

116-1 ■ MOTORES DE CD —FUNCIONAMIENTO Y CARACTERÍSTICAS

Los motores de cd son importantes en el control industrial, porque son más adaptables que los motores de ca, de campo rotatorio, a sistemas de velocidad ajustable.

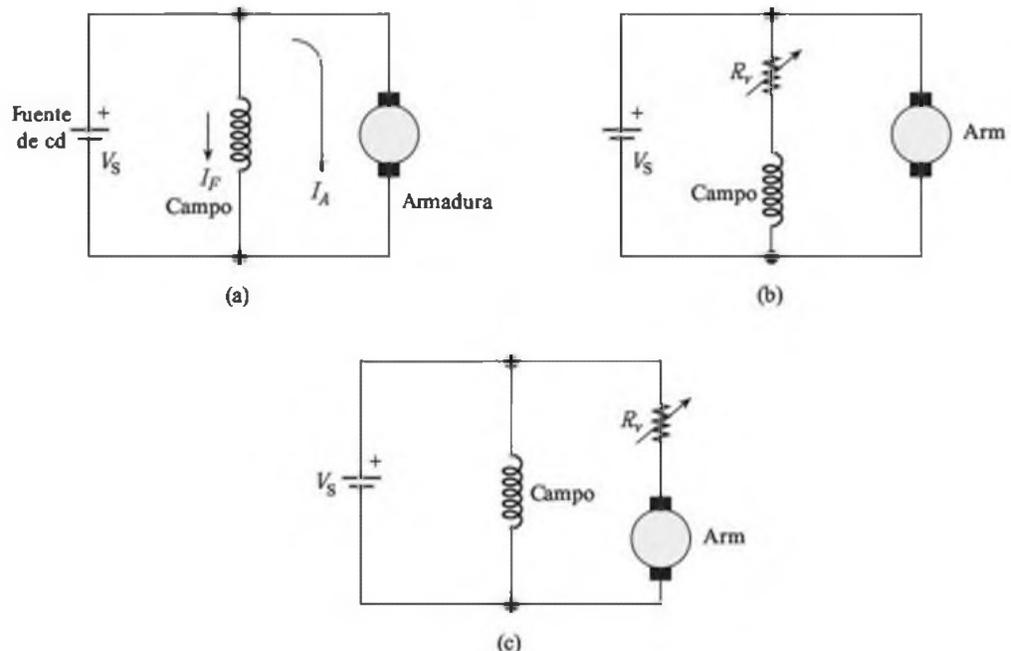
La figura 16-1 muestra los símbolos eléctricos de un *motor en derivación* de cd. El devanado de campo del motor se indica como una bobina. Físicamente, el devanado de campo está formado por muchas vueltas de alambre delgado (de alta resistencia) devanadas en torno a los *polos de campo*. Los polos de campo son núcleos de metal ferromagnético, fijos al estator de la máquina. La alta resistencia del devanado de campo limita la corriente de campo a un valor bastante pequeño y permite que el devanado de campo se conecte en forma directa entre las líneas de suministro de cd. Sin embargo, la corriente de campo (I_F) relativamente pequeña se compensa con la gran cantidad de vueltas en el devanado, que le permiten producir un campo magnético intenso.

El devanado de campo no se afecta al cambiar las condiciones en la armadura. Esto es, cuando varía la corriente en la armadura para adaptarse a las condiciones variables de la carga, la corriente en el devanado de campo permanece constante, en esencia, y la intensidad del campo magnético que resulta permanece constante. La corriente del campo se puede calcular con facilidad, de acuerdo con la ley de Ohm:

$$I_F = \frac{V_S}{R_F} \quad (16-1)$$

FIGURA 16-1

(a) Representación esquemática de un motor en derivación de cd. (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.



donde V_S es el voltaje de la fuente aplicado al devanado de campo [figura 16-1(a)] y R_F es la resistencia de cd del devanado.

El devanado de armadura se ve en la figura 16-1(a) como un círculo en contacto con dos cuadrados pequeños. Se dibuja así porque está en el rotor cilíndrico de la máquina, y la corriente entra y sale a la armadura a través de las escobillas de carbón que tocan a las delgas (los segmentos) del conmutador.

El devanado de armadura de un motor de cd está formado por relativamente pocas vueltas de alambre más grueso, para tener baja resistencia a la cd. La resistencia de la armadura de un motor de cd de mediano a grande suele ser menor que 1Ω .

Cuando se aplica la corriente por primera vez al devanado de armadura, sólo se dispone de la resistencia óhmica del devanado para limitar la corriente, por lo que el golpe inicial de corriente es bastante grande. Sin embargo, a medida que acelera el motor, comienza a inducir (a generar) una *fuerza contraelectromotriz* por la acción normal de generador. Esa FCEM se opone al voltaje de suministro aplicado, y limita la corriente de la armadura a un valor razonable.

Cuando un motor de cd ha llegado a la velocidad normal de funcionamiento, su FCEM es aproximadamente el 90% del voltaje aplicado en la armadura [V_S , en la figura 16-1(a)]. La caída de voltaje IR a través de la resistencia del devanado de la armadura constituye el otro 10% del voltaje aplicado, sin tener en cuenta la caída de voltaje a través de las escobillas de carbón.

El tamaño exacto de la fuerza contraelectromotriz generada en el devanado de armadura depende de dos cosas:

1. La intensidad del campo magnético. Mientras más intenso sea el campo, la fuerza contraelectromotriz tiende a ser mayor.
2. La velocidad de rotación. Mientras mayor sea la velocidad, la FCEM tiende a ser mayor.

La ecuación (16-2) expresa la dependencia de la FCEM respecto a la intensidad del campo y la velocidad de rotación:

$$E_c = k_g BS \quad (16-2)$$

En esta ecuación, E_c representa la fuerza contraelectromotriz producida por el devanado de la armadura que gira, B representa la intensidad del campo magnético producido por el devanado de campo y S es la velocidad de rotación, en revoluciones por minuto. La constante de proporcionalidad k depende de los detalles de construcción de la armadura (cantidad de vueltas en el devanado, longitud de los conductores, etc.).

