

CAPÍTULO 3

INTRODUCCIÓN A LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA

Durante los últimos 40 años se ha desarrollado una revolución en la aplicación de motores eléctricos. El desarrollo de paquetes de accionamiento para motores de estado sólido ha progresado hasta el punto en que prácticamente cualquier problema de control de potencia se puede resolver por medio de su utilización. Con estos accionamientos de estado sólido es posible manejar los motores de cd con suministros de potencia de ca o motores de ca con suministros de potencia de cd. Incluso es posible cambiar la potencia de ca con cierta frecuencia a potencia de ca con otra frecuencia.

Además, los costos de los sistemas de accionamiento de estado sólido han decrecido de manera considerable, mientras que su confiabilidad se ha incrementado. La versatilidad y relativamente bajo costo de los controles y accionamientos de estado sólido han originado muchas aplicaciones nuevas para motores de ca en donde realizan funciones que con anterioridad llevaban a cabo las máquinas de cd. Los motores de cd también han aumentado su flexibilidad mediante la aplicación de accionamientos de estado sólido.

Este gran cambio ha sido el resultado del desarrollo y mejoramiento de una serie de dispositivos de estado sólido de alta potencia. Aunque el estudio detallado de tales circuitos y componentes electrónicos requeriría un libro completo, es importante familiarizarse con ellos para entender las aplicaciones que tienen en los motores modernos.

Este capítulo es una breve introducción a los componentes electrónicos de alta potencia y a los circuitos en donde se utilizan. Esta sección se ubica en este lugar del libro debido a que el material que contiene se emplea tanto en la discusión de controladores de motores de ca como en la de controladores de motores de cd.

3.1 COMPONENTES DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA

Se utilizan varios tipos de dispositivos semiconductores en los circuitos de control de motores. Entre los más importantes se encuentran

1. El diodo
2. El tiristor de dos hilos (o diodo PNP)
3. El tiristor de tres hilos [o rectificador controlado de silicio (SCR, por sus siglas en inglés)]
4. El tiristor de interrupción por puerta (GTO, por sus siglas en inglés)
5. El DIAC
6. El TRIAC
7. El transistor de potencia (PTR, por sus siglas en inglés)
8. El transistor bipolar por puerta aislada (IGBT, por sus siglas en inglés)

En este capítulo se estudian los circuitos que contienen estos ocho elementos. Sin embargo, antes de que se examinen los circuitos es necesario entender la función de cada elemento.

El diodo

Un *diodo* es un semiconductor diseñado para conducir corriente sólo en una dirección. El símbolo de este dispositivo se muestra en la figura 3-1. Los diodos están diseñados para conducir corriente de su ánodo a su cátodo, pero no en la dirección opuesta.

Las características de voltaje-corriente del diodo pueden observarse en la figura 3-2. Cuando se aplica un voltaje al diodo en la dirección conductora da como resultado un gran flujo de corriente. Si se aplica un voltaje al diodo en la dirección opuesta, el flujo de corriente se limita a un valor muy pequeño (de algunos microamperes o menos). Si se aplica al diodo un voltaje inverso suficientemente grande, a la larga el diodo cederá y permitirá que la corriente fluya en la dirección opuesta. Estas tres regiones de operación de un diodo se muestran en la figura 3-2.

Los diodos se clasifican por la cantidad de potencia que pueden disipar de manera segura y por el voltaje inverso máximo que son capaces de aguantar antes de ceder. La potencia que disipa un diodo durante su operación en la dirección conductora es igual a la caída de voltaje a través del diodo

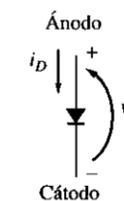


FIGURA 3-1
Símbolo de un diodo.

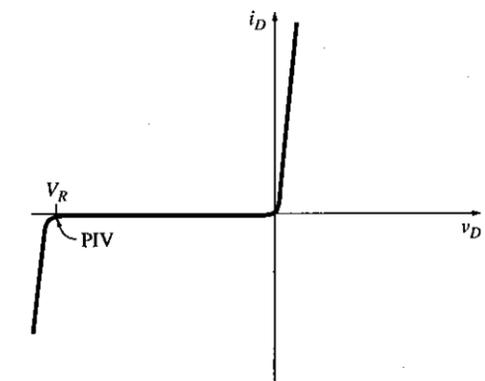


FIGURA 3-2
Característica voltaje-corriente de un diodo.

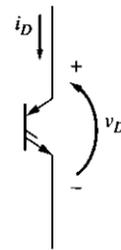


FIGURA 3-3
Símbolo de un tiristor de dos hilos o diodo PNPN.

multiplicado por la corriente que fluye a través de él. Esta potencia se debe limitar para evitar que el diodo se sobrecaliente. El voltaje inverso máximo de un diodo se conoce como *voltaje inverso pico* (VIP o PIV, por sus siglas en inglés). Debe ser lo suficientemente alto como para asegurar que el diodo no ceda en un circuito y conduzca en la dirección opuesta.

