

Por tanto el voltaje en la base de Q_1 está dado por:

$$V_{B_1} = +7,4 \text{ V} - 0,56 \text{ V} = +6,84 \text{ V}.$$

Este voltaje polariza directamente al transistor Q_2 , haciendo que pase a conducción. Q_2 está conectado como seguidor de emisor. La caída de voltaje base-emisor es 0,6 V, de modo que $V_{E_2} = 6,84 \text{ V} - 0,6 \text{ V} = 6,24 \text{ V}$. Por tanto el transistor Q_2 deberá impulsar suficiente corriente a través de la bobina de carga para producir la caída de voltaje de 6,24 V a través de ella. La corriente necesaria para conseguirlo está dada por:

$$I_{\text{bobina}} = \frac{V_{\text{bobina}}}{R_{\text{bobina}}} = \frac{6,24 \text{ V}}{2 \text{ K}} = 3,12 \text{ mA}.$$

La conclusión final de este análisis es que una señal de entrada de 0 V proveniente del op amp 2 produce una corriente a través de la bobina de carga de 3,12 mA. Tengamos presente que el rango total de corriente necesario para llevar el posicionador desde completamente cerrado a completamente abierto es solamente de 0 a 5 mA. Una corriente por la bobina de 3,12 mA haría que el posicionador lleve la válvula mariposa a una abertura de casi el 62%, dado que $3,12 \text{ mA} / 5 \text{ mA} = 0,62$.

A medida que el voltaje de salida del op amp 2 toma valores distintos de 0 V, hace que el posicionador lleve la válvula hacia abertura o hacia cierre.

Consideremos ahora qué sucede si V_{out_2} es positivo. Un V_{out_2} positivo hace que el voltaje en la base de Q_1 se vuelva más positivo, con lo cual lleva a Q_1 a más conducción. Esto hace que el voltaje de colector V_{C_1} se vuelva más pequeño, lo cual tiende a llevar a Q_2 a corte y a reducir la corriente por la bobina de carga. De este modo valores positivos de V_{out_2} hacen que se cierre la válvula mariposa.

Un V_{out_2} negativo hace que el voltaje de base V_{B_1} se vuelva más negativo, con lo cual reduce la corriente de colector de Q_1 . Por tanto aumenta

el voltaje de colector V_{C_1} , lo cual tiende a llevar a conducción a Q_2 e incrementar la corriente por la bobina de carga. Por tanto valores negativos de V_{out_2} hacen que se abra la válvula mariposa.

El circuito de Q_1 - Q_2 se diseña de tal manera que -10 V en el extremo izquierdo de R_9 producirán una corriente de carga igual a 5 mA y también que $+10$ V en el extremo izquierdo de R_9 producirán una corriente de carga del orden de 0 mA. El ajuste exacto de esta respuesta se hace con el potenciómetro de 10 K de ajuste de corriente máxima. Variaciones en la resistencia de la bobina de carga y en los valores de los componentes en el circuito podrían hacer que el valor real de corriente de carga difiera del valor apropiado de 5 mA cuando $V_{out_2} = -10$ V. Tales discrepancias son ajustadas por medio del potenciómetro de ajuste de corriente máxima.

El propósito y principios de operación del sistema de control de presión ahora estarían claros. Cualquier tendencia de la presión medida a caer por debajo del valor de referencia hace que el controlador entregue más corriente a la bobina de carga. Esto abre la válvula mariposa y admite más aire de combustión para llevar la presión medida de regreso al valor de referencia. Contrariamente, cualquier tendencia de la presión medida a aumentar por encima del valor de referencia hace que el controlador reduzca la corriente por la bobina de carga. Esto cierra la válvula mariposa y lleva la presión medida de regreso al valor de referencia.

En algunos sistemas de foso de calentamiento el control del aire de combustión se hace en base a la rata de flujo en lugar de en base a la presión delante del recuperador. El método de control es exactamente el mismo explicado aquí, excepto que el transductor de presión es un transductor *diferencial de presión*, que responde no a la presión de una simple galga sino a la *caída* de presión a través de un orificio en el ducto de aire. Esta caída de presión a través de un orificio es proporcional a la rata de flujo de aire, de modo que la variable controlada es rata de flujo en lugar de presión del recuperador.

12-3 CONTROLADOR DE TEMPERATURA PROPORCIONAL-INTEGRAL CON ENTRADA DE TERMOCUPLA

En los procesos industriales la variable controlada más frecuente es temperatura. La temperatura es de primordial importancia en procesos de secado, en procesos de fundición, en procesos de tratamiento térmico, en procesos de reacción química, etc. Cuando la temperatura del proceso está por encima de varios cientos de grados Fahrenheit el transductor preferido generalmente es una termocupla. Uno de los más comunes en esquemas de control de temperatura es una entrada de termocupla a un controlador de temperatura electrónico proporcional-integral, siendo el dispositivo corrector final una válvula de combustible de posición variable. En esta sección estudiaremos en detalle tal esquema de control.

12-3-1 Circuito puente termocupla-valor de referencia

A la izquierda en la Figura 12-4(a) está el circuito puente de medida con termocupla. Este circuito combina la señal de milivoltios de la termocupla

con la señal de valor de referencia de temperatura para generar una señal de error. La magnitud de la señal de error representa la desviación entre la temperatura medida y la temperatura deseada. La temperatura deseada está representada por la posición del potenciómetro de valor de referencia. Veamos cómo funciona el circuito.

El diodo zener de 6,2 V, DZ1, proporciona el voltaje dc de alimentación constante al puente. El puente está diseñado de tal manera que el voltaje en la parte superior de R_3 sea igual al voltaje en la parte superior de R_5 ; estos dos voltajes están medidos respecto a tierra, el terminal inferior del puente. El pot de cero de 50 K, P_2 , se ajusta para conseguirlo. Haciendo que estos dos voltajes sean iguales aseguran que una posición extrema del pot de valor de referencia P_1 balancee exactamente una señal de 0 V proveniente de la termocupla. Es decir, cuando P_1 se encuentre completamente abajo con su contacto tocando la unión de P_1 y R_5 , la señal de error será cero cuando la termocupla envíe una señal cero. Esto sucederá solamente si el voltaje a través de R_3 es igual al voltaje de la combinación serie de P_2 y R_5 .

El operador del sistema selecciona el valor deseado de referencia de temperatura ajustando la posición de P_1 , el pot de referencia. Este pot tiene un indicador unido a su eje el cual indica sobre una escala marcada en temperatura. La escala de temperatura no se muestra en un diagrama electrónico esquemático.

Una vez ha sido ajustado el valor de referencia, trata de llevar la temperatura medida a concordancia con el valor de referencia. Cuando las dos estén en concordancia, la señal de voltaje de la termocupla iguala exactamente al voltaje entre el contacto y el terminal inferior de P_1 . Si la temperatura medida aumentase por encima del valor de referencia, la señal de la termocupla (T/C) será más grande que la señal de referencia, y el voltaje de error será positivo, tal como se indica en la Figura 12-4(a). Si la temperatura medida cayese por debajo del valor de referencia, la señal de T/C será más pequeña que la señal de referencia, y el voltaje de error será negativo. Su popularidad será opuesta a la mostrada en la Figura 12-4(a). Entre mayor sea la desviación entre la temperatura medida y la temperatura de referencia, mayor es la diferencia entre estos dos voltajes, y mayor la magnitud de la señal de error.

12-3-2 El preamplificador, el troceador y el demodulador

El resto del circuito electrónico de la Figura 12-4(a) sirve para amplificar la pequeña señal de error dc. Recordemos de la Sección 11-4 que las termocuplas generan una señal de voltaje muy pequeña, no mayor que algunas décimas de milivoltio. La señal de error, siendo la *diferencia* entre una señal de termocupla y otra señal en el rango de los milivoltios, es todavía aún más pequeña. La señal de error es solamente una fracción de milivoltio cuando la temperatura está cercana al valor de referencia. Es prácticamente imposible construir un amplificador dc que esté tan libre del efecto de deriva que pueda manejar confiablemente esta señal dc tan pequeña.

Por esta razón, el preamplificador en este sistema de control de temperatura es estabilizado por chopper. Es decir, la señal dc de error es conver-

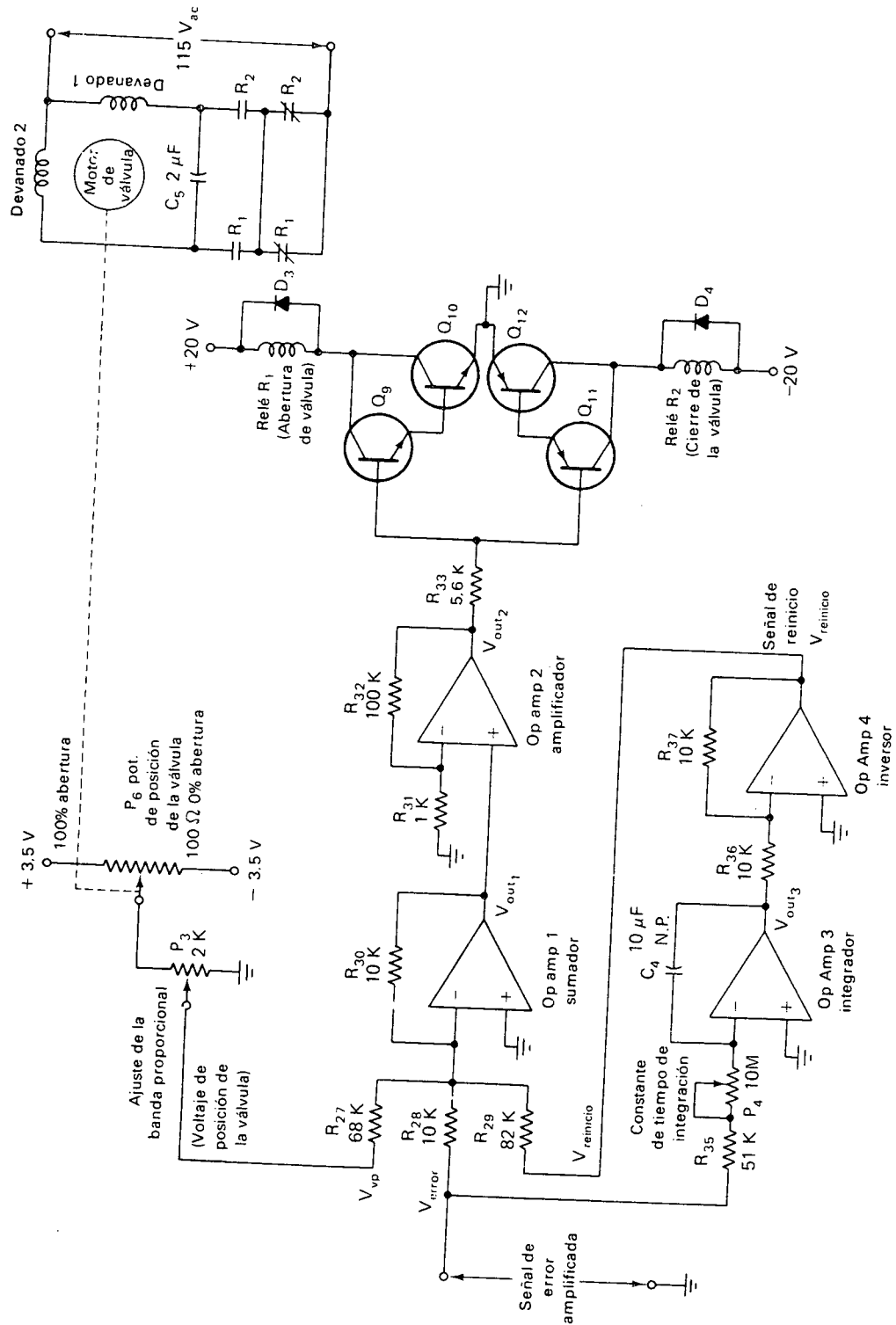


Figura 12-4. (Continuación).

tida en una señal ac por troceado, es entonces amplificada en un amplificador ac donde la deriva no trae consecuencias, y es entonces convertida de nuevo a una señal dc a la salida del amplificador. Antes de comenzar la discusión del preamplificador, concentrémonos en el circuito de troceado.

El circuito de troceado contiene un troceador FET (field-effect-transistor) y el generador que maneja el troceador. El generador que maneja el troceado es un reloj astable, el cual vimos antes en la Sección 3-11. El reloj astable desarrolla una señal de onda cuadrada en el colector del transistor Q_7 , la cual es entonces aplicada al terminal de *puerta* (indicado por G) del troceador FET. La frecuencia de esta señal de onda cuadrada está dada por la Ecuación 3-1:

$$f = \frac{0.7}{R_b C} = \frac{0.7}{(160 \text{ K})(0.022 \mu\text{F})} = 200 \text{ Hz.}$$

A medida que esta onda cuadrada de 200 Hz se aplica al terminal de *puerta* del troceador FET el FET hace lo siguiente:

- Cuando la onda cuadrada va a positivo, la *puerta* se vuelve positiva respecto al terminal de *fuerza* (indicado por S). Esto lleva al FET a CORTE y hace que presente una alta resistencia entre el terminal de *drenaje* (marcado por D) y el terminal de *fuerza*. Puede considerarse como un interruptor abierto.
- Cuando la onda cuadrada va hacia abajo, remueve del terminal de *puerta* la polarización positiva llevando el FET a CONDUCCION. Entonces el FET presenta una baja resistencia entre los terminales de *fuerza* y *drenaje* y se le puede considerar como un interruptor cerrado.

Por tanto el FET alterna entre un interruptor abierto y un interruptor cerrado.* Cuando es un circuito abierto, la línea superior de la señal de error (el voltaje T/C) está conectado al condensador de acoplamiento del preamplificador, C_1 . Cuando el FET es un interruptor cerrado, efectivamente aplica la parte inferior de la señal de error (el voltaje del valor de referencia) a la entrada del preamplificador. Esto es cierto porque la línea está acoplada a la entrada del preamplificador a través de una resistencia Thevenin de 18 K. Por tanto la señal de la línea inferior domina a la señal de la línea superior cuando el FET está en CONDUCCION (cuando es un interruptor cerrado de *fuerza* a *drenaje*).

La señal que se entrega es por consiguiente una onda cuadrada cuyo valor pico a pico es igual a la magnitud de la señal dc de error.

La señal de error troceada es acoplada a través de C_1 y R_9 a la base del transistor Q_2 . Los transistores Q_2 , Q_3 y Q_4 forman un amplifi-

*Un FET es diferente a un transistor bipolar en que es un dispositivo normalmente en CONDUCCION; se debe entregar una señal externa a la *puerta* para poderlo llevar a CORTE. Esto es opuesto a un transistor bipolar, el cual está normalmente en CORTE y se requiere una señal de base externa para llevarlo a CONDUCCION. Un FET es superior a un transistor bipolar en una aplicación de troceado de esta clase. Su superioridad es debida al hecho que no hay uniones *pn* entre la *fuerza* y el *drenaje* de un FET, tal como las hay entre colector y emisor de un transistor bipolar. De este modo el transistor de efecto de campo puede así duplicar la acción de un interruptor mecánico cerrado mejor de lo que lo puede hacer un transistor bipolar.

cador ac de alta ganancia. No hay resistencia de estabilización en los terminales de emisor de Q_2 , Q_3 , y Q_4 . En lugar de esto, la estabilización de la polarización se proporciona por realimentación negativa dc proveniente del colector de Q_4 hacia el divisor de base (R_{10} y R_{11}) de Q_2 . La ausencia de resistencia de degeneración en los terminales de emisor proporcionan una alta ganancia de voltaje de este amplificador de tres etapas.

Notemos que las etapas de Q_2 y Q_3 están desacopladas de la etapa Q_4 por medio de R_{19} y C_6 . Esta técnica minimiza el apareamiento de ruido de línea en la fuente dc en las etapas iniciales del preamplificador, donde podrían hacer el mayor daño. Esta técnica se discutió en la Sección 10-11-2.

La señal ac que aparece en el colector de Q_4 está superpuesta a un nivel dc de casi 6,5 V, que es el voltaje de polarización del colector de Q_4 . La componente es suprimida por medio del condensador de acoplamiento de salida C_2 . Por tanto la señal ac de salida está centrada respecto a tierra cuando aparece en R_{15} . La señal ac es convertida a una señal dc por la acción de Q_5 , un *demodulador* FET. Este FET también está siendo utilizado en un modo de conmutación. Su puerta está manejada por la onda cuadrada del colector de Q_4 , la cual está 180° fuera de fase con la onda cuadrada de Q_7 que maneja la puerta del troceador FET (Q_1). A medida que Q_5 alternativamente conmuta entre abierto y cerrado, suprime un semiciclo de la señal ac que aparece en el extremo izquierdo de R_{15} . Cuando está en CONDUCCION, Q_5 cortocircuita a tierra la unión de $R_{15} - R_{16}$, suprimiendo el voltaje instantáneo en el extremo izquierdo de R_{15} . (Este voltaje cae a través de R_{15} .) Cuando Q_5 pasa a CORTE, desconecta de tierra la unión de $R_{15} - R_{16}$ y permite que el voltaje instantáneo a la izquierda de R_{15} la atraviese solamente un poco disminuido. (R_{16} es bastante más grande que R_{15} .)

La polaridad inicial de la señal de error proveniente del puente determina si el demodulador FET suprime el semiciclo negativo o el semiciclo positivo de la forma de onda ac. Si la señal dc de error es positiva como se muestra, el demodulador FET suprime el semiciclo *negativo* de la salida ac. Si la señal dc de error es negativa (la temperatura está por debajo del valor de referencia), entonces el demodulador FET suprime el semiciclo *positivo* de la salida ac. Trate usted mismo de comprobarlo.

La forma de onda de voltaje que aparece en el punto A es filtrada por R_{16} y C_3 . Este filtro pasa bajo convierte la onda cuadrada en el punto A en un voltaje dc con una ligera componente de rizado. Este voltaje dc se denomina *señal de error amplificada*. La señal de error amplificada podría ser positiva o negativa, dependiendo de la polaridad de la señal dc de error original. Tendrá la misma polaridad que la del error dc original.

La señal de error amplificada se aplica a Q_6 , un seguidor de emisor, el cual tiene una alta impedancia de entrada. El voltaje que aparece en el emisor de Q_6 es 0,6 V más negativo que la señal de error amplificada debido a la caída de voltaje a través de la unión base-emisor. Estos 0,6 V son restablecidos por la combinación $R_{18} - D2$; hay un aumento de 0,6 V a través del diodo de silicio D2. El objeto de pasar la señal de error amplificada a través de Q_6 y D2 es para separarla del demodulador. Esto tiene como resultado una señal de error amplificada que puede entregar una

corriente bastante grande al circuito que maneja sin afectar el demodulador.

12-3-3 Control proporcional-integral

La señal de error dc amplificada es llevada hacia el circuito op amp sumador a la izquierda en la Figura 12-4(b). Concentrémonos en el aspecto proporcional del control. Luego estudiaremos el circuito que suministra la acción de control integral.

Acción proporcional. La señal de error amplificada se aplica al op amp 1 sumador a través de R_{28} . Asumamos por un momento que esta señal es positiva y fue hace poco repentinamente aumentada en magnitud debido a un disturbio en la carga. Veamos qué sucederá.

El voltaje positivo a la izquierda de R_{28} tenderá a llevar a positivo la entrada inversora del op amp 1. Esto hará que la salida vaya hacia negativo. Cuando V_{out1} va a negativo aplica un voltaje negativo a la entrada noinversora del op amp 2, el cual es un amplificador noinversor de alta ganancia. La salida del amplificador noinversor, V_{out2} , será un gran voltaje negativo y polarizará directamente a Q_{11} y Q_{12} , los cuales están conectados como un par Darlington. Debido a la muy alta ganancia de corriente del par Darlington (la ganancia de corriente total es el producto de las dos ganancias de corriente individuales de los transistores), una pequeña corriente de electrones a través de R_{33} hacia la base de Q_{11} hará que Q_{12} pase a CONDUCCION y se sature. Cuando Q_{12} conmuta a CONDUCCION, completa el circuito del relé R2, haciendo que se energice dicho relé. Los contactos de R2 cambian de estado en el circuito de control de motor de 115 V, haciendo que marche el motor de la válvula. El motor gira en la dirección apropiada para cerrar la válvula de combustible, dado que una señal de error positiva proveniente del preamplificador significa que la temperatura medida es demasiado alta (está por encima del valor de referencia). A medida que la válvula se cierra, el pot de posición de la válvula P_6 se mueve inclinándose hacia su región de potencial negativo. El voltaje negativo que aparece en el contacto de P_6 se aplica a P_3 , el pot de ajuste de la banda proporcional. Una parte del voltaje negativo de P_6 es captado por P_3 y realimentado a R_{27} y al circuito sumador. Este voltaje negativo tiende a cancelar el voltaje positivo de error aplicado a R_{28} . Finalmente, si el pot de posición de la válvula se mueve lo suficiente, la señal negativa aplicada a R_{27} hará que la salida del circuito sumador regrese a cero. En este punto, V_{out1} también regresa a cero, de modo que no puede mantener más a Q_{11} y Q_{12} en CONDUCCION, y el relé R2 se desenergizará. Esto detiene la motoválvula y hace que la válvula de combustible se libere en dicha posición. La reducción en el flujo de combustible llevaría la temperatura medida de regreso al valor de referencia.

Considerando *solamente* las entradas R_{27} y R_{28} al circuito sumador, la ecuación general que describe al circuito sumador es:

$$-V_{out1} = \frac{10 \text{ K}}{10 \text{ K}}(V_{error}) + \frac{10 \text{ K}}{68 \text{ K}}(V_{pv}),$$

donde V_{pv} significa *voltaje de posición de la válvula*, el cual es el voltaje realimentado a partir de P_6 y P_3 a R_{27} . Cualquier V_{out_1} , distinto de cero hará que uno de los pares Darlington pase a CONDUCCION. Si V_{out_1} es negativo, V_{out_2} también es negativo, y Q_{11} y Q_{12} pasa a CONDUCCION tal como ya vimos. Si V_{out_1} fuese positivo Q_9 y Q_{10} pasarían a CONDUCCION.

Cualquiera que sea el par Darlington que entre en CONDUCCION energiza su relé asociado, bien sea R1 o R2. Entonces los contactos del relé hacen que el motor marche accionando la válvula de combustible y el pot de posición de la válvula en una dirección tal que tiende a reducir V_{out_1} a cero. Cuando V_{out_1} alcanza el cero, el relé energizado se desenergiza, y la motoválvula se detiene.

Sabiendo que el circuito siempre actúa para llevar V_{out_1} a cero, podemos reescribir la ecuación anterior como:

$$0 = \frac{10 \text{ K}}{10 \text{ K}}(V_{error}) + \frac{10 \text{ K}}{68 \text{ K}}(V_{vp}),$$

$$-V_{vp} = 6,8(V_{error}).$$

Esta ecuación expresa la naturaleza proporcional del control. Nos dice que entre más grande sea la magnitud de V_{error} , más grande es la magnitud de V_{pv} . De este modo la corrección de la válvula es *proporcional* a la cantidad de desviación del valor de referencia. Esta es la esencia del control proporcional.

Si P_3 se ajusta hacia arriba, de modo que se realimente a R_{27} una gran parte del voltaje del contacto de P_6 , la banda proporcional es amplia. Si P_3 se ajusta hacia abajo, de modo que se realimenta tan sólo una pequeña parte del voltaje del contacto de P_6 , la banda proporcional es estrecha. Esto puede entenderse como sigue.

Si es realimentada una gran parte de la señal de P_6 , será relativamente fácil para el pot de posición de la válvula cancelar el efecto de V_{error} y con esto hacer que V_{out_1} regrese a cero. Por tanto la válvula no tendrá que moverse mucho. Siendo éste el caso, se necesitaría un gran V_{error} para forzar la válvula a ir a una posición extrema (totalmente abierta o totalmente cerrada). Cuando se requiere un gran error para manejar el dispositivo corrector final entre sus límites, la banda proporcional es ancha.

Por otro lado, si P_3 comunica a R_{27} solamente una pequeña parte de la señal de P_6 , será difícil para el pot de posición de la válvula cancelar V_{error} . En otras palabras, un V_{error} pequeño producirá un gran cambio en la posición de la válvula. De este modo el error requerido para manejar la válvula de un límite al otro no es tan grande como antes, y la banda proporcional es estrecha.

Acción integral. Como con cualquier controlador estrictamente proporcional, la corrección impartida a la válvula nunca retornará completamente la temperatura al valor de referencia. Todo lo que hará es llevar la temperatura hacia el valor de referencia. Para conseguir que la temperatura medida real regrese al valor de referencia debe adicionarse el modo integral de control. En la Figura 12-4(b), la acción de control integral es suministrada por el op amp 3 y el op amp 4 y sus componentes asociados.

Para entender como trabaja este circuito, consideremos el V_{error} positivo que apareció antes. El aparecimiento del V_{error} positivo es el resultado de un reajuste de la válvula de combustible en la dirección de cierre; la correspondiente reducción en el flujo de combustible hace que la temperatura medida regrese a las vecindades del valor de referencia. Sin embargo, persistirá un pequeño V_{error} positivo.

Este pequeño V_{error} se aplica a R_{35} la cual es parte de la resistencia de entrada del op amp 3 integrador. Recordemos de la Sección 8-10 que la salida de un integrador es proporcional a cuánto tiempo estuvo presente la entrada. En este caso particular,

$$-V_{\text{out}_3} = \frac{1}{R_{1N}C_4} V_{\text{error}} t.$$

R_{1N} es la suma de las resistencias R_{35} y P_4 , y t es el tiempo en segundos que V_{error} ha estado presente. El op amp 4 es simplemente un inversor con una ganancia de 1, de modo que su salida, V_{reinicio} es de polaridad opuesta a V_{out_3} .

$$V_{\text{reinicio}} = \frac{1}{R_{1N}C_4} V_{\text{error}} t. \quad (12-3)$$

V_{reinicio} se aplica al circuito sumador a través de R_{29} , como lo muestra la Figura 12-4(b). Esto hace que la entrada inversora del op amp 1 vaya a positivo, aun cuando V_{error} y V_{pr} casi se cancelan entre sí. V_{out_1} entonces va hacia negativo haciendo que V_{out_2} vaya hacia negativo y ponga de nuevo en CONDUCCION al par $Q_{11}-Q_{12}$. De este modo el motor hace que la válvula de combustible se cierre un poco más tendiendo a reducir algo más la temperatura medida, llevándola hacia una mejor concordancia con el valor de referencia. Si V_{error} persiste, V_{reinicio} continuará aumentando a medida que el tiempo pasa. A medida que se incrementa, produce más y más corrección de la posición de la válvula de combustible. Finalmente, V_{error} será cero. En ese momento, la entrada del integrador será igual a cero, y el integrador parará su acción (detiene la integración). V_{reinicio} parará de aumentar, y no se hará más corrección de la válvula de combustible. Por tanto, la acción integral correctora depende de cuánto tiempo ha estado presente un error, lo cual es la esencia del control integral.

La constante de tiempo de integración se ajusta por medio del potenciómetro P_4 de 10 M. Cuando la resistencia de P_4 está completamente fuera, la constante de tiempo es corta y el integrador responde rápidamente. El circuito de reposición es entonces rápido para hacer sentir sus efectos. Cuando la resistencia de P_4 está incluida completamente (la mayor resistencia), la constante de tiempo de integración es ampliada, y el integrador responde lentamente, tal como lo muestra la Ecuación (12-3). Entonces el circuito de reposición es lento para hacer sentir sus efectos.

Como se mencionó en el Capítulo 9, en los instrumentos comerciales de control de temperatura el ajuste de integración (reposición) se denomina *razón de reposición*. Los números altos en la escala de *razón de reposición* significan rápida acción de reposición (pequeña resistencia de P_4), y los números pequeños significan lenta acción de reposición (gran resistencia de P_4). La cantidad de acción integral (acción de reposición) utilizada depende de la naturaleza del proceso específico de temperatura, tal como

se explicó en el Capítulo 9. Lo mismo es aplicable para el ajuste de la banda proporcional.

12-4 CONTROLADOR DE LA TENSION DE UNA TIRA

Muchos procesos industriales involucran el manejo de hojas o tiras móviles de material. Un ejemplo de esto es el proceso textilero, que describiremos en la Sección 12-8. Otros ejemplos son el tratamiento por calor, el galvanizado, o limpieza con ácido de tiras de acero; el terminado de tiras plásticas; y el secado de tiras de papel. En todas esas aplicaciones, es importante mantener la cantidad de *tensión* apropiada en la tira. Una tensión demasiado grande hará que la tira se alargue y deforme y posiblemente se rompa. Una tensión demasiado baja hará que la tira de material se pandee. Esto podría causar que se enredase en la máquina manejadora.

La tensión de una tira puede controlarse haciendo pequeños ajustes a las velocidades relativas del *rodillo principal* y del *rodillo secundario* de la máquina que maneja la tira. Esto se muestra en la Figura 12-5(a). Con el rodillo secundario girando a una velocidad dada, la tensión de la tira puede aumentarse aumentando la velocidad del rodillo principal. La tensión de la tira puede disminuirse disminuyendo la velocidad del rodillo principal.

Una manera popular de hacer estos ligeros ajustes de velocidad es cambiando la posición de una banda de tracción montada sobre dos poleas cónicas. Esto se ilustra en la Figura 12-5(b).

El movimiento primario, bien sea un motor eléctrico de velocidad constante o de velocidad ajustable, tiene ejes a lado y lado. Uno de sus extremos va unido al rodillo secundario, haciendo que dicho rodillo gire a alguna velocidad de referencia. El otro extremo del eje va a una polea cónica *A*, haciendo que ésta gire a la misma velocidad de referencia.

La banda motriz transmite potencia de la polea cónica *A* a la polea cónica *B*, la cual entonces maneja el rodillo principal. Si la banda motriz está centrada en las poleas *A* y *B*, entonces la polea *B* gira a la misma velocidad que la polea *A*. Sin embargo, moviendo la *polea de arrastre* a la izquierda o a la derecha la banda motriz puede moverse a la izquierda o a la derecha sobre las poleas cónicas. A medida que la banda motriz se mueve hacia la izquierda el diámetro de *A* decrece mientras que el diámetro de *B* aumenta. Esto hace que el rodillo principal gire más despacio. A medida que la banda motriz se mueve hacia la derecha, el diámetro *A* aumenta y el diámetro *B* disminuye, haciendo que el rodillo principal gire más rápido.

La banda motriz sigue a la polea de arrastre, la cual es una polea loca. Su eje está soportado en cojinetes los cuales a su vez se encuentran montadas sobre una base movable. La base movable es controlada por una cremallera y un piñón, manejados por el motor de arrastre. El motor de arrastre es un motor shunt dc cuyo eje está conectado a un engranaje reductor para que gire a baja velocidad.

El control se ejecuta haciendo girar el motor de arrastre en pequeños impulsos. De esta forma, la base movable puede desplazarse a la izquierda o a la derecha un pequeño tramo a la vez. La base mueve la polea de arrastre, la cual posiciona entonces la banda motriz sobre las poleas cónicas.