La ley de voltaje de Kirchhoff se expresa, para el devanado de armadura, en la ecuación (16-3), que sólo indica que el voltaje aplicado a la armadura es igual a la suma de las caídas de voltaje en la armadura. Esta suma de caídas en el devanado de armadura es igual a la fuerza contraelectromotriz más la caída resistiva de voltaje, IR , de nuevo sin tener en cuenta el efecto secundario de la caída en las escobillas.

$$V_S = E_c + I_A R_A \quad (16-3)$$

En la ecuación (16-3), R_A representa la resistencia del devanado de armadura a la cd, y desde luego, I_A es la corriente en la armadura.

16-1-1 Variación de la velocidad de un motor de cd en derivación

En forma básica hay dos maneras de variar la velocidad de funcionamiento de un motor de cd en derivación:

1. Ajustar el voltaje (y la corriente) aplicado al devanado de campo. Al aumentar el voltaje del campo, el motor *desacelera*. Este método se representa en la figura 16-1(b).
2. Ajustar el voltaje (y la corriente) aplicado a la armadura. Al aumentar el voltaje en la armadura, el motor *acelera*. Este método se representa en la figura 16-1(c).

Control del campo. La forma de trabajar del método 1, el ajuste del voltaje de campo. Al aumentar el voltaje del campo, por ejemplo, reduciendo R_v en la figura 16-1(b), aumenta la corriente en el campo. Esto produce un campo magnético más intenso, que induce una mayor fuerza contraelectromotriz en el devanado de armadura. La mayor FCEM tiende a oponerse al voltaje aplicado de cd y con ello reduce la corriente I_A en la armadura. Así, una mayor corriente de armadura hace que el motor desacelere, hasta que la fuerza contraelectromotriz haya regresado (aproximadamente) a su valor normal.

En la otra dirección, si se reduce la corriente de campo, el campo magnético se debilita. Eso produce una reducción de la FCEM creada por el devanado giratorio de la armadura. Aumenta la corriente en la armadura y hace que el motor gire con más rapidez, hasta que de nuevo la FCEM sea aproximadamente igual a la que era antes. La reducción en la intensidad del campo magnético se "compensa" con un aumento en la velocidad de la armadura.

Este método de control de velocidad tiene algunas propiedades convenientes. Puede hacerse con un reóstato pequeño y relativamente poco costoso, porque la corriente en el devanado de campo es bastante baja, debido a la gran R_F . También, por el valor bajo de I_F , el reóstato R_v no disipa mucha energía. Por tanto, este método es eficiente desde el punto de vista de la energía.

Sin embargo, hay un gran inconveniente del control de velocidad con el devanado del campo: para aumentar la velocidad se debe reducir I_F y debilitar el campo magnético, con lo que disminuye la capacidad de producción de par por el motor. Esta capacidad depende de dos cosas: la corriente en los conductores de la armadura y la intensidad del campo magnético. Al reducir I_F el campo magnético se debilita y baja la capacidad de producción de par. Desafortunadamente es en ese momento cuando el motor necesita toda la capacidad con que pueda producir el par, ya que es probable que se requiera más par para acelerar el motor hasta una velocidad mayor.

Así, hay un conflicto fundamental que implica el control de campo. Para hacer que el motor gire más rápido, lo que requiere que entregue más par, se debe hacer algo que tiende a restarle su par de giro.

Control de armadura. Desde el punto de vista de producción de par, es mucho mejor el método 2, control de armadura. Al aumentar el voltaje y la corriente por la armadura [reduciendo R_v en la figura 16-1(c)], el motor comienza a girar más rápido, para lo cual en el caso normal requiere más par de giro. La razón para el aumento de velocidad es que el mayor voltaje de armadura demanda una mayor fuerza contraelectromotriz para limitar el aumento en la corriente de armadura a una cantidad razonable. La única forma en que puede aumentar la fuerza contraelectromotriz es que el devanado de armadura gire con más rapidez, ya que está fija la intensidad del campo magnético. En este caso están presentes todos los ingredientes para tener mayor producción de par, ya que se mantiene la intensidad del campo magnético e I_A aumenta.

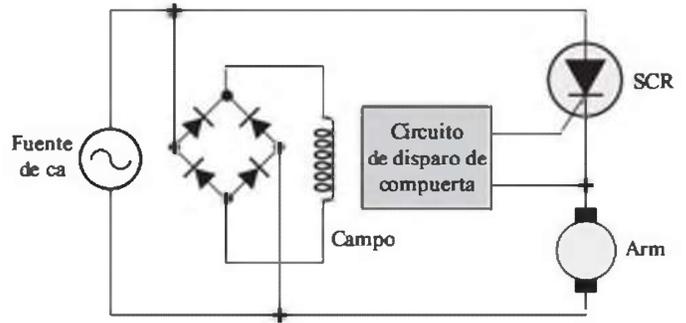
El problema con el método de control de armadura, de la figura 16-1(c), es que R_v , el reóstato, debe manejar la corriente de armadura, que es relativamente grande. Por consiguiente, el reóstato debe ser grande físicamente, y costoso, y desperdiciará una cantidad considerable de energía.

De los dos métodos que se ilustran en las figuras 16-1(b) y (c), el de control del campo es el que se suele preferir.

16-2 ■ CONTROL DEL VOLTAJE Y LA CORRIENTE EN LA ARMADURA CON TIRISTOR

Como vimos en el capítulo 4, un SCR puede hacer la mayor parte de las funciones de un reóstato, en el control de la corriente promedio a una carga. Además, un SCR o cualquier tiristor de potencia, no tiene las limitaciones de los reóstatos de gran potencia. Los SCR son pequeños, poco costosos y eficientes en energía. En consecuencia, es natural adaptar el motor de cd en derivación y el SCR para tener un control de armadura para la velocidad de un motor. En la figura 16-2 se ilustra el esquema general de un sistema de control de velocidad con SCR.