Los diodos también se clasifican por el tiempo de conmutación, esto es, el tiempo que les toma pasar del estado de apagado al de encendido y viceversa. Debido a que los diodos de potencia son grandes dispositivos de alta potencia con grandes cargas almacenadas en sus juntas, cambian de estado con mucho mayor lentitud que los diodos que se encuentran en los circuitos electrónicos. De manera esencial, todos los diodos de potencia pueden cambiar de estado lo suficientemente rápido para ser utilizados como rectificadores en circuitos de 50 o 60 Hz. Sin embargo, algunas aplicaciones tales como la modulación de amplitud de pulso (PWM, por sus siglas en inglés) pueden requerir diodos de potencia que cambien de estado a tasas mayores a los 10 000 Hz. Para estas aplicaciones de conmutación muy rápida se utilizan diodos especiales llamados *diodos de alta velocidad y rápida recuperación*.

El tiristor de dos hilos o diodo PNPN

Tiristor es el nombre genérico dado a la familia de semiconductores que constan de cuatro capas de semiconductores. Un miembro de esta familia es el tiristor de dos hilos, también conocido como *diodo PNPN* o *diodo trigger*. El nombre de este dispositivo en la norma para símbolos gráficos del Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) es *tiristor tipo diodo de bloqueo inverso*. Su símbolo se muestra en la figura 3-3.

El diodo PNPN es un rectificador o diodo con una característica de voltaje-corriente poco usual en la región de polarización directa. Su característica de voltaje-corriente puede verse en la figura 3-4. La curva característica consta de tres regiones:

1. La región de bloqueo inverso
2. La región de bloqueo directo
3. La región de conducción

En la región de bloqueo inverso, el diodo PNPN se comporta como un diodo ordinario y bloquea todo el flujo de corriente hasta que se alcanza el voltaje de ruptura inverso. En la región de conducción, el diodo PNPN una vez más se comporta como un diodo ordinario y permite que grandes cantidades de corriente fluyan con sólo una pequeña caída en el voltaje. La región de bloqueo directo es la que distingue un diodo PNPN de un diodo ordinario.

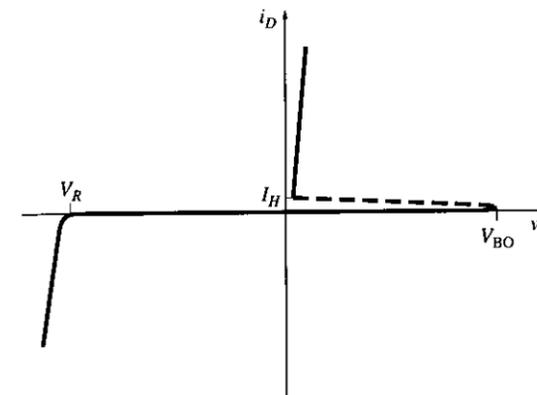


FIGURA 3-4
Característica voltaje-corriente de un diodo PNPN.

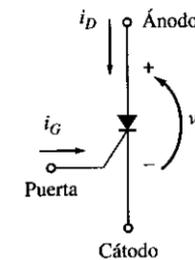


FIGURA 3-5
Símbolo de un tiristor de tres hilos o SCR.

Cuando se polariza un diodo directamente, no fluye corriente hasta que la caída en el voltaje directo excede cierto valor llamado *voltaje de transición conductiva* V_{TC} . Cuando el voltaje a través del diodo PNPN excede el V_{TC} , el diodo PNPN se prende y *permanece prendido* hasta que la corriente que fluye a través de él baja a un valor menor a cierto valor mínimo (normalmente en miliamperes). Si se reduce la corriente a un valor menor a este valor mínimo (llamado *corriente de sostenimiento* I_S), el diodo PNPN se apaga y no conducirá hasta que la caída de voltaje directo exceda una vez más V_{TC} .

En resumen, un diodo PNPN

1. Se prende cuando el voltaje aplicado v_D excede V_{TC} .
2. Se apaga cuando la corriente i_D cae por debajo de I_S .
3. Bloquea todo el flujo de corriente en la dirección opuesta hasta que se excede el voltaje inverso máximo.

El tiristor de tres hilos o SCR

El miembro más importante de la familia de tiristores es el tiristor de tres hilos, también conocido como *rectificador controlado de silicio* o SCR. A este dispositivo lo desarrolló y le puso el nombre la General Electric Company en 1958. El nombre *tiristor* lo adoptó después la International Electrotechnical Commission (IEC). En la figura 3-5 se muestra el símbolo del tiristor de tres hilos o SCR.