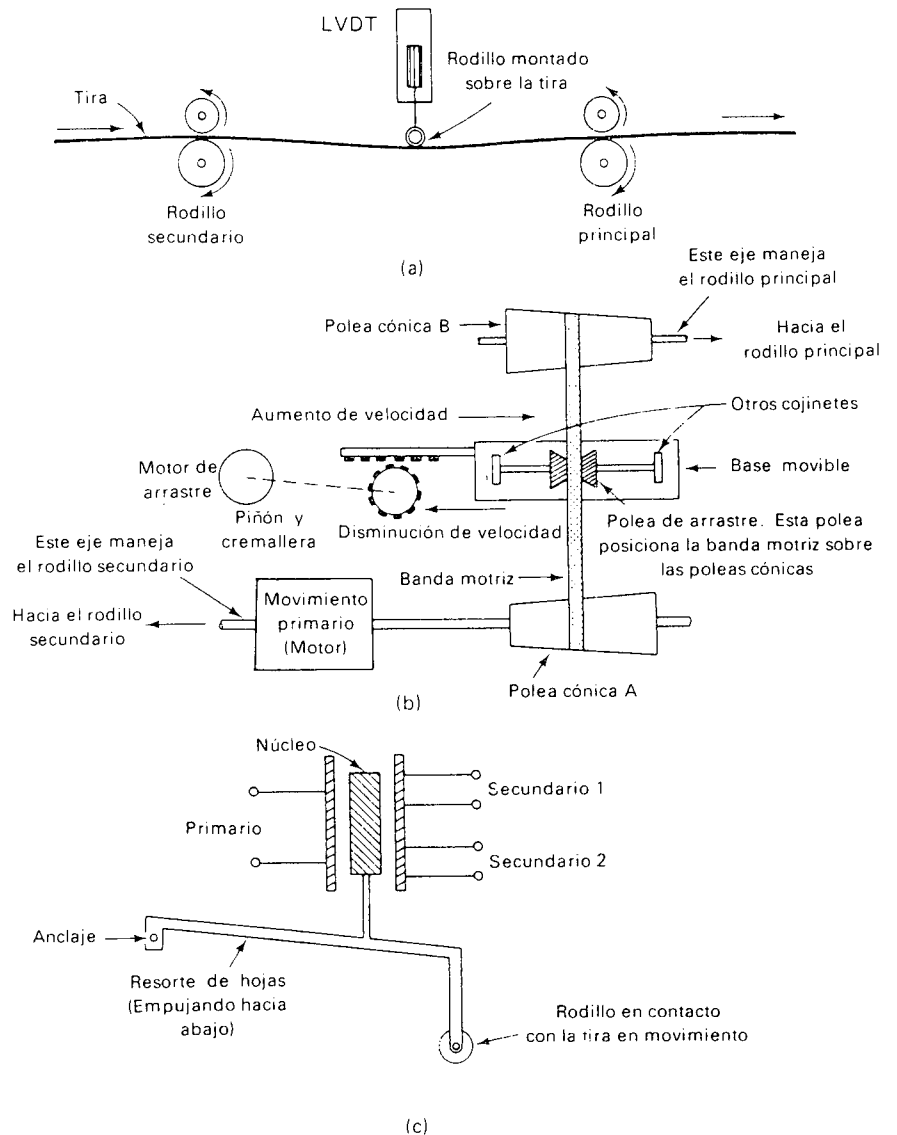


Figura 12-5. Controlador de la tensión de una tira. (a) El LVDT monta sobre la tira de movimiento entre el rodillo principal y el rodillo secundario. (b) Mecanismo para controlar la velocidad del rodillo principal respecto al rodillo secundario. (c) Vista ampliada del sensor LVDT.

Esto proporciona ligeros ajustes en la velocidad del rodillo principal para ajustar la tensión de la tira.

El transductor, entrega información de la tensión al circuito de control, es un LVDT, mostrado en las Figuras 12-5(a) y (c). El núcleo del LVDT está unido a una armadura metálica resortada, la cual es movida hacia arriba y hacia abajo por un rodillo que rueda sobre la tira. Si la tensión de

la tira aumenta, la tira de material sube un poco, haciendo que el núcleo del LVDT suba. Si la tensión de la tira disminuye la tira desciende un poco. El rodillo también se mueve hacia abajo debido a la acción de resorte de la armadura. Esto hace que el núcleo del LVDT se mueva hacia abajo. Por tanto los voltajes de salida de los devanados secundarios del LVDT son una indicación de la tensión de la tira.

Refirámonos a la Figura 12-6, la cual es un diagrama esquemático del circuito electrónico de control. La estructura del LVDT está situada de modo que cuando la tensión de la tira está en la mitad del rango aceptable, está centrado el núcleo del LVDT. En esta condición los dos voltajes secundarios son iguales ($V_{s1} = V_{s2}$). Estos voltajes secundarios son rectificadores y filtrados y se aplican a las entradas del op amp 1 amplificador diferencial. Los diodos D1 y D2 son diodos de germanio de pequeña señal con un bajo voltaje de polarización directa. De este modo los voltajes dc que aparecen en el extremo superior de C_1 y C_2 son casi iguales a los valores de pico de V_{s1} y V_{s2} .

Si la tensión de la tira es algo más tirante que el valor medio del rango aceptable, el voltaje de C_1 será más grande que el voltaje de C_2 . Si la tensión es algo menor que el valor medio del rango de tensión, el voltaje de C_2 será más grande que el voltaje de C_1 . Esto puede visualizarse mirando las direcciones marcadas para el núcleo del LVDT. Las resistencias R_1 y R_2 son resistencias de drenaje para permitir que C_1 y C_2 se descarguen y continuamente reflejen los valores de pico de V_{s1} y V_{s2} .

Los voltajes a través de C_1 y C_2 son aplicados a R_3 y R_5 , las cuales son las resistencias de entrada al amplificador diferencial que tiene una ganancia de 4. En forma de ecuación,

$$V_{out1} = \frac{20 K}{5 K} (V_{C2} - V_{C1}) = 4(V_{C2} - V_{C1}).$$

Si la tensión de la tira es más fuerte que el valor medio del rango, V_{out1} es un voltaje dc negativo. Si la tensión es menor que el valor medio del rango, V_{out1} es un voltaje positivo. V_{out1} se aplica a dos comparadores de voltaje, op amp 2 y el op amp 3. Estos comparadores tienen la función de determinar si la tensión medida es demasiado fuerte o demasiado débil. En otras palabras, se tolera una cierta desviación de la tensión de su valor medio, pero más allá de un cierto punto, se sucederá la acción correctora. El op amp 2 comparador chequea las tensiones que exceden el límite de débiles, mientras que el op amp 3 comparador chequea la tensión que exceda el límite de fuerte. Los límites mismos son ajustables y son determinados por los potenciómetros P_1 (débil) y P_2 (fuerte).

Para propósitos de discusión, supongamos que P_1 y P_2 están puestos respectivamente a +8 y -8 V. Si V_{out1} se vuelve más positivo que +8 V, significa que la tensión medida ha excedido el límite de débiles. Cuando esto sucede, la entrada + del op 2 es más positiva que la entrada -, de modo que V_{out2} conmuta de desaturación negativa a saturación positiva (de casi -13 a +13 V). Esto hace que aparezca una señal de +5 V en el terminal superior del diodo zener DZ1. Por tanto que aparezcan +5 V en el diodo DZ1 indica que la tensión es demasiado débil y que es necesario una acción correctiva.

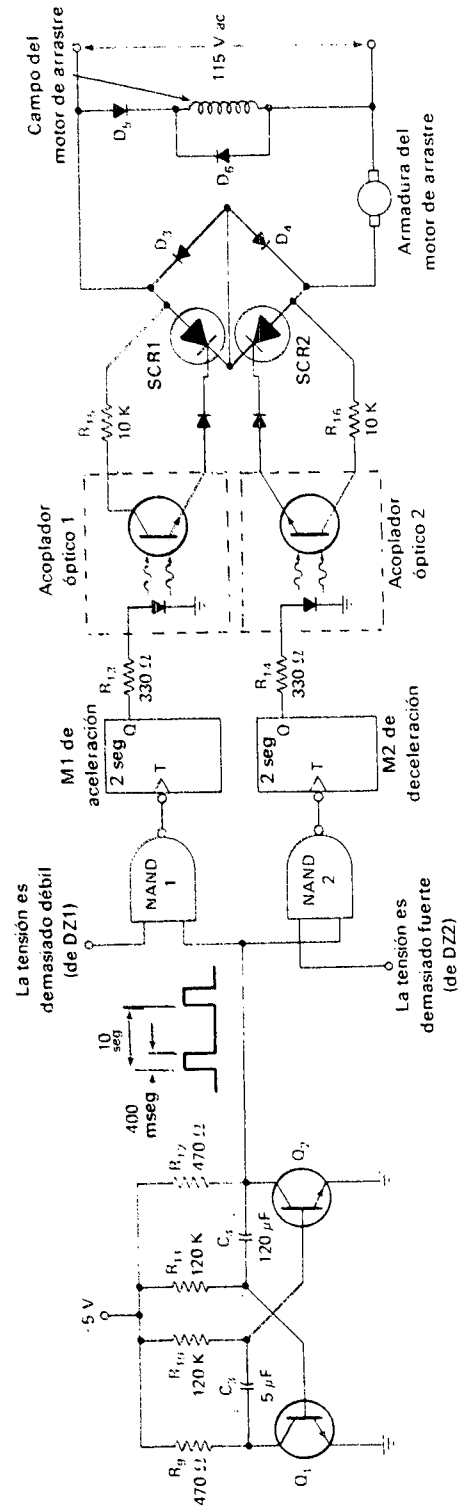
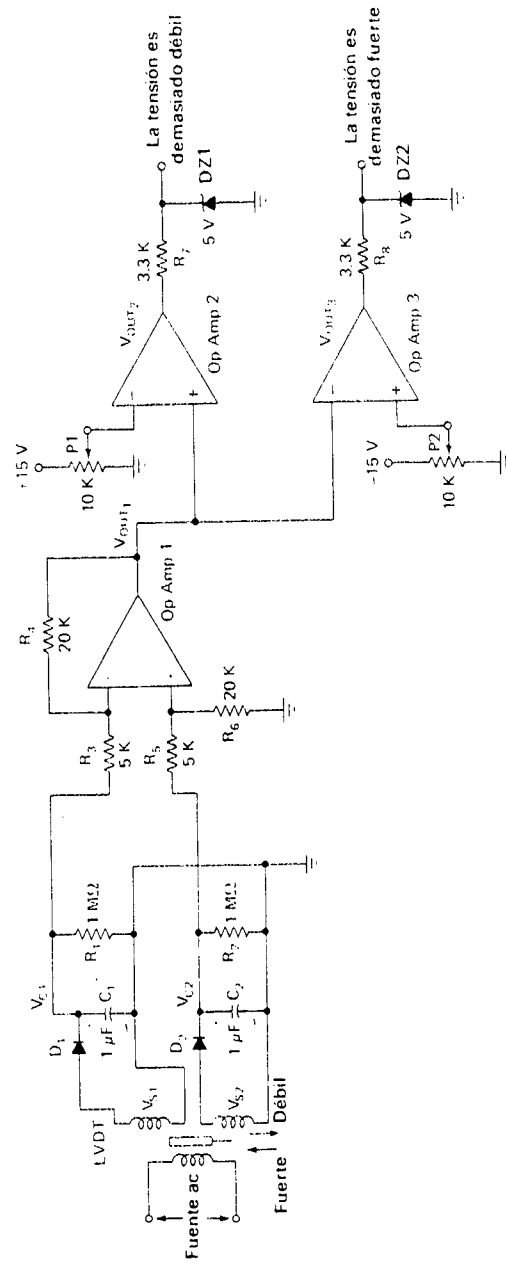


Figura 12-6. Diagrama esquemático del circuito de control de la tensión de la tira.

Siempre que la tensión no exceda el límite de débiles, V_{out} es -13 V, lo cual polariza directamente a DZ1, produciendo una señal de $-0,6$ V en el terminal de cátodo de DZ1.

Si la tensión de la tira excede el límite de fuerte, V_{out} será más negativo que la predeterminación de -8 V de P_2 . Cuando esto sucede, la entrada $-$ del op amp 3 es más negativa que la entrada $+$, de modo que V_{out} conmuta desde -13 a $+13$ V. Esto produce el mismo resultado en el diodo zener DZ2 que el visto antes para el diodo DZ1. Es decir, el nivel del cátodo cambia desde $-0,6$ a $+5$ V. Esta señal de $+5$ V representa el hecho que la tensión es demasiado fuerte y que es necesaria una acción correctora.

Las líneas de señal "demasiado débil" y "demasiado fuerte" son aplicadas a las puertas lógicas NAND1 y NAND2. Asumamos que la familia lógica utilizada aquí funciona con un nivel de alimentación de $+5$ V. Estas NAND también reciben el tren de pulsos de salida del generador astable de pulsos en sus dos entradas inferiores. Los pulsos tienen una duración del orden de 400 mseg y ocurren aproximadamente cada 10 segundos. Cuando se presenta el flanco de subida, habilita parcialmente ambas puertas NAND. Si en este momento está en nivel alto una cualquiera de las líneas "demasiado débil" o "demasiado fuerte", la puerta NAND correspondiente cambiará de estado, entregando un flanco de bajada al terminal de disparo T de uno de los monoestables.

Si la línea "demasiado débil" está en nivel alto cuando llega el pulso el monoestable M1 es disparado, señalando que el rodillo principal debe acelerar. Si la línea "demasiado fuerte" está en nivel alto, el monoestable M2 es disparado señalando que el rodillo principal debe decelerar. Veanos cómo el encendido de los monoestables afecta el ajuste de la velocidad del rodillo principal.

Asumamos que M1 está encendido. Su salida Q estará en nivel alto por dos segundos, durante dicho tiempo pone en CONDUCCION al LED en el acoplador óptico 1. El dispositivo detector en el acoplador óptico es un fototransistor el cual conmuta a CONDUCCION durante la presencia del pulso de salida del monoestable. Esto conecta efectivamente la puerta del SCR1 con su ánodo a través de una resistencia de 10 K. Cuando el voltaje ánodo a cátodo entra en el semiciclo positivo, el SCR estará alimentado con suficiente corriente de puerta para el cebado. El voltaje de ánodo entrega la corriente de puerta, a través de la resistencia de 10 K. Por tanto el SCR1 se cebará justo después del cruce por cero y continuará haciéndolo durante la totalidad de los dos segundos de duración del pulso del monoestable. Con el SCR1 cebándose en cada cruce por cero hacia positivo, la armadura del motor de arrastre será alimentada con una corriente dc. El camino de flujo es el siguiente: de la línea superior de los 115 V a través del SCR1, a través del cable de conexión de cruce del puente, a través de D4, a través de la armadura del motor de la izquierda hacia la derecha. Durante este período de dos segundos, el motor de arrastre girará y desplazará la base móvil hacia la derecha en la Figura 12-5(b). Al cabo de los dos segundos, el motor de arrastre se detendrá porque habrá terminado el pulso de salida del monoestable. Esto inhabilitará el acoplador óptico y rompe el camino de corriente de puerta del SCR.

Habiéndose movido la banda motriz sobre las poleas cónicas, el sistema ahora espera por el próximo pulso proveniente del generador astable de

pulsos, el cual llegará aproximadamente 10 segundos más tarde. Durante este intervalo, el ajuste de velocidad del rodillo principal tiene la oportunidad de producir un incremento en la tensión de la tira. Esto podría llevar la tensión por encima del límite de débiles y remover la señal de +5 V proveniente de DZ1. Si se ejecuta tal acción, el próximo pulso proveniente del generador de pulsos no tendrá efecto sobre la NAND1, dado que su entrada superior se encontrará entonces en nivel bajo. Por otro lado, si el aumento de velocidad no fue lo suficiente para llevar la tensión de la tira por encima del límite de débiles, se hará otra corrección cuando llegue el próximo pulso. M1 se cebará de nuevo, llevando el SCR1 a CONDUCCION y haciendo que el motor de arrastre marche por otro intervalo de dos segundos. Esta acción se repite hasta cuando la tensión se encuentre de nuevo en el rango aceptable.

Desde luego, si el error original de tensión hubiese sido una condición "demasiado fuerte", el diodo zener DZ2 habría pasado a nivel alto y la NAND2 habría sido habilitada cuando se presentase el pulso proveniente del generador de pulsos. M2 habría sido encendido durante dos segundos, en lugar de M1. Esto energizaría el acoplador óptico 2, poniendo de este modo en conducción al SCR2. La corriente por la armadura del motor de arrastre hubiese sido en sentido inverso, pasando a través de la armadura de derecha a izquierda, a través del SCR2, a través del conductor de cruce del puente, y a través de D3. Esto habría desplazado la base móvil y la polea de arrastre hacia la izquierda en la Figura 12-5(b). El rodillo principal giraría más lento y debilitaría la tensión de la tira. Como antes, si se necesitasen muchas correcciones, el sistema las haría.

El devanado de campo del motor de arranque es manejado a partir de la línea de los 115 V ac, a través del rectificador de media onda D5. D6 permite que continúe circulando corriente a través del devanado de campo durante el semiciclo negativo. A medida que la corriente por el devanado de campo disminuye cuando la línea ac pasa su pico positivo, el voltaje inducido en el devanado de campo es de la polaridad apropiada para polarizar directamente a D6. Por tanto no hay una parada brusca de la corriente de campo a medida que la línea ac se invierte. El diodo D6 permite que continúe circulando corriente en el devanado de campo a lo largo del semiciclo negativo.

12-5 CONTROL DE BORDE PARA UN RODILLO RECOLECTOR

Cuando una tira de material ha completado su procesamiento es devanada en forma de rollo para su subsecuente manejo y envío. Esta operación se llama *recolección* y está ilustrada en la Figura 12-7. Las direcciones de la brújula indicadas en la Figura 12-7(a) se utilizarán para expresar direcciones de movimiento en la discusión del sistema de recolección. Esto nos ayudará a evitar confusiones.

La tira en movimiento pasa debajo de un rodillo loco fijo y es recolectada en el *carrete de bobinado*. Si la operación de recolección consistiese solamente en rotar el carrete de bobinado y conducir la tira hacia él, el ro-

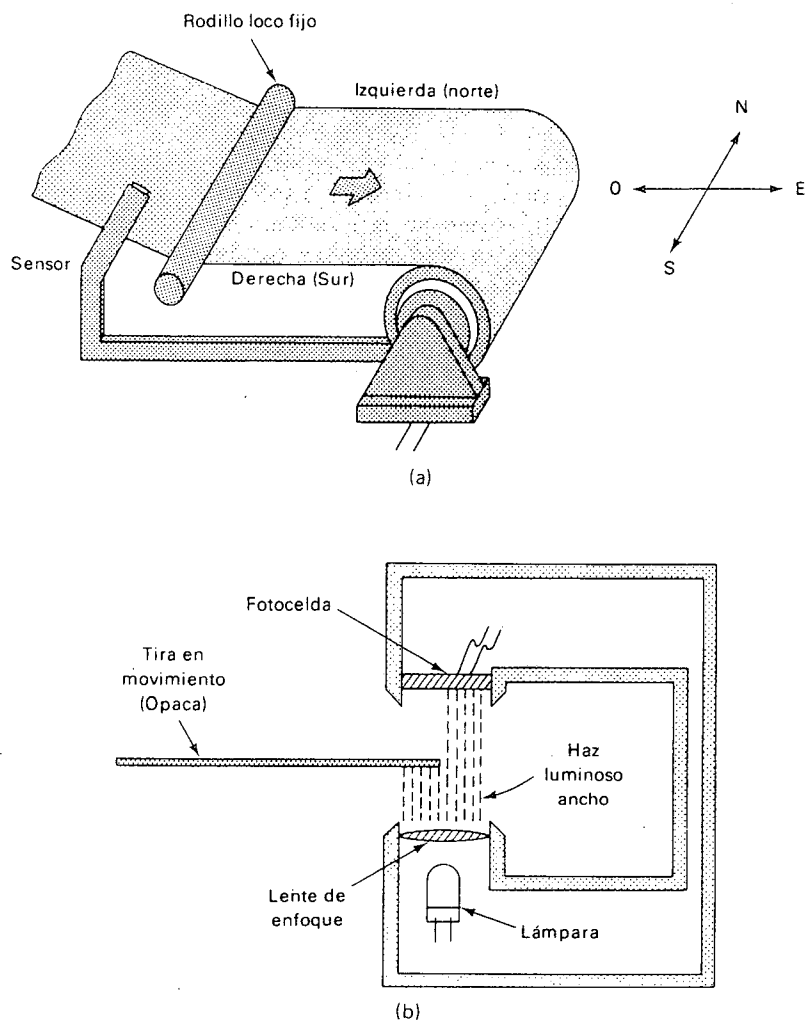


Figura 12-7. Recolector de material. (a) Distribución física del mecanismo de recolección. (b) Vista ampliada del aparato sensor de borde.

llo producido sería casi con certeza torcido. Es decir, las capas individuales de el rollo no estarían alineadas entre sí; los lados serían bien sea ondulados o "en forma de telescopio". Esto haría el manejo y el envío del rollo más difícil y podría aumentar la probabilidad de daño del borde.

Para producir rollos rectos, es necesario algún tipo de control que asegure que cada vuelta individual está alineada con las otras vueltas. Hay dos maneras de hacer esto:

a. Guiar la tira móvil para corregir cualquier tendencia que tenga a moverse lateralmente (a lado y lado) con respecto a un carrete de embobinado fijo.

b. Desplazar el carrete del bobinado a lado y lado para seguir cualquier movimiento de la tira móvil.

De estos dos métodos, el segundo es preferido para la mayoría de las tiras de material, especialmente las tiras metálicas.

La posición del carrete de embobinar generalmente está controlada por un cilindro hidráulico. La varilla del cilindro está unida a la base de montaje del carrete, tal como se muestra en la Figura 12-7(a). El dispositivo detector de posición es una gran celda fotoconductor, con un diámetro del orden de 1 pulgada. Una vista del conjunto detector fotoeléctrico de borde se presenta en la Figura 12-7(b); ésta es una vista hacia el este en la dirección de avance de la tira. Si la tira está adecuadamente posicionada, bloqueará exactamente la mitad del haz luminoso ancho radiado por la lámpara. La otra mitad del haz luminoso incidirá sobre la fotocelda.

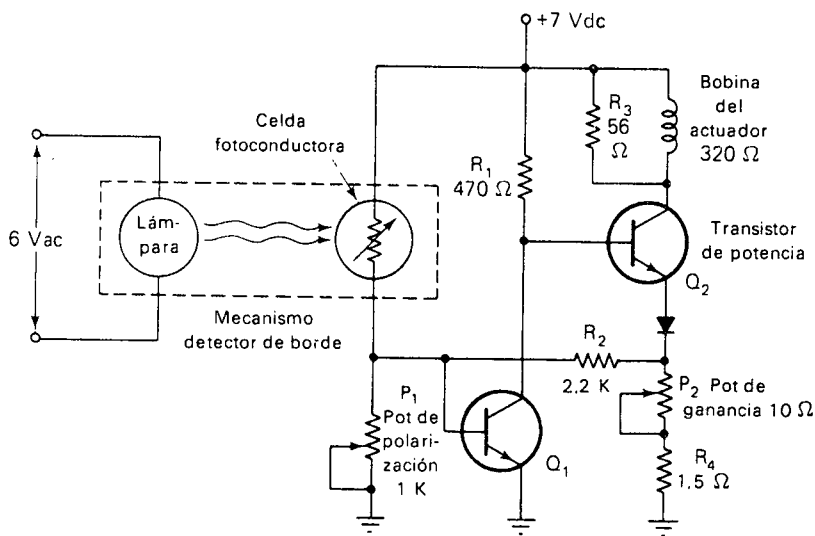
Si la tira móvil se moviese hacia el sur, adentrándose en el conjunto fotoeléctrico, una pequeña cantidad de luz incidirá sobre la fotocelda. Esto será detectado eléctricamente e iniciará una acción de control para mover el carrete de embobinado hacia el sur, para mantenerlo alineado con la tira móvil.

Si la tira se moviese hacia el norte, hacia afuera del conjunto fotoeléctrico el aumento de la iluminación incidente sobre la fotocelda haría que el carrete de bobinado se moviese hacia el norte. La Figura 12-7(a) muestra que el sensor de borde está montado sobre una armadura unida a la base del carrete de bobinado. De este modo el sensor de borde se mueve conjuntamente con el carrete de bobinado, manteniendo siempre una posición fija del borde de la tira respecto a la del carrete. De esta manera el carrete de bobinado se mantiene constantemente alineado con la tira. El borde de cada vuelta individual se alinea con cada uno de los bordes de las otras vueltas, y el carrete se devana derecho.

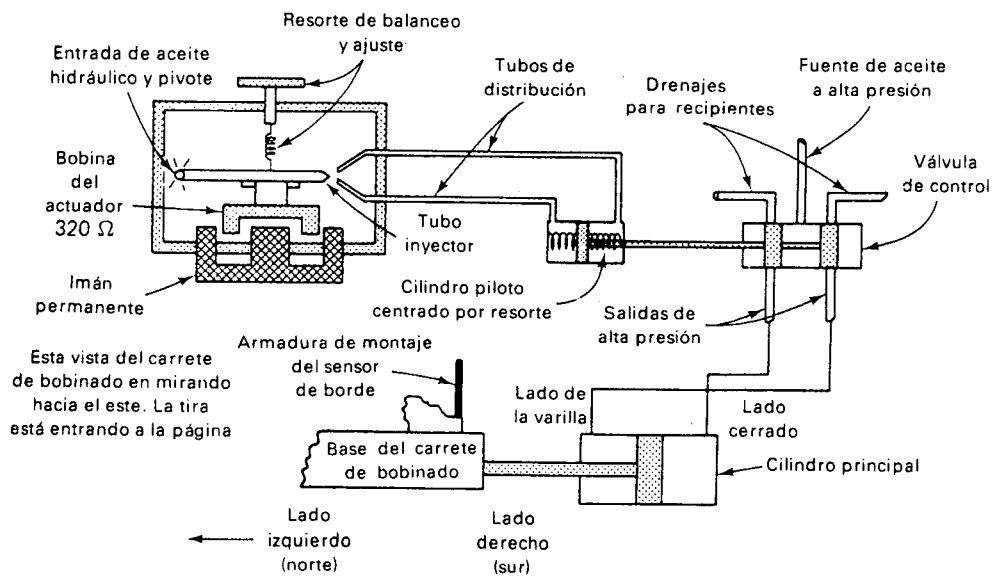
El circuito electrohidráulico que realiza este control se muestra en la Figura 12-8. Veamos como trabaja. La celda fotoconductor en el sensor de borde tiene una resistencia aproximada de 5 K cuando la cinta móvil bloquea la mitad del haz luminoso. El pot de ajuste de polarización, P_1 , es ajustado para que el transistor Q_1 entre en suficiente conducción para llevar su voltaje de colector a casi 2 V. El voltaje de colector de Q_1 se aplica a la base del transistor de potencia Q_2 . Esto hace que Q_2 conduzca estableciendo un flujo de corriente en la bobina de 320Ω del actuador que mueve el tubo inyector hidráulico. Refiérase a las Figuras 12-8(a) y (b).

El conjunto tubo inyector está diseñado de modo que una corriente de 10 mA a través de la bobina del actuador hace que el tubo inyector se encuentre perfectamente centrado. El ajuste de la posición central se hace con el ajuste del resorte de balanceo. La fuerza mecánica ejercida por el resorte del balanceo es igual y opuesta a la fuerza creada por el imán permanente y la bobina del actuador.

En la Figura 12-8(a), el pot de polarización P_1 se ajusta manualmente para proporcionar exactamente 10 mA de corriente por la bobina del actuador cuando es bloqueado exactamente la mitad del haz luminoso. Disminuyendo la resistencia de P_1 aumenta la corriente en la bobina del actuador, y aumentando la resistencia de P_1 disminuye la corriente por



(a)



(b)

Figura 12-8. (a) Circuito detector y controlador de borde. (b) Actuador electrohidráulico para mover la base del carrete de bobinado.

la bobina. El ajuste de P_1 lo harían los usuarios del sistema antes de poner el sistema en servicio.

La estabilidad con temperatura es proporcionada al circuito electrónico por medio de la resistencia de realimentación R_2 , conectada entre el emisor de Q_2 y la base de Q_1 . R_2 proporciona realimentación negativa de corriente, la cual baja la ganancia total del circuito, pero al mismo tiempo estabiliza la ganancia y el punto de operación. Un punto de polarización estable es muy importante en este circuito, dado que variaciones en el punto de trabajo cambiarían la corriente por la bobina del actuador y esto movería el tubo inyector.

Por el ajuste de resistencia del potenciómetro P_2 , puede variarse la cantidad de realimentación, y es variada la ganancia del circuito. Si la resistencia de P_2 se incrementa, la realimentación aumenta, y la ganancia disminuye. Es decir, un cambio dado en la resistencia de la fotocelda se traducirá en sólo un pequeño cambio de la corriente por el actuador. Si la resistencia de P_2 es decrementada, la realimentación es disminuida, y la ganancia es aumentada. Esto hace al circuito más sensible a cambios en la resistencia de la fotocelda.

Imaginémonos que se han hecho todos los ajustes electrónicos y que el sistema de recuperación está en servicio. Trazaremos la secuencia de acciones a medida que el sistema haga que el carrete de embobinado siga los movimientos laterales de la tira móvil. Refiérase a las Figuras 12-8(a) y (b), y tenga presente la distribución física del sistema que se muestra en la Figura 12-7(a).

Si el borde de la tira móvil está pasando justo por la mitad del sensor de borde, fluirá una corriente de 10 mA a través de la bobina del actuador, y el tubo inyector se encontrará exactamente centrado. Ningún tubo de distribución tendrá una presión hidráulica mayor que el otro, de modo que el cilindro piloto en la Figura 12-8(b) se encontrará centrado por su resorte. La varilla del cilindro piloto está unida al carrete de la válvula hidráulica principal de control. Con el cilindro piloto centrado, la válvula principal de control no deja pasar aceite a ninguno de los extremos del cilindro; por consiguiente, la base del carrete de bobinado permanece estacionaria. En tanto que el borde de la tira móvil permanezca centrada en el haz luminoso, el sistema no mueve el carrete de bobinado, y el rollo se embobina parejo.

Supongamos ahora que el borde de la tira se mueve hacia el norte. Esto tenderá a mover el borde *fuera* del centro, de este modo deja pasar más luz del haz y baja la resistencia de la fotocelda. A medida que la resistencia de la fotocelda disminuye Q_1 conduce más, y decrece el voltaje de colector de Q_1 . Esto reduce la conducción de Q_2 y hace que la corriente por la bobina del actuador caiga por debajo de los 10 mA. El tubo inyector no puede permanecer centrado, sino que se mueve hacia arriba y crea un desbalance de presión en los tubos de distribución. En este caso el tubo de arriba tiene una presión más alta que el tubo de abajo, de modo que en la Figura 12-8(b) el cilindro piloto se mueve hacia la izquierda. La varilla del cilindro piloto desplaza el carrete de la válvula de control hacia la izquierda, conectando de ese modo la entrada de la fuente de alta presión hidráulica con el lado cerrado del cilindro principal, mientras que permite que el lado de la varilla del cilindro principal drene hacia los re-

cientes. Esto hace que el cilindro principal se extienda, moviendo el carrete de embobinado hacia el norte. De este modo el carrete de embobinado sigue al desplazamiento del borde de la tira. Tan pronto como el borde está de nuevo en el centro del sensor, la corriente por la bobina regresará a 10 mA, y se detendrá la acción correctora. El carrete de embobinado continuará bobinando el rollo en esta nueva posición siempre que el borde de la tira permanezca centrado en el sensor.

Si el borde de la tira móvil se desplaza hacia el sur, se moverá *hacia* el sensor y bloqueará más la luz del haz. La resistencia de la fotocelda se incrementará, haciendo que Q_1 conduzca menos corriente. Esto aumentará el voltaje de colector de Q_1 y hace que sea más intensa la conducción de Q_2 , aumentando de este modo por encima de 10 mA la corriente por la bobina del actuador.

Ahora la fuerza magnética sobre el tubo inyector excede la fuerza mecánica del resorte, de modo que el tubo inyector se mueve hacia abajo. Esta vez el tubo de distribución inferior recibe la mayor presión, de modo que el cilindro piloto se mueve hacia la derecha; esto desplaza el carrete de la válvula principal de control hacia la derecha y aplica aceite a alta presión al lado de la varilla del cilindro hidráulico principal. Este cilindro empuja hacia el sur, llevando la base del carrete de embobinado hacia el sur. De este modo el carrete de embobinado sigue al desplazamiento de la tira hasta que el sensor se encuentre nuevamente centrado en el borde de la tira. A tal punto, la corriente por la bobina del actuador regresa al valor de 10 mA, y el dispositivo de control hidráulico regresa hacia el centro. El cilindro principal se libera en dicha posición, y el rollo continúa embobinándose parejo.

12-6 SISTEMA DE PESAJE AUTOMATICO

Los sistemas de pesaje automático son utilizados con frecuencia en la industria. Estos sistemas automáticamente transfieren un predeterminado peso material en una tolva o recipiente de algún tipo. Son utilizados para la manufactura de productos que requieran un número de ingredientes cuidadosamente pesados.