FIGURA 16-2
SCR en serie con la armadura, para controlar la velocidad del motor.



En esta figura, se rectifica la corriente alterna para producir corriente directa para el devanado de campo. El SCR proporciona entonces rectificación de *media onda* y control al devanado de armadura. Si el SCR dispara temprano, el voltaje y la corriente promedio en la armadura aumentan y el motor puede trabajar con más rapidez. Al disparar el SCR más tarde (aumentando el ángulo de retardo de disparo), se reducen el voltaje y la corriente en la armadura y el motor trabaja más lento. El circuito de control de disparo de compuerta puede ser uno de lazo abierto o de lazo cerrado y de corrección automática.

Naturalmente, el de la figura 16-2 no es la única conexión de una armadura con un SCR que se puede aceptar. Cualquiera de los de las figuras 4-11 o 4-13(b) también funcionan, y la armadura del motor es la carga del circuito. Hasta podrán preferirse los circuitos de las figuras 4-11 y 4-13(b) al de la figura 16-2, porque proporcionan control de corriente de onda completa, y no de media onda.

16-3 ■ SISTEMA DE CONTROL DE MEDIA ONDA Y UNA FASE PARA LA VELOCIDAD DE UN MOTOR DE CD EN DERIVACIÓN

La figura 16-3 muestra un circuito de control de velocidad, sencillo, de media onda, para un motor de cd. La velocidad del motor se ajusta con el potenciómetro de ajuste, de 25 kΩ. Al girarlo hacia arriba (el cursor se aleja de la tierra), aumenta la velocidad del motor. Eso se debe a que el voltaje de compuerta en relación con tierra se vuelve una parte mayor del voltaje de la línea de ca, y con ello permite que el voltaje de compuerta a cátodo llegue más temprano en el ciclo al valor del voltaje de disparo del SCR.

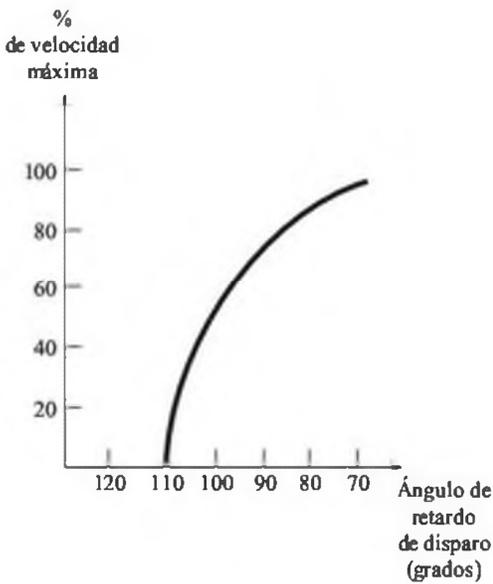
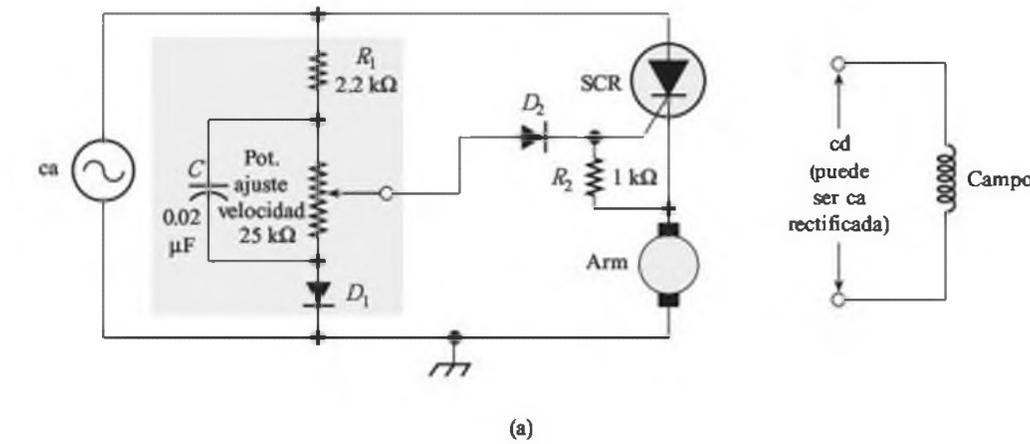
Al bajar el potenciómetro de ajuste de velocidad, el voltaje de compuerta a tierra se vuelve una parte más pequeña del voltaje de línea, por lo que se tarda más V_{GK} en llegar al valor necesario para disparar el SCR.

La relación entre la velocidad y el ángulo de retardo de disparo, para este sistema, se grafica en la figura 16-3(b). Se puede ver que la acción de control de velocidad se logra en un ajuste bastante estrecho de retardo de disparo, de unos 70 a 110°.

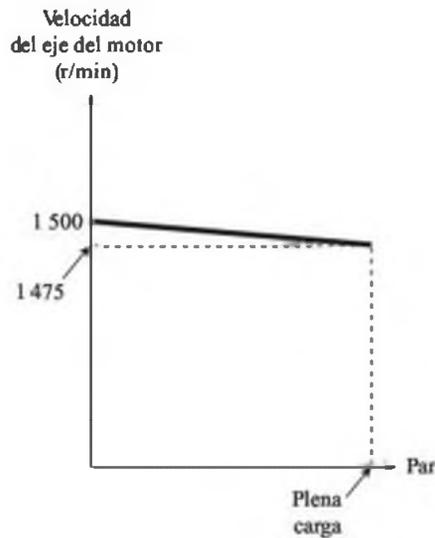
El sistema tiene la propiedad deseable de tender a estabilizar la velocidad del motor, aun ante cambios de carga. Esta propiedad se llama *retroalimentación de fuerza contraelectromotriz*. Funciona como sigue:

Supongamos que el potenciómetro de ajuste de velocidad se coloca para obtener una velocidad de 1 500 r/min en el eje. Si aumenta el par de carga en el motor, hay una tendencia natural del motor a desacelerar. Lo hace de modo que la fuerza contraelectromotriz pueda bajar un poco y permitir el paso de mayor corriente de armadura. La mayor corriente de armadura es el impulso de par de giro que se necesita para mover la carga más pesada. Es la reacción natural de todos los motores.