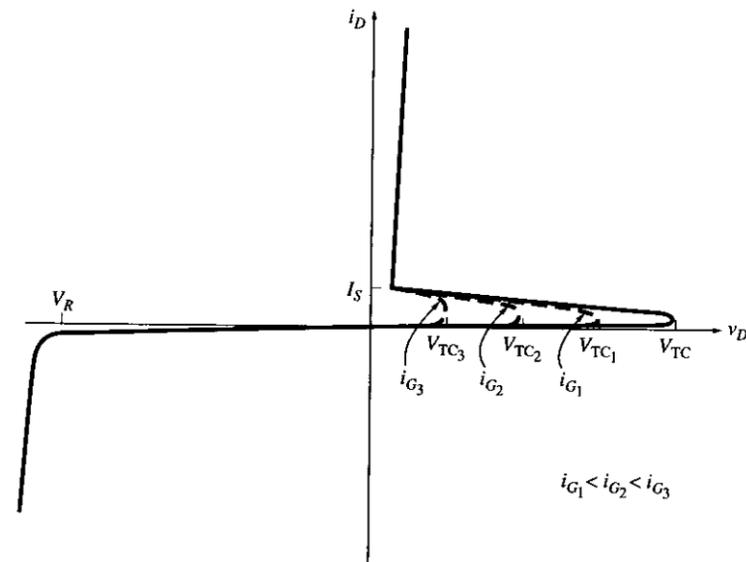


FIGURA 3-6
Característica voltaje-corriente de un SCR.

Como su nombre sugiere, el SCR es un rectificador o diodo *controlado*. Su característica de voltaje-corriente con la terminal de puerta abierta es la misma que para el diodo PNP.

Lo que hace que el SCR sea especialmente útil en las aplicaciones de control de motores es que *se puede ajustar el voltaje de encendido del dispositivo* por medio de una corriente que fluye hacia dentro de su terminal de puerta. Mientras mayor sea la corriente de la puerta, menor será el V_{TC} (véase la figura 3-6). Si se elige un SCR tal que su voltaje de transición sin señal de puerta sea mayor que el voltaje más alto del circuito, entonces *sólo* se puede encender por medio de la aplicación de una corriente de puerta. Una vez que está encendido, el dispositivo se mantiene de esta manera hasta que su corriente cae por debajo de I_S . Por lo tanto, una vez que se dispara un SCR, su corriente de puerta se puede eliminar sin afectar el estado del dispositivo. En el estado de encendido, la caída de voltaje directo a través del SCR es de alrededor de 1.2 o 1.5 veces más grande que la caída de voltaje en un diodo común polarizado directamente.

Los tiristores de tres hilos o SCR son por mucho los dispositivos más utilizados en los circuitos de control de potencia. Se utilizan ampliamente en aplicaciones de conmutación o rectificación y están disponibles en valores nominales que van desde unos cuantos amperes hasta un máximo de 3 000 A.

En resumen, un SCR

1. Se prende cuando el voltaje aplicado v_D excede V_{TC} .
2. Tiene un voltaje de transición V_{TC} cuyo nivel está controlado por la cantidad de corriente de puerta i_G presente en el SCR.

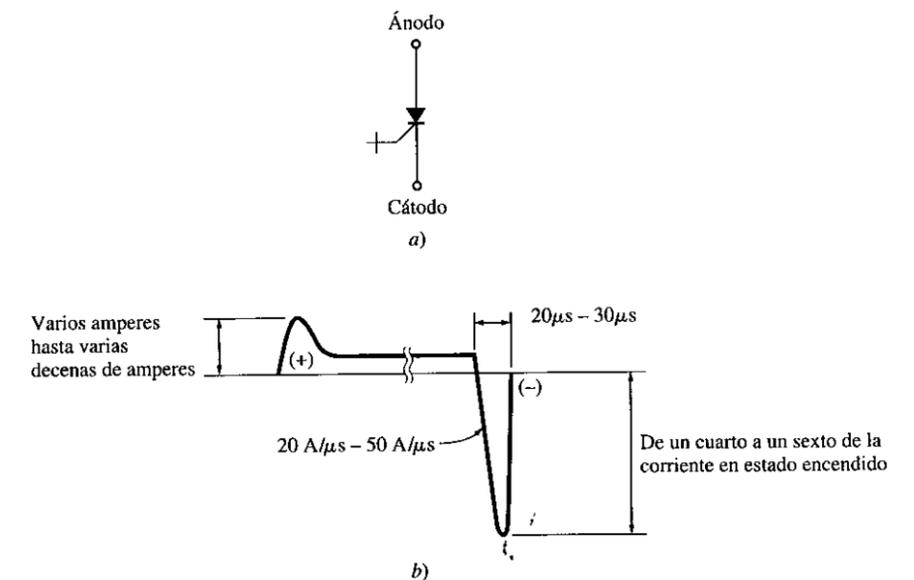


FIGURA 3-7
a) Símbolo de un tiristor GTO. b) La onda de corriente de puerta requerida para encender y apagar un tiristor GTO.

3. Se apaga cuando la corriente i_D que fluye a través de él cae por debajo de I_S .
4. Bloquea el flujo de corriente en la dirección opuesta hasta que se excede el voltaje inverso máximo.