12-6-1 La distribución mecánica

Un sistema para el pesaje de un solo ingrediente se muestra en la Figura 12-9(a). El ingrediente que está siendo manejado y pesado es un material en polvo. En un proceso industrial, la mejor manera para manejar materiales en polvo es con un *transportador de tornillo sin fin*. Un transportador de tornillo sin fin es un tubo grande, quizá de un pié de diámetro, con un tornillo interno de paso de rosca ancho. El diámetro de la rosca del tornillo es ligeramente menor que el diámetro interno del tubo, de modo que hay una pequeña luz entre el diámetro del tornillo y las paredes internas del tubo. A medida que se rota el eje del tornillo, el material en polvo es forzado hacia el tubo. Entre mayor sea la velocidad del giro del tornillo, mayor será la velocidad de flujo de material. El tubo transportador descarga en la tolva de

pesaje, tal como se ilustra en la Figura 12-9(a). La tolva de pesaje está soportada desde arriba por cables de acero los cuales están adheridos a una celda de galgas extensiométricas. Por tanto la celda de carga detecta el peso de la tolva, de sus cables de soporte, y del material en la tolva.

En la parte inferior de la tolva aparece un tubo de descarga, que contiene una válvula de vaciado operada por un solenoide. Esto es utilizado para sacar el material pesado de la tolva y transferirlo a la próxima etapa del proceso de producción.

12-6-2 Circuito electrónico de pesaje

El esquema del circuito electrónico de pesaje está dibujado en la Figura 12-9(b).

La celda de carga tipo puente. La señal de peso se toma de la celda de carga, la cual es un conjunto de galgas extensiométricas. Las cuatro galgas extensiométricas están montadas en un *aro de prueba* tal como se muestra en la Figura 12-9(c). El aro de prueba y las galgas extensiométricas, tomadas en conjunto, forman la celda de carga. A medida que el aro de prueba se somete a una tensión de carga, las galgas extensiométricas 2 y 3 son estiradas, haciendo que aumente su resistencia. Las galgas extensiométricas 1 y 4, que se encuentran montadas arriba y abajo de la parte interna del aro son comprimidas a medida que el aro es cargado. Por tanto decrece su resistencia. Las galgas se encuentran conectadas en un circuito puente de Wheatstone de modo que los dos lados del puente tienden a producir cambios opuestos en la relación de resistencia. Es decir, a medida que la relación de R_1 a R_2 se vuelve más pequeña, la relación de R_3 a R_4 se vuelve más grande. Al hacer que todas las cuatro ramas del puente respondan a la carga sobre la celda de carga, es incrementado el voltaje de salida disponible. Una celda de carga industrial típica produce un voltaje de salida de 30 milivoltios a plena carga cuando está excitada por una fuente ac de 115 V.

Dado que el voltaje de salida de la celda de carga es tan débil, es importante mantener los circuitos de señal de pesaje libres de ruido eléctrico. Este es el propósito del *filtro de línea* conectado en las líneas de alimentación de 115 V al transformador T_1 en la Figura 12-9(b). Cualesquiera señales de ruido de alta frecuencia que aparezcan en las líneas ac son filtradas antes que puedan alcanzar el devanado primario de T_1 . En adición a esta precaución, todos los cables que llevan señal a los terminales de entrada del op amp deberán estar blindados. El blindaje no se muestra en la Figura 12-9(b) con el objeto de evitar confusiones en el diagrama.

El circuito de tara. Dado que parte de la señal de peso bruto es debida al peso de la tolva y de sus cables de soporte, el sistema está provisto de un medio para sustraer este peso de la señal de la celda de carga. El peso que es sustraído del peso bruto indicado por la celda de carga se denomina *tara*. El pot que produce la sustracción de taraje se denomina el *pot de tara*. La señal final que se obtiene después que se han sustraído el taraje del peso bruto se denomina *peso neto medido*. Para entender el proceso de sustracción del taraje, refirámonos al circuito en la Figura 12-9(b).

La celda de carga tipo puente está excitada por una fuente ac estable de 15 V, proveniente del devanado secundario A del transformador T_1 . Este

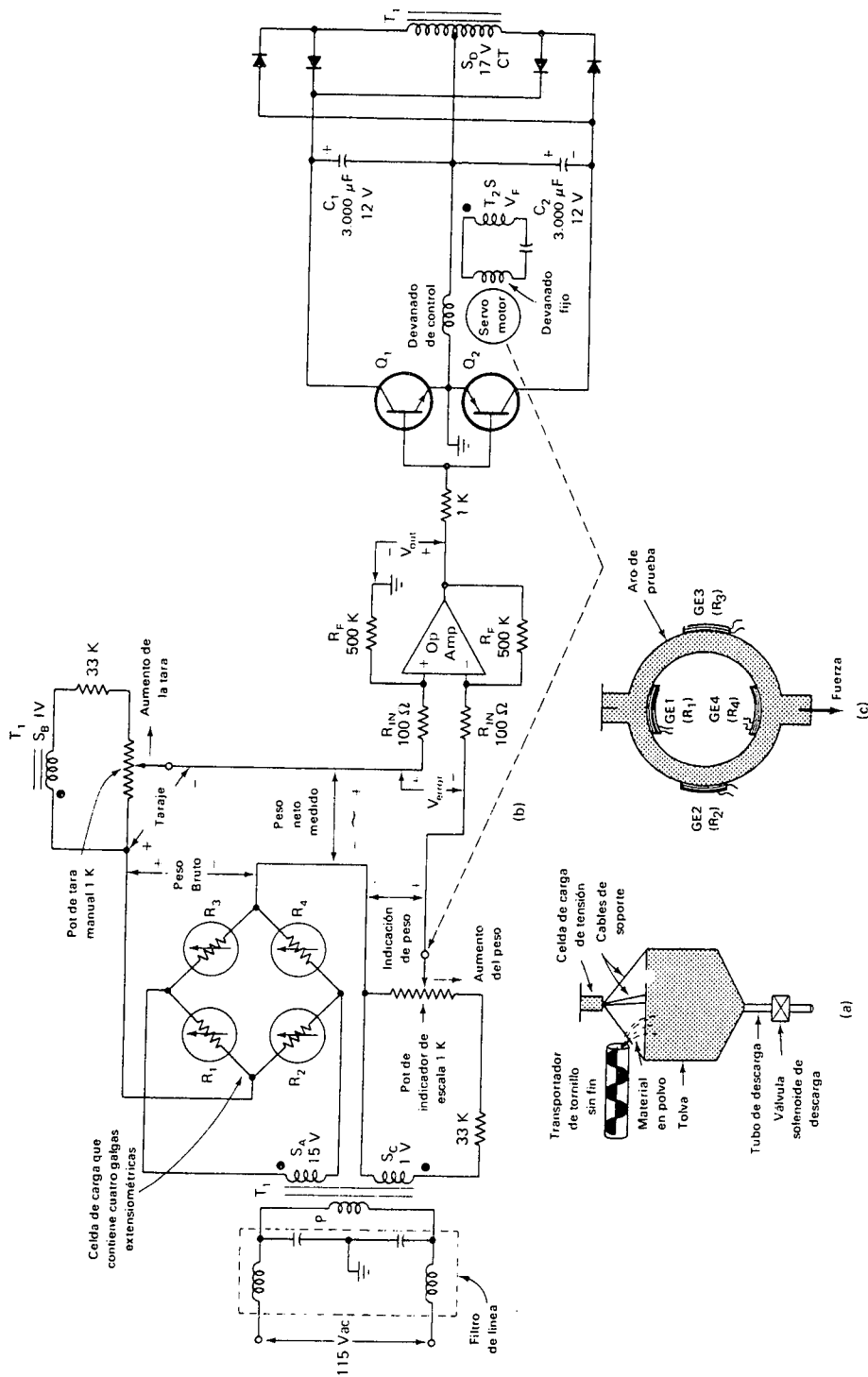


Figura 12-9. (a) Distribución mecánica del transportador del tornillo sin fin, la tolva, y la celda de carga. (b) Diagrama esquemático del circuito de pesaje. El servo sistema hace que la indicación de peso sea igual al peso bruto menos el taraje. (c) Vista ampliada de la celda de carga. Esta formada por cuatro galgas extensiométricas pegadas cuidadosamente al aro de prueba.

devanado está identificado como S_A en el diagrama esquemático. Las relaciones de fase entre los diferentes voltajes en este circuito son importantes, de modo que las fases se han marcado claramente por medio de puntos de fase. La señal ac que se toma del puente de Wheatstone es un voltaje pequeño, solamente unos pocos milivoltios, y representan el peso bruto soportado por la celda de carga. Esta señal se denomina PESO BRUTO en la Figura 12-9(b). En algún instante de tiempo será positivo arriba y negativo abajo tal como está indicado. La señal de TARAJE se toma del pot de tara de ajuste manual, el cual está excitado por el devanado S_T . Esta señal es positiva a la izquierda y negativa a la derecha en el mismo instante de tiempo. Esta relación de polaridad se establece por medio de la relación de fase entre los dos devanados secundarios S_A y S_B . Dado que la señal de PESO BRUTO y la señal de TARAJE son opuestas en fase, la señal resultante es la diferencia entre estos dos voltajes. En otras palabras, la señal de TARAJE ha sido sustraída de la señal de PESO BRUTO. Esta diferencia de voltaje se denomina señal de PESO NETO MEDIDO en la Figura 12-9(b).

Desde luego, alguien tiene que ajustar el pot manual de tara a la posición apropiada antes que se cargue cualquier material en la tolva. Esto se hace simplemente girando el pot de tara hasta que el indicador de la escala de peso lea cero cuando la tolva está vacía.

Indicador de la escala de peso (un servo sistema). El indicador de la escala de peso es un servo sistema donde el objeto posicionado es el indicador de la escala. El indicador de la escala es una aguja que se mueve sobre un dial calibrado en peso. Tal como se muestra en la Figura 12-9(b), la posición del indicador de escala está representada electrónicamente por la posición del contacto del potenciómetro de escala de indicación. El contacto del potenciómetro de escala de indicación está unido al mismo eje lo mismo que el indicador de la escala. Esto se hace resaltar claramente en la Figura 12-10(a). Por tanto, ambos el contacto del pot de la escala de indicación y el indicador de la escala indican el peso neto medido. El indicador de escala lo hace mecánicamente/visualmente, y el pot de escala de indicación lo hace electrónicamente.

La señal INDICACION DE PESO en la Figura 12-9(b) es positiva abajo en el instante de tiempo de referencia. Esto es debido a que el devanado secundario S_C maneja el pot de escala de indicación. La señal INDICACION DE PESO y la señal PESO NETO MEDIDO están entonces en oposición de fase. La diferencia entre estas dos señales es la señal de error denominada V_{error} en la Figura 12-9(b).

V_{error} se aplica a un op amp, el cual actúa como etapa de entrada del servo amplificador. El op amp está conectado como un amplificador diferencial, con una ganancia de voltaje de 5.000 ($500 \text{ K}/100 \Omega = 5.000$). Por tanto el V_{out} del amplificador diferencial es 500 veces más grande que el V_{error} . Esta muy alta ganancia de voltaje es necesaria debido a que las señales que se están manejando son muy pequeñas.

El V_{out} del op amp amplificador diferencial es utilizado para manejar el amplificador del devanado de control, el cual es un *amplificador de simetría complementaria*. El amplificador de simetría complementaria se dis-

tingue por la utilización de un transistor *npn* y un transistor *pnp*. Los transistores para simetría complementaria son apareados especialmente de manera que tengan idénticas curvas características corriente-voltaje, excepto, desde luego, que las polaridades son opuestas. Q_1 maneja y amplifica el semiciclo positivo de V_{out} , y Q_2 maneja y amplifica el semiciclo negativo. Este esquema de amplificación es una alternativa de los amplificadores push-pull discutidos en el Capítulo 10. Proporcionan la misma ventaja, es decir un funcionamiento fresco de los transistores de salida dado que no disipan potencia dc.

Note que el punto de unión de los emisores de Q_1, Q_2 está a tierra; las fuentes de $+12\text{ V}$ y -12 V no están a tierra. Estas fuentes entregan corriente solamente al devanado de control del servo motor, y están completamente separadas de las fuentes de $\pm 15\text{ V}$ del op amp. No hay referencia de tierra de estos dos pares de fuentes de alimentación.

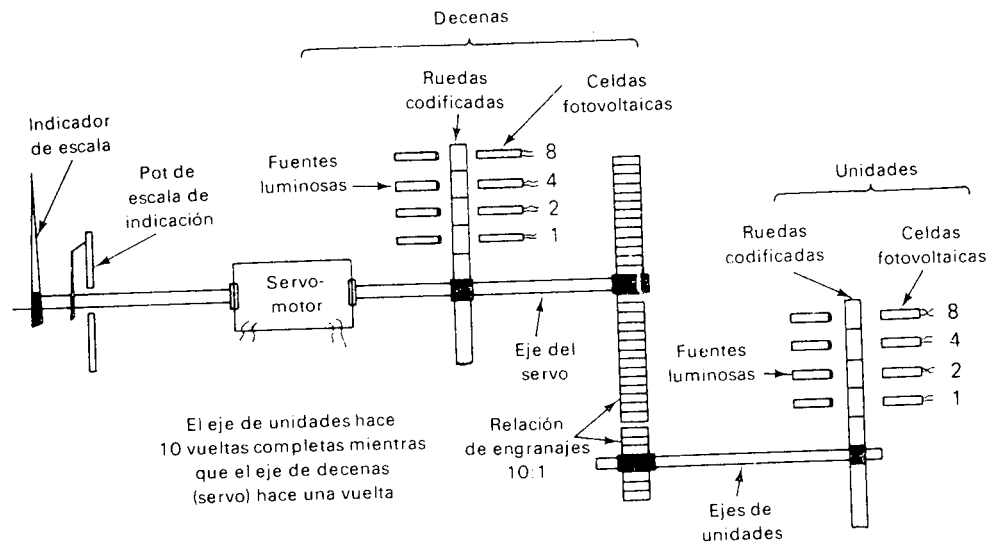
El V_{out} , la señal de salida del op amp, varía entre positivo y negativo respecto a tierra. A medida que va hacia positivo polariza directamente la unión base-emisor de Q_1 , haciendo que el transistor conduzca. Entonces Q_1 deja pasar corriente a través del devanado de control del servo motor de la izquierda a la derecha. El origen de esta corriente es la fuente de $+12\text{ V}$.

A medida que V_{out} del op amp va hacia negativo respecto a tierra, polariza directamente la unión base-emisor del transistor *pnp* Q_2 , haciendo que conduzca. Q_2 entonces deja pasar corriente a través del devanado de control de la derecha hacia la izquierda. El origen de esta corriente es la fuente de -12 V . Por tanto la corriente por el devanado de control es una corriente ac sincronizada con los voltajes en los circuitos de medida, los cuales a su vez están sincronizados con la línea de potencia ac. La corriente por el devanado fijo del servo motor está 90° fuera de fase con respecto a la línea de potencia ac. Esto es debido a que el devanado fijo está excitado por el secundario de T_2 a través de un condensador de desplazamiento de fase. El transformador T_2 está alimentado por las mismas líneas de potencia ac que manejan a T_1 . El devanado primario de T_2 , aún cuando no se muestra en la Figura 9-12(b), se encontraría conectado a las líneas ac a la izquierda del filtro de línea.

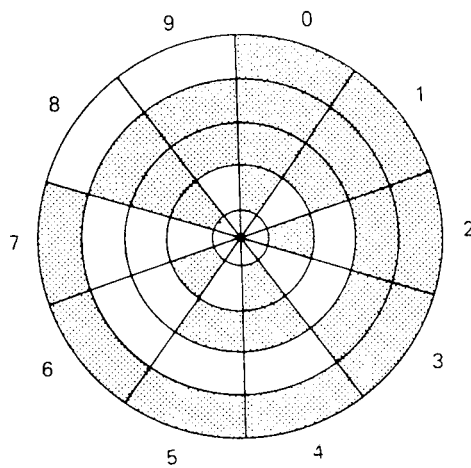
El servo motor marchará siempre que exista un voltaje de error (V_{error}). Tal como está ilustrado en la Figura 12-10(a), el eje del servo motor está unido a la armadura del contacto del pot de escala de indicación, y siempre será manejado en la dirección apropiada para reducir V_{error} a cero. De este modo el servo sistema continuamente iguala las señales INDICACION DE PESO y PESO NETO MEDIDO. En esta forma el indicador de escala constantemente apunta al peso neto correcto sobre la escala calibrada en peso.

12-6-3 Lector óptico de peso

Una vista de lado del servo mecanismo se muestra en la Figura 12-10(a). El servo motor tiene un motor reductor de modo que su eje de salida rota lentamente. El eje de salida es referido como un *servo eje*, y es un eje de doble extremo. Uno de los extremos del servo eje se utiliza para posicionar



(a)



Banda más externa: 8
 anterior a la más externa: 4
 siguiente a la más interna: 4
 banda más interna: 1

(b)

Figura 12-10. (a) Vista de lado del servo mecanismo. El eje del servo motor a la izquierda posiciona el indicador de peso y el contacto del pot de escala de indicación. El eje del servo motor a la derecha posiciona las dos ruedas codificadas en binario. Estas ruedas convierten ópticamente la posición del eje en una señal digital de peso. (b) Vista de frente de una de las ruedas codificadas en binario.

el indicador de escala y el contacto del pot de escala de indicación. El otro eje es utilizado para posicionar dos ruedas codificadas en binario. Las ruedas codificadas en binario habilitan los circuitos optoelectrónicos para leer el peso indicado en forma digital.

Veamos ahora como las ruedas codificadas leen el peso. La vista de frente de una de las ruedas codificadas en binario se muestra en la Figura 12-10(b). Ambas ruedas son idénticas, pero nos concentraremos temporalmente solamente en las ruedas de las decenas. Como puede verse, la rueda está dividida en diez sectores iguales, cada sector representa uno de los dígitos decimales del 0 al 9. La distancia que el eje del servo motor rote determina cuál de estos sectores vendrá a la posición más apropiada, entre las fuentes luminosas y las fotoceldas. Si el sector número 5, por ejemplo, viene a la posición más apropiada, entre las fuentes luminosas y las fotoceldas, la información dada por la fotocelda deberá representar el número 5 decimal. Si el sector número 6 viene a la posición apropiada las fotoceldas deberán representar el número 6 decimal y así sucesivamente.

Los números decimales asociados con los sectores de la rueda son codificados en el código binario 8421 ya familiar en virtud de las áreas luminosas y oscuras en los sectores. Note que la rueda (y cada sector) está compuesta por cuatro *bandas* concéntricas, o anillos. La banda más alejada indica la presencia o ausencia del bit binario 8. La banda anterior a la más externa indica el bit 4. La banda siguiente a la más interna indica el bit 2. y la banda más interna representa el bit 1. Con esto presente nos referiremos a las bandas como la *banda 8*, la *banda 4*, y así sucesivamente.

Cuando un sector dado se mueve a la posición entre las luces la fotocelda pasaran los haces luminosos en aquellas bandas donde ella es transparente y bloqueará los haces luminosos en aquellas bandas donde sea opaca. La presencia de luz en la fotocelda receptora significa 1 binario, y la ausencia de luz se entiende por un 0 binario. En esta forma, puede representarse un número binario de 4 bits.

Como un ejemplo, consideremos el sector número 5 en la Figura 12-10(b). Su banda 8 y su banda 2 ambas son opacas, pero su banda 4 y 1 son transparentes. Si el sector número 5 se mueve hacia la posición apropiada, serán iluminadas las fotoceldas 4 y 1. Las fotoceldas 8 y 2 permanecerán oscurecidas. La salida de las fotoceldas es de este modo 0101, leyéndola de la banda más externa a la banda más interna (de 8 hacia 1). Este es el código binario para el número 5 decimal.

Es una tarea bastante fácil verificar si la rueda satisface el código binario para cada uno de los 10 dígitos decimales.

La rueda de unidades hace exactamente lo mismo que hace las ruedas de decenas, excepto que ella rota *10 veces más*. Esto es ejecutado por medio de un engranaje mecánico, tal como el mostrado en la Figura 10-10(a). El engranaje sobre el eje del servo tiene un diámetro 10 veces mayor que el engranaje sobre el eje de unidades. Por tanto, por cada revolución del eje del servo, el eje de unidades ejecuta 10 revoluciones.

Para hacernos a la idea de como trabaja la totalidad del mecanismo de lectura, asumamos que la totalidad de la escala de peso es 100 lb. Es decir, el eje del servo ejecuta una revolución completa cuando se carga en la tolva una cantidad de 100 lb de material en polvo. Siendo esto así, el eje del servo hará un décimo de revolución por cada 10 lb de material en polvo

que se carguen en la tolva. Esto se traduce en una revolución *completa* del eje de unidades.

Por tanto, a medida que lentamente se vacían 10 lb de material en la tolva, la rueda de unidades avanza e indica cada uno de los 10 dígitos en secuencia. Cuando regresa a 0 después de completar una revolución, la rueda de las decenas justamente ha completado un décimo de revolución, y cambia del sector 0 al sector 1. Esta acción se repite a medida que el peso del material va desde 10 a 20 lb, y nuevamente para cada 10 lb de allí en adelante, hasta llegar a 99 lb (el mecanismo no puede leer 100 lb con sólo dos ruedas).

Como un ejemplo, supongamos que se cargan 72 lb de material en la tolva. El eje del servo girará un poco más que siete décimos de revolución, de modo que el sector número 7 de la rueda de las decenas se encontrará en la posición apropiada. El eje de las unidades tendrá que haber girado siete revoluciones completas más dos décimos de otra revolución. Por tanto el sector número 2 de la rueda de unidades se encontrará en la posición apropiada. El sector número 2 es opaco-transparente-transparente-transparente, leído del aro más externo al aro más interno, y el sector número 2 es opaco-opaco-transparente-opaco, de nuevo leído de afuera hacia adentro en la rueda. Por tanto la salida de los dos grupos de fotocelda será

0111 0010,

lo cual representa 72 en BCD.

12-6-4 El ciclo lógico automático

La Figura 12-11 muestra el circuito lógico para controlar el sistema. Note primero que cada fotocelda de lectura es amplificada por un transistor como interruptor y luego enviada a un inversor lógico. Los inversores entonces la llevan hacia decodificadores de BCD a 1 de 10 del mismo tipo que los vistos en el Capítulo 3 (Figura 3-15). El peso neto de material en la tolva de este modo aparece a la salida de los decodificadores. Por ejemplo, si hay 72 lb de material en la tolva, el terminal de salida 7 del DECODIFICADOR DE DECENAS en la Figura 12-11 pasará a nivel alto y el terminal de salida 2 del DECODIFICADOR DE UNIDADES pasará a nivel alto. Todos los otros 18 terminales de salida permanecerán en nivel bajo.

Los decodificadores conectan con dos pares de interruptores selectores. El primer par de interruptores, que se denominan INTERRUPTORES DE PESO DESEADO, predeterminan el peso *deseado* de material. El segundo par de interruptores, que se denomina INTERRUPTORES DE LLENADO LENTO, predeterminan el peso al cual la tolva pasa de alta velocidad a baja velocidad. A medida que el material en la tolva se aproxima al peso deseado, la velocidad de carga de la tolva es desplazada con el objeto de prevenir sobrepasos del peso deseado final.

En la Figura 12-11, la AND2 es la puerta que detecta cuando se ha alcanzado el peso de llenado lento. Sus entradas vienen de los terminales comunes de los INTERRUPTORES SELECTORES DE LLENADO LENTO. La AND3 es la puerta que detecta cuando se ha cargado en la tolva la cantidad de peso deseado. Sus entradas provienen de los terminales co-

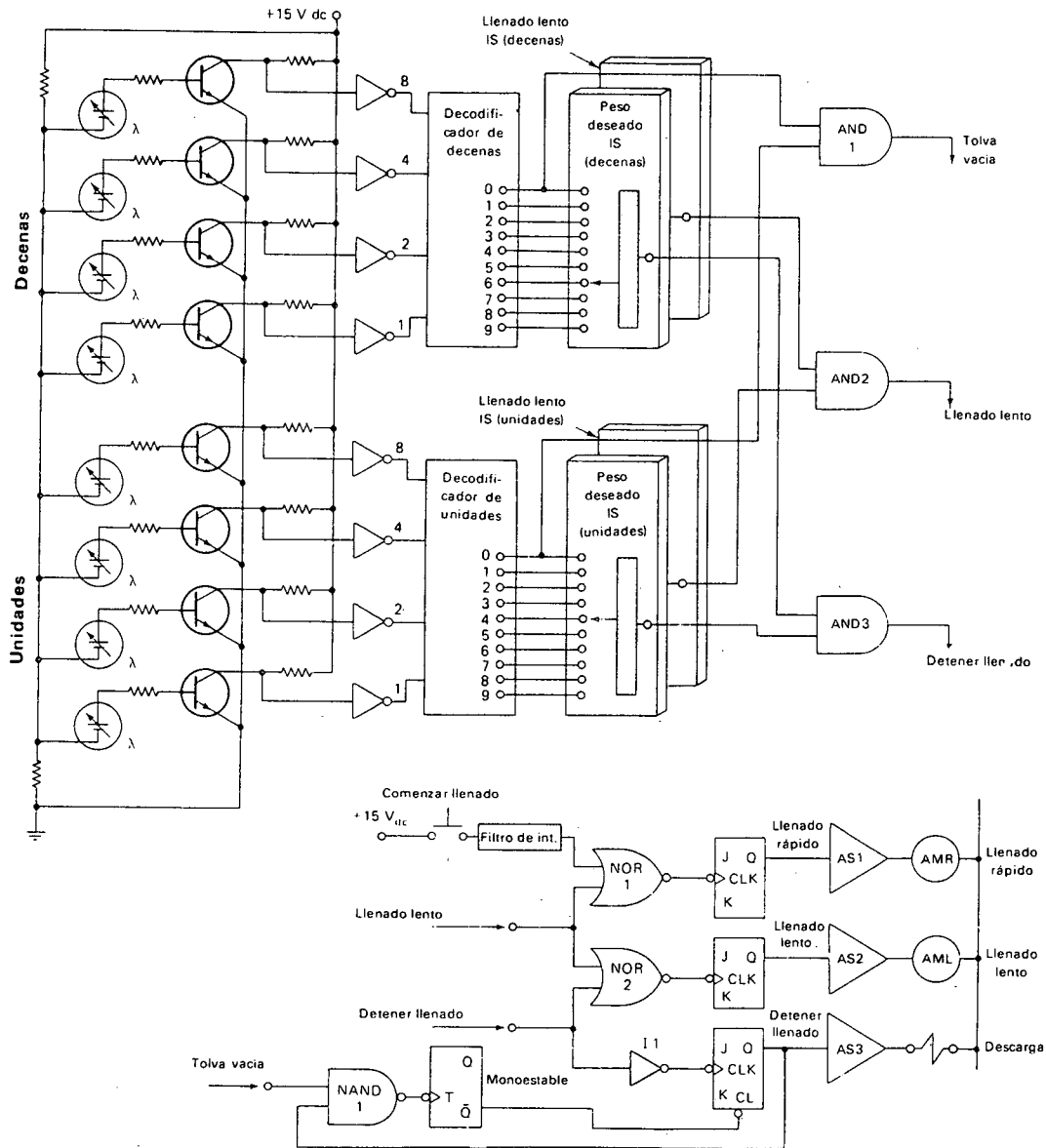


Figura 12-11. Circuito de control del ciclo de pesaje. Las fotoceldas detectoras en el extremo izquierdo son las mismas mostradas en la Figura 12-10 (a). Cuando las salidas de los dos decodificadores emparejan la predeterminación de los dos INTERRUPTORES SELECTORES DE LLENADO LENTO, se disminuye la velocidad de vaciado del material. Cuando las salidas de los decodificadores emparejan la predeterminación de los dos INTERRUPTORES SELECTORES DE PESO DESEADO, el transportados se detiene completamente.

munes de los INTERRUPTORES SELECTORES DE PESO DESEADO. Adicionalmente, hay una puerta de detección de TOLVA VACIA, la AND1. Sus entradas están conectadas por cable a los terminales de salida 0 de los DECODIFICADORES DE UNIDADES y de DECENAS. La salida de la AND1 pasa a nivel alto cuando la tolva está vacía, y el peso neto es igual a 0 lb.

El ciclo de operación no es complicado. Después que la escala ha sido tarada manualmente por el ajuste del pot de tara, el operador presiona el botón pulsador COMENZAR LLENADO. La salida del filtro de interruptor aplica un nivel alto a la NOR1, el cual entrega un flanco de bajada al FLIP-FLOP DE LLENADO RAPIDO. Ambas entradas *J* y *K* están en nivel alto, de modo que el flip-flop conmuta al estado ACTIVADO. Esto habilita el amplificador de salida AS1, el cual energiza el ARRANCADOR DEL MOTOR DE LLENADO RAPIDO, AMR. El transportador de tornillo sin fin comienza a girar a alta velocidad, enviando rápidamente material hacia la tolva.

Esto continúa hasta cuando los detectores ópticos de peso alcanzan el número predeterminado en los INTERRUPTORES SELECTORES DE LLENADO LENTO. En este instante, ambas entradas de la AND2 pasan a nivel alto, y su salida pasa a nivel alto. Este nivel alto aparece a las entradas de la NOR1 y la NOR2, haciendo que sus salidas pasen a nivel bajo. Los FLIP-FLOP DE LLENADO RAPIDO Y DE LLENADO LENTO reciben un flanco de bajada y ambos conmutan. El FLIP-FLOP DE LLENADO RAPIDO pasa al estado DESACTIVADO, desenergizando a AMR, y el FLIP-FLOP DE LLENADO LENTO pasa al estado ACTIVADO, energizando a AML, el ARRANCADOR DEL MOTOR DE LLENADO LENTO. El transportador de tornillo sin fin gira a baja velocidad y continúa enviando material a la tolva a una velocidad menor.

Esto continúa hasta cuando los detectores de peso alcanzan el número predeterminado en los INTERRUPTORES SELECTORES DE PESO DESEADO. En este instante, ambas entradas de la AND3 pasan a nivel alto, y la salida entrega un nivel alto a la NOR2 y a I1. A medida que llega el flanco de bajada a sus terminales CLK, el FLIP-FLOP DE LLENADO LENTO pasa al estado DESACTIVADO, y el FLIP-FLOP DETENER LLENADO pasa al estado ACTIVADO. La salida *Q* del FLIP-FLOP DE LLENADO LENTO pasa a nivel bajo, inhabilitando al AS2. El ARRANCADOR DEL MOTOR DE LLENADO LENTO se desenergiza, deteniendo la rotación del transportador del tornillo sin fin. Por tanto, se detiene el flujo del material cuando el peso neto en la tolva es igual al peso deseado.

En el mismo instante, la salida *Q* del FLIP-FLOP DE DETENER LLENADO energiza el solenoide de descarga a través del AS3. La válvula de descarga se abre, y el material ya pesado sale de la tolva. Cuando la tolva está vacía, la línea TOLVA VACIA proveniente de AND1 pasa a nivel alto. Esto hace que ambas entradas de la NAND1 estén en nivel alto, lo cual entrega un flanco de bajada al terminal de disparo del monoestable. El monoestable se enciende, haciendo que aparezca un nivel bajo en su salida \bar{Q} . Este nivel bajo se aplica a la entrada de aclarado del FLIP-FLOP DE DETENER LLENADO, haciendo que pase al estado DESACTIVADO. El solenoide de descarga se desenergiza, y el ciclo se termina.

12-6-5 Otros códigos y métodos de codificación

El codificador óptico presentado en la Sección 12-6-3 utiliza el código binario puro para representar el número de cada sector. Esta es la manera más obvia para representar un número sobre una rueda de codificación, y tiene la característica deseable de ser fácilmente decodificable. Esto es, es simple decodificar la información de la rueda enviándola a un decodificador BCD a 1 de 10, tal como el mostrado en la Figura 12-11. Sin embargo, el código binario puro tiene un inconveniente bastante serio cuando se utiliza en una rueda codificadora. El problema se presenta cuando la rueda se detiene justo en la línea divisoria entre dos sectores.