Sin embargo, en el sistema de la figura 16-3, cuando disminuye la fuerza contraelectromotriz, baja el voltaje de cátodo a tierra (V_K), porque V_K depende en gran parte de la FCEM generada por el devanado de armadura. Si V_K disminuye, el disparo del SCR se efectúa antes



(b)



(c)

FIGURA 16-3

(a) Diagrama de un circuito excitador con SCR de media onda. (b) Gráfica de la velocidad del eje en función del ángulo de retardo de disparo para el circuito de la parte (a). (c) Gráfica de la velocidad del eje en función del par de giro para un ajuste fijo del potenciómetro de ajuste de velocidad en la parte (a).

porque V_G no tiene que aumentar tanto como antes para hacer que V_{GK} sea suficientemente grande como para disparar el SCR. Por consiguiente, un aumento en el par produce *en forma automática* una reducción en el ángulo de retardo de disparo y un aumento respectivo en el voltaje y la corriente de armadura. Esta acción mantiene casi constante la velocidad del motor, aun de cara a un par de carga variable. En la figura 16-3(c) se ve la gráfica de la velocidad del motor en función del par de carga, suponiendo que la velocidad inicial sin carga es 1 500 r/min.

La capacidad de un sistema de control de velocidad para mantener un valor bastante constante de esa velocidad en presencia de carga variable, se llama *regulación de carga*. La fórmula respectiva es

$$\text{regulación de carga} = \frac{S_{NL} - S_{FL}}{S_{FL}} \tag{16-4}$$

donde S_{NL} representa la velocidad de rotación *en vacío*. La frase en vacío (o sin carga) quiere decir que el par contrario de la carga, que tiende a desacelerar el eje del motor, es igual a cero. S_{FL} representa la velocidad de giro *a plena carga*, lo que quiere decir que el par contrario de la carga, que trata de desacelerar el eje del motor, es máximo. Se puede ver en la ecuación (16-4) que mientras menor sea el cambio de velocidad entre la condición sin carga y la condición de plena carga, la regulación de carga es menor. Entonces, mientras menor sea el valor de regulación de carga, el sistema de control será mejor.

El sistema de excitación de motor de la figura 16-3 da una buena regulación de carga. Es otra ventaja respecto a los métodos de control que se describieron en la sección 16-1.

Un ejemplo específico de cálculo de regulación de carga se ve en la figura 16-3(c). La velocidad en vacío es 1 500 r/min, y a plena carga es 1 475 r/min. En consecuencia, la regulación de carga es

$$\text{regulación de carga} = \frac{1\,500 \text{ r/min} - 1\,475 \text{ r/min}}{1\,475 \text{ r/min}} = 0.017 \text{ o } 1.7\%$$

Para muchas aplicaciones industriales, una regulación de carga de 1.7% es bastante adecuada.

16-4 ■ OTRO SISTEMA MONOFÁSICO DE CONTROL DE VELOCIDAD

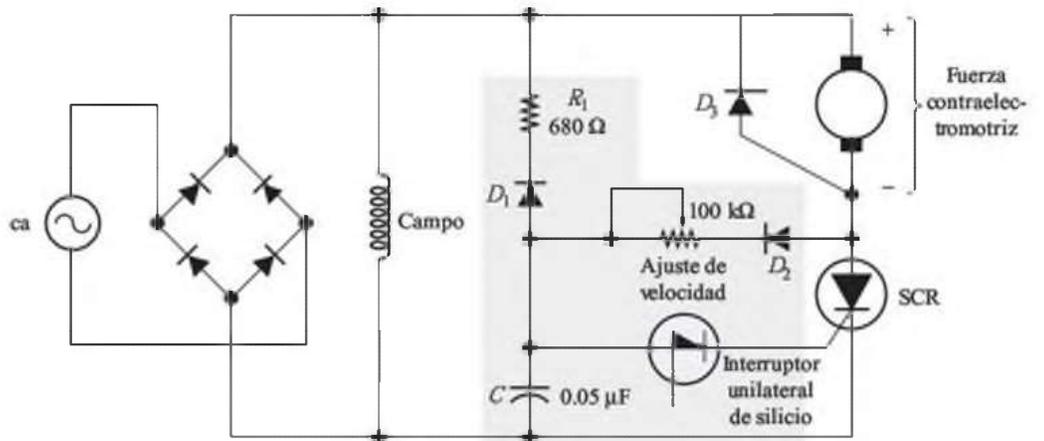
La figura 16-4 muestra otro circuito de control de velocidad. Veamos cómo funciona.

La corriente alterna que llega se rectifica en un puente de onda completa, cuyo voltaje pulsante de *cd* se aplica al devanado de campo y al circuito de control de armadura. Se carga el capacitor C con la corriente que pasa por el devanado de armadura, de baja resistencia, a través de D_2 y del potenciómetro de ajuste de velocidad, y sigue a la placa superior del capacitor. El capacitor se carga hasta llegar al voltaje de transición conductiva del interruptor unilateral de silicio (SUS, de *silicon unilateral switch*). En ese instante el SUS permite que se descargue parte de la carga del capacitor a la compuerta del SCR, disparándolo. El ángulo de retardo de disparo se determina por la resistencia del potenciómetro de ajuste de velocidad, que determina la rapidez de carga de C .

El diodo D_3 suprime toda contratensión inductiva de ruptura que se produzca por el devanado inductivo de la armadura al terminar cada medio ciclo. Cuando el SCR se abre al final de un medio ciclo, la corriente continúa circulando en el lazo de armadura- D_3 durante corto tiempo. Eso disipa la energía almacenada en la inductancia de la armadura.