El tiristor de interrupción por puerta

Entre las mejoras más recientes a los tiristores está el tiristor de interrupción por puerta (GTO). Un tiristor GTO es un SCR que se puede apagar con una gran cantidad de pulso negativo en su terminal de puerta, incluso si la corriente i_D excede I_S . Aunque los tiristores GTO se introdujeron desde los años 60, sólo se comenzaron a aplicar al control de motores a finales de los 70. Estos dispositivos son cada vez más comunes en los paquetes de control de motores debido a que eliminan la necesidad de utilizar componentes externos para apagar los SCR en circuitos de cd (véase la sección 3.5). El símbolo de un tiristor GTO puede observarse en la figura 3-7a.

La figura 3-7b muestra la onda típica de la corriente de puerta de un tiristor GTO de alta potencia. Un tiristor GTO normalmente requiere una corriente de puerta más grande para encenderse que un SCR ordinario. Para los grandes dispositivos de alta potencia, las corrientes de puerta son del orden de 10 A o mayores si es necesario. Para apagar el dispositivo se requiere de un pulso de corriente negativa con una duración de 20 a 30 μs . La magnitud del pulso de corriente negativa debe ser de un cuarto o un sexto de la corriente que fluye a través del dispositivo.

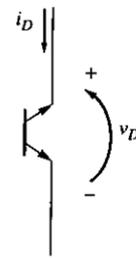


FIGURA 3-8
Símbolo de un DIAC.

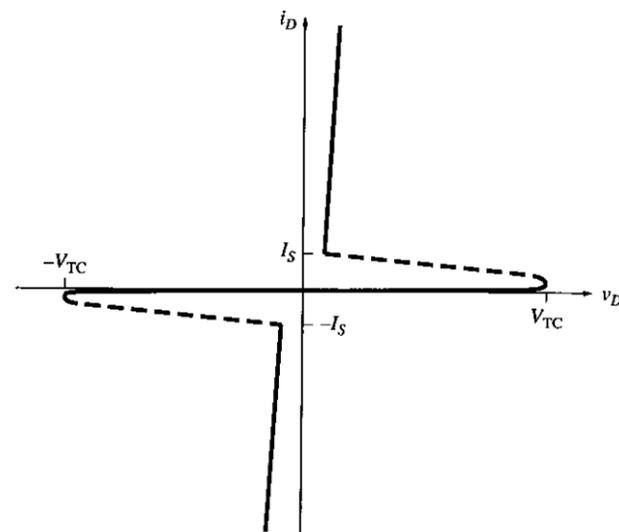


FIGURA 3-9
Característica de voltaje-corriente de un DIAC.

El DIAC

El DIAC es un dispositivo que consta de cinco capas semiconductoras (PNPNP) que se comportan como dos diodos PNP conectados espalda con espalda. En la figura 3-8 puede apreciarse el símbolo del DIAC y en la figura 3-9 se muestra su característica voltaje-corriente. Se enciende cuando el voltaje aplicado en cualquier dirección excede V_{TC} . Una vez que se enciende, el DIAC permanece encendido hasta que su corriente cae por debajo de I_S .

El TRIAC

El TRIAC es un dispositivo que se comporta como dos SCR conectados espalda con espalda con una puerta terminal en común. Puede conducir en cualquier dirección una vez que se excede su

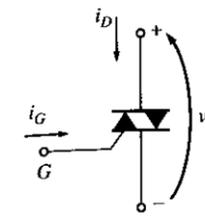


FIGURA 3-10
Símbolo de un TRIAC.

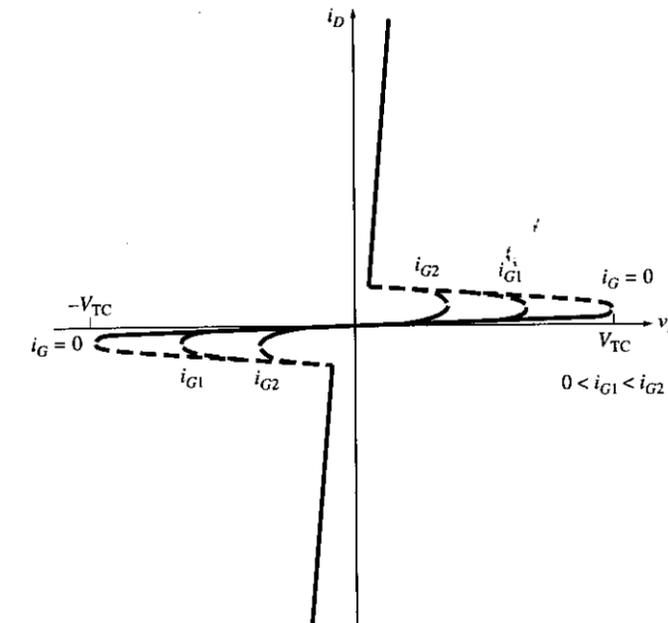


FIGURA 3-11
Característica de voltaje-corriente de un TRIAC.

voltaje de transición conductiva. En la figura 3-10 se muestra el símbolo del TRIAC y en la figura 3-11 su característica corriente-voltaje. El voltaje de transición conductiva en un TRIAC disminuye con un incremento en la corriente de puerta de la misma manera que lo hace un SCR, excepto que un TRIAC responde tanto a pulsos negativos como a positivos en su puerta. Una vez encendido, un TRIAC permanece encendido hasta que su corriente cae por debajo de I_S .