Por ejemplo, consideremos qué podría suceder si la rueda de la Figura 12-10(b) se detuviese exactamente en la línea entre el sector número 2 y el sector número 3. Dado que la banda 1 cambia de opaco a transparente en la línea divisoria del sector, la fotocelda 1 quedará medio ACTIVADA y medio DESACTIVADA y no sabrá que hacer. Las fotoceldas 2, 4, y 8 no sufrirán ambigüedad dado que no hay cambio de color en la línea divisoria de los sectores en dichas bandas. Por tanto, la salida resultante de las fotoceldas podría ser el decimal 2 (0010) o podría ser el decimal 3 (0011); no hay manera de saber qué debe hacer. En este ejemplo particular el problema no es tan serio porque si la posición es intermedia entre 2 y 3 de hecho no importa qué lea el codificador; cualquier resultado está muy cercano del verdadero.

Sin embargo, supongamos que la rueda se detiene en la línea divisoria entre el sector número 7 y el sector número 8. En este caso, *todas* las bandas cambian de condición en la línea divisoria. Con las cuatro fotoceldas en una condición ambigua, es imaginable que los fotodetectores podrían *todos* leer 0. En este caso, el error es serio. No tendríamos inconvenientes si el codificador hubiese leído el número como un 7 y no tendríamos inconveniente si el codificador hubiese leído el número como un 8, dado que cualquiera de estos dos resultados está bastante cercano del verdadero. Pero definitivamente *tenemos* problema cuando el codificador toma el número como un 0.

La diferencia esencial entre la situación 2-3 y la situación 7-8 es que solamente una banda cambia de condición en la línea divisoria 2-3, mientras que varias bandas (cuatro) cambian de condición en la línea divisoria 7-8. Siempre que más de una banda cambia de condición en una línea divisoria de sectores, son posibles serios problemas de codificación. Para resolver este problema, se han inventado otros códigos en que *solamente un bit cambia a la vez*. Es decir, cuando nos movemos de un número al siguiente, solamente uno de los bits constitutivos cambia de estado. Estos otros códigos son también códigos *binarios* porque involucran solamente 0s y 1s, pero hacemos una distinción entre ellos y el familiar código binario 8421, el cual es denominado *binario puro*.

El más famoso y popular de estos otros códigos binarios es el *código Gray*. La Tabla 12-1 muestra el código Gray equivalente para cada uno de los números decimales del 0 al 15. Para propósitos de comparación, la representación en binario puro se muestra a continuación del código Gray.

En la Tabla 12-1 note que uno y *solamente un bit* cambia de estado en el código Gray a medida que cambia el número codificado. Esto elimina la

TABLA 12-1. Equivalentes de los números decimales del 0 al 15 en Código Gray, junto con el equivalente en código binario.

Decimal	Código Gray	Binario puro
0	0000	0000
1	0001	0001
2	0011	0010
3	0010	0011
4	0110	0100
5	0111	0101
6	0101	0110
7	0100	0111
8	1100	1000
9	1101	1001
10	1111	1010
11	1110	1011
12	1010	1100
13	1011	1101
14	1001	1110
15	1000	1111

posibilidad de problemas serios de codificación del tipo descrito antes. No vale la pena memorizar el código Gray, dado que no se encuentra tan frecuentemente como el binario puro. Su principal aplicación es en codificadores ópticos (y mecánicos) de posición. El código Gray es lo suficientemente popular en el uso de codificadores de posición que los fabricantes de CI fabrican y venden decodificadores de código Gray a 1 de 10.

Otro ítem digno de mencionarse es que dos ruedas codificadoras acopladas entre sí como se muestra en la Figura 12-10(a) no constituyen un arreglo frecuente. El método preferido es simplemente dividir la rueda codificadora en más sectores y codificar cada sector en particular. Después de todo, el código binario puro y el código Gray no se detienen en 9; sino que siguen de allí en adelante. Para este ejemplo, la rueda podría haberse dividido en 100 sectores, y cada sector habría tenido su propia y única representación en el código Gray. El número de bandas desde luego, sería mayor. Se requerirían 7 bits para codificar números decimales hasta 100. Por tanto se necesitaría una rueda codificadora de 7 bandas para codificar una escala de 100 lb en graduaciones de 1 lb. El circuito de codificación deberá también ser diferente, y tales circuitos de codificación están disponibles.

12-7 CONTROLADOR DE BIOXIDO DE CARBONO PARA UN HORNO DE CARBURACION

12-7-1 El proceso de carburación

A una pieza de acero se le puede proporcionar una capa exterior muy dura por difusión de carbono libre a su superficie. El proceso metalúrgico

de difusión de carbono en acero se denomina *carburización*. La carburización se realiza sometiendo al acero a una temperatura bastante alta del orden de 1.700°F durante varias horas, en presencia de una *atmósfera de carburación*. Una atmósfera de carburación es una mezcla de productos de combustión normal con un gas especialmente fabricado. El gas manufacturado contiene altas concentraciones de monóxido de carbono (CO) y de dióxido de carbono (CO₂). Ajustando la composición de los gases en la atmósfera de carburización, el contenido de carbono y la profundidad de carbono del acero pueden variarse para conseguir diferentes requerimientos. Generalmente la profundidad de penetración del carbono en la superficie es del orden de 0,050 pulgadas.

La distribución física para controlar la atmósfera de carburación está ilustrada en la Figura 12-12. La combustión del combustible y al aire se sucede en el quemador montado en la pared lateral del horno. Los productos de combustión se expanden y ocupan el espacio interior del horno de carburación. Al mismo tiempo, el gas especial de carburación fluye a través de una válvula variable y hacia la cámara del horno. Si la válvula es abierta más para admitir un mayor flujo de gas de carburación aumenta la concentración de compuestos de carbono en contacto y decrece la concentración de compuestos de carbono en el horno.

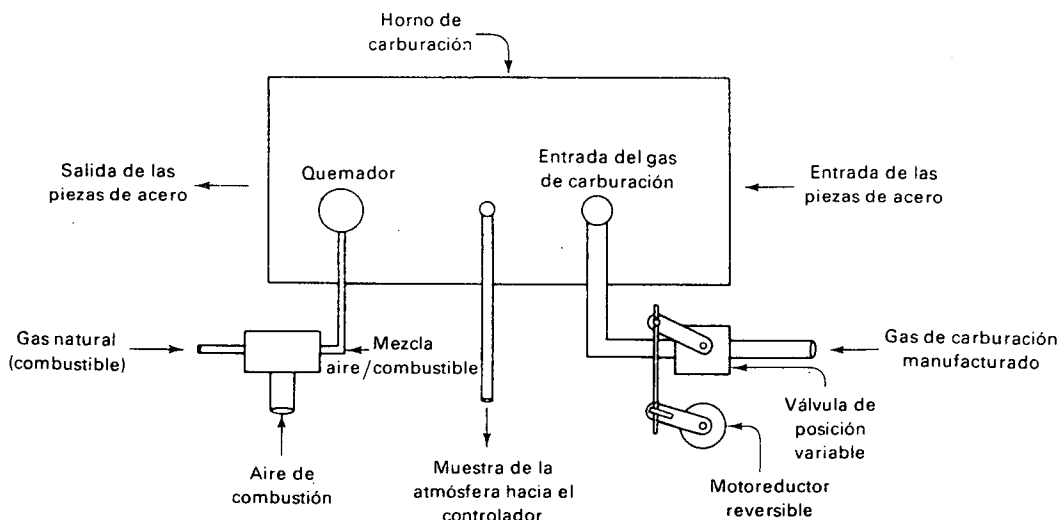


Figura 12-12. Distribución física del horno de carburación. El combustible y el aire de combustión se muestran entrando por la izquierda, el gas de carburación entra por la derecha, y un muestreador de atmósfera está dibujado al centro.

La posición de la válvula se controla por medio de un sistema que compara la composición real de la atmósfera con la composición deseada. Si el circuito de control encuentra cualquier discrepancia entre las composiciones real y deseada, ajusta la abertura de la válvula de acuerdo con esto.

El sistema de control obtiene una muestra de la atmósfera por medio de un pequeño tubo que sale de la cámara del horno. Un ventilador en el otro extremo del tubo continuamente fuerza una nueva muestra de la atmósfera gaseosa a través del tubo hacia el dispositivo de medida del sistema.

Se ha encontrado que el mejor método en todo respecto de controlar una atmósfera de carburización es controlando su *concentración de dióxido de carbono*. Por tanto, los sistemas modernos de control de atmósfera miden la concentración de CO_2 en una muestra de la atmósfera y controlan dicha concentración.

El circuito del sistema de control de CO_2 es bastante extenso, y está ilustrado en las Figuras 12-13, 12-14 y 12-15. La Figura 12-13 muestra el circuito de medida para determinar la concentración de CO_2 . La Figura 12-14 muestra la construcción mecánica del dispositivo de medida. La Figura 12-15 muestra los circuitos del detector de error, del controlador, y del dispositivo corrector final, los cuales hacen el resto del sistema de bucla cerrada.

12-7-2 Medida de la concentración de CO_2

Miremos primero la Figura 12-13. En un extremo izquierdo hay un oscilador. Es controlado por cristal a una frecuencia de 10 MHz. El transistor Q_1 está polarizado en el estado de conducción por medio de las fuentes de +15 y -15 V en conjunto con R_1 y R_2 . El camino de realimentación del oscilador es partiendo del centro del devanado primario del transformador a la unión de R_2 - R_3 en el lado del emisor. El transistor está conectado en configuración base común, dado que los osciladores construidos con base en amplificadores con base común son inherentemente más estables con temperatura que los osciladores construidos con base en amplificadores emisor común.

Este oscilador tiene una estabilidad de frecuencia mejor que el 0,01% bajo condiciones normales de operación. Es decir, su frecuencia de salida no se desviará más del 0,01% de su frecuencia nominal de operación de 10 MHz. La señal ac de 10 MHz en el punto A produce una señal senoidal de 10 MHz a través del devanado secundario del transformador de acoplamiento. Este devanado está conectado directamente al condensador C_c , que es un condensador *variable*. Su capacitancia exacta varía en relación a la concentración de CO_2 de la muestra de atmósfera que se está midiendo. Veremos rápidamente como se ejecuta esto.

La inductancia del devanado secundario en combinación con la capacitancia C_c conforman un circuito tanque LC. Los valores de la inductancia L del devanado y la capacitancia C_c son tales que dicho circuito tanque tiene una frecuencia de resonancia del orden de 10 MHz. Sin embargo, el circuito LC es llevado ligeramente fuera de resonancia a medida que varía el valor de C_c . Si el valor de C_c se varía a una frecuencia de 9 Hz (que es el caso, como veremos), la señal portadora de 10 MHz que aparece a través del devanado secundario será *modulada en amplitud* a una frecuencia de 9 Hz. Esto sucede porque la corriente de 10 MHz circulando en el circuito tanque LC cambia en magnitud a medida que el circuito tanque

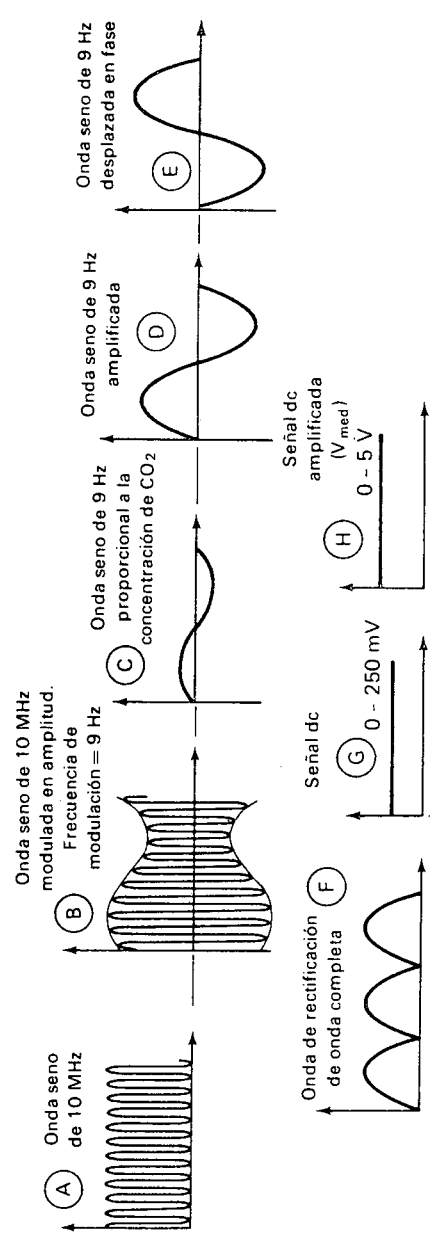
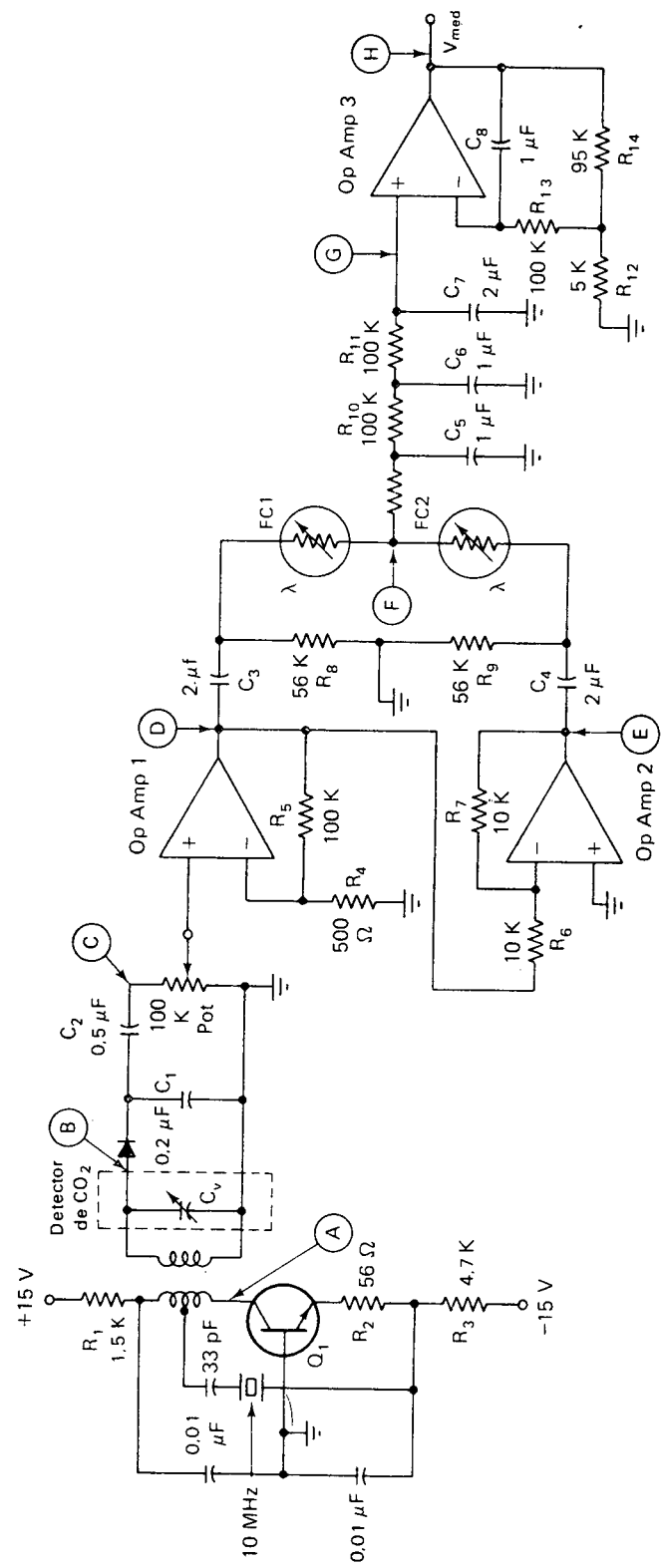


Figura 12-13. Circuito para medir la concentración de CO₂. Las formas de ondas a varios puntos en el circuito están dibujadas de A-H. (Cortesia de Beckman Instruments, Inc.)

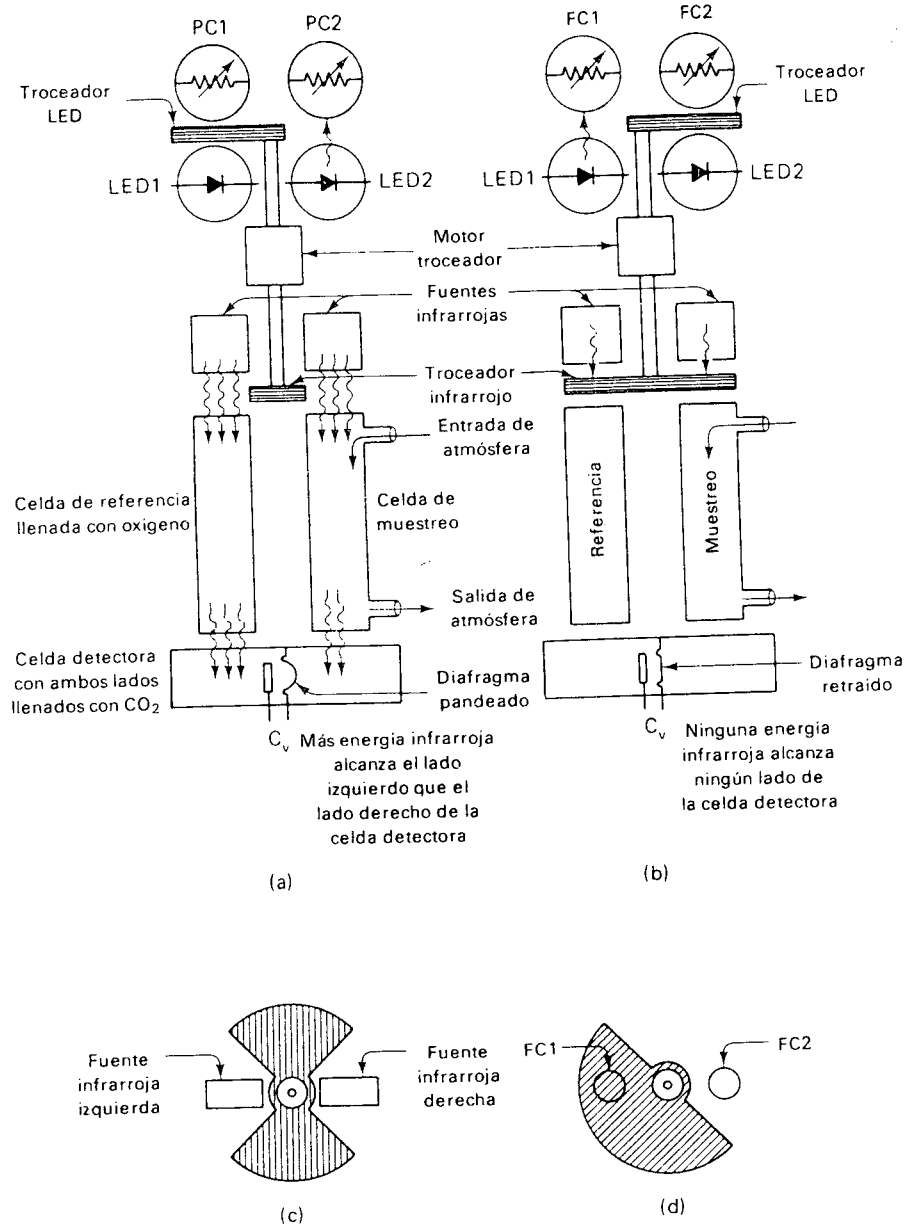


Figura 12-14. Apariencia física del transductor de medida de CO₂. (a) A un instante cuando el troceador infrarrojo *no* bloquee las fuentes infrarrojas, la radiación infrarroja es admitida a las celdas de referencia y de muestreo. (b) A un instante cuando el troceador infrarrojo *si* bloquee las fuentes infrarrojas, no entra radiación infrarroja a las celdas. (c) Vista de frente del troceador infrarrojo. (d) Vista de frente del troceador LED. La posición angular mostrada en la parte (c) para el troceador infrarrojo. (Cortesía de Beckman Instruments, Inc.)

entra y sale de resonancia. La señal de 10 MHz modulada en amplitud se muestra en el punto *B* en el circuito.

Detengámonos ahora en nuestro estudio de la Figura 12-13 y transfiramos nuestra atención a la Figura 12-14. Esta figura ilustra la construcción del aparato que hace que C_c varíe en relación a la concentración de CO_2 . El aparato tiene dos fuentes de radiación infrarroja, que irradian energía hacia dos cilindros llenados con gas, o *celdas*. Estas dos celdas se denominan *celda de referencia* y *celda de muestreo* tal como se muestra en la Figura 12-14(a). La celda de referencia es herméticamente cerrada y contiene oxígeno puro. La celda de muestreo experimenta un flujo constante de gas renovado de la atmósfera. "Muestrea" la atmósfera de carburización del horno.

El oxígeno gaseoso y el dióxido de carbono gaseoso muestran un interesante y útil contraste, sobre el cual está basado la totalidad del método de medida. Este contraste es que el oxígeno gaseoso *no absorberá* energía infrarroja, pero el dióxido de carbono gaseoso *sí absorberá* energía infrarroja. Además, la cantidad de energía infrarroja que absorbe la *mezcla* de gas depende de la *concentración de CO_2* en el gas. Si la concentración de CO_2 es ligera, no se absorberá mucha energía radiante infrarroja; si la concentración de CO_2 es alta, se absorberá una gran cantidad de energía radiante infrarroja.

Las dos fuentes de infrarrojo radian una cantidad igual de energía hacia cada celda. *Toda* la energía radiada hacia la celda de referencia (llena de oxígeno) pasa a través de la celda sin ser absorbida. Sale por el otro extremo de la celda de referencia y pasa hacia la *celda detectora*. La celda detectora está dividida en dos compartimientos, sellados el uno del otro por medio de un fino diafragma metálico. Ambos compartimientos están llenos de dióxido de carbono puro. El CO_2 gaseoso en el compartimiento izquierdo, por consiguiente, recibe y absorbe *toda* la energía infrarroja que fue radiada por la fuente de infrarrojo a la izquierda en la Figura 12-14(a). Esto produce un ligero incremento de la temperatura del CO_2 en el lado izquierdo, lo cual se traduce en un ligero aumento de la presión sobre el lado izquierdo del fino diafragma metálico.

Consideremos ahora qué sucede en el lado derecho. No toda la energía radiada por la fuente de infrarrojo pasa a través de la celda de muestreo. Una cierta cantidad de energía es absorbida por el CO_2 presente en la atmósfera de muestreo, y una cantidad reducida de energía sale por el otro extremo. Esto se sugiere por el hecho que solamente hay dos flechas onduladas saliendo de la celda de muestreo, aun cuando se muestran *tres* flechas onduladas entrando a la celda en la Figura 12-14(a). El CO_2 a la derecha en la celda detectora absorbe esta energía infrarroja disminuída, y también experimenta un aumento de temperatura. El lado derecho no experimenta tanto cambio como el lado izquierdo, dado que absorbe menos energía que éste. Por tanto, la presión en el lado derecho no aumenta tanto como la presión sobre el lado izquierdo del diafragma metálico. El desbalance de presión hace que el diafragma flexible de metal se pandee hacia la derecha, tal como se muestra. Hay un cable terminal conectado al diafragma de metal, y hay una placa de metal fija próxima al diafragma, la cual también tiene un cable terminal saliendo de la celda. Estos dos objetos metálicos (la placa fija y el diafragma metálico) forman un conden-

sador, cuya capacitancia naturalmente depende de la separación entre los objetos. Si están cercanos, la capacitancia C_c es alta; si están apartados, C_c es baja.

Es claro que la capacitancia de C_c depende de la concentración de CO_2 en la muestra de gas. Entre mayor sea la concentración de CO_2 , más energía se absorbe en la celda de muestreo. A más energía absorbida en la celda de muestreo, menos energía se entregará al lado derecho de la celda detectora. A menos energía entregada al lado derecho más baja será la presión al lado derecho. Esta presión más baja se traduce en un mayor pandeo del diafragma metálico y en consecuencia una reducción en la capacitancia. El resultado total es que una alta concentración de CO_2 produce un bajo valor de C_c .

Las fuentes de energía infrarroja no son habilitadas para radiar continuamente hacia las celdas de referencia y de muestreo. Un motoreductor de baja velocidad (el *motor troceador*) rota lentamente al *troceador infrarrojo*, el cual es una hoja de la forma mostrada en la Figura 10-14(c). A medida que rota el eje del motor troceador, las hojas alternativamente exponen y bloquean las fuentes de infrarrojo. Cada rotación del eje produce dos ciclos de exposición y de bloqueo. Cuando están bloqueadas las fuentes de infrarrojos, no llega energía a la celda de referencia, ni a la de muestreo, ni a la detectora. Las temperaturas y presiones sobre los lados izquierdo y derecho de la celda detectora tienen tiempo de igualarse y el diafragma regresa a su forma normal. Esta situación está ilustrada en la Figura 12-14(b), en la cual las hojas del troceador infrarrojo han rotado 90° y están bloqueando las fuentes.

El troceador de hojas rota a 4,5 revoluciones/seg (270 rpm). Cada revolución produce dos ciclos de pandeo y retracción del diafragma metálico y por consiguiente dos ciclos de variación de capacitancia. De este modo el condensador varía a una frecuencia de 9 ciclos/seg, y la magnitud de la variación de capacitancia es proporcional a la concentración de dióxido de carbono en la muestra.

La variación de 9 Hz de C_c produce una señal de AM que aparece al punto B en la Figura 12-13. Ahora continuaremos nuestra discusión del circuito de la Figura 12-13.

La señal de AM es aplicada a un *demodulador* que está formado por un diodo y un condensador de $0,2 \mu\text{F}$. Estos componentes *demodulan* la señal, suprimiendo la portadora de 10 MHz mientras permanece la señal de información de 9 Hz. Esta señal de 9 Hz aparece al punto C en el circuito.

La onda senoidal de 9 Hz se aplica a un pot de 100 K, donde una porción de ella es captada y enviada al op amp 1. El op amp 1 está conectado como amplificador noinversor, que tiene una ganancia de voltaje del orden de 200. Por consiguiente la onda senoidal de 9 Hz aparece amplificada en el punto D. La señal amplificada es enviada al op amp 2, el cual está conectado como amplificador inversor con una ganancia igual a 1 (un inversor de fase). Por tanto la única acción del op amp 2 es la de invertir la fase de la señal de 9 Hz. La señal que aparece en el punto E de este modo está 180° fuera de fase con respecto a la señal al punto D.

Ambas señales se entregan a la red formada por R_8 , R_9 , CF1 y CF2. Esta red produce una señal rectificadora de onda completa al punto F. El troceador a LED en la Figura 12-14 está montado al otro extremo del eje

del motor troceador. Es de la forma mostrada en la Figura 12-14(d) y está montado de modo que bloquea el haz a la fotocelda 1 (CF1) y deja pasar el haz a la fotocelda 2 (CF2) al tiempo que el troceador deja pasar la radiación infrarroja. Esto se ilustra en la Figura 12-14(a). Cuando el eje rota 180°, el troceador a LED bloquea el haz a CF2 y lo deja pasar a la CF1; en este instante el troceador infrarrojo bloquea la radiación infrarroja. Esto se ilustra en la Figura 12-14(b). Para visualizar la sincronización entre el troceador infrarrojo y del troceador a LED, miremos juntas las Figuras 12-14(c) y (d). Claramente se muestran la posición de las fuentes de infrarrojos y de las fotoceldas. Imaginemos estos dos troceadores rotando al unísono y veremos la relación entre el troceado a las fotoceldas y el troceado de infrarrojos.

CF1 se vuelve prácticamente un cortocircuito (está iluminada) durante el semiciclo positivo de la onda senoidal del punto *D*, mientras que CF2 es prácticamente un circuito abierto (no está iluminada). Por tanto aparece en *F* el semiciclo positivo de *D*. CF2 se vuelve prácticamente un cortocircuito durante el semiciclo negativo de *D*, el cual es el semiciclo positivo de *E*. Por tanto el semiciclo positivo de *E* aparece en *F*. La forma de onda resultante en *F* es señal rectificadora de onda completa que se muestra.

Esta señal rectificadora de onda completa se pasa a través de un filtro dc formado por R_{10} , R_{11} , y los tres condensadores asociados. La salida del filtro es un pequeño voltaje dc, que fluctúa entre 0 y 250 mV. Esto se muestra al punto *G* en la Figura 12-13. El voltaje se hace igual a 250 mV cuando la concentración de CO_2 es igual a algún valor máximo arbitrario. El ajuste se hace por medio del pot de 100 K a la entrada del op amp 1.

El op amp 3 es un amplificador no inversor con una ganancia de 20. Por tanto la salida del op amp 3, denominada V_{med} , fluctúa entre 0 y 5 V, dependiendo de la concentración de dióxido de carbono. El propósito del condensador de realimentación de $1 \mu\text{F}$ es el de suavizar la respuesta transitoria del amplificador. Una variación repentina de la concentración de CO_2 no puede producir una variación repentina de V_{med} ; un cambio en la concentración debe persistir durante varios segundos para que V_{med} pueda reflejarlo. Esto elimina el efecto de variaciones de corta duración en la concentración de la muestra.

12-7-3 El detector de error, el controlador, y el dispositivo corrector final

El detector de error es un op amp amplificador diferencial, el cual se muestra a la izquierda en la Figura 12-15(a). Las entradas al amplificador diferencial son los voltajes, V_{med} y V_{ref} . V_{med} representa la *medida* de la concentración de CO_2 y V_{ref} representa la concentración de CO_2 *deseada*. V_{ref} se toma a partir del pot de referencia, el cual está alimentado por una fuente estable de 5 V. La ganancia de voltaje del amplificador diferencial es $200 \text{ K} / 5 \text{ K} = 40$. La salida, V_{error} , está dada por:

$$V_{\text{error}} = 40(V_{\text{med}} - V_{\text{ref}}).$$

Desde luego, V_{error} está sujeto a la restricción de saturación del op amp. Con una fuente de $\pm 15 \text{ V}$, V_{error} no puede exceder $\pm 13 \text{ V}$ aproximadamente.