El objeto de la combinación R_1 - D_1 es proporcionar una trayectoria de descarga para el capacitor C . Recuerde que un SUS no vuelve totalmente hasta 0 V, cuando dispara. Por consi-

FIGURA 16-4
Otro circuito excitador con SCR. La regulación de carga de este circuito es mejor que la de la figura 16-3.



guiente, el capacitor no puede descargar *toda* su carga a través del circuito compuerta-cátodo del SCR. Queda algo de la carga en la placa superior de C , aun cuando haya disparado el SCR. A medida que las pulsaciones del suministro de cd se acercan a 0 V, la carga que resta en C se descarga a través de R_1 y D_1 al devanado de campo. Así, el capacitor comienza "limpio" en la siguiente pulsación del puente.

Este sistema también tiene retroalimentación de fuerza contraelectromotriz, y en consecuencia tiene buena regulación de carga. La retroalimentación de FCEM funciona como sigue:

Supongamos que el potenciómetro de ajuste se mueve para tener una velocidad en el eje de 2 000 r/min a determinado par de carga. Si por alguna razón aumentara la carga, lo primero que quiere hacer el motor es desacelerar un poco para admitir más corriente de armadura. Cuando eso sucede, la fuerza contraelectromotriz de la armadura disminuye un poco.

A medida que la FCEM disminuye, aumenta el voltaje disponible para cargar al capacitor C . Esto se debe a que el voltaje disponible para cargar C es la diferencia entre el voltaje de pulsación del puente y la fuerza contraelectromotriz producida por la armadura. Esto se puede comprender consultando las marcas de polaridad de FCEM en la figura 16-4.

Con más voltaje disponible para cargar C , es natural que C se cargue más pronto hasta el voltaje de disparo y aumente así el voltaje promedio suministrado a la armadura. Eso corrige la tendencia del motor a desacelerar y lo regresa virtualmente a la misma velocidad que antes.

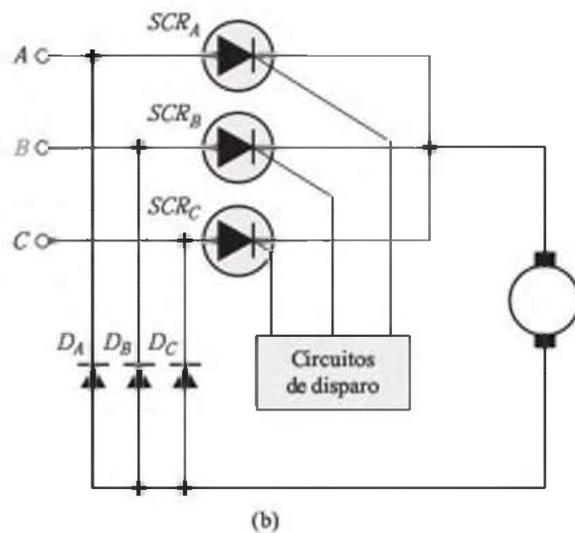
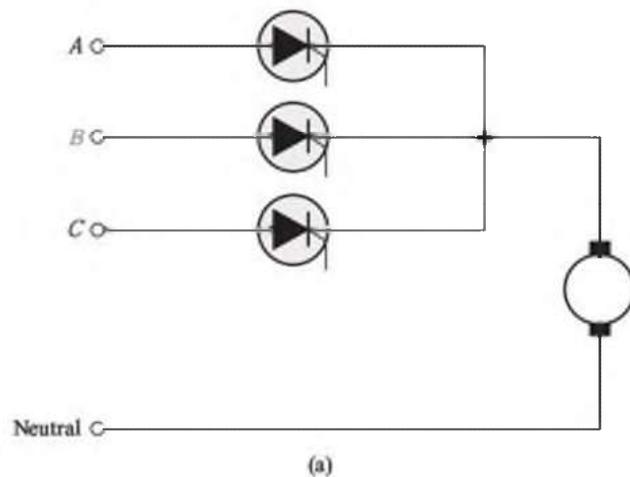
16-6 ■ SISTEMAS TRIFÁSICOS DE CONTROL PARA MOTORES DE CD

Para motores de cd mayores que unos 10 hp, un sistema trifásico de control es mejor que uno monofásico. Eso se debe a que el sistema trifásico proporciona más pulsaciones de voltaje de armadura por ciclo de la línea de ca, y por consiguiente proporciona más flujo promedio en la armadura.

El sistema trifásico más simple se ilustra en la figura 16-7(a). Aunque este sistema sólo proporciona control de media onda, es capaz de mantener pasando corriente en forma continua por la armadura. Lo puede hacer porque cuando cualquiera de las fases pasa a negativa, cuando menos una de las demás debe ser positivo. Si cierta fase está activando la armadura, en el instante en que invierte su polaridad, una de las otras dos está lista para entrar. Así es posible mantener circulando la corriente por la armadura en forma continua.

FIGURA 16-7

(a) Sistema excitador trifásico con un cuarto hilo neutro. (b) Sistema excitador trifásico sin hilo neutro. Los diodos rectificadores completan el circuito de la armadura.



Si no hay disponible un cuarto hilo neutro, el control trifásico de media onda se puede obtener agregando tres diodos rectificadores, como se ve en la figura 16-7(b). Mientras el voltaje de línea AB está energizando la armadura, la trayectoria de flujo es por la línea A , pasando por SCR_A , por la armadura y por D_B hasta la línea B . Cuando el voltaje de línea B está energizando la armadura, la corriente de armadura pasa por SCR_B y D_C . En el instante en que el voltaje de línea CA está energizando la armadura, la corriente pasa por SCR_C , por la armadura y regresa a la línea A pasando por el diodo D_A .