Debido a que un solo TRIAC puede conducir en ambas direcciones, puede reemplazar un par, más complejo, de SCR conectados espalda con espalda en muchos circuitos de control de ca. Sin embargo, por lo regular los TRIAC conmutan más despacio que los SCR y sólo están disponibles con valores nominales de potencia más bajos. Como resultado, su uso está fuertemente restringido a aplicaciones de potencia de mediana a baja en circuitos de 50 o 60 Hz, como los circuitos de alumbrado sencillos.

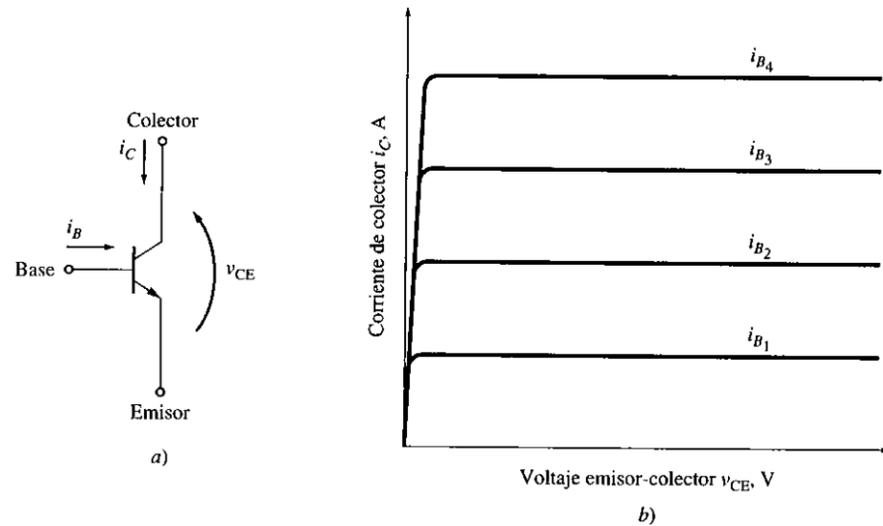


FIGURA 3-12 a) Símbolo de un transistor de potencia. b) Característica voltaje-corriente de un transistor de potencia.

El transistor de potencia

En la figura 3-12a puede observarse el símbolo del transistor y en la figura 3-12b se muestra la característica de voltaje del colector al emisor frente a la corriente del colector. Como se puede ver de la característica de la figura 3-12b, el transistor es un dispositivo cuya corriente de colector i_C es directamente proporcional a su corriente base i_B para una amplia gama de voltajes de colector a emisor (v_{CE}).

Los transistores de potencia (PTR) se utilizan comúnmente en las aplicaciones de control de maquinaria para encender o apagar la corriente. En la figura 3-13a se muestra un transistor con una carga resistiva, y en la figura 3-13b puede apreciarse su característica i_C-v_{CE} con línea de la carga de una carga resistiva. Los transistores por lo general se utilizan como interruptores en aplicaciones de control de maquinaria; como tales deben estar completamente encendidos o completamente apagados. Como puede observarse en la figura 3-13b, una corriente base i_{B4} encendería por completo el transistor y una corriente base de cero apagaría por completo el transistor.

Si la corriente base de este transistor fuera igual a i_{B3} , entonces el transistor no estaría completamente prendido ni completamente apagado. Esta es una condición indeseable debido a que una abundante corriente de colector fluiría a través de un gran voltaje de colector a emisor v_{CE} , y disiparía buena parte de la potencia en el transistor. Para asegurar que el transistor conduce la potencia sin desperdicio es necesario tener una corriente base lo suficientemente alta como para saturarlo por completo.

Los transistores de potencia se utilizan con más frecuencia en circuitos inversores. Su desventaja más grande en las aplicaciones de conmutación es que son relativamente lentos para conmutar del estado de encendido al de apagado y viceversa, debido a que se tiene que aplicar o eliminar una cantidad relativamente grande de corriente cuando se prenden o apagan.