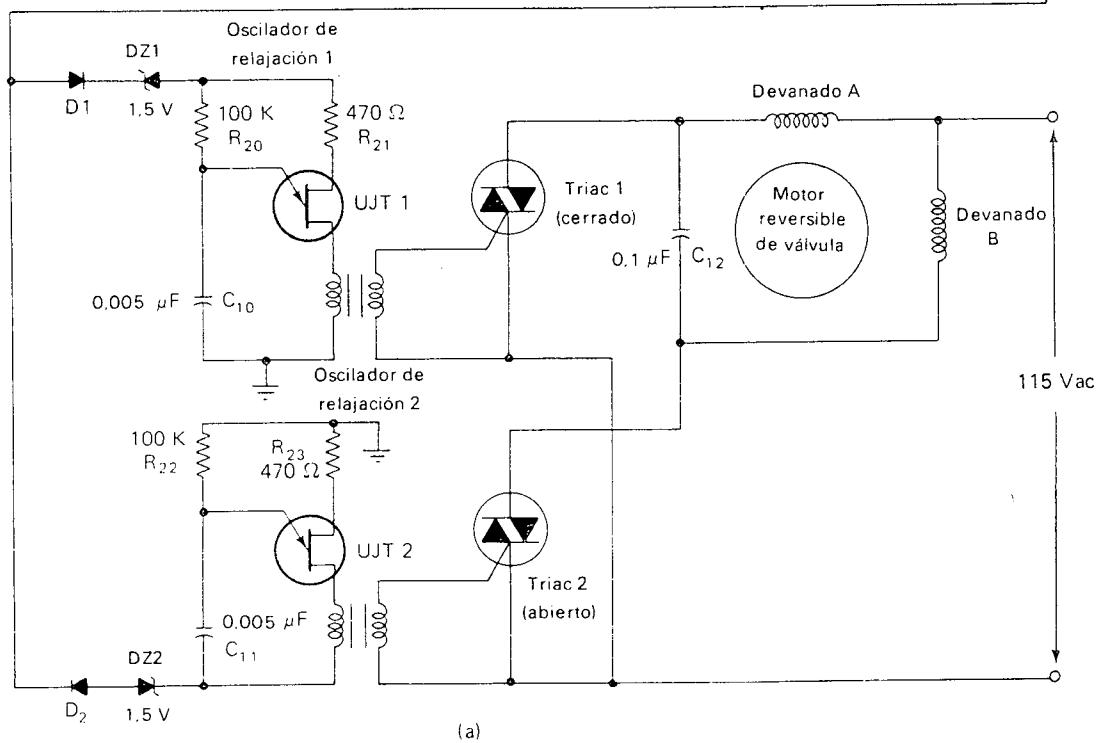
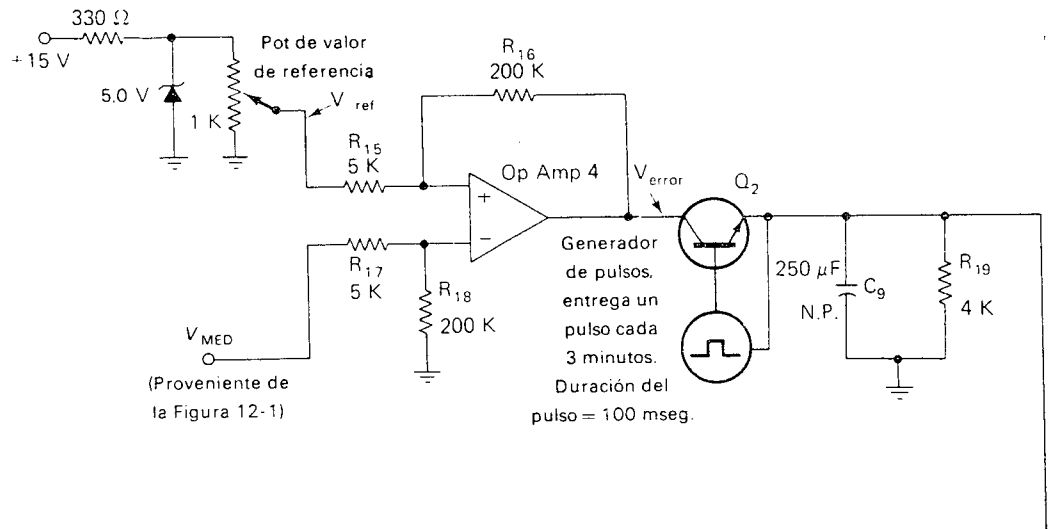
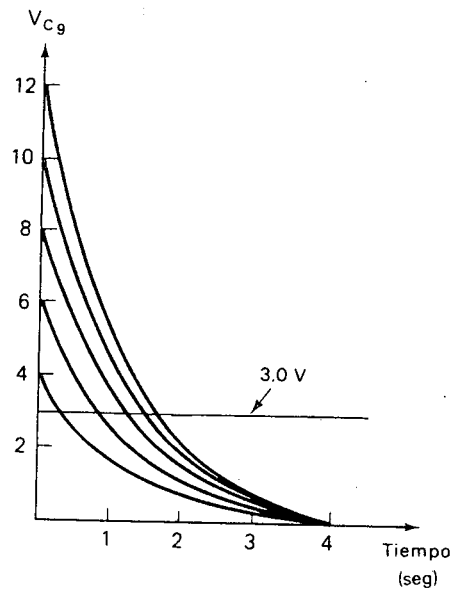
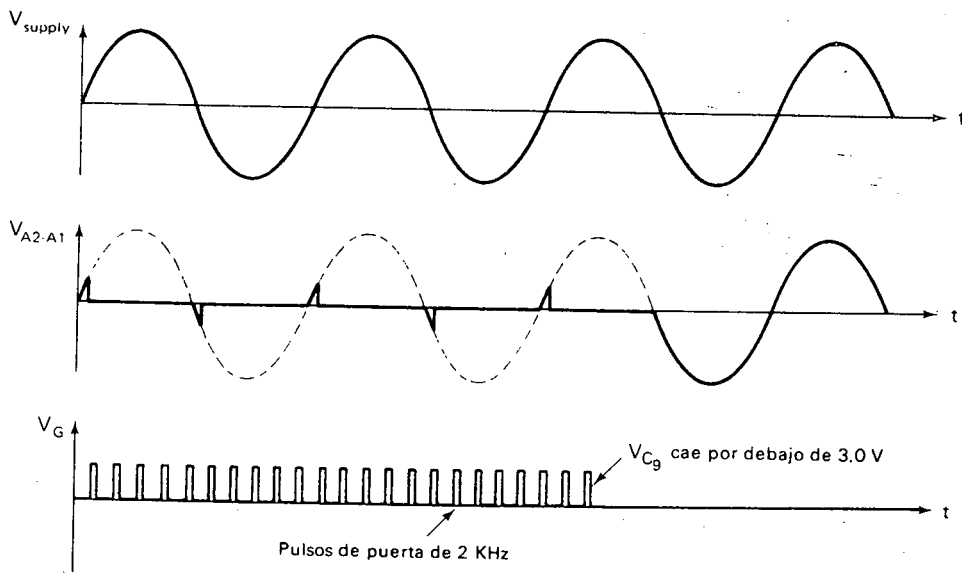


Figura 12-15. (a) Diagrama esquemático del circuito de detección de error, el circuito del controlador, y el dispositivo corrector final. (b) Familia de curvas de descarga para C_{11} . Entre mayor sea la señal de error (V_{error}), más tiempo tomará C_{11} en descargarse al valor de 3 V. (c) Formas de onda de la fuente de alimentación ac, del voltaje entre los terminales principales del triac, y voltaje de puerta. Siempre que ocurran pulsos de puerta, el triac continúa cebándose inmediatamente después del cruce por cero. Cuando cesan los pulsos de puerta, el triac permanece CORTADO.



(b)



(c)

Figura 12-15. (Cont.)

V_{error} se aplica a la combinación paralelo de C_9 y R_{19} , pero se aplica sólo una vez cada 3 minutos, cuando el transistor como interruptor Q_2 es llevado a CONDUCCION. El pulso de mando del transistor tiene una duración de 100 mseg, lo cual es tiempo suficiente para cargar el condensador de $250 \mu F$ a la totalidad del valor de V_{error} . La combinación C_9 - R_{19} tiene una constante de tiempo de descarga de:

$$\tau = (4 K)(250 \mu F) = 1 \text{ seg.}$$

Por tanto, cuando Q_2 regresa a CORTE después de la carga de C_9 a V_{error} , el voltaje del condensador (V_{C_9}) se descarga a cero con una constante de tiempo de 1 seg (5 seg para plena descarga).

Consideremos la gráfica de la Figura 12-15(b). Estas curvas representan la operación de descarga de V_{C_9} para diferentes valores de V_{error} . Las curvas muestran una descarga desde un valor *positivo* de voltaje a cero, pero tengamos presente que la situación real podría ser una descarga desde un voltaje *negativo* a cero. La polaridad de V_{error} depende de la variación respecto al valor de referencia.

La línea de 3 V es importante en las curvas de descarga y se encuentra especialmente dibujada en la Figura 12-15(b). Siempre que V_{C_9} sea mayor de 3 V, puede operar uno de los osciladores de relajación mostrados en la Figura 12-15(a). Primero consideremos qué sucede si V_{C_9} es más positivo que +3 V. Luego consideremos qué sucede cuando V_{C_9} es más negativo que -3 V.

Si V_{C_9} es más positivo que +3 V, polarizará directamente al diodo D1 y permanecerá habilitado para poner en conducción zener al diodo DZ1. Requerirá al menos 2,1 V para efectuarlo, dado que el voltaje necesario para poner en conducción el par de diodos está dado por:

$$V_{diodos} = 0,6 \text{ V} + V_z = 0,6 \text{ V} + 1,5 \text{ V} = 2,1 \text{ V}$$

Los 0,9 V restantes están disponibles para accionar el oscilador de relajación, el cual requiere una fuente de voltaje de al menos 0,9 V para operar adecuadamente. Por consiguiente siempre que V_{C_9} sea mayor que 3 V, el par de diodos conducirá y aparecerá voltaje suficiente en el extremo superior del oscilador de relajación 1. El oscilador de relajación tiene una frecuencia de oscilación dada por la Ecuación (5-5):

$$f = \frac{1}{R_E C_E} = \frac{1}{(100 \times 10^3)(0,005 \times 10^{-6})} = 2 \text{ kHz.}$$

De este modo se entregan al triac pulsos de puerta de 2 KHz. Este tren de pulsos mantiene al triac 1 completamente en CONDUCCION por el tiempo que ocurran los pulsos. Con pulsos de puerta llegando a tal frecuencia alta, el triac es cebado de nuevo rápidamente después que la fuente cruza por 0 V. Las formas de onda del circuito se muestran en la Figura 12-15(c). Los pulsos de puerta que aparecen durante el resto del semiciclo no tienen efecto sobre el triac, dado que ya está cebado. Sin embargo, la continuación del rápido tren de pulsos asegura que el triac será de nuevo cebado tan pronto comience el *próximo* semiciclo.

El resultado final es que siempre que $V_{C.}$ exceda 3 V, el triac 1 permanecerá en CONDUCCION, y el motor de la válvula continuará funcionando. La dirección de rotación es tal que *cierra* la válvula de control. Esta es la dirección de rotación apropiada, dado que un V_{error} positivo significa que la medida de concentración de CO_2 es mayor que la deseada. El cierre de la válvula de control de la atmósfera restringirá el flujo del gas de carburización y disminuye la concentración de CO_2 .

El tiempo durante el cual el motor funciona está determinado por el tiempo que $V_{C.}$ permanece por encima de 3 V. Como lo muestra claramente la Figura 12-15(b), dicha cantidad de tiempo depende de la carga inicial de C_g , es decir, de V_{error} . Si V_{error} es grande, $V_{C.}$ permanecerá por encima de 3 V durante bastante tiempo, lo cual se traduce en una gran corrección del flujo de gas de carburación. Este es el funcionamiento apropiado puesto que un V_{error} bastante positivo significa que la concentración de CO_2 es también alta en una gran cantidad.

Consideramos ahora qué sucede si V_{error} es más negativo que -3 V. En este caso, D2 y DZ2 entran en conducción, y aparece un voltaje negativo en la parte inferior del oscilador de relajación 2. Este oscilador de relajación entrega pulsos de puerta de 2 KHz al triac 2, el cual acciona el motor de la válvula en la dirección opuesta. Con el triac 2 cebado, el condensador $C_{1,2}$ queda efectivamente en serie con el devanado A del motor, mientras que cuando fue cebado el triac 1, $C_{1,2}$ quedó en serie con el devanado B del motor. Esto invierte la dirección de rotación, tal como se explicó en el Capítulo 10.

Nuevamente, el tiempo de $V_{C.}$ permanezca más negativo que -3 V depende de la carga inicial de C_g . Las curvas de la Figura 12-15(b) son aplicables aun cuando el voltaje inicial es negativo en lugar de positivo. Si V_{error} es un voltaje negativo grande el motor marchará por largo tiempo, abriendo la válvula de control una cantidad mayor. Esta es la acción apropiada dado que un V_{error} bastante negativo significa que la medida de la concentración de CO_2 es baja por una gran cantidad.

Este sistema de control de atmósfera tiene atrasos de transferencia y de transporte muy grandes. El atraso de transporte es debido a la necesidad de enviar una nueva muestra de la atmósfera a través del tubo de conducción hacia el detector de CO_2 . Este conducto generalmente es bastante largo en un carburizador, quizá 50 pies o más. El atraso de transferencia depende de qué tan rápidamente un cambio en el flujo del gas de carburación puede hacer sentir sus efectos en toda la cámara de carburación. Como podemos imaginarlo, esto no sucede rápidamente. Debido a estos grandes atrasos, nunca se intenta un *control continuo* de atmósferas de carburación. En lugar de esto, una acción de control es seguida por 3 minutos de no control. Al final de los 3 minutos, se inicia otra acción de control si es necesario.

12-8 CONTROL DE HUMEDAD RELATIVA EN UN PROCESO DE HUMEDECIMIENTO DE TEXTILES

En ciertos procesos de acabado de textiles, la pieza textil en movimiento se pasa a través de una cámara de humedecimiento para humedecerla y suavi-

zarla. La humedad relativa en la cámara se mantiene a un nivel alto por medio de agua vaporizada en un ducto a través del cual recircula el aire de la cámara. La distribución de este sistema se ilustra en la Figura 12-16(a).

La pieza textil en movimiento entra a la cámara de humedecimiento a través de la pared izquierda. Pasa por varios rodillos móviles a medida que avanza por la cámara hacia donde sale por la pared derecha. La pieza está seca cuando entra a la cámara y húmeda cuando la deja, de modo que constantemente se está absorbiendo vapor del agua del aire. Esta pérdida de vapor de agua debe reponerse constantemente para mantener la humedad relativa en el valor apropiado (del orden del 80%).

El vapor de agua se repone empujando el aire de la cámara hacia el ducto de recirculación en el lado derecho de la Figura 12-16(a). A medida que el aire pasa a través del ducto de recirculación, encuentra un conjunto de boquillas de vaporización. Absorbe algo de vapor de agua de la neblina creada y regresa por la izquierda a la cámara de humedecimiento.

La cantidad de vapor de agua que absorbe el aire a medida que fluye a través del ducto de recirculación depende del flujo de agua admitido por las boquillas de vaporización. Este flujo se controla por medio de la válvula neumática de diafragma que se encuentra en la línea de alimentación de agua. Si la válvula está bastante abierta permite un mayor flujo de agua hacia las boquillas vaporizadoras, lo cual produce un mayor humedecimiento.

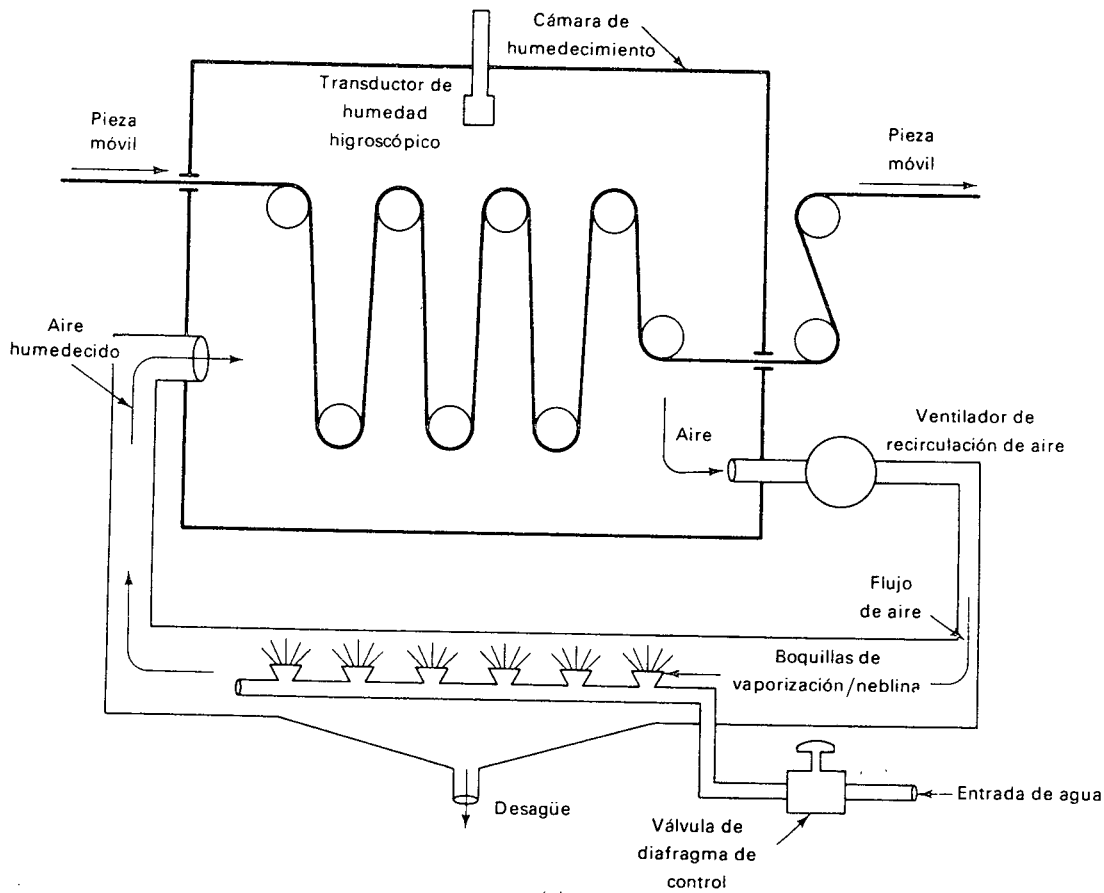
La válvula de control de diafragma es del tipo electroneumático mostrado en la Figura 10-4. La cantidad de abertura de la válvula es proporcional a la cantidad de corriente a través de la bobina electromagnética de entrada la cual mueve el brazo de balanza. Por tanto, la rata de flujo de agua y la cantidad de neblina están determinadas por la cantidad de corriente entregada a la bobina. El aparato electroneumático está diseñado para que responda a una corriente en el rango de 2 a 10 mA. Es decir, si la corriente por la bobina cae a 2 mA menos, la válvula queda completamente cerrada. Si la corriente aumenta por encima de 10 mA, la válvula abre ampliamente. Para valores de corriente entre 2 y 10 mA, la válvula está en alguna parte del rango de operación entre gran abertura completamente cerrada.

La bobina de detección está manejada por un op amp conversor voltaje-corriente. El funcionamiento de un conversor voltaje-corriente se explicó en la Sección 8-9. El circuito electrónico que maneja la bobina detectora se muestra en la Figura 12-16(b). Veamos cómo funciona.

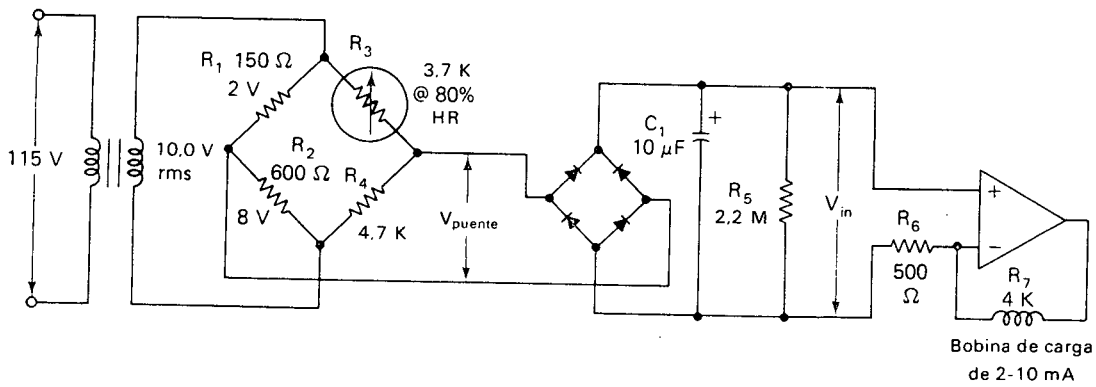
El puente de Wheatstone está manejado por una fuente ac estable de 10 V rms. Un transductor de humedad higroscópico (higrómetro) es utilizado como resistencia R_3 . Un higrómetro resistivo debe excitarse solamente por un voltaje ac. Si una corriente dc lo atraviesa durante cualquier cantidad de tiempo, quedará químicamente polarizado, y sus características cambiarán. Por tanto, no puede utilizarse en un puente de Wheatstone de dc. Este transductor tiene las características mostradas en la gráfica de la Figura 11-22(b). El dato importante de dicha gráfica y que nos concierne es:

Humedad relativa
80%

Resistencia
3,7 K



(a)



(b)

Figura 12-16. Sistema de humidificación de una pieza de tela. (a) Distribución física de la cámara de humidificación y de los tubos de conducción del agua. (b) Circuito para detectar y controlar la humedad.

Asumamos que la humedad en la cámara de humedecimiento de textiles está al 80%, lo cual es el centro del rango aceptable. El valor de R_3 es entonces 3,7 K. El voltaje de salida ac del puente de Wheatstone, V_{puente} , es igual a la diferencia entre el voltaje a través de R_2 y el voltaje a través de R_4 , o:

$$V_{\text{puente}} = V_{R_2} - V_{R_4}.$$

V_{R_4} puede calcularse como:

$$\frac{V_{R_2}}{10 \text{ V rms}} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} = \frac{600 \Omega}{600 \Omega + 150 \Omega},$$

$$V_{R_2} = 8.0 \text{ V rms}.$$

Cuando la humedad relativa es igual al 80%, V_{R_4} está dado por:

$$\frac{V_{R_4}}{10 \text{ V rms}} = \frac{R_4}{R_4 + R_3} = \frac{4.7 \text{ K}}{4.7 \text{ K} + 3.7 \text{ K}},$$

$$V_{R_4} = 5.6 \text{ V rms}.$$

Por tanto, al 80% de HR,

$$V_{\text{puente}} = 8.0 \text{ V rms} - 5.6 \text{ V rms} = 2.4 \text{ V rms}.$$

El voltaje de pico entregado a los terminales ac del puente rectificador está dado por:

$$V_p = (1.41)(V_{\text{puente}}) = 1.41(2.4 \text{ V}) = 3.4 \text{ V}_p$$

El puente rectificador introduce una caída total de voltaje de 0,4 V dado que el voltaje aplicado debe atravesar dos diodos de germanio de 0,2 V cada uno. Por tanto,

$$V_{\text{in}} = 3.4 \text{ V}_p - 0.4 \text{ V} = 3.0 \text{ V dc},$$

lo cual es el voltaje dc de entrada al op amp conversor voltaje-corriente. La corriente a través de la bobina de carga puede calcularse a partir de la Ecuación (8-8):

$$I = \frac{V_{\text{in}}}{R_6} = \frac{3.0 \text{ V}}{500 \Omega} = 6.0 \text{ mA}.$$

Por tanto la bobina detectora es atravesada por una corriente de 6 mA cuando la humedad relativa en la cámara de humedecimiento es del 80%. 6 mA es la mitad del rango de corriente de posicionamiento de la válvula de control actuada por diafragma, de modo que la válvula se encontrará a la mitad de abertura.

Ahora si la humedad en la cámara de humedecimiento cayese por debajo del 80% por alguna razón, veamos qué podría suceder. La resistencia del higrómetro aumentaría produciendo una caída de voltaje reducida a través de R_4 . Esto desbalanceará más el puente haciendo que se vuelva más grande V_{puente} . Un mayor V_{puente} desembocará en una mayor corriente dc de entrada al circuito del op amp, haciendo que fluya más corriente a través de la bobina detectora. Esto abre más la válvula de alimentación de agua y tiende a hacer que la humedad regrese al 80%.

Tratemos de calcular en cuánto tendrá que caer la humedad relativa con el objeto de abrir completamente la válvula de alimentación de agua.

Para abrir completamente la válvula, se requiere una corriente de 10 mA por la bobina detectora. Por tanto, V_{in} está dado por:

$$V_{in} = (10 \text{ mA})(500 \Omega) = 5.0 \text{ V.}$$

Para tener 5 V entregados al condensador de filtro de $10 \mu\text{F}$, el voltaje de pico de entrada al puente rectificador debe ser 5,4 V_p dado que 0,4 V caerán a través de los diodos. Por tanto el voltaje de salida rms del puente de Wheatstone debe ser:

$$V_{\text{puente}} = \frac{V_p}{1,41} = \frac{5,4 \text{ V}}{1,41} = 3,9 \text{ V rms.}$$

Para un voltaje de salida de 3,9 V rms, el voltaje a través de R_4 debe ser:

$$V_{R_4} = V_{R_2} - V_{\text{puente}} = 8,0 \text{ V} - 3,9 \text{ V} = 4,1 \text{ V rms.}$$

Si el voltaje a través de R_4 es igual a 4,1 V rms, el voltaje a través de R_3 está dado por:

$$V_{R_3} = 10,0 \text{ V} - 4,1 \text{ V} = 5,9 \text{ V rms.}$$

Por tanto podemos encontrar el valor de la resistencia R_3 a partir de:

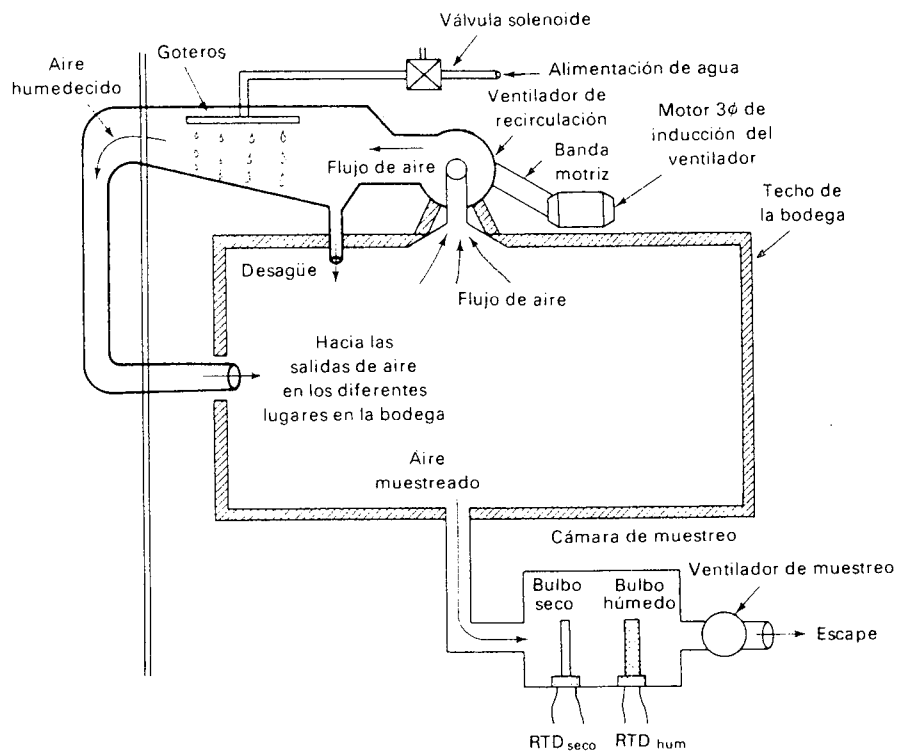
$$\begin{aligned} \frac{R_3}{R_4} &= \frac{V_{R_3}}{V_{R_4}}, \\ \frac{R_3}{4,7 \text{ K}} &= \frac{5,9 \text{ V}}{4,1 \text{ V}}, \\ R_3 &= 6,8 \text{ K.} \end{aligned}$$

Esto significa que si la resistencia de R_3 aumenta a 6,8 K, la bobina detectora hará que la válvula de agua se abra completamente. Del gráfico de la Figura 11-22(b) podemos encontrar la humedad relativa que haría que la resistencia del transistor sea 6,8 K. Esta humedad es del orden del 70% HR. Por tanto es necesaria una caída al 70% de la humedad relativa para producir un flujo total de agua hacia las boquillas vaporizadoras.

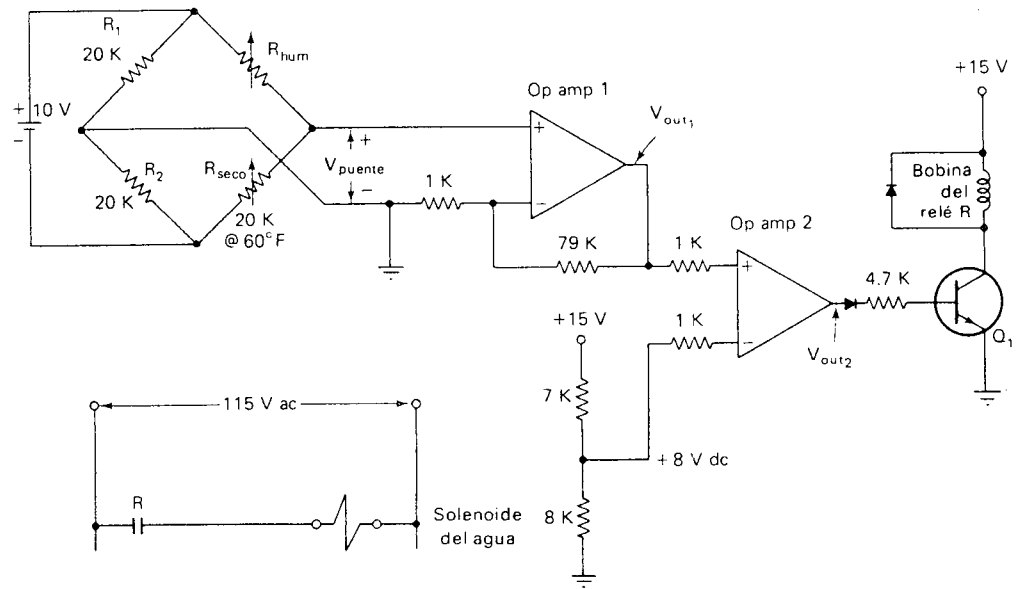
12-9 CONTROL DE HUMEDAD DE UNA BODEGA

En las bodegas de almacenamiento, es esencial que la humedad relativa se mantenga por encima de un cierto nivel. Dos buenos ejemplos son las bodegas que almacenan explosivos y las bodegas que almacenan granos. Para estos dos tipos de mercancía, es peligroso permitir que la humedad relativa caiga por debajo del 50%. Si el polvo del grano se vuelve demasiado seco, podría ocurrir combustión espontánea. También los explosivos son difíciles de manejar y almacenar bajo condiciones muy secas. La Figura 12-17(a) muestra un método para mantener la humedad ambiente de una bodega por encima de un valor seguro.

Este sistema de control es un sistema Todo o Nada. El ventilador de recirculación de aire funciona continuamente, distribuyendo aire por igual a todas partes del área de almacenamiento. Esto asegura un ambiente uniforme a lo largo de toda la bodega, previniendo que se forme cualquier bol-



(a)



(b)

Figura 12-17. (a) Sistema físico para mantener la humedad de una bodega. (b) El sicómetro detector y circuito de control del flujo de agua.

sa seca. Cuando se abre la válvula solenoide del agua, permite que el agua alcance la serie de goteros localizados en el ducto de aire adelante del ventilador. El ventilador de aire recirculante hala el aire a través del techo de la bodega y lo forza a pasar a través de los goteros. El aire en movimiento absorbe algo de esta agua en gotas, y entonces el aire humedecido es distribuido por un ducto principal a las diferentes localidades a lo largo de la bodega.

La señal para activar el agua se origina en la cámara de muestreo de bulbo seco-húmedo. Una corriente continua de aire del área de almacenamiento es halada hacia la cámara de muestreo por un pequeño ventilador. La muestra de aire pasa por ambos bulbos de temperatura, tal como se describió en la Sección 11-9-2. El aire siempre es halado hacia la cámara de muestreo en lugar de empujarlo, de modo que no se imparte energía calorífica a la muestra de aire por medio de las aspas del ventilador. Esto podría producir lecturas erróneas de temperatura. También, el bulbo seco siempre está localizado cerca de la entrada de la cámara de muestreo. Esto es así para evitar que el bulbo seco pueda ser afectado por humedad captada por el aire en su paso por el bulbo húmedo.

En este sistema, los detectores de temperatura son RTDs de hilo de níquel.

Las RTDs de níquel presentan una resistencia de 20 K a 60°F. El bulbo seco está localizado en un puente de Wheatstone en la posición de R_4 , y la RTD del bulbo húmedo está localizada en la posición de R_3 tal como se muestra en la Figura 12-17(b). Las resistencias de las RTDs se han denominado R_{seco} y R_{hum} , respectivamente. El lado izquierdo del puente de Wheatstone divide igualmente la fuente dc de 10 V, dado que R_1 es igual a R_2 . El lado derecho del puente no la dividirá igualmente dado que R_{hum} será menor que R_{seco} , debido a su menor temperatura. Por tanto el puente estará desbalanceado, con el voltaje de salida del puente entregando la señal al op amp 1. Este voltaje de entrada está identificado como V_{puente} en la Figura 12-17(b).

La relación entre la humedad relativa y V_{puente} es la siguiente: A medida que disminuye la humedad relativa, la diferencia de temperatura entre los bulbos se vuelve más grande [refiérase a la Figura 11-23(d)]. A medida que aumenta la diferencia de temperatura, la diferencia entre R_{seco} y R_{hum} también aumenta, llegando el puente más hacia desbalance. Por tanto, una disminución de la humedad relativa se traduce en un aumento de V_{puente} .