16-7 ■ EJEMPLO DE UN SISTEMA TRIFÁSICO DE CONTROL

La figura 16-8 muestra el diagrama completo de un sistema trifásico de control. La corriente trifásica de 230 V entra en la parte superior izquierda de esa figura. A través de cada una de las tres fases se instalan varistores, para proteger los circuitos de control de estado sólido contra

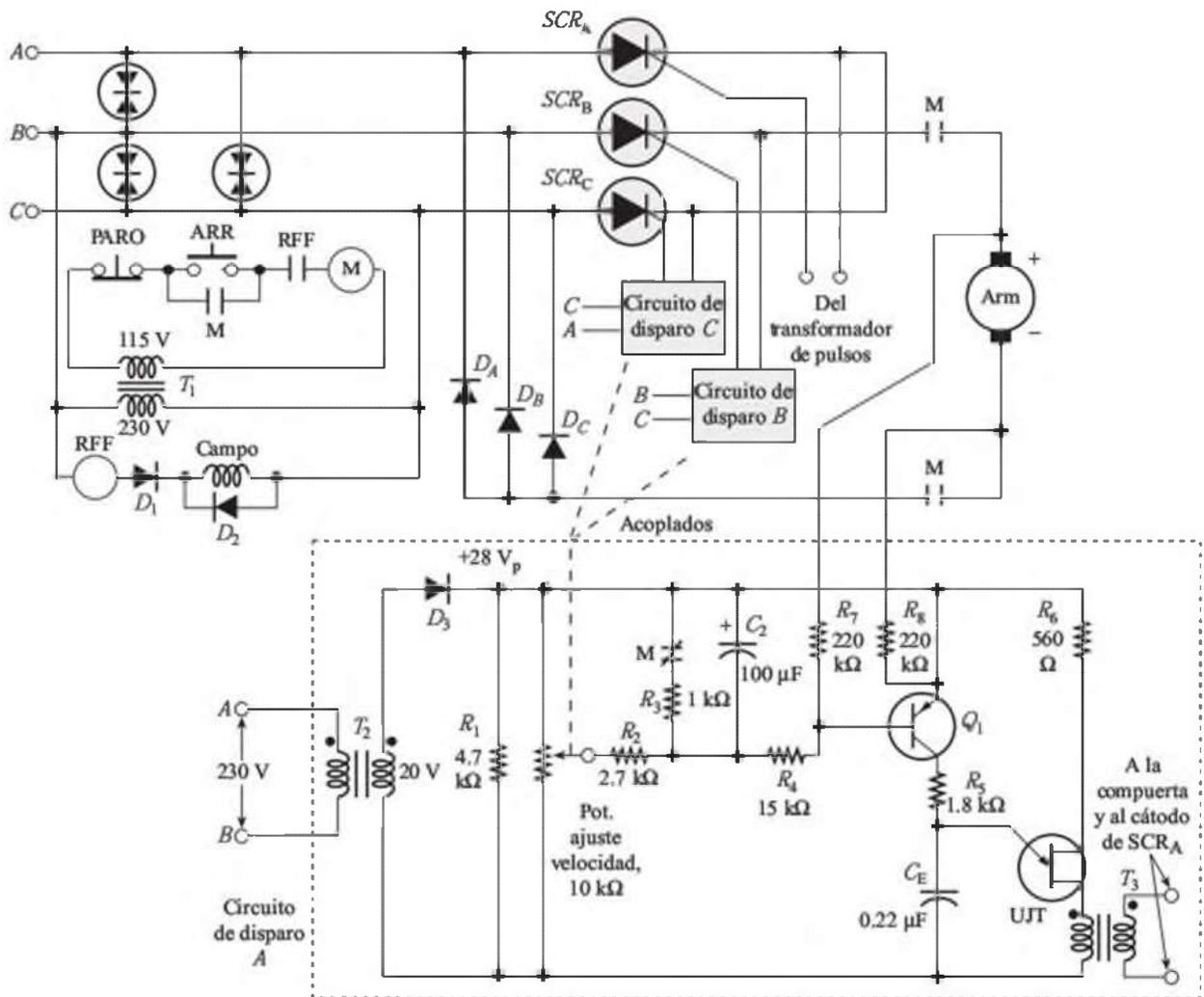


FIGURA 16-8

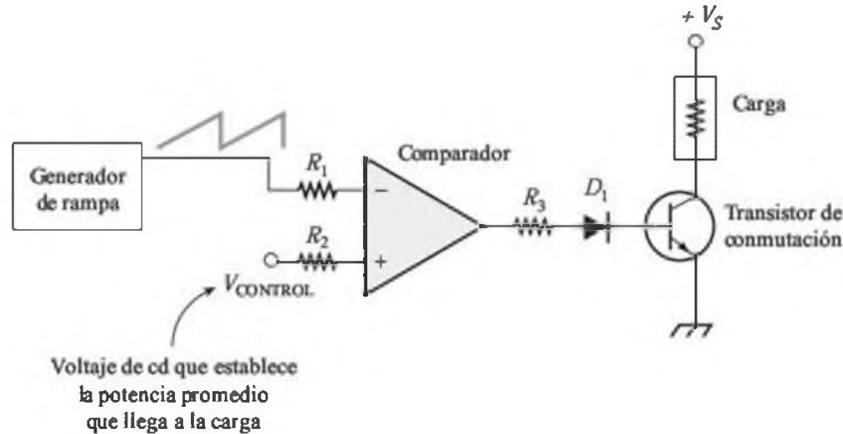
Esquema completo de un sistema excitador trifásico. Los circuitos de disparo A , B y C son idénticos, por lo que sólo se presenta el circuito de disparo A . El transformador de pulsos T_3 en el circuito de disparo está conectado con la compuerta y el cátodo del SCR correspondiente. Este sistema excitador tiene una regulación de carga muy buena, debido a la retroalimentación de la fuerza contraelectromotriz a Q_1 .