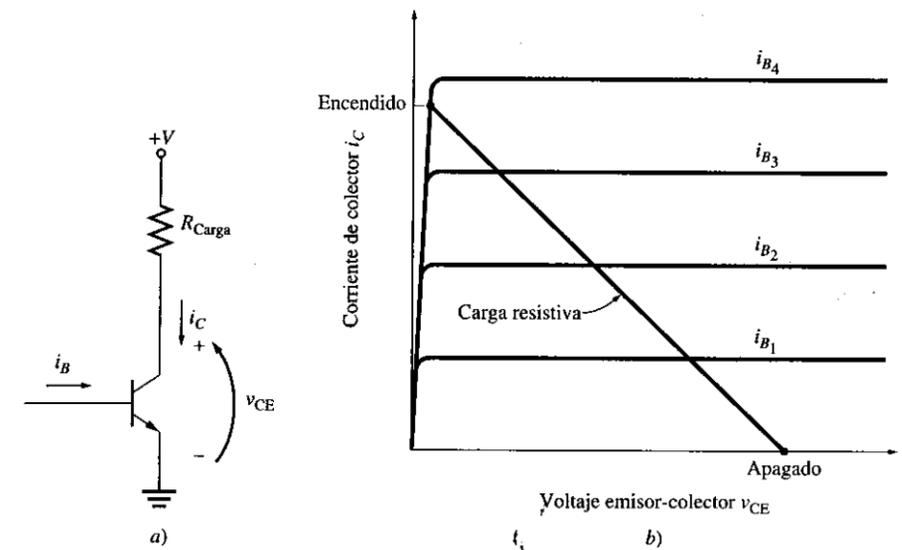


FIGURA 3-13 a) Un transistor con una carga resistiva. b) Característica voltaje-corriente del transistor y la carga.

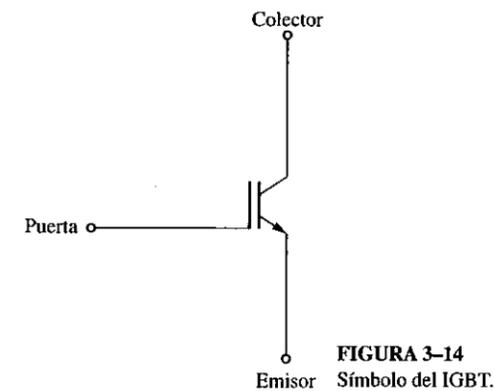


FIGURA 3-14 Símbolo del IGBT.

El transistor bipolar de puerta aislada

El transistor bipolar de puerta aislada (IGBT) es un desarrollo relativamente reciente. Es similar al transistor de potencia, excepto en que está controlado por el voltaje aplicado a la puerta en lugar de por la corriente que fluye hacia la base como en el transistor de potencia. La impedancia de la puerta de control es muy alta en un IGBT, por lo que la cantidad de corriente que fluye a través de la puerta es extremadamente pequeña. El dispositivo es, de manera básica, equivalente a la combinación de un transistor semiconductor metal-óxido de efecto de campo (MOSFET) y un transistor de potencia. En la figura 3-14 se muestra el símbolo de un IGBT.

Debido a que al IGBT lo controla un voltaje de puerta con poco flujo de corriente, puede conmutar mucho más rápido que un transistor de potencia convencional. Por lo tanto, los IGBT se utilizan en aplicaciones de alta frecuencia y alta potencia.

Comparación de potencia y velocidad de los componentes de potencia electrónica

La figura 3-15 muestra una comparación de las velocidades relativas de las capacidades de manejo de potencia de los SCR, tiristores GTO y de los transistores de potencia. Es claro que los SCR tienen la mayor capacidad para operar con potencias más altas comparados con cualquiera de los demás dispositivos. Los tiristores GTO pueden operar a una potencia casi tan alta como los SCR, pero mucho más rápido. Finalmente, los transistores de potencia pueden manejar mucho menos potencia que cualquier tipo de tiristor, pero pueden conmutar hasta 10 veces más rápido.