En este sistema, la temperatura del área de almacenamiento se mantiene cercana a los 60°F por medio de un sistema de control de temperatura independiente. Si la humedad relativa cae por debajo del nivel aceptable, el 50%, la diferencia de temperatura entre los bulbos alcanzará 10°F. Esto se muestra en la Figura 11-23(b). Encuentre la fila que indica una temperatura de bulbo seco de 60°F. Muévase a lo largo de dicha fila hasta la columna que indica una diferencia de temperatura de 10°F; el valor de humedad relativa es del 49%. Por tanto, si la diferencia de temperatura entre los bulbos es mayor que 10°F, esto significa que la humedad es demasiado baja y debe corregirse.

Ahora calcularemos el valor de V_{puente} para una diferencia de temperatura de 10°F. El alambre de níquel tiene un coeficiente térmico de resisten-

cia del orden de $0,42\%/^{\circ}\text{F}$ ($0,0042/^{\circ}\text{F}$). Este valor puede obtenerse de la Figura 11-9(a).

Por tanto, si la diferencia de temperatura es de 10°F , R_{seco} y R_{hum} diferirán en $4,2\%$ dado que $(0,42\%/^{\circ}\text{F})(10^{\circ}\text{F}) = 4,2\%$. Esto significa que R_{hum} será $19,19 \text{ K}$ para una diferencia de temperatura de 10°F , dado que:

$$\frac{20 \text{ K} - 19,19 \text{ K}}{19,19 \text{ K}} = 0,042 = 4,2\%$$

Bajo estas condiciones, V_{puente} está dado por:

$$V_{\text{puente}} = V_{R_{\text{seco}}} - V_{R_2} = V_{R_{\text{seco}}} - 5,00 \text{ V} \quad (12-4)$$

El voltaje a través de R_{seco} está dado por:

$$\frac{V_{R_{\text{seco}}}}{10 \text{ V}} = \frac{R_{\text{seco}}}{R_{\text{seco}} + R_{\text{hum}}} = \frac{20 \text{ K}}{20 \text{ K} + 19,19 \text{ K}}$$

De la Ecuación (12-4), V_{puente} está dado por:

$$V_{\text{puente}} = 5,10 \text{ V} - 5,00 \text{ V} = 0,10 \text{ V}$$

Esto significa que si V_{puente} alcanza un valor de $0,10 \text{ V}$, la humedad relativa ha caído demasiado bajo y debe corregirse.

V_{puente} es amplificado por el op amp 1 amplificador noinversor, el cual tiene una ganancia de voltaje de 80. Por tanto cuando V_{puente} alcanza $0,10 \text{ V}$, V_{out_1} alcanza:

$$V_{\text{out}_1} = 80(V_{\text{puente}}) = 80(0,10 \text{ V}) = 8,0 \text{ V}.$$

El op amp 2 es un comparador de voltaje, como el discutido en la Sección 8-2. Compara el valor de V_{out_1} con $+8,0 \text{ V}$. La referencia de 8 V es proporcionada por el divisor de voltaje $7 \text{ K}/8 \text{ K}$ en la Figura 12-17(b). Si V_{out_1} es menor de $+8,0 \text{ V}$, la salida del comparador de voltaje es -13 V . Si V_{out_1} es mayor que $+8,0 \text{ V}$, la salida del comparador de voltaje es $+13 \text{ V}$. Por tanto V_{out_1} conmuta de -13 V dc a $+13 \text{ V}$ dc cuando V_{out_1} alcanza $+8,0 \text{ V}$. Cuando esto sucede, el transistor Q_1 entra en CONDUCCION y energiza el relé R . Este relé cierra un contacto en el circuito de 115 V ac, lo cual energiza la válvula solenoide del agua. Esto agrega humedad al aire recirculante, llevando con esto la humedad relativa al 50% .

En este sistema de control, la humedad relativa deseada puede cambiarse fácilmente, simplemente cambiando el valor de la resistencia de 8 K en el divisor de voltaje que alimenta al op amp 2.

PREGUNTAS Y PROBLEMAS

1. En la Figura 12-1(b), ¿cuál es el objeto del circuito RC en paralelo con el triac?
2. En la Figura 12-1(a), ¿cuál podría ser la mejor localización física de la sonda termistor?
3. En la Figura 12-1(b), si R_2 fuera más grande, ¿el motor giraría más rápido o más lento? Explique.

Las preguntas 4 a 8 se refieren a la Figura 12-2.

4. Explique el propósito del pot de ajuste de expansión.
5. Explique el propósito del pot de valor de referencia cero.
6. Si V_{out_2} pasa a +12,5 V, ¿cuál sería la caída de voltaje a través de R_8 ?
7. Explique justamente por qué en el transistor Q_1 , el voltaje de colector a tierra es igual al voltaje de emisor a tierra (pero de polaridad opuesta).
8. Si la máxima corriente a través de la bobina de carga fuese 11 mA y se deseara corregirla a 10 mA, ¿en qué dirección giraría el pot de ajuste de máxima corriente: hacia el aumento o la disminución de su resistencia? Explique.

Las preguntas 9 y 10 se refieren a la Figura 12-4.

9. ¿Por qué es troceada la señal dc proveniente del puente de Wheatstone?
10. Explique por qué V_{out_1} debe invertirse antes de aplicarse a R_{29} .

Las preguntas 11 y 12 se refieren a la Figura 12-6.

11. Si se encontrase que la cantidad de tiempo que el motor de arrastre estuvo marchando no fue suficiente, que toma muchas correcciones para regresar la tensión al rango aceptable, ¿qué podría hacer acerca de esto? ¿Qué cambiaría en el circuito?
12. Explique cuidadosamente la operación de D5 y D6.

Las preguntas 13 y 14 se refieren a la Figura 12-8.

13. Si la lámpara atenuara su luz, explique las consecuencias.
14. ¿Cuál es el objeto de R_2 ?

Las preguntas 15-18 se refieren a la Figura 12-9.

15. ¿Cuál es el objeto del pot de tara?
16. ¿Qué sucedería si el devanado de tara (S_B) se conectase invertido (Si se invirtiese la fase?).
17. ¿Por qué es importante que el circuito de pesaje en sí fuese blindado al ruido?
18. ¿Cuál es el objeto del llenado lento en un sistema automático de pesaje?

Las preguntas 19 a 22 se refieren a las Figuras 12-13, 12-14 y 12-15.

19. ¿Qué hace el demodulador (el diodo y C_1)?
20. ¿Qué hace la combinación C_5 , C_6 , C_7 , R_{10} , R_{11} ?
21. ¿Por qué es importante tener la celda de referencia llena con oxígeno y herméticamente cerrada contra escapes?
22. ¿Por qué C_9 tiene que ser un condensador no polarizado?

Las preguntas 23 a 25 se refieren a la Figura 12-16.

23. ¿Por qué el puente de Wheatstone debe ser ac y no dc?
24. ¿Cuál es el objeto de la combinación R_5 - C_1 delante del conversor voltaje-corriente?
25. ¿Si R_2 fuese más grande, tendría esto a aumentar el valor de referencia de humedad o a bajarlo? Explique.

536 / *Nueve ejemplos de sistemas industriales de bucla cerrada*

Las preguntas 26 a 28 se refieren a la Figura 12-17.

26. ¿Qué modo de control se utiliza en la Figura 12-17?
27. ¿Cuál es el objeto del diodo en paralelo con la bobina del relé R ?
28. Si se deseara aumentar el valor de referencia de HR , aumentaría la resistencia de 8 K o la disminuiría? Explique.

13

Sistemas de control de velocidad de motores

En la mayoría de las situaciones industriales, los motores son operados directamente de las líneas de alimentación ac o dc. Es decir, los terminales de los devanados del motor están conectados directamente a las líneas que entregan la corriente eléctrica. En estas situaciones, el funcionamiento del motor está determinado por la naturaleza de la carga mecánica conectada a su eje. En pocas palabras si la carga es fácil de manejar el motor tenderá a entregar un torque relativamente pequeño, y girará a alta velocidad. Si la carga es difícil de manejar, el motor tenderá a entregar un gran torque, y girará a baja velocidad. Lo importante es que el funcionamiento del motor está determinado por su *carga* (para un voltaje de alimentación fijo), y el operador no tiene control sobre su operación.

En las situaciones industriales modernas, hay muchas aplicaciones que requieren que el operador sea capaz de intervenir para controlar la velocidad del motor. Dicho control generalmente es realizado con tiristores. La combinación del motor, los tiristores controladores, y los componentes electrónicos asociados se conocen como *sistema de control de velocidad o sistema operador*.

OBJETIVOS

Al terminar este capítulo se estará en capacidad de:

1. Explicar los dos métodos básicos de ajuste de velocidad de un motor shunt dc
2. Discutir las ventajas y desventajas relativas del ajuste de velocidad de un motor dc desde el campo y desde la armadura
3. Explicar por qué el control de armadura con tiristores es superior a cualquier otro método para controlar la velocidad de un motor dc
4. Discutir como la FCEM (fuerza contra-electromotriz) realimentada puede utilizarse para mejorar la regulación de carga del motor
5. Calcular la regulación de carga de un motor, dada la gráfica de velocidad en el eje versus torque de carga (o caballos de fuerza)
6. Explicar el funcionamiento de los sistemas operadores con tiristor monofásico y trifásico que se presentan
7. Explicar el funcionamiento de un sistema operador reversible controlado por contactores
8. Describir los principios básicos de operación de los sistemas operadores ac de frecuencia variable que utiliza inversores o convertidores

13-1 MOTORES DC—CARACTERISTICAS Y OPERACION

Los motores dc son importantes en el control industrial porque son más adaptables que los motores ac de campo rotatorio a sistemas de velocidad ajustable.

La Figura 13-1 muestra el símbolo esquemático de un *motor shunt* dc. El devanado de campo del motor está dibujado como una bobina. Físicamente, el devanado de campo está compuesto por muchas vueltas de alambre delgado (alta resistencia) enrolladas alrededor de los *polos de campo*. Los polos de campo son núcleos de metal ferromagnético, los cuales están adheridos al estator de la máquina. La alta resistencia del devanado de campo limita la corriente de campo a un valor razonablemente pequeño, permitiendo que pueda conectarse directamente a las líneas de alimentación dc. Sin embargo, la corriente de campo relativamente pequeña (I_F) es compensada por el gran número de vueltas del devanado de campo, permitiendo que se cree así un campo magnético fuerte.

El devanado de campo no es afectado por cambios en las condiciones de la armadura. Es decir, a medida que la corriente de armadura varía como resultado de variaciones en la carga, la corriente del devanado de campo permanece esencialmente constante, y la fuerza del campo magnético resultante permanece constante. La corriente de campo puede encontrarse fácilmente a partir de la ley de Ohm:

$$I_F = \frac{V_s}{R_F}, \quad (13-1)$$

donde V_s es la fuente de voltaje aplicado al devanado de campo [Figura 13-1(a)] y R_F es la resistencia dc del devanado.

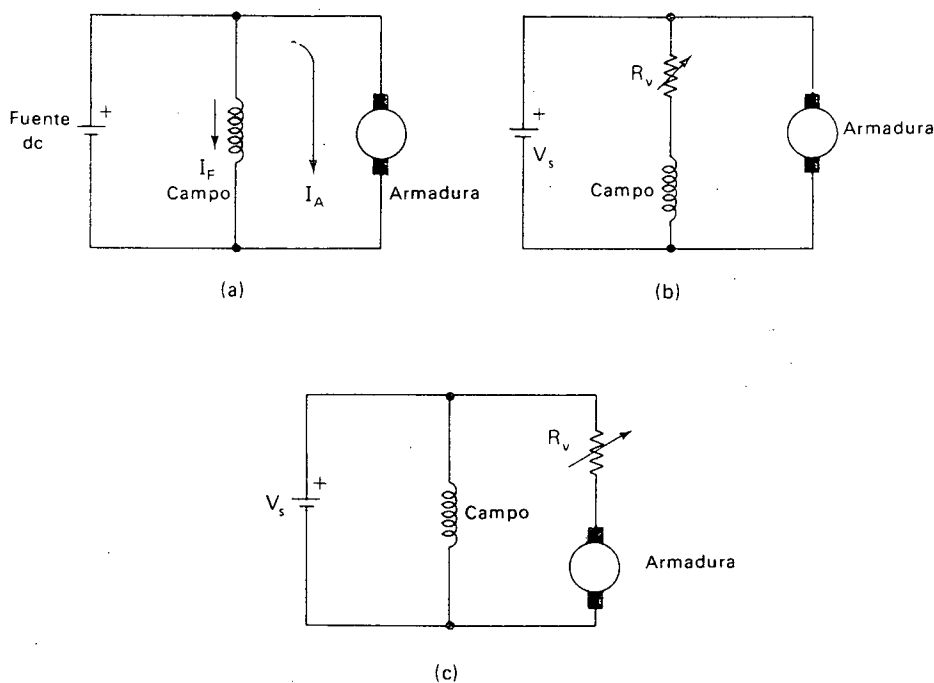


Figura 13-1. (a) Representación esquemática de un motor shunt dc. (b) Un reóstato en serie con el devanado de campo para controlar la velocidad del motor. (c) Un reóstato en serie con la armadura para controlar la velocidad del motor.

El devanado de armadura se muestra en la Figura 13-1(a) como un círculo conectado por dos pequeños cuadrados. Está dibujado así porque el devanado de armadura está construido en el rotor cilíndrico de la máquina y la corriente es llevada hacia y desde el devanado de armadura por medio de escobillas de carbón que hacen contacto con los segmentos del colector (conmutador).

El devanado de armadura de un motor dc está construido relativamente de pocas vueltas de alambre más grueso, de modo que su resistencia dc es baja. La resistencia del devanado de armadura de un motor dc de mediana o gran potencia generalmente es menor que 1 ohmio.

Cuando se aplica primero potencia al devanado de armadura, solamente la resistencia óhmica dc del devanado está disponible para limitar la corriente, de modo que la corriente que toma en un primer instante es bastante grande. Sin embargo, a medida que el motor comienza a acelerarse, comienza a inducir (generar) una FCEM debido a que simultáneamente opera como generador. Esta FCEM se opone al voltaje aplicado y limita la corriente de armadura a un valor razonable.

Cuando el motor dc ha alcanzado su velocidad nominal de operación, su FCEM es casi el 90% del voltaje aplicado a la armadura [V_s en la Figura 13-1(a)]. La caída de voltaje IR a través de la resistencia del deva-

nado de armadura equivale al 10% del voltaje aplicado, despreciando cualquier caída de voltaje en las escobillas.

La magnitud exacta de la FCEM generada por el devanado de armadura depende de dos factores:

- a. La fuerza del campo magnético. A mayor fuerza del campo magnético, mayor tiende a ser la FCEM.
- b. La velocidad de rotación. A mayor velocidad mayor tiende a ser la FCEM.

La Ecuación (13-2) expresa la dependencia que tiene la FCEM de la fuerza del campo y de la velocidad de rotación:

$$E_c = kB(RPM). \quad (13-2)$$

En la Ecuación (13-2), E_c significa la FCEM creada por el movimiento del devanado de armadura, B significa la fuerza del campo magnético creado por el devanado de campo, y RPM es la velocidad de rotación en revoluciones por minuto. La constante de proporcionalidad k depende de las características de construcción de la armadura (número de vueltas del devanado, longitud de los conductores, etc.).

La ley de voltaje de Kirchhoff aplicada a la malla de la armadura está expresada en la Ecuación (13-3), la cual simplemente significa que el voltaje aplicado a la armadura es igual a la suma de las caídas de voltaje en la armadura. La suma de las caídas de voltaje en el devanado de armadura es igual a la FCEM sumada con la caída de voltaje resistiva IR , nuevamente despreciando los pequeños efectos de las escobillas.

$$V_s = E_c + I_A R_A. \quad (13-3)$$

En la Ecuación (13-3), R_A significa la resistencia dc del devanado de armadura, y desde luego I_A es la corriente de armadura.

13-1-1 Variación de la velocidad de un motor shunt dc

Básicamente, hay dos maneras de variar la velocidad de rotación de un motor shunt dc:

- a. Ajustando el voltaje (y corriente) aplicado al devanado de campo. A medida que el voltaje de campo se incrementa, la velocidad del motor *disminuye*. Este método está sugerido en la Figura 13-1(b).
- b. Ajustando el voltaje (y corriente) aplicado a la armadura. A medida que se incrementa el voltaje de armadura, la velocidad del motor aumenta. Este método está sugerido en la Figura 13-1(c).

Control de campo. Veamos ahora cómo opera el método a, ajuste del voltaje de campo. A medida que el voltaje de campo se incrementa, por ejemplo, reduciendo R_f en la Figura 13-1(b), la corriente de campo se incrementa. Esto produce un campo magnético más fuerte, el cual induce una mayor

FCEM en el devanado de armadura. Esta FCEM más grande tiende a oponerse al voltaje dc aplicado y entonces reduce la corriente de armadura, I_A . Por consiguiente, un aumento en la corriente de campo hace que el motor disminuya su velocidad hasta el punto que la FCEM inducida regrese a su valor normal (aproximadamente).

Por otro lado, si la corriente de campo se reduce, el campo magnético se debilita. Esto produce una reducción en la FCEM inducida por la rotación del devanado de armadura. La corriente de armadura aumenta, forzando el motor a girar más rápido hasta que la FCEM sea de nuevo aproximadamente igual a lo que era. La reducción en la fuerza del campo magnético es “compensada” por un aumento en la velocidad de armadura.

Este método de control de velocidad tiene ciertas características buenas. Puede realizarse por un reóstato pequeño y barato, dado que la corriente en el devanado de campo es relativamente baja debido a la gran R_f . También, debido al bajo valor de I_f , el reóstato R_v no disipa mucha potencia. Por consiguiente este método es eficiente en energía.

Sin embargo, hay una gran desventaja al controlar la velocidad desde el devanado de campo: Para aumentar la velocidad, se debe reducir I_f y debilitar el campo magnético, con esto disminuye la habilidad de producción de torque del motor. La habilidad de un motor para crear torque depende de dos factores: la corriente en los conductores de la armadura y la fuerza del campo magnético. A medida que I_f se reduce, el campo magnético se debilita y la habilidad de producción de torque del motor disminuye. Desafortunadamente, es justamente ahora cuando el motor necesita toda su habilidad de producción de torque, dado que probablemente requiere un torque más grande para operar la carga a una velocidad mayor.

Por tanto, hay un conflicto fundamental involucrado con el control de campo. Para hacer que el motor gire más rápido, lo cual requiere que entregue más torque, debemos hacer algo que tienda a robarle al motor su habilidad para producir torque.

Control de armadura. Desde el punto de vista de producción de torque el método **b**, control de armadura, es mucho mejor. A medida que el voltaje y la corriente de armadura se incrementan [por la reducción de R_v en la Figura 13-1(c)], el motor comienza a girar más rápido, lo cual normalmente requiere más torque. La razón del aumento de la velocidad es que el aumento del voltaje de armadura demanda un incremento en la FCEM para limitar el incremento de la corriente de armadura a una cantidad razonable. La única manera como puede incrementarse la FCEM es haciendo que el devanado de armadura gire más rápido, dado que la fuerza del campo magnético es fija. En esta instancia, todos los ingredientes están presentes para aumentar la producción de torque dado que la fuerza del campo magnético se mantiene constante e I_A es incrementada.

El problema con el método de control de armadura de la Figura 13-1(c), es que R_v , el reóstato, debe manejar la corriente de armadura, la cual es relativamente grande. Por tanto el reóstato debe ser físicamente grande y costoso, y disipará una cantidad de energía considerable.

De los métodos ilustrados en las Figuras 13-1(b) y (c), el método de control de campo es el usualmente preferido.

13-2 CONTROL POR TIRISTOR DE VOLTAJE Y CORRIENTE DE ARMADURA

Como vimos en el Capítulo 4, un SCR puede ejecutar la mayoría de los trabajos de un reóstato en el control del promedio de la corriente a una carga. Además, un SCR, o cualquier tiristor de potencia no tiene los inconvenientes de los reóstatos de alta potencia. Los SCR son pequeños, baratos, y eficientes en energía. Es por consiguiente natural acoplar el motor shunt dc y el SCR para proporcionar control de velocidad por control de armadura. La distribución general de un sistema de control de velocidad con SCR se ilustra en la Figura 13-2.

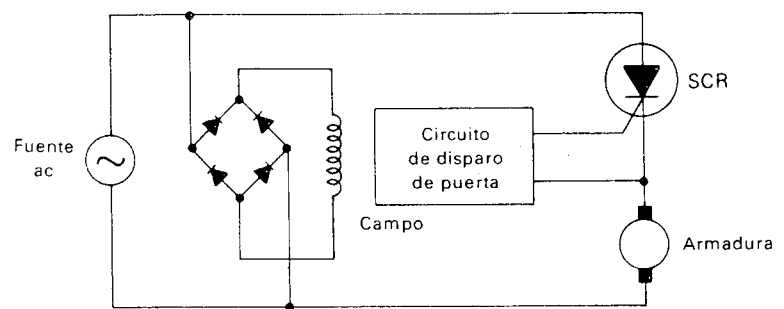


Figura 13-2. Un SCR en serie con la armadura para controlar la velocidad del motor.

En la Figura 13-2, la fuente ac es rectificadora para proporcionar potencia dc para el devanado de campo. El SCR proporciona *control y rectificación de media onda* al devanado de armadura. Cebando tempranamente el SCR, el promedio del voltaje y la corriente de armadura se incrementa, y el motor puede girar más rápido. Cebando tardíamente el SCR (aumentando el ángulo de disparo), se reduce el promedio de voltaje y la corriente de armadura, y el motor gira más lento. El circuito de control de disparo de puerta puede ser un circuito de bucla abierta o un circuito corrector automático de bucla cerrada.

Desde luego, la Figura 13-2 no es el único arreglo aceptable de una armadura y un SCR. Cualquiera de los circuitos mostrados en las Figuras 4-11 ó 4-13(b) puede también trabajar, con el circuito de armadura como circuito de carga. Los circuitos de las Figuras 4-11 y 4-13(b) aun son preferibles al circuito de la Figura 13-2 porque proporcionan control de potencia de *onda completa* en lugar de control de media onda.

13-3 SISTEMA DE CONTROL DE VELOCIDAD MONOFASICO Y DE MEDIA ONDA PARA UN MOTOR SHUNT DC

La Figura 13-3 muestra un circuito simple de media onda para controlar la velocidad a un motor dc. La velocidad del motor se ajusta por medio del pot de ajuste de velocidad de 25 K. A medida que el pot es movido hacia

arriba (su contacto móvil se mueve alejándose de tierra) crece la velocidad del motor. Esto sucede debido a que el voltaje de puerta respecto a tierra se hace una porción más grande del voltaje de línea ac permitiendo que el voltaje de puerta a cátodo alcance el voltaje de disparo del SCR más pronto en el ciclo.

A medida que el pot de ajuste de velocidad se mueve hacia abajo, el voltaje de puerta a tierra se vuelve una pequeña porción del voltaje de línea, de modo que toma más tiempo para que V_{GK} alcance el valor necesario para cebar el SCR.

La relación entre la velocidad y el ángulo de disparo para este sistema está graficada en la Figura 13-3(b). Como puede verse, es imposible que el motor alcance el 100% de su velocidad nominal porque el sistema solamente puede entregar potencia de media onda a la armadura.

Este sistema tiene una característica deseable la cual tiende a estabilizar la velocidad del motor aun frente a cambios en la carga. Esta característica se denomina *realimentación de FCEM*. Veamos como trabaja.

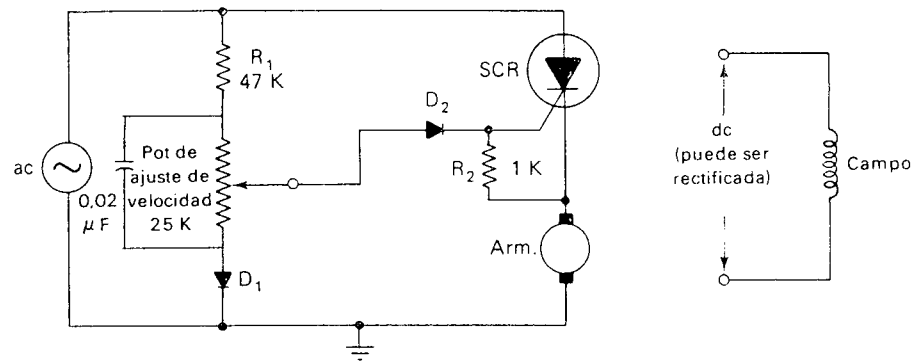
Supongamos que el pot de ajuste de velocidad está posicionado para producir una velocidad en el eje de 1.500 rpm. Si el torque de la carga en el motor se aumenta, hay una tendencia del motor a girar más lento. Esto hace que la FCEM disminuya ligeramente, permitiendo que aumente el flujo de corriente de armadura. La incrementación de la corriente de armadura proporciona el empuje necesario en torque para operar esta carga más pesada. Esta es la reacción natural de todos los motores.

En el sistema de la Figura 13-3 cuando la FCEM decrece, el voltaje de cátodo a tierra (V_K) decrece, dado que V_K depende en gran parte de la FCEM generada por el devanado de armadura. Si V_K disminuye, el cebado del SCR se sucede más pronto porque V_G no tiene que aumentar tanto como antes para hacer a V_{GK} lo suficientemente grande para cebar el SCR. Por tanto, un aumento en el torque de carga *automáticamente* produce una reducción en el ángulo de disparo y un consecuente aumento en el promedio de voltaje y la corriente de armadura. Esta acción mantiene a la velocidad del motor prácticamente constante, aun frente a variaciones en el torque de carga. La gráfica de velocidad del motor versus torque de carga se presenta en la Figura 13-3(c), asumiendo una velocidad inicial en vacío de 1.500 rpm.

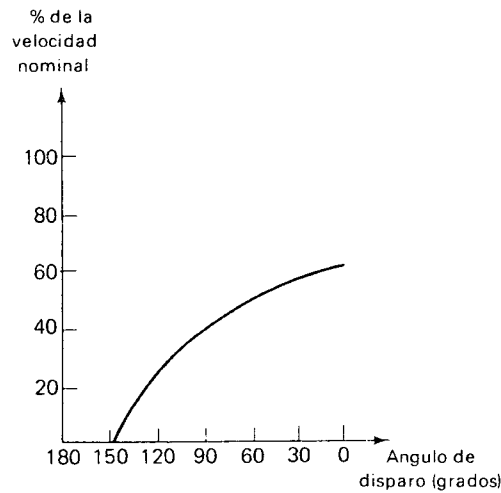
La habilidad del sistema de control de velocidad para mantener la velocidad del motor ligeramente constante frente a variaciones en la carga se denomina *regulación de carga*. Como fórmula, la regulación de carga está dada como:

$$\text{reg. de carga} = \frac{RPM_v - RPM_{PL}}{RPM_{PL}}, \quad (13-4)$$

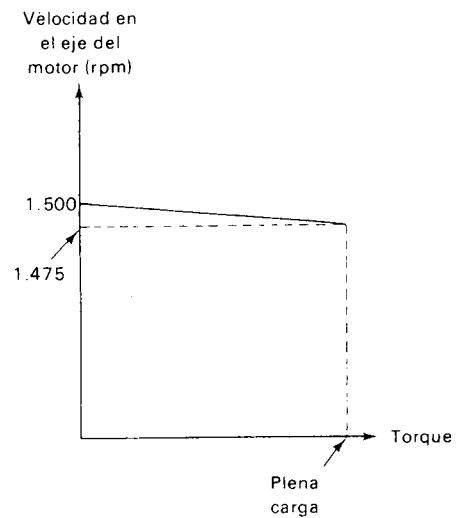
donde RPM_v significa la velocidad de rotación *en vacío* (sin carga). La frase *en vacío* significa que el torque resistente de la carga que tiende a disminuir la velocidad del motor es igual a cero. RPM_{PL} significa la velocidad de rotación a *plena carga*, lo cual significa que el torque resistente de la carga que tiende a disminuir la velocidad del motor es máxima. Puede verse de la Ecuación (13-4) que entre más pequeño sea el cambio en velocidad desde la condición de vacío a la condición de plena carga, más



(a)



(b)



(c)

Figura 13-3. (a) Diagrama esquemático de un circuito operador de media onda con SCR. (b) Gráfica de velocidad en el eje versus ángulo de disparo para el circuito de la parte (a). (c) Gráfica de velocidad en el eje versus torque para un valor fijo determinado del pot de ajuste de velocidad en la parte (a).

pequeña es la regulación de carga. Por tanto, entre más pequeño sea el valor de la regulación de carga, mejor será el sistema de control.

El sistema operador de la Figura 13-3 proporciona buena regulación de carga. Esta es otra ventaja sobre los métodos de control de velocidad descritos en la Sección 13-1.

Como ejemplo específico del cálculo de regulación de carga, refirámonos a la Figura 13-3(c). Podemos ver que la velocidad en vacío es de 1.500 rpm y que la velocidad de plena carga es de 1.475 rpm. Por tanto, la regulación de carga está dada por:

$$\text{reg. de carga} = \frac{1.500 \text{ rpm} - 1.475 \text{ rpm}}{1.475 \text{ rpm}} = 0,017 \text{ o } 1,7\%$$

Para muchas aplicaciones industriales, una regulación de carga del 1,7% es bastante adecuada.

13-4 OTRO SISTEMA MONOFASICO DE CONTROL DE VELOCIDAD

La Figura 13-4 muestra otro circuito de control de velocidad. Veamos como funciona.

La potencia ac de entrada es rectificadora por un puente rectificador de onda completa, cuyo voltaje de salida dc pulsante se aplica al circuito de control de armadura. La corriente directa pulsante de salida del puente también se aplica al circuito de control de armadura. El condensador C se carga por la corriente que fluye hacia abajo a través de la baja resistencia del devanado de armadura, a través de D_2 y del pot de ajuste de velocidad, y de la placa superior del condensador. El condensador se carga hasta cuando alcanza el voltaje de disparo del diodo de cuatro capas. En este instante, el diodo de cuatro capas permite que parte de la carga del condensador se vacíe hacia la puerta del SCR, cebando el SCR. El ángulo de disparo se determina por la resistencia del pot de ajuste de velocidad, la cual determina la velocidad de carga de C .

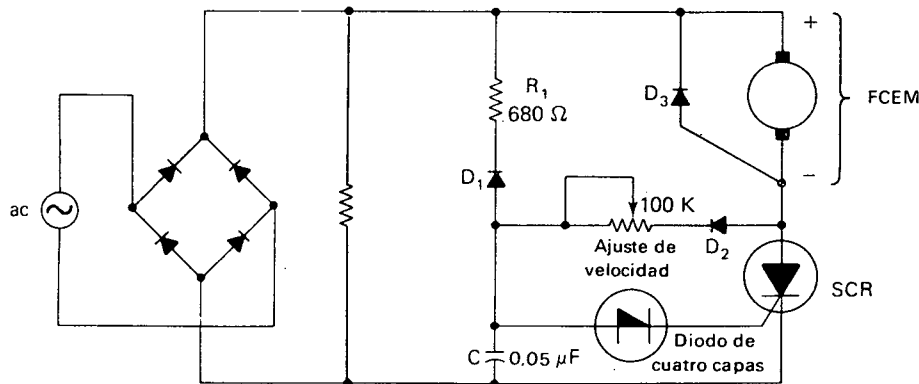


Figura 13-4. Otro circuito manejador con SCR. La regulación de carga de este circuito será superior a la regulación de carga en la Figura 13-3. En este diagrama no se muestra el circuito de campo.

El diodo D_3 suprime cualquier reacción de inducido que se produzca por el devanado inductivo de armadura a la terminación de cada semici-

clo. Cuando el SCR se BLOQUEA al final de un semiciclo, continúa circulando corriente en la bucla armadura- D_3 durante un corto periodo. Esto disipa la energía almacenada en la inductancia de la armadura.

El propósito de la combinación R_1-D_1 es el de proporcionar un camino de descarga del condensador C . Recordemos que el diodo de cuatro capas no pasa totalmente a cero voltios cuando se dispara. Por tanto el condensador no está habilitado para vaciar *toda* su carga a través del circuito puerta-cátodo del SCR. Parte de la carga permanece en la placa superior de C aun después de cebado el SCR. A medida que las pulsaciones de la fuente dc se aproximan a 0 V, la carga remanente en C es descargada al devanado de campo a través de R_1 y D_1 . Por tanto el condensador comienza la próxima pulsación del puente completamente descargado.