16-8 ■ CONTROL MEDIANTE MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO

Los motores grandes de cd se controlan mejor con tiristores de gran potencia, como se describió en las secciones 16-3 a 16-7, pero los motores de cd de imán permanente, de pequeños a medianos, y algunos motores de cd sin escobillas, se controlan bien mediante transistores de conmutación conectados en serie, y operados con el sistema de *modulación por ancho de pulso*, o *duración de impulsos*. Primero examinaremos la idea general del control de potencia con modulación por ancho de pulso. Después podremos describir las técnicas específicas de este método en el control de motores de cd.

FIGURA 16-9

Organización básica de un sistema de control de potencia por modulación de ancho de pulso.



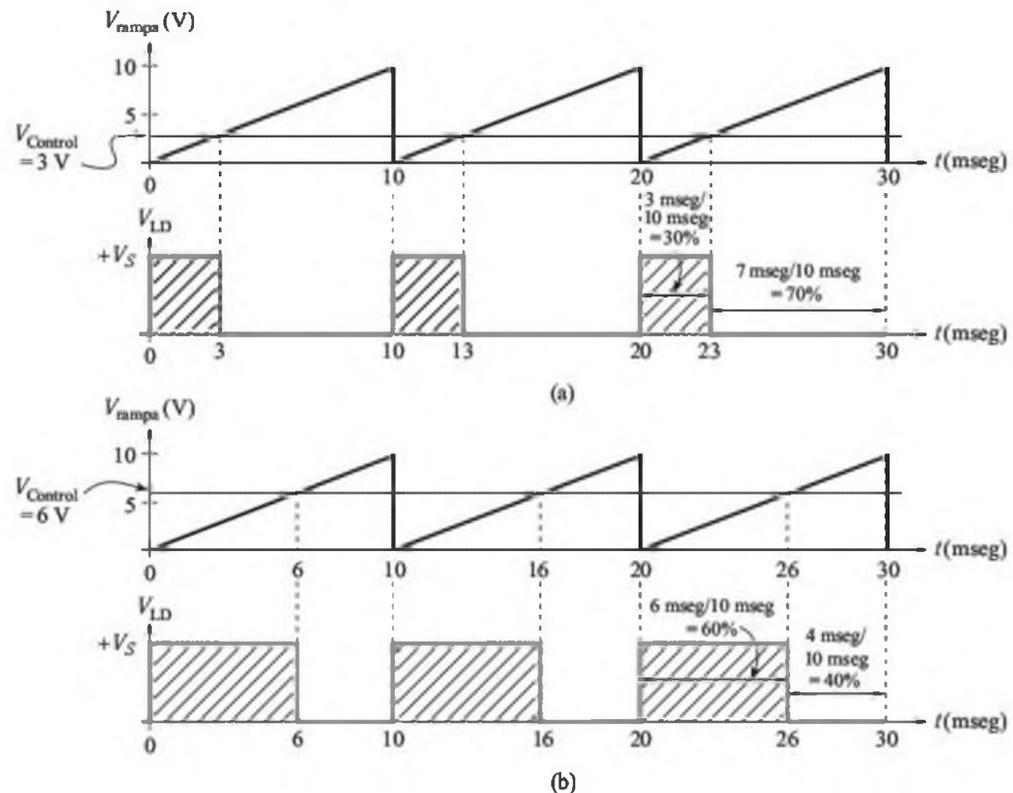
Hay tres partes esenciales en cualquier modulación por ancho de pulso, que se ven en la figura 16-9:

1. Un generador de ondas en rampa, que en general funciona a frecuencia constante.
2. Un comparador, para detectar cuándo el voltaje de rampa ha rebasado el voltaje de la señal de control.
3. Un dispositivo electrónico que conecta la corriente a la carga, en el momento en que el comparador detecta el punto crítico en la onda en rampa.

En la figura 16-9, el comparador se implementa con un amplificador operacional y el interruptor electrónico es un transistor bipolar que funciona en configuración de emisor común. La forma en que trabaja es la siguiente; vea las formas de onda en la figura 16-10.

FIGURA 16-10

(a) Con un valor pequeño del voltaje de control, el ciclo de trabajo de la carga es pequeño (el pulso es angosto). (b) Con un valor mayor de $V_{CONTROL}$, el ciclo de trabajo de la carga es mayor (el pulso es más ancho). De este modo se entrega más potencia eléctrica y la carga produce mayor cantidad de su potencia.



En el momento en que la rampa comienza a subir, el voltaje positivo de control es mayor que v_{rampa} . Por consiguiente, el amplificador operacional comparador produce saturación positiva, que satura al transistor, cerrando el interruptor de corriente. Todo el voltaje de suministro, V_S , aparece a través de la carga. Esta situación se ve con claridad en la figura 16-10(a).

El voltaje v_{rampa} aumenta hacia su valor máximo de 10 V. En el momento en que v_{rampa} es mayor que v_{control} , el amplificador operacional comparador cambia a saturación negativa. En la figura 16-10(a) eso sucede a 3 V. Cuando la salida del comparador se vuelve negativa, polariza el diodo D_1 en sentido inverso, y a la unión $B-E$ (base-emisor) del transistor. En consecuencia, el transistor pasa de inmediato a corte y la carga se desenergiza. Permanece desenergizada durante el resto del ciclo de la rampa, de 3 a 10 ms en la figura 16-10(a).

Este proceso se repite cada ciclo del oscilador de rampa y produce una forma general de voltaje a carga con un ciclo de trabajo de 30%. En consecuencia, el voltaje promedio a la carga, en la figura 16-10(a), es

$$V_{LD(\text{prom})} = 0.30 \times V_S$$

En la figura 16-10(b) se muestra un voltaje de control mayor. Ahora la rampa debe subir a 6 V para disparar al comparador y desconectar el transistor de potencia. Por consiguiente, el ciclo de trabajo de la carga aumenta a 60%, y su voltaje promedio aumenta a

$$V_{LD(\text{prom})} = 0.60 \times V_S$$

Al variar el voltaje de control se ha variado, o modulado, el ancho de pulso a la carga. Con eso se varía el voltaje y la potencia promedios a la carga, que es la idea de la modulación por ancho de pulso.