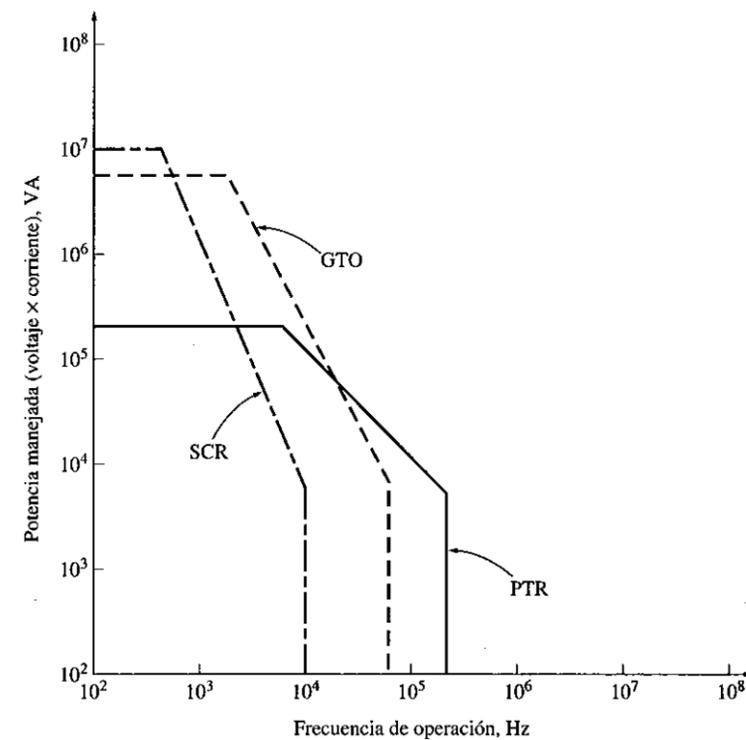


FIGURA 3-15
Comparación de las velocidades relativas y capacidades de manejo de potencia de los SCR, de los tiristores GTO y de los transistores de potencia.

3.2 CIRCUITOS RECTIFICADORES BÁSICOS

Un circuito rectificador es aquel que convierte potencia de ca en potencia de cd. Hay muchos circuitos rectificadores diferentes que producen varios grados de aplanamiento en su salida de cd. Los cuatro circuitos rectificadores más comunes son

1. El rectificador de media onda
2. El puente rectificador de onda completa
3. El rectificador trifásico de media onda
4. El rectificador trifásico de onda completa

Una buena medida del aplanamiento del voltaje de salida de cd de un circuito rectificador es el *factor de rizado* (factor de ondulación) de la salida de cd. El *porcentaje de rizado* en un suministro de potencia de cd se define como la relación del valor rms de los componentes de ca en el voltaje suministrado y el valor de cd del voltaje

$$r = \frac{V_{ca, rms}}{V_{CD}} \times 100\% \quad (3-1)$$

donde $V_{ca, rms}$ es el valor rms de los componentes de ca del voltaje de salida y V_{CD} es el componente de cd del voltaje de salida. Mientras más pequeño sea el factor de rizado en una fuente de potencia, más plana será la onda de cd resultante.

El componente de cd del voltaje de salida V_{CD} es bastante fácil de calcular debido a que es el *promedio* del voltaje de salida del rectificador:

$$V_{CD} = \frac{1}{T} \int v_0(t) dt \quad (3-2)$$

El valor rms de la parte de ca del voltaje de salida es más difícil de calcular, debido a que primero se tiene que sustraer el componente cd del voltaje. Sin embargo, el factor de rizado r se puede calcular con otra fórmula equivalente que no requiere del valor rms del componente de ca del voltaje. Esta fórmula para el factor de rizado es

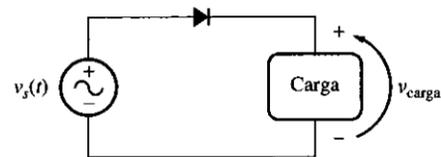
$$r = \sqrt{\left(\frac{V_{rms}}{V_{CD}}\right)^2 - 1} \times 100\% \quad (3-3)$$

donde V_{rms} es el valor rms del voltaje total de salida del rectificador y V_{CD} es el voltaje de cd o promedio de salida del rectificador.

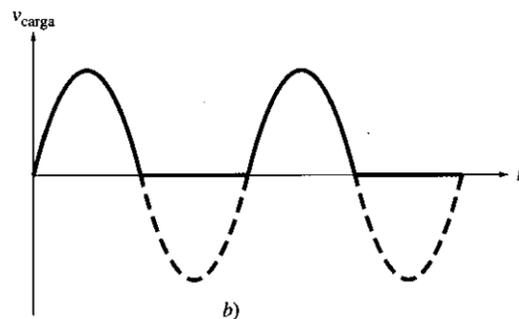
En la siguiente discusión de circuitos rectificadores se supone que la frecuencia de entrada de ca es de 60 Hz.

El rectificador de media onda

En la figura 3-16a se aprecia un rectificador de media onda y en la figura 3-16b se muestra su salida. El diodo conduce durante el semiciclo positivo y bloquea el flujo de corriente durante el semici-



a)



b)

FIGURA 3-16

a) Circuito rectificador de media onda. b) Voltaje de salida del circuito rectificador.

clo negativo. Un rectificador de media onda simple de este tipo es una aproximación extremadamente pobre de una onda de cd constante; está integrado por componentes de frecuencia de ca a 60 Hz y de todas sus armónicas. Un rectificador de media onda como el que se muestra tiene un factor de rizado de $r = 121\%$, lo que significa que tiene más componentes de voltaje de ca que componentes de voltaje de cd en su salida. Es obvio que el rectificador de media onda es una forma muy pobre de producir voltaje de cd con una fuente de ca.

Ejemplo 3-1. Calcule tanto de manera analítica como utilizando el MATLAB el factor de rizado del rectificador de media onda que se muestra en la figura 3-16.