Este sistema también proporciona realimentación de FCEM, y por consiguiente tiene buena regulación de carga. Veamos como opera la realimentación de FCEM.

Supongamos que el pot de ajuste de velocidad está posicionado de tal manera que produce una velocidad al eje de 2.000 rpm a un cierto torque resistivo. Si por alguna razón aumentase la carga, lo primero que el motor hace es bajar un poco su velocidad para admitir más corriente de armadura. Cuando esto sucede, la FCEM de la armadura decrece un poco.

A medida que la FCEM disminuye, aumenta el voltaje disponible para cargar el condensador C . Esto sucede debido a que el voltaje disponible para cargar el condensador es la diferencia entre el voltaje pulsante del puente y la FCEM creada por la armadura. Esto puede entenderse si nos referimos a las marcas de polaridad de la FCEM en la Figura 13-4.

Con más voltaje disponible para cargar C , es natural que C se cargará más pronto al voltaje de disparo, de este modo aumenta el voltaje promedio entregado a la armadura. Esto corrige la tendencia del motor a girar más lento y lo lleva de regreso prácticamente a la misma velocidad de antes.

13-5 CONTROL REVERSIBLE DE VELOCIDAD

Algunas aplicaciones de control de velocidad en la industria requieren que la rotación de un motor sea *reversible*. Es decir, el motor debe ser capaz de girar a uno y otro lado del sentido de las manecillas del reloj, además de tener velocidad ajustable. La inversión de la dirección de rotación puede efectuarse de dos maneras:

- a. Invertiendo la dirección de la corriente de campo, manteniendo la misma dirección de la corriente de armadura.
- b. Invertiendo la dirección de la corriente de armadura, manteniendo la corriente la misma dirección de la corriente de campo.

El circuito de la Figura 10-27 muestra como puede invertirse la dirección de la corriente de armadura en un sistema de control de media onda. La Figura 13-5 muestra como puede invertirse la corriente de armadura en un sistema de control de velocidad de onda completa. El método más

directo para invertir la corriente de armadura o la corriente de campo es utilizando separadamente dos arrancadores de motor. El contactor *directo* hace que la corriente fluya a través de la armadura en una dirección, mientras el otro contactor *reversa*, hace que la corriente fluya en la dirección opuesta.

En la Figura 13-5(a), el contactor DIR se energiza al presionar el botón pulsador ARRANQUE DIRECTO. Mientras el contactor REV se encuen-

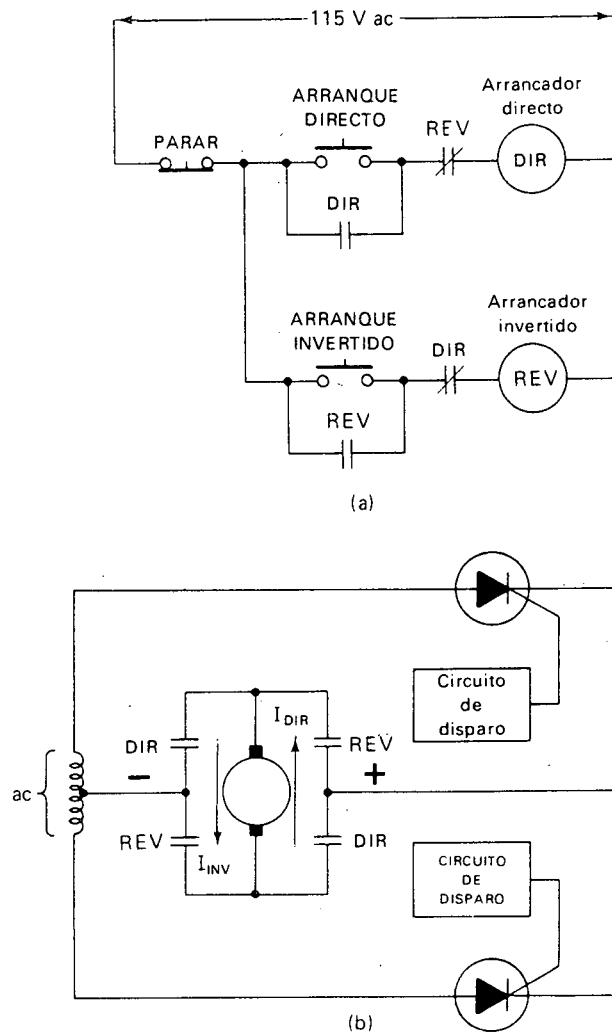


Figura 13-5. Sistema operador reversible de onda completa con SCR. (a) Circuito de control de arranque del motor. (b) Circuito de armadura. Los SCR se ceban en semiciclos alternados, haciendo que el voltaje de armadura tenga la polaridad indicada. La dirección de la corriente de armadura depende de cuál de los contactos, DIR o REV, están cerrados.

tre fuera en este momento, el contactor DIR se energizará y enclavará gracias a su contacto N.A. en paralelo con el botón pulsador. El operador puede entonces liberar el botón ARRANQUE DIRECTO, y el contactor energizado hasta cuando se presione el botón pulsador PARADA.

En la Figura 13-5(b) puede verse que cuando están cerrados los contactos DIR, la corriente fluye a través de la armadura de abajo hacia arriba, con esto produce rotación en una cierta dirección (asumamos en el sentido de las manecillas del reloj). Cuando están cerrados los contactos REV, la corriente de armadura fluye de arriba hacia abajo, de este modo produce rotación en el sentido contrario de las manecillas del reloj. Como ya sabemos, la velocidad de rotación se controla por el ángulo de disparo de los SCR.

El control de onda completa reversible sin utilizar dispositivos con contactos (contactores, botones pulsadores, etc.) con el circuito de la Figura 13-6. En la Figura 13-6, la dirección de rotación está determinada por el circuito de disparo que esté habilitado. Si está habilitado el circuito de disparo directo, los dos SCR de la parte de arriba se cebarán en semiciclos alternados de la línea ac, y enviarán corriente a través de la armadura de derecha a izquierda. Si está habilitado el circuito de disparo invertido, los dos SCR de abajo se cebarán en semiciclos alternados de la línea ac, y enviarán corriente a través de la armadura de izquierda a derecha, como se indica. El método para habilitar un circuito de disparo mientras se inhabilita el otro no se muestra en la Figura 13-6.

13-6 SISTEMAS OPERADORES TRIFASICOS PARA MOTORES DC

Para motores dc mayores que 10 hp, un sistema manejador trifásico es superior a un sistema monofásico. Esto debido a que el sistema trifásico proporciona más pulsaciones de voltaje de armadura por ciclo de la línea ac y con esto produce un promedio mayor de flujo de corriente de armadura.

En la Figura 13-7(a) se ilustra el sistema manejador trifásico más simple posible. Aunque este sistema solamente proporciona control de media onda, es capaz de mantener continuamente flujo de corriente por la arma-

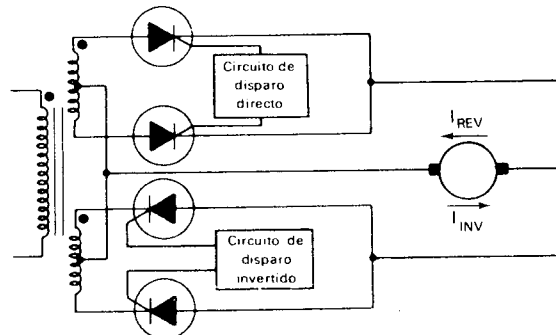
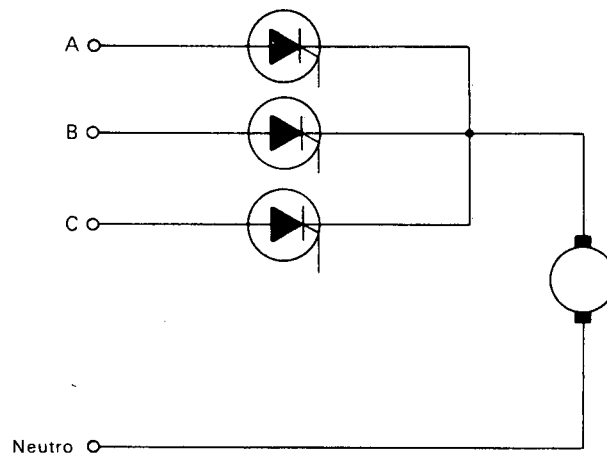


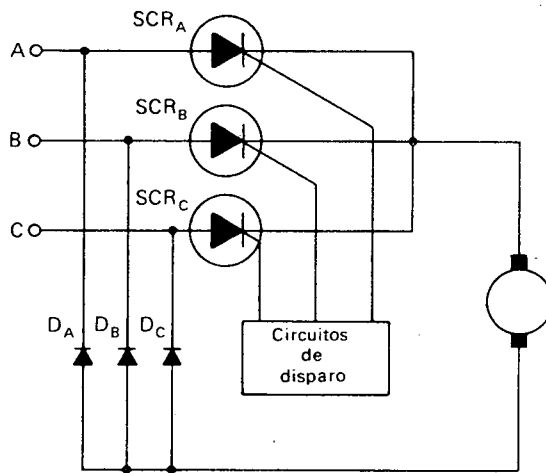
Figura 13-6. Sistema manejador reversible de onda completa y totalmente de estado sólido.

dura. Puede hacerlo porque cuando una cualquiera de las fases es negativa, al menos una de las otras fases es positiva. Si una cierta fase está manejando la armadura, al instante que cambia de polaridad, una de las otras dos fases está lista para entrar a operar. De este modo es posible mantener la corriente de armadura fluyendo continuamente.

Si no se dispone de un sistema trifásico de cuatro hilos, puede realizarse control trifásico de media onda adicionando otros tres diodos rectificadores, como se muestra en la Figura 13-7(b). Durante el tiempo que



(a)



(b)

Figura 13-7. (a) Sistema manejador trifásico de cuatro hilos. (b) Sistema manejador trifásico sin conductor neutro. Los diodos rectificadores completan la malla del circuito de armadura.

el voltaje de línea AB está manejando la armadura, el camino del flujo de la corriente es hacia abajo de la línea A , a través del SCRA, y a través del diodo D_B hacia la línea B . Cuando el voltaje de línea dc está manejando la armadura, la corriente de armadura pasa a través del SCRB y del diodo D_C . En el instante que el voltaje de línea CA está manejando la armadura, la corriente pasa a través del SCRC, a través de la armadura, y regresa a la línea A a través del diodo D_A .

13-7 EJEMPLO DE UN SISTEMA OPERADOR TRIFASICO

La Figura 13-8 muestra el diagrama esquemático completo de un sistema operador trifásico. La potencia trifásica a 230 V, está localizada por la parte superior izquierda de esta figura. A través de cada una de las tres fases

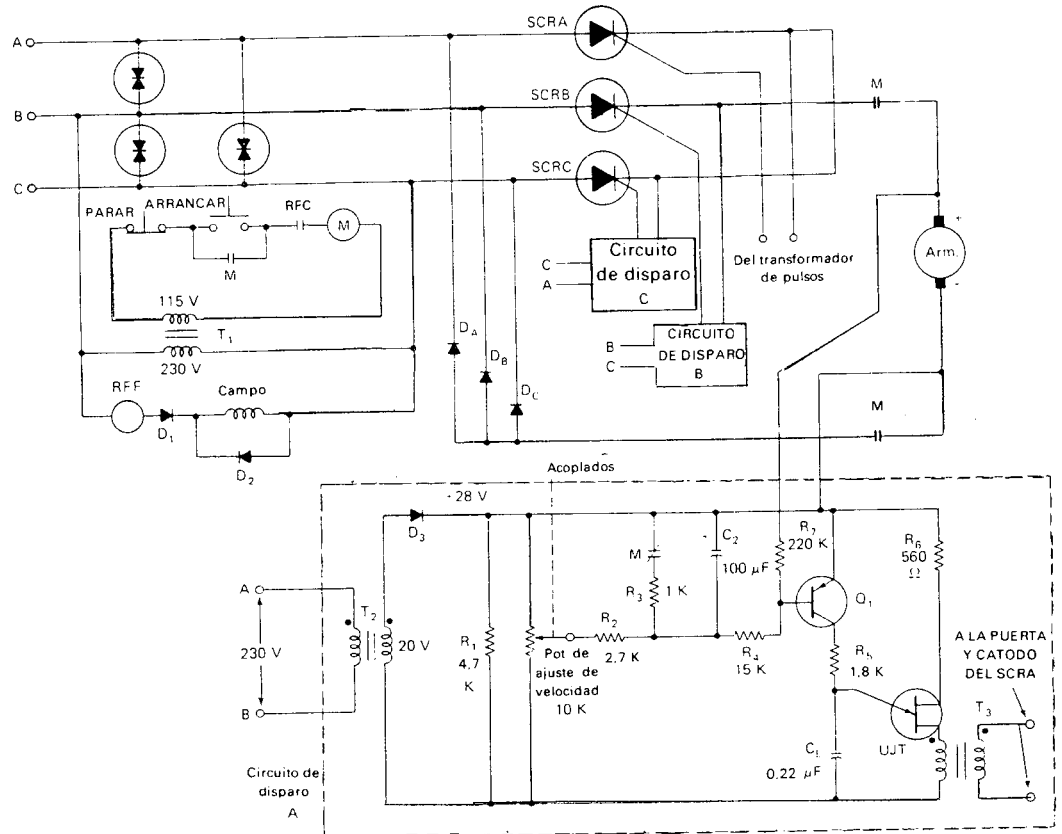


Figura 13-8. Diagrama esquemático completo de un sistema operador trifásico. Los circuitos de disparo A , B , y C , son idénticos, de modo que solamente se ha dibujado el circuito de disparo A . El transformador de pulsos T en el circuito de disparo está conectado a la puerta y al cátodo del correspondiente SCR. Este sistema manejador podría tener muy buena regulación de carga debido a la realimentación de FCEM a Q_1 .

se han instalado *tirectores* para proteger los circuitos manejadores de estado sólido de las ondas transistorias de alto voltaje que puedan aparecer en las líneas de potencia. Un tirector actúa como dos diodos zener conectados en serie y en oposición. Si aparece cualquier onda de voltaje momentáneo que exceda el voltaje de ruptura del tirector, el tirector absorbe el exceso. Es decir, el tirector actúa como un diodo zener en cuanto que permitirá solamente que una cierta cantidad de voltaje aparezca a través de sus terminales. Si trata de aparecer un voltaje mayor, el tirector es un cortocircuito a cualquier cantidad de voltaje en exceso sobre sus especificaciones. En este ejemplo, con 230 V entre las líneas de potencia ac, el voltaje de pico es del orden de 324 V. Los directores se escogerían que tengan una especificación de voltaje de ruptura un poco mayor que el pico de voltaje de línea. En este caso podrían tener un voltaje especificado de 350 ó 400 V.

Los 230 V ac que aparecen a través de las líneas de potencia *B* y *C* (V_{BC}) son rectificadas en media onda por el diodo D_1 y aplicados al devanado de campo del motor. El diodo D_2 , denominado *diodo de rotación libre*, permite que la corriente del devanado de campo continúe fluyendo durante el semiciclo negativo del voltaje V_{BC} . Cuando V_{BC} entra en el semiciclo negativo, el devanado de campo induce un voltaje con positivo a la derecha y el negativo a la izquierda. Este voltaje inducido polariza directamente al diodo D_2 , haciendo que fluya corriente por la bucla formada por el devanado de campo y el diodo D_2 , en la misma dirección anterior.

El relé RFC es un *relé de falla de campo*. Su trabajo es monitorear constantemente la corriente en el devanado de campo. Debido a que debe censar *corriente*, en lugar de *voltaje*, su bobina está compuesta por pocas vueltas de alambre relativamente grueso. Por el tiempo que la corriente de campo esté fluyendo, RFC permanecerá energizado. Si por cualquier razón se interrumpe la corriente de campo, RFC se desenergiza. Si se desenergiza, remueve toda la potencia del devanado de armadura como se describe enseguida. Esto es necesario debido a que un motor puede destruirse si la armadura permanece alimentada cuando no hay campo magnético presente. Sin campo magnético presente el devanado de armadura es incapaz de generar suficiente FCEM para limitar la corriente de armadura a un valor seguro. Bajo esta condición, la corriente de armadura se elevaría rápidamente a un nivel destructivo, con esto sobrecalienta y arruina los conductores de la armadura y/o el aislamiento. Aun si el devanado de armadura pudiera soportar los esfuerzos a eléctricos, la velocidad del rotor se incrementará drásticamente, en un vano intento para inducir suficiente FCEM. Este incremento en la velocidad de rotación puede producir destrucción mecánica debido al sobrecalentamiento de los rodamientos o por la expulsión del devanado de armadura de sus ranuras debido a la fuerza centripeta.

El transformador T_1 reduce el voltaje de línea de 230 V a 115 V para usarse en el circuito de PARAR-ARRANCAR. Esto se hace para proporcionar seguridad a los operadores que utilizan los botones pulsadores PARAR-ARRANCAR. Cuando el botón ARRANCAR es presionado, el arrancador de motor *M* se energizará, debido a que RFC está energizado. El

contacto auxiliar M conectado en paralelo con el botón ARRANCAR enclava el arrancador M , permitiendo que el botón pulsador ARRANCAR pueda soltarse. El contacto principal M está en serie con la armadura del motor; cuando este contacto se cierra, puede fluir la corriente de armadura, y el motor comienza a girar.

El motor se detendrá siempre que la bobina M se desenergice. Esto sucederá si el botón pulsador N.C. PARAR es presionado temporalmente o si se abre el contacto RFC.

En el propio circuito de control de velocidad, SCRA controla corriente de armadura cuando V_{AB} está en su semiciclo positivo (pasa el punto de los 60°). El diodo D_B lleva la corriente de armadura de regreso a la línea B . Durante el intervalo en que V_{BC} maneja la armadura, la corriente de armadura fluye a través del SCR B y del diodo D_C . Cuando V_{CA} maneja la armadura, la corriente fluye a través del SCR C y D_A . El SCRA es disparado por el CIRCUITO DE DISPARO A , el SCR B es disparado por el CIRCUITO DE DISPARO B , y el SCR C es disparado por el CIRCUITO DE DISPARO C . Los tres SCR son cebados aproximadamente al mismo ángulo de disparo en sus respectivos ciclos de conducción. Esto se ejecuta por el acoplamiento mecánico de los tres potenciómetros de ajuste de velocidad.

LOS CIRCUITOS DE DISPARO A , B , y C son idénticos. El diagrama esquemático del CIRCUITO DE DISPARO A es el único de los tres que se ha dibujado esquemáticamente en la Figura 13-8.

El circuito de disparo. En el extremo superior izquierdo del circuito de disparo, el transformador T_2 reduce el voltaje V_{AB} a 20 V ac. El voltaje de salida de T_2 es rectificado por el diodo D_3 para proporcionar una fuente de 28 V dc para la circuitería de disparo. Para entender la operación del resto del circuito de disparo, asumamos por un momento que el contacto N.C. M ha sido abierto por un período y que C_2 está completamente cargado. Más adelante retornaremos a ver qué hacen estos componentes.

La corriente de base del transistor *pnp* Q_1 es ajustada por el pot de ajuste de velocidad. El camino de circulación de la corriente de base es hacia abajo de la fuente de +28 V dc, a través de la unión base emisor de Q_1 , a través de R_4 y R_2 , y hacia el pot de 10 K. A medida que el contacto del potenciómetro es ajustado en la zona de abajo, el voltaje disponible para manejar la base de Q_1 aumenta, y la corriente de base aumenta. A medida que el contacto del potenciómetro se mueve hacia arriba, la corriente de base de Q_1 disminuye. La corriente de base de Q_1 determina la corriente de colector de Q_1 , la cual carga el condensador C_E a través de R_5 . Como vimos en el Capítulo 5, entre más rápido se cargue C_E , más pronto se alcanza el voltaje V_p del UJT, y más pronto se ceba el SCR.

Este circuito de disparo también proporciona regulación de velocidad (regulación de carga), igual que los circuitos de la Figura 13-3 y 13-4. La regulación es proporcionada por la resistencia R_7 de 220 K. Veamos como funciona.

Supongamos que el pot de ajuste de velocidad se ha ajustado para proporcionar 2.000 rpm a un cierto torque resistivo. Dese cuenta que el voltaje de FCEM desarrollado por la armadura tiende a *polarizar inversamente* la unión base emisor de Q_1 , a través de R_7 . La tendencia a la polarización inversa debida a este circuito es contrarrestada por la combinación R_4 - R_2 -potenciómetro de ajuste de velocidad que mantiene a Q_1 conduciendo. Si el torque resistivo en el eje del motor aumenta, el motor disminuye un poco su velocidad, y la FCEM disminuye. Esto reduce la tendencia a la polarización inversa a través de R_7 . Por tanto la corriente de base de Q_1 aumenta un poco y el transistor es habilitado para cargar más rápidamente a C_E . Debido a esto, el UJT se dispara más pronto y el SCR se ceba más pronto. Esto aumenta el promedio de voltaje que el SCR aplica a la armadura, tendiendo a corregir la velocidad del motor.

Regresemos ahora a considerar el circuito formado por C_2 , R_3 , y el contacto N.C. de M . El propósito de este circuito es acelerar el motor aumentando la velocidad lentamente cuando es arrancado. Hace esto limitando la corriente de armadura durante una cierta cantidad de tiempo después que se energiza el arrancador. Antes que el arrancador M sea energizado, el contacto N.C. M está cerrado y mantiene descargado el condensador C_2 . Hay entonces un cortocircuito a través del camino formado por R_4 y la unión base emisor de Q_1 . Q_1 es mantenido en corte en este momento.

Cuando se abre el contacto N.C. M al momento que el arrancador del motor se energiza, C_2 comienza a cargarse a través de la resistencia R_2 y del pot de ajuste de velocidad. A medida que C_2 se carga, comienza a actuar más o menos como un circuito abierto. A medida que esto sucede, la corriente de base de Q_1 aumenta lentamente al valor de estado estacionario determinado por la posición del potenciómetro. Hasta cuando alcanza el valor de estado estacionario, el disparo del UJT y del SCR es retardado por encima del instante normal de disparo. De esta manera la corriente de armadura es retardada temporalmente por un período después de energizado el arrancador. Por tanto, el motor acelera lentamente hasta su velocidad de referencia y es evitada la gran corriente inicial de armadura.

13-8 CONTROL DE VELOCIDAD DE LOS MOTORES DE INDUCCION

Como vimos en el Capítulo 10, los motores de inducción rotan a una que es un poco menor que la velocidad sincrónica del campo rotatorio. La velocidad sincrónica del campo rotatorio está determinada por el número de polos del devanado del estator y de la frecuencia del voltaje ac aplicado. Como fórmula:

$$\text{velocidad sincrónica en rpm} = \frac{120f}{P},$$

donde f significa la frecuencia en hertz del voltaje aplicado al estator y P es el número de polos del devanado del estator.

En control electrónico de velocidad de los motores ac, la frecuencia del voltaje aplicado al estator se varía para cambiar la velocidad sincrónica. El cambio en la velocidad sincrónica produce entonces un cambio en la velocidad del eje del motor.

Hay dos maneras de obtener un voltaje ac de frecuencia variable para un sistema operador de un motor ac:

- Cambiando potencia dc en ac de frecuencia variable. Un circuito que puede hacerlo es denominado *inversor*.
- Cambiando potencia ac de 60 Hz en ac de frecuencia variable. Un circuito que pueda hacer esto es denominado *convertidor*.

Tanto los inversores como los convertidores se construyen con SCR. La idea de un inversor está ilustrada en la Figura 13-9. Los tres SCR son cebados en secuencia, uno inmediatamente después de otro. Cada SCR es cebado y luego BLOQUEADO por su *circuito de control de disparo y bloqueo*. De esta manera, SCRA es cebado por su circuito de control y un cierto tiempo después es BLOQUEADO por dicho circuito. En el instante que SCRA es BLOQUEADO, el SCR B es cebado por su circuito de control. El SCR B permanece en CONDUCCION durante el mismo tiempo que el SCRA estuvo en CONDUCCION; luego es BLOQUEADO. En el instante en que el SCR B es BLOQUEADO, el SCRC es cebado por su circuito de control. Después de una cantidad de tiempo igual, el SCRC es BLO-

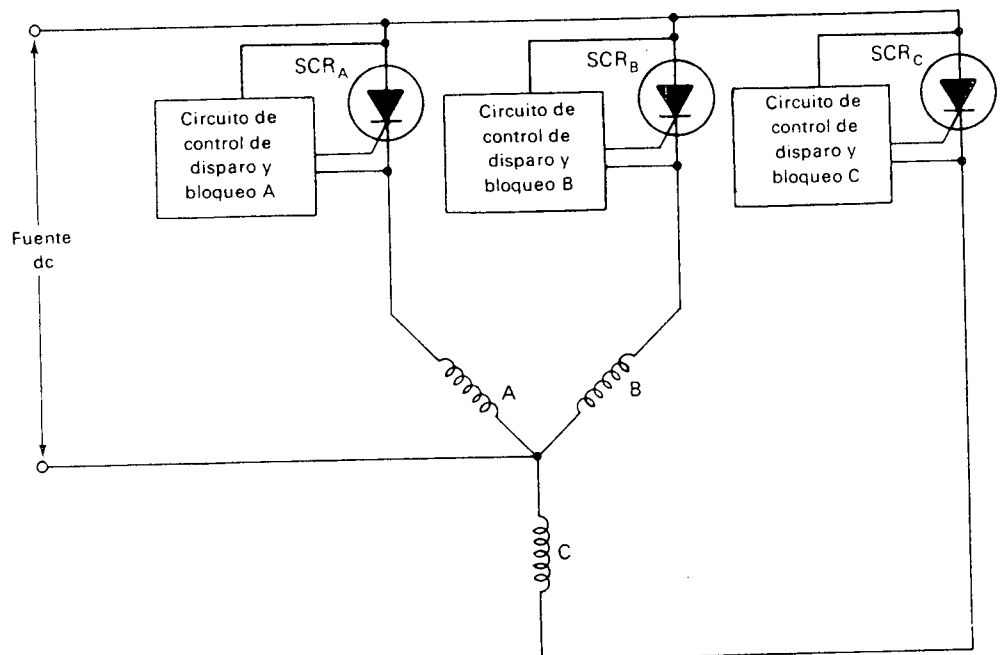


Figura 13-9. Motor de inducción manejado por un inversor trifásico. La frecuencia efectiva entregada a los devanados del estator depende de qué tanto tiempo permanecen en CONDUCCION los SCR.

QUEADO, y el SCR es cebado de nuevo y se repite el ciclo. Puede verse que la frecuencia efectiva del voltaje aplicado a los devanados del estator puede variarse variando la cantidad de tiempo que un SCR es mantenido en CONDUCCION. Si el SCR permanece en CONDUCCION durante largo tiempo, la frecuencia efectiva del estator es baja, la velocidad sincrónica del campo rotatorio es baja, y el eje del motor gira lentamente. Si el SCR permanece en CONDUCCION solamente durante un corto tiempo la frecuencia del estator se aumenta y la velocidad sincrónica aumenta, y la velocidad del eje del motor aumenta.

El funcionamiento de un convertidor de frecuencia variable es básicamente la misma que la de un inversor. La frecuencia del voltaje aplicado al estator se determina por la cantidad de tiempo que los SCR se mantienen en CONDUCCION. Una representación esquemática de un convertidor de media onda se muestra en la Figura 13-10. Notemos que se re-

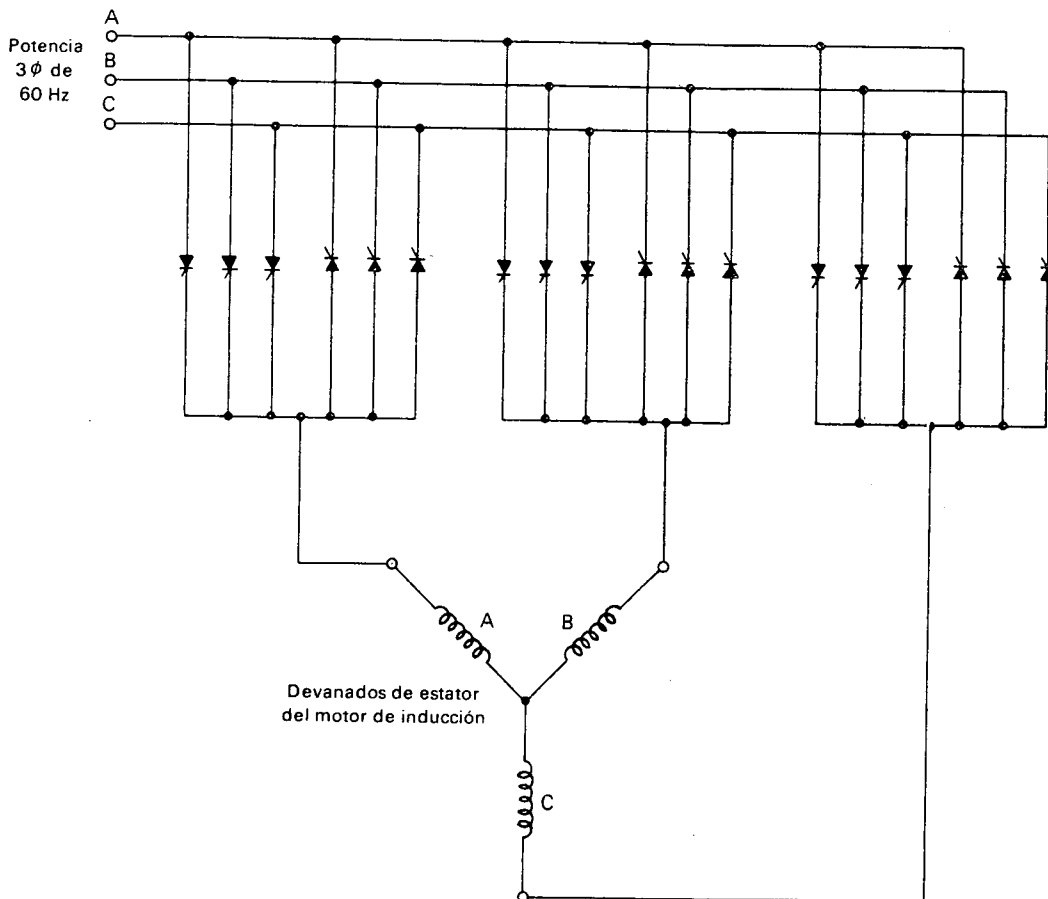


Figura 13-10. Distribución de un convertidor trifásico de media onda. La frecuencia efectiva del estator puede variarse variando la velocidad a la cual la tripeleta de SCR son cebadas secuencialmente.

quiere como mínimo 18 SCR para construir un convertidor de frecuencia variable. Los convertidores de onda completa son aún más elaborados, requiriendo 36 SCR (y 36 de circuitos de control de disparo y bloqueo).

Hay otros métodos utilizados para ajustar la velocidad de los motores ac además de la variación de la frecuencia del voltaje de estator. Dos o más velocidades discretas fijas pueden obtenerse utilizando contactores para cambiar el número de polos del devanado del estator. Es necesario entonces, un diseño especial del devanado del estator con todos sus terminales disponibles fuera de la máquina.

Otro método consiste en utilizar un *motor de inducción de rotor bobinado* el cual tiene una armadura devanada convencional en lugar de la construcción de la jaula de ardilla ilustrada en la Figura 10-15. Los terminales de fase del bobinado de armadura son enviados fuera de la máquina por medio de escobillas y anillos rozantes. Los terminales del devanado de armadura se conectan con un reóstato trifásico, el cual se ajusta entonces para controlar la velocidad de rotación. Un aumento de la resistencia del reóstato trifásico hace que la velocidad del motor disminuya, mientras que una disminución de la resistencia hace que la velocidad del motor aumente.