■ EJEMPLO 16-1

En la figura 16-10, supongamos que $V_S = 50 \text{ V}$ y $R_{LD} = 5 \Omega$.

- Calcular la potencia promedio en la carga, cuando $v_{\text{control}} = 3 \text{ V}$.
- Repetir con $v_{\text{control}} = 6 \text{ V}$.

Solución. (a) Durante el tiempo en que la carga está conectada, su potencia es

$$P_{LD} = \frac{V_S^2}{R_{LD}} = \frac{(50 \text{ V})^2}{5 \Omega} = 500 \text{ W}$$

Sin embargo, como la carga sólo está conectada el 30% del tiempo total del ciclo, la potencia promedio sólo es 30% de lo que sería si la carga estuviera conectada 100% del tiempo del ciclo. Por consiguiente,

$$P_{\text{prom}} = 30\% \text{ del } P_{LD(\text{CONEC})} = 0.30 \times 500 \text{ W} = \mathbf{150 \text{ W}}$$

- En el tiempo activo del pulso igual a 60% del periodo del ciclo,

$$P_{\text{prom}} = 0.60 \times 500 \text{ W} = \mathbf{300 \text{ W}}$$

Si la carga fuera un elemento calentador produciría el doble de calor por unidad de tiempo, con las condiciones de (b), en comparación con el que produciría con las condiciones de (a). Si fuera una lámpara produciría el doble de energía luminosa. Si fuera un motor, entregaría el doble de potencia mecánica (producto de par por velocidad) cuando se modulara por ancho de pulso a 60%, en comparación con 30%.

Ventaja de la modulación por ancho de pulso. La modulación por ancho de pulso, conmutada por transistores, tiene una ventaja fundamental sobre el control de carga con un amplificador transistorizado lineal. Es la misma ventaja que se obtiene con la conmutación con tiristores:

mejor eficiencia. Al igual que un SCR, un transistor modulado por ancho de pulso está ya sea totalmente cerrado, saturado, o bien totalmente abierto, desactivado. Cuando está activado, su corriente es grande, pero su voltaje en terminales es casi cero, por lo que su consumo interno de potencia es casi cero. Cuando está abierto, su caída de voltaje en terminales es grande, pero su corriente es cero, en esencia. Así, su consumo de potencia sigue siendo cero. Como el dispositivo de control consume una potencia casi cero, toda la potencia que se consume del suministro de corriente directa se entrega a la carga. Nada se desperdicia en el control mismo. Es bastante distinto de un amplificador lineal, donde la potencia en la carga se controla desconectando el transistor de una condición de polarización con cd. Un transistor lineal consume potencia del suministro, para desperdiciar la potencia definida por

$$P_{(\text{polariz cd})} = V_{CE(\text{polariz})} \times I_{C(\text{polariz})}$$

Filtrado de la onda modulada por ancho de pulso. En algunas aplicaciones se pueden aceptar las formas rectangulares de onda de la figura 16-10. En otras se debe alisar la forma. En el caso ideal se puede alisar hasta obtener un voltaje de cd igual al valor promedio de la forma de onda. Esta idea se representa en la figura 16-11.

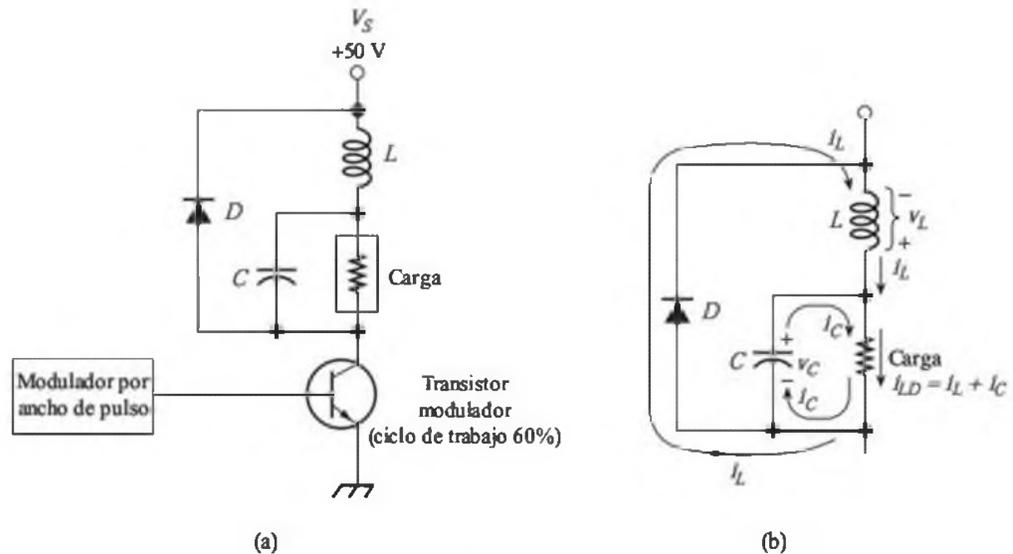
En la figura 16-11(a) se ve un filtro LC de paso bajo. El inductor en serie con la carga tiende a mantener una corriente uniforme por la carga. El capacitor en paralelo tiende a mantener un voltaje uniforme a través de la carga. El diodo de *marcha libre* o de *contratención*, D , proporciona una trayectoria completa a la corriente para la combinación inductor-carga, cuando el transistor se abre (OFF), y el inductor crea el voltaje v_L , positivo en su parte inferior, como se ve en la figura 16-11(b). El diodo D está polarizado en sentido inverso cuando el transistor se activa.

FIGURA 16-11

Filtrado de la onda de carga.

(a) La inductancia L está en serie y la capacitancia C está en paralelo con la carga.

(b) El diodo D forma una trayectoria para el componente inductivo de la corriente de carga, cuando el transistor está abierto. (c) Cuando el ancho de pulso es igual al 60% del periodo, el valor promedio de V_{LD} es $V_{LD} = 0.6 \times 50 \text{ V} = 30 \text{ V}$.



(c)