PREGUNTAS Y PROBLEMAS

1. ¿Cuál es la ventaja de los motores dc sobre los motores ac en sistemas industriales de variación de velocidad?
2. ¿Cuál es mayor en un motor shunt dc, la corriente de armadura o la corriente de campo? ¿Será esto cierto para un motor serie dc?
3. Explique porqué *disminuyendo* la corriente de campo en un motor shunt dc *aumenta* su velocidad de rotación.
4. ¿Cuál es el principal inconveniente del control de campo de un motor shunt dc?
5. Explique porqué al aumentar el promedio de voltaje de armadura a un motor shunt dc hace que su velocidad aumente.
6. ¿Cuál es el principal inconveniente del control de armadura utilizando un reóstato en serie?
7. Describa la secuencia de eventos por medio de la cual un motor shunt dc es arrancado con un arrancador "a través de la línea". Describa cómo cambian las tres variables siguientes: corriente de armadura, FCEM, y velocidad en el eje.
8. ¿Por qué es mejor el control de armadura por tiristor que el control de armadura con reóstato en serie?
9. En la Figura 13-3(b), ¿por qué el motor no puede alcanzar el 100% de su velocidad nominal?
10. ¿La Figura 13-3(c) representa una variación de velocidad para diferentes posiciones del potenciómetro o para una posición fija? Explique.
11. Si el sistema operador de la Figura 13-3 pudiera proporcionar una regulación de carga del 0%, ¿cómo sería la gráfica de la Figura 13-3(c)?

Las preguntas 12 a 15 se refieren a la Figura 13-4.

12. ¿Cuál es el propósito de R_1 y D_1 ?
13. ¿En qué dirección debería moverse el contacto del pot de ajuste de velocidad para aumentar la velocidad del motor? ¿deberá moverse a la derecha o a la izquierda?
14. ¿Cuál es el propósito de D_3 ?
15. ¿Los diodos rectificadores del puente tienen que ser diodos de gran corriente, o pueden ser diodos de corriente relativamente pequeña? ¿Por qué?
16. En un motor shunt dc, ¿se invertirá la rotación si *ambas*, la corriente de campo y la corriente de armadura se invierten? Explique.
17. En la Figura 13-5, ¿cuál es el propósito de los contactos N.C. REV y DIR?
18. Explique la distinción entre control por *conmutadores* y control *electrónico*.
19. Generalmente hablando, ¿cuándo se utiliza un sistema operador trifásico en lugar de un sistema operador monofásico?

Las preguntas 20 a 27 se refieren al sistema operador trifásico de la Figura 13-8.

20. ¿Por qué los fabricantes de sistemas operadores instalan tiretores a través de las líneas de llegada de potencia?
21. ¿Explique el propósito y el funcionamiento del relé de falla del campo RFC?
22. ¿Cuál es el máximo número de grados por semiciclo para los cuales cualquier SCR está habilitado para conducir? ¿Por qué no pueden los SCR ser llevados a conducción durante 180° ?
23. ¿Por qué se utiliza el transformador reductor T_1 ? ¿Por qué simplemente no diseñamos la bobina del arrancador del motor para que opere a 230 V ac?
24. Dé una explicación paso a paso de por qué la velocidad del motor disminuye a medida que el contacto del pot de ajuste de velocidad se mueve hacia arriba.
25. Si el ángulo de disparo de *un* SCR se cambia, también debe cambiarse para los otros dos SCR, ¿o son independientes? Explique.
26. Explique como la R_7 proporciona realimentación de FCEM al circuito de control de disparo para proporcionar mejoramiento de la regulación de carga.
27. ¿Cuál es el propósito del circuito formado por C_2 , R_2 , R_3 , y el contacto N.C. M ? Explique como trabaja.
28. Explique por qué al cambiar la *frecuencia* del voltaje aplicado al devanado de estator de un motor de inducción ac hace que varíe la velocidad del eje.
29. ¿Qué hace un inversor?
30. ¿Qué hace un convertidor?

Indice

A

- Abre antes de cerrar, interruptor, 43
- Ac, beta, 3
- Aceleración, condensador de, 10, 19
- Acopladores ópticos (Aisladores), 452-457, 498-500
- Aislamiento (*ver* Eléctrico, aislamiento)
- Amortiguación, en servo sistemas, 464
- Amplificadores, 401-12, 415, 18
 - ancho de banda, 401
 - base común, 410, 413-14
 - condensadores de bypass en, 402-3
 - de acoplamiento por transformador, 405, 409-10, 412-13, 415, 518
 - de acoplamiento directo, 408-9, 415-16
 - de simetría complementaria, 507, 508
 - deriva, 406, 416, 489
 - discretos, 401-6, 406-11, 489-92, 502-4
 - distorsión en, 401
 - eficiencia, 401
 - emisor común, 402-3, 407-9, 412-13
- Amplificadores (*cont.*):
 - estabilidad con temperatura, 401, 403, 408, 413, 415, 502, 518
 - estabilizado por troceador, 406-8, 416, 489-90
 - híbrido, 412-13
 - push-pull, 405-6, 410, 412-13
 - realimentación de corriente en, 409, 502-3
 - realimentación de voltaje en, 407-8, 487, 490
 - resistencia de entrada, 401, 403, 408, 413, 492
 - seguidor de emisor, 13, 401-3
- AND, puerta, 32
- AND, función lógica, 30-32
- Anodo común, decodificador de, 15-16
- Anunciador de primera falla, 55-58
- Arco de contacto, 6, 44
- Armónicos, 408
- Atraso distancia/velocidad (*ver* transporte, atraso de)

B

Banda transportadora, circuitos de control para, 25-29, 37-40, 94-97, 110-113
 Bang-bang, control (*ver* Todo o Nada, control)
 BCD (decimal codificado en binario), números, 99-100, 109, 254-55, 515
 BCD a decimal, decodificadores, 109-10, 515 (*ver también* Decodificadores)
 β (beta), de un transistor, 3
 Bicapacitivos, procesos industriales, 347-50
 Binarios, números, 99-100, 515-16
 Blindados, conductores, 506
 Bourdon, tubos, 432-33
 Bulbo seco (*ver* Sicrómetros)

C

Caída de voltaje, a lo largo de conductores, 44
 Capacidad térmica, resistencia térmica, 345-46
 Carburización, 516-17, 526-27
 Cátodo común, decodificador de, 16
 Celda de carga, 460, 505-6
 Celdas fotoconductoras, 443-44, 448-52, 501-3, 519-20, 522
 Celdas fotovoltaicas, 443-48, 449, 464, 508-14, 515
 Cero, conmutación por cruce de, 161
 CI (*ver* Circuito Integrados)
 Circuito de enclavamiento, 28, 37-54, 55-58, 60, 240, 242-43, 269
 Circuito de toma de decisiones (*ver* Circuitos lógicos)
 Circuito sumador, op amp, 289-91
 Circuito apareados, 52-55, 58-60, 87-90, 312-13
 Circuitos arrancadores de motores, 87-88, 126, 137, 546-47, 552-53
 Circuitos codificadores, 134-38, 253-57, 261-62, 271, 272
 Circuitos con op amp, 412-13, 481-85, 492-95, 497-99, 507, 509, 519, 523-24, 528, 533-34
 Circuitos contadores, 110-13, 119-22, 134-38, 236-39, 250-55, 260-62, 271, 272
 Circuitos de control de velocidad de motores, 161, 537, 540-46, 550-55, 474-78

Circuitos de control para horno, 313-15, 347-49, 516-18
 Circuitos de monoestables, 119-22, 134-38, 240, 242-46, 257-60, 269-72, 498-500, 513-15
 Circuitos de reloj, 119-22, 240, 487, 489-90, 498-500
 Circuitos decodificadores, 110-13, 119-22, 134-38, 236, 247-50, 270, 512-15
 Circuitos integrados (CI), 22, 61, 66-67, 69, 73, 75, 252, 516
 Circuitos lógicos, 16, 21, 22-30, 36-39, 52-55, 55-58, 58-60, 134-38, 242-62, 269-72, 498-500, 512-15
 Circuitos lógicos de relés, 22-30
 CMOS, familia lógica, 74
 CO₂, controlador, 516-27
 Codificadores, decimal a BCD, 123-25
 Codificadores ópticos, 508-12, 515-16
 Colector abierto, TTL, 73
 Combustión, circuitos de control de, (*ver* Sistemas de control de temperatura; circuitos de control para horno)
 Comparador, 307-10
 Complemento, 82
 Conexión-AND, 64, 69, 72, 75
 Condensadores:
 de aceleración, 10, 19
 de acoplamiento (*ver* Reactancia de los condensadores de acoplamiento)
 de bypass (*ver* Amplificadores, condensadores de bypass en)
 de conmutación, en un circuito con SCR, 158, 181-83
 de desacople, (redes de desacople)
 de desplazamiento de fase (*ver* Desplazamiento de fase, condensador)
 rata de carga, 128
 variable, 518-19
 Condensadores de conmutación, 158, 181-83
 Conmutación, de un flip-flop, 90
 Constante de tiempo de derivación (*ver* Razón de tiempo)
 Constante de tiempo de derivación (*ver* Razón de tiempo)
 Constante de tiempo de integración, 336-39 (*ver también* Razón de reposición)
 Constante de tiempo de retardo, en un proceso industrial, 345-47, 352-53 (*ver también* transferencia, atraso de)

- Constantes de tiempo, RC, 128-29, 170, 174-76, 523
 - Contacto, 377-80, 382-83
 - Contador de frecuencia, 188
 - Contadores decadales, 103-06
 - Contadores digitales, 13, 99-100, 101-3, 110
 - Contadores en cascada, 106-8
 - Contadores regresivo/progresivo, 122
 - Contadores regresivos, 122-23, 134-38, 238-39, 243, 250-53, 260-62, 271, 272
 - Control de armadura de un motor dc, 542
 - Control de campo de un motor dc, 540-42
 - Control flotante, 366
 - Convertidor de frecuencia, 554-55
 - Convertidor de señal, 44-48
 - Corriente constante, fuente de (*ver* Fuente de corriente)
 - Cristal líquido, 15
 - Cuadrada onda, 117, 406, 449
- D**
- Dc, beta, 3, 81
 - Dc, motor:
 - característica torque-velocidad, 543-45
 - control de armadura, 542
 - control de campo, 540-42
 - Decimal codificado en binario, número (*ver* BCD, números)
 - Decoder/driver, 13-14
 - Decodificadores, 108-10
 - Delta, configuración (*ver* Sistemas trifásicos)
 - Demodulación de una señal AM, 519, 522
 - Demodulación de una señal troceada, 487, 491
 - Desbalance, en un op amp (*ver* Op amp, desbalance)
 - Desbalance, en el control proporcional, 328-35, 338-39
 - Deslizamiento, de un motor, 390
 - Desplazamiento de fase, condensador de, 366-67, 393-94
 - Devanado de armadura de un motor, 384, 388-90
 - Devanado de arranque de un motor de fase partida, 392
 - Devanado de campo, de un motor, 384-87
 - Devanado de control de un servomotor, 393-96, 405-6, 410
 - Devanado de marcha de un motor de fase partida, 392
 - Devanado fijo de un servo motor, 393-96 (*ver también* Servo motores)
 - Devanado principal de un servo motor, 393-95 (*ver también* Servo motores)
 - Diacs, 154, 198-99
 - estabilidad con temperatura, 198
 - simetría, 198
 - voltaje de disparo directo (+ V_{BI}), 198-99, 202
 - voltaje de disparo inverso (- V_{BI}), 198-99
 - Diagrama de bloques, 233-35, 305-6, 315
 - Diagrama de tiempo de una moto válvula, 364-65
 - Diente de sierra, onda, 169-70
 - Diferenciador, RC, 84, 91, 116
 - Diferenciador, op amp, 296-97
 - Diferencial, amplificador, 292-95
 - Diodo bidireccional de disparo (*ver* Diacs)
 - Diodo contraelectromotriz, 16
 - Diodo de cuatro capas (diodo Shockley), 153, 208
 - Diodo de cuatro capas, utilizado como dispositivo de disparo para un tiristor de potencia, 208-11, 516-18, 545
 - Diodo de sujeción, 7
 - Diodo rueda loca, 498, 500, 551
 - Diodo emisor de luz (*ver* LEDs)
 - DIP (doble en línea), empaquetadura, 61, 65-66, 69, 72, 74, 75
 - Dispositivo de entrada, 20, 21, 30, 40-48, 55 (*ver también* transductores)
 - Dispositivo corrector final, 308-9, 344-45, 361-62
 - Dispositivo de medida en un sistema de bucla cerrada, 309
 - Dispositivo de salida, 16, 21, 30, 47-48, 184-85 (*ver también* Dispositivo corrector final; amplificadores)
 - Dispositivos de adquisición de datos (*ver* Dispositivos de entrada)
 - Dispositivos de disparo, 191
 - Divisor de frecuencia, 118
 - Doble en línea (*ver* DIP)
 - Dos posiciones, control de, 317 (*ver también* Todo o nada, control)
 - DTL, familia lógica, 67-69, 70-72, 73
- E**
- Eddy, corrientes de, 461

- Eléctrico, aislamiento, 44-45, 49, 188, 190, 209, 212, 218
 Eléctrico, calentamiento, 377-79, 380-84
 Eléctrico, ruido, 44-45, 51, 61, 69, 71, 74, 75, 179, 186, 211, 212, 410, 452, 508, 550
 Electrohidráulicas, válvulas, 372-79 (*ver también* Válvulas operadas hidráulicamente)
 Electroneumático, convertidor de señal, 369-72
 Eliminador de rebote, 42, 57
 Enclavamiento, circuitos de, (*ver* Circuitos de enclavamiento)
 Entrada al aire, 61, 65, 69, 72, 73, 103, 125
 Esfuerzo, 457-58
 Espontánea, combustión, 532
 Estabilidad de frecuencia, 118
 η (eta), 165, (*ver también* UJT, relación entre contactos de un)
 Explosivos, almacenamiento de, 531-32
- F**
- Factor de galga, 459-60
 Familia lógica (*ver* nombre específico de la familia: RTL-TTL; etc.)
 Fan-out, 24, 61, 68-69, 72, 73, 74
 Fase, inversor de, 289
 Fase partida, motor de inducción de, 363, 366-67, 384-92, 392-401
 FCEM, de un motor dc, 539-42, 552-53
 FET (transistor de efecto de campo), 74-75, 487, 489-90
 Filtro de línea, 507-8
 Flip-flops, 80-83
 circuitos con, 83-84, 87-88, 93-94, 94-97, 101-3, 110-13, 119-21, 134-38, 236, 246-49, 258-60, 269-72, 514-15
 conmutable, 90-91
 de disparo por flanco, 85-86
 JK, 90-93
 ordenador-seguidor, 90
 RS, 80-84
 RS con entrada de reloj, 84-86
 tablas de verdad, 86
 Foot candles (FC), 445 (*ver* Iluminación)
 Fotocelda:
 estabilidad con temperatura, 448
 fatiga, 446
 relación luz a oscuridad, 449
 Fototransistor, 454-56, 498-99
 Fototroceador, 449-50
 Frecuencia variable, control de velocidad de, 553-55
- Fuelles (Presión), 315, 369-72, 432-34, 478-81
 Fuente de corriente, 215, 475, 478
- G**
- Galga extensiométrica, 457-60
 Galga extensiométrica, compensación de temperatura de una, 459-60
 Galgas extensiométricas, aplicaciones, 505-7
 Ganancia de modo común (A_{VCM} de un op amp, 282
 Galvanómetro, 452-53
 Granos, almacenamiento de, 531-32
 Gray, código, 515-16
 Grilla, de una galga extensiométrica, 458-59
- H**
- Hidráulicos, dispositivos y circuitos, 52-54, 58-60, 227-28, 234, 242-43, 372-73, 479, 481, 502-5
 Higrómetros, 465-66, 528-31
 Histéresis, 320, 377
 Histéresis de un relé, 380
 Hooke, ley de, 458
 Horno de calentamiento para lingotes de acero, 478-79, 486
 HTL, familia lógica, 69-72, 73, 74
 Humedad relativa, (HR), 465, 466-68, 527-31, 531-34
 Húmedo, bulbo (*ver* Sicrometros)
- I**
- Ignitrón, 262-69
 Iluminación, 445, 448
 Inducción, motores de, 553-55
 Interface entre niveles de voltaje, 16-17, 44
 Integrador, op amp, 296-97, 488, 494-95
 Intercambiador de calor, 474-76
 Interferencia electromagnética (EMI), 162
 Interruptor, filtro de, 41
 Interruptor bilateral de silicio, (SBS), 153, 200-2
 estabilidad con temperatura, 200
 voltaje de ruptura directa (V_{BO}), 200-5
 voltaje de ruptura inversa, 200
 Interruptor de límite, operado por una leva rotatoria, 363-66
 Interruptor de mercurio, 314-15

- Interruptor unilateral de silicio (SUS),
 153
 voltaje de disparo directo (V_{BO}),
 206-7
 voltaje de ruptura inversa, 206
 Inversor (dc a ac), 554
 Inversor (puerta NOT), 34-36
 Irradiancia, 456
- J**
- Jaula de ardilla, rotor de, 388-90
 Joint Industry Conference (J.I.C.), 127
- K**
- Kirchhoff, ley de voltaje de, para la bu-
 cla de armadura de un motor, 540
- L**
- LED (diodo emisor de luz), 15, 454-57,
 498-99, 520, 522 (ver también acopla-
 dores ópticos)
 LEDs comparados con las lámparas in-
 candescentes, 456-57
 Línea de retardo, 115-16
 Lógica de estado sólido versus lógica de
 relés:
 confiabilidad, 50
 costo, 51
 requerimientos de espacio, 51
 seguridad, 50
 velocidad, 51
 ventajas de la lógica de relés, 49
 Luminiscencia, 444
 LVDT, 430-32, 496-97
- M**
- Manejadores, 48
 Manejo de tiras, sistemas de, 468-69,
 495-500, 500-5, 527-31
 Mano derecha, regla de la, 388-89
 Mantenimiento, 6-7, 46, 51, 55
 Márgenes de ruido, 69-71
 Media geométrica, 180
 Modos de control, 308 (ver también mo-
 dos específicos: Todo o nada; Propor-
 cional; etc.)
 Modulación de amplitud, 518-19
 Monoestables, 113-17, 174-76
 Monofásico, funcionamiento de un mo-
 tor de fase partida, 394
 Monofásico, sistema manejador, 542-45,
 545-46
- MOSFET, 75 (ver también FET)
 Motor (ver tipo específico de motor:
 fase partida, motor de; Servo motor;
 dc, motor; etc.)
 Motor shunt dc, 538-42
 Multivibrador astable, 119 (ver también
 Relojes)
 Multivibrador biestable, (ver Flip-flops)
 Multivibrador monoestable (ver Mono-
 estable)
- N**
- NAND, puerta, 34-36
 Neón, bulbo de, 449-50
 Neumáticos, dispositivos y sistemas,
 126, 367-72 (ver también Válvulas,
 operadas neumáticamente)
 Nixie, tubo, 14
 NOR, puerta, 34-36
 NOT, puerta, 34-36
- O**
- Op amps (amplificadores operacionales),
 277
 ancho de banda, 279
 amplificador diferencial, 292-95
 circuito sumador, 289-91
 desbalance, 282-83, 292
 entrada diferencial, 279-81
 frecuencia de corte, 279
 ganancia de modo común, 282
 relación de rechazo de modo común,
 282
 realimentación negativa, 285-86
 resistencia de entrada, 280-81
 resistencia de salida, 281
 voltaje de entrada de modo común,
 máximo, 294
 voltaje de saturación, 280-81
 Operador electroneumático de válvula
 (ver también Válvulas, operadas neu-
 máticamente)
 OR, función lógica, 30-32
 OR, puerta, 32-33
 Oscilador controlado por cristal, 117-18,
 518-19
- P**
- Paralelo, carga, de un contador prede-
 terminable, 252-55, 260-62
 Par Darlington, 488, 493
 Pesaje, sistemas de, 505-15

- Pico, voltaje de (V_p) (*ver* UJT, voltaje de pico)
- Plana, empaquetadura, 61, 66-67, 69, 73, 75
- Positiva versus negativa, lógica, 36
- Potenciómetro:
linealidad, 425-27
resolución, 427-29
- Potenciómetros, 425-29
- Presión, sistemas de control de, 315-16, 478-86
- Proceso, retardo de reacción del (*ver* constante de tiempo de retardo)
- Procesos, sistemas de control de (*ver* sistemas de bucla cerrada)
- Propagación, tiempo de retardo de, 36, 65, 72, 73
- Proporcional, banda, 321-29, 332-34, 342, 353-57, 480, 483, 488, 493
- Proporcional, modo de control, 317, 320-34, 352-53, 366-67, 383, 473, 474-78, 478-81, 505-8, 527-31
- Proporcional-derivativo, modo de control, 317, 340-42, 353-54
- Proporcional-integral, modo de control, 317, 334-39, 353-54, 473, 486, 492-95
- Proporcional-integral-derivativo, modo de control, 317, 339-43, 353-57
- Puente, circuitos tipo, 310-13, 315-16, 331-33, 428-29, 439, 441, 447, 452, 459-60, 468, 486-92, 528-31, 532-34
- Pulso, ensanchador de, 115
- Pulso, estrechador de, 115
- Pulso, generador de, 19, 162
- Pulso, transformador de, 184-85, 208-11, 263-64, 416-18, 475, 552
- Push-pull, configuración (*ver* Amplificadores push-pull)
- R**
- Radiación infrarroja, 454-56, 518, 520-22
- Radiador de calor de un transistor, 402, 406, 407, 412
- Radiadores, tubos, 347-48
- Radiofrecuencia, interferencia (RFI) (*ver* SCRs, interferencia de radiofrecuencia)
- Razón de tiempo en control proporcional-integral-derivativo, 342-43
- Razón de reposición en control proporcional-integral, 337-38, 343, 354-55, 488, 495
- Reactancia de los condensadores de acople, 403
- Reactancia inductiva, 363, 399
- Reacción de armadura de un motor, 461
- Realimentación (*ver* tipo específico de realimentación: Amplificador, realimentación de corriente; Amplificador, realimentación de voltaje; Realimentación negativa)
- Realimentación contraelectromotriz, en un circuito de control de velocidad de un motor, 544-45, 546, 552, 553
- Realimentación negativa, 283
- Rebote de un interruptor mecánico (*ver* Rebote de contacto)
- Rebote de contacto, 5-6, 42-43
- Recolección de una tira móvil, 500-5
- Recuperador para un foso de calentamiento, 479-81, 485
- Registros de desplazamiento, 93-98
- Registros de desplazamiento, circuitos con, 93-98
- Registros de desplazamiento en cascada, 98
- Regulación de carga, de un sistema de control de velocidad de un motor, 545
- Regulador, 366-67, 377-78
- Red de filtro, 487, 492, 519, 522-23
- Redes de desacople, 409-10, 487, 489
- Relación de rechazo de modo común (CMRR) de un op amp, 282
- Relación entre contactos (η), de un UJT, 165
- Relajación, oscilador de (*ver* UJT, oscilador de relajación)
- Relé de falla de campo, 551-52
- Relé de láminas, 45-46
- Relés, 377-80
- Relojes, 117-18
- Resistencia de entrada (o impedancia) (*ver* Amplificador, resistencia de entrada); op amp, resistencia de entrada)
- Resistencia de salida, de un op amp, 281
- Resistencia de sujeción, 7-8
- Resistividad, 458
- Resonantes, circuitos, 404, 409, 413, 518-19
- Retardo, contactos de relé con, 127
- Reversible control, de velocidad de un motor, 546-47
- RMS, voltímetro, 223, 225
- RTD, circuitos con, 466-67, 532-34
- RTDs (detectores resistivos de temperatura), 439-43
coeficiente de temperatura, 439, 534

- RTL, familia lógica, 30, 62-67, 73
 Rotor bobinado, motor de inducción de, 556
 Ruido (*ver* Eléctrico, ruido)
- S**
- Salida, amplificador de, 47-48 (*ver también* Dispositivos de salida)
 Saturación, de un transistor, 2-3
 Saturación del núcleo de un transformador, 266
 Saturación, voltaje de, de un op amp, 280-81, 284
 SBS (*ver* Interruptor bilateral de silicio)
 SCRs, 141-43, 283-84
 ángulo de conducción, 144-46
 ángulo de disparo, 144-46, 148-49, 544
 circuitos de alarma, 150
 circuitos de disparo, 147-55, 176-86, 190
 con realimentación de control, 178, 543, 552
 control de onda completa con, 154, 184-87
 corriente de disparo de puerta (I_{GT}), 146-49, 150, 178
 corriente inversa, 149
 corriente de mantenimiento (I_{HO}), 146, 155, 184
 conmutación por cruce de cero, 161
 disipación de potencia, 149-50
 en circuitos dc, 150, 155-58, 181-82
 estabilidad con temperatura, 152, 176
 formas de onda, 144, 148, 155, 189
 interferencia de radiofrecuencia, 162
 voltaje de disparo de puerta (V_{GT}), 146
 SCR, circuitos con, 159-62, 181-86, 189, 262-66, 416-18, 498, 542, 543, 546, 547, 550, 551, 552, 554, 555
 Seguidor de emisor (*ver* Amplificador, seguidor de emisor)
 Señal de error en un sistema de bucla cerrada, 307-9
 Separadores, 48, 250, 254-56, 271-72
 Servo amplificadores (*ver* Amplificadores)
 Servo mecanismos, 302, 310-13, 352, 392, 505-12 (*ver también* Servo sistemas)
 Servo motores, 360-61, 384, 392-401
 ac versus dc, 401, 413-15
 características torque-velocidad, 396-400, 414-15
- Servo sistemas:
 amortiguación en, 401
 usos de los, 393
 Shockley, diodo (*ver* diodo de cuatro capas)
 Sicrómetros, 466-68, 531-34
 Siete segmentos, indicador de, 14-15
 Sistemas de bucla cerrada, 302, 310-11, 473
 desbalance, 310
 estabilidad, 311
 velocidad de respuesta, 310
 Sistemas de bucla cerrada versus sistemas de bucla abierta, 303-7
 Sistemas de manejo de material, 110-13, 119-21, 127-28, 134-38, 495-500, 500-4, 505, 512-15, 527-28
 Sistemas de tratamiento por calor, 474-75, 516-17, 526-27 (*ver también* carburación)
 Sistemas manejadores (*ver* Circuitos de control de velocidad de motores)
 Sistemas realimentados (*ver* Sistemas de bucla cerrada)
 Sobrepasso, 318-20, 353
 Soldadura, circuitos de. 83-84, 226, 239, 257-60, 262-69
 SUS (*ver* Interruptor unilateral de silicio)
- T**
- Tablas de verdad para circuitos lógicos, 33-35, 86-90
 Tacómetros, 460
 campo rotatorio ac, 462
 control realimentado que utiliza, 464
 de rotor dentado, 462-63
 drag cup, 461-62
 estabilidad con temperatura, 462
 fotocelda captadora, 464
 generador dc, 461
 linealidad, 462
 tipo frecuencia versus tipo magnitud, 464
 Temperatura, circuitos de control de, 313-15, 317-20, 331-34, 345-52, 377-80, 380-83, 474-78, 486-95
 Temperatura, bulbo sensor de, 332
 Temperatura, límite superior de, 55
 Templado, en un tratamiento térmico, 474-75
 Temporizado a la energización, contacto, 127

- Temporizados a la desenergización, contactos, 127
 Termistores, 439-43
 calentamiento $I^2 R$ en, 443
 coeficiente de temperatura de los, 440
 redes compuestas, 443
 Temporizadores, 125-34, 181-83, 191-93
 Temporizadores, circuitos, 134-38
 Termistores, circuitos que utilizan, 475
 Termocupla, compensación de, 437-39, 443
 Termocuplas, 435-39, 486
 Termocuplas, circuitos que utilizan, 487
 Textiles, procesos de acabado de, 527-31
 Thevenin, circuito equivalente, 43, 490
 Tiempo de recuperación, de un monoestable, 174-75
 Tiempo muerto, 350-54
 Tiempo de encendido de un monoestable, 114, 175-76
 Tiempo de subida de un osciloscopio, 19
 Tirector, 550
 Tiristor, 191, 537, 542 (*ver también* Diac, diodo de cuatro capas; SBS; SCR; SUS; triac)
 Todo o Nada, modo de control, 313-15, 317-19, 352-53, 377-80, 473, 531-32
 Torque-velocidad, características de los motores, 395-400, 543-44
 Totem pole, interruptor, 11
 Tornillo, banda transportadora, 505-6, 514
 Transductores, 309, 424
 Transductores de humedad (*ver* Sicrometros; higrómetros)
 Transferencia, atraso de, 347-50, 351, 353, 527
 Transformador, acoplamiento por (*ver* amplificadores, acoplados por transformador)
 Transformador de aislamiento, 212, 214, 218
 Transformador diferencial de variación lineal (*ver* LVDT)
 Transformadores (*ver* tipo específico de transformador: pulso, transformador /de; aislamiento, transformador de,)
 Transistor:
 disipación de potencia, 4, 75, 404-6, 409, 507
 estabilidad con temperatura, 218
 npn, 3
 pnp, 3
 Transistor (*cont.*):
 pull down, 11
 pull up, 11
 radiadores, 402, 406-7, 412
 tiempo de apagado, 10-11, 19
 tiempo de encendido, 10-11, 19
 utilizados en lógica de estado sólido, 30-32, 61-75, 124
 Transistor como interruptor, 1-7, 254-57, 263, 265, 452, 454, 502-3
 Transistor como interruptor versus interruptores mecánicos, 4-5
 Translucidez, 444, 446-7
 Transporte, atraso de, 350-55, 527
 Trazado de curvas, en un osciloscopio, 188-89, 222-23
 Tres posiciones, control de, 365
 Triac, circuitos con, 475, 524
 Triacs, 191-93, 202, 383
 ángulo de conducción, 195
 ángulo de disparo, 193-95
 circuitos de disparo, 197-99, 203-6, 209-10, 212-14, 217-19
 con control realimentado, 212-19, 223-25
 corriente de disparo de puerta (I_{GT}), 195-96
 corriente de mantenimiento (I_{HO}), 196
 disipación de potencia, 197
 dv/dt , 211-12
 estabilidad con temperatura, 195
 formas de onda, 193-95, 209, 213
 histéresis, 202-6
 los cuatro modos de disparar un, 209-11
 voltaje de disparo (V_{DRUM}), 196, 211
 voltaje de disparo de puerta (V_{GT}), 195-96
 Trifásicos, sistemas de potencia, 266-69, 376, 380-83
 Trifásicos, sistemas manejadores, 549-50, 550-53
 TTL, familia lógica, 72-74, 75
 Tubo inyector hidráulico, 372-73, 502-3
- U**
 UJT (transistor monojuntura), 164-65
 circuitos de retardo, 173-76
 como dispositivos de disparo para un tiristor de potencia, 153, 165, 176-86, 189, 212-17
 corriente de pico (I_p), 168, 171, 178-79

UJT (transistor monojuntura) (*cont.*):
 corriente de valle (I_v), 168, 170-71, 178
 curvas características, 166-69
 enganche, 179
 estabilidad con temperatura, 170-71,
 176, 180, 187-88
 formas de onda, 169, 185, 213-14, 264
 relación entre contactos, 164-65
 resistencia interface (r_{BB}), 167, 171,
 178
 osciladores de relajación, 168-72, 184,
 523-26
 voltaje de pico (V_p), 166, 166-67, 171
 voltaje de valle (V_v), 167, 170-71, 178
 UJT, circuitos con, 168-72, 181-86, 263-
 64, 475, 524, 552
 Universal, convertidor de señal, 455
 Universal, curva de constante de tiem-
 po, 130, 348
 Universal, motor, 474

V

Valor de referencia, 307, 309
 Válvulas, 360, 373-77
 aire para abrir, 369
 aire para cerrar, 369
 características de flujo, 373-77
 operadas hidráulicamente, 372-74, 479,
 481
 operadas neumáticamente, 367-69,
 369-71, 527-29
 operador, 372
 posicionador, 372

Válvulas mariposa (*ver* reguladores),
 Válvulas solenoides, 362-63
 Variable controlada, 307, 309
 Variable medida, en un sistema de bucla
 cerrada, 307-309
 $V_{CE(sat)}$, de un transistor, 4
 Velocidad sincrónica de un motor de in-
 ducción, 390, 554
 Velocidad, sistemas de control de (*ver*
 circuitos de control de velocidad en
 motores)
 Velocidad versus torque, características
 de los motores, 395-400, 543-44
 Voltaje, comparador de, 283-85
 Voltaje-corriente, convertidor, 295-96
 Voltaje, regulador de, 223-25

Y

Y configuración, 370-74
 Young, módulo de, 458

Z

Zener, diodo, 181
 Zona diferencial en un controlador todo
 o nada, 319-20, 377