Solución

En la figura 3-16 la fuente de voltaje de ca es $v_s(t) = V_M \sin \omega t$ volts. El voltaje de salida del rectificador es

$$v_{\text{carga}}(t) = \begin{cases} V_M \sin \omega t & 0 < \omega t < \pi \\ 0 & \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases}$$

Se debe calcular tanto el voltaje promedio como el voltaje rms para calcular analíticamente el factor de rizado. El voltaje promedio que sale del rectificador es

$$\begin{aligned} V_{\text{CD}} = V_{\text{prom}} &= \frac{1}{T} \int_0^T v_{\text{carga}}(t) dt \\ &= \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\pi/\omega} V_M \sin \omega t dt \\ &= \frac{\omega}{2\pi} \left(-\frac{V_M}{\omega} \cos \omega t \right) \Big|_0^{\pi/\omega} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= -\frac{V_M}{2\pi} [(-1) - (1)] \\ &= \frac{V_M}{\pi} \end{aligned}$$

El valor rms del voltaje total que sale del rectificador es

$$\begin{aligned} V_{\text{rms}} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_{\text{carga}}^2(t) dt} \\ &= \sqrt{\frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\pi/\omega} V_M^2 \sin^2 \omega t dt} \\ &= V_M \sqrt{\frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\pi/\omega} \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} dt} \\ &= V_M \sqrt{\frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\pi/\omega} \frac{1}{2} dt - \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\pi/\omega} \frac{1}{2} \cos 2\omega t dt} \\ &= V_M \sqrt{\left(\frac{\omega}{4\pi} t - \frac{1}{8\pi} \sin 2\omega t \right) \Big|_0^{\pi/\omega}} \\ &= V_M \sqrt{\left(\frac{1}{4} - \frac{1}{8\pi} \sin 2\pi \right) - \left(0 - \frac{1}{8\pi} \sin 0 \right)} \\ &= \frac{V_M}{2} \end{aligned}$$

Por lo tanto, el factor de rizado de este circuito rectificador es

$$r = \sqrt{\left(\frac{V_M/2}{V_M/\pi} \right)^2 - 1} \times 100\%$$

$$r = 121\%$$

También se puede calcular el factor de rizado con MATLAB por medio de la instrumentación de los cálculos de voltaje promedio y rms en una función de MATLAB y luego calculando el rizado con la ecuación (3-3). A continuación se muestra la primera parte de la función que calcula el promedio de una onda de entrada y la segunda parte de la función que calcula el valor rms de la onda de entrada. Por último, se calcula el factor de rizado directamente con la ecuación (3-3).

```
function r = ripple(waveform)
% Función para calcular el rizado de una onda de entrada.

% Calcular el valor promedio de la onda
nvals = size(waveform,2);
temp = 0;
for ii = 1:nvals
    temp = temp + waveform(ii);
end
average = temp/nvals;

% Calcular el valor rms de la onda
temp = 0;
```

```

for ii = 1:nvals
    temp = temp + waveform(ii)^2;
end
rms = sqrt(temp/nvals);

% Calcular el factor de rizado
r = sqrt((rms / average)^2 - 1) * 100;

```

Se puede probar la función ripple si se escribe un archivo m para crear una onda rectificada de media onda que se suministra a la función. A continuación se muestra el archivo M apropiado:

```

% Archivo M: test_halfwave.m
% Archivo M para calcular el rizado en la salida de un
% rectificador de media onda

% Primero, generar la salida de un rectificador de media onda
waveform = zeros(1,128);
for ii = 1:128
    waveform(ii) = halfwave(ii*pi/64);
end

% Calcular el factor de rizado
r = ripple(waveform);

% Imprimir el resultado
string = ['El rizado es de ' num2str(r) '%.'];
disp(string);

La salida del rectificador de media onda se simula mediante la función halfwave.

function volts = halfwave(wt)
% Función para simular la salida de un rectificador de media onda
% wt = Fase en radianes (=omega x tiempo)

% Convertir la entrada al intervalo 0 <= wt < 2*pi
while wt >= 2*pi
    wt = wt - 2*pi;
end
while wt < 0
    wt = wt + 2*pi;
end

% Simular la salida de un rectificador de media onda
if wt >= 0 & wt <= pi
    volts = sin(wt);
else
    volts = 0;
end

```

Cuando se ejecuta test_halfwave, el resultado es

```

> test_halfwave
El rizado es 121.1772%.

```

La respuesta concuerda con la solución analítica calculada con anterioridad.

El rectificador de onda completa

En la figura 3-17a se muestra un circuito rectificador puente de onda completa y en la figura 3-17c se aprecia su voltaje de salida. En este circuito los diodos D_1 y D_3 conducen en el semiciclo positivo de la entrada ca y los diodos D_2 y D_4 conducen en el semiciclo negativo. El voltaje de salida de este circuito es más plano que el voltaje de salida del rectificador de media onda, pero aún contiene componentes de frecuencia de ca a 120 Hz y sus armónicas. El factor de rizado de un rectificador de onda completa de este tipo es $r = 48.2\%$; es mucho mejor que el de circuito de media onda.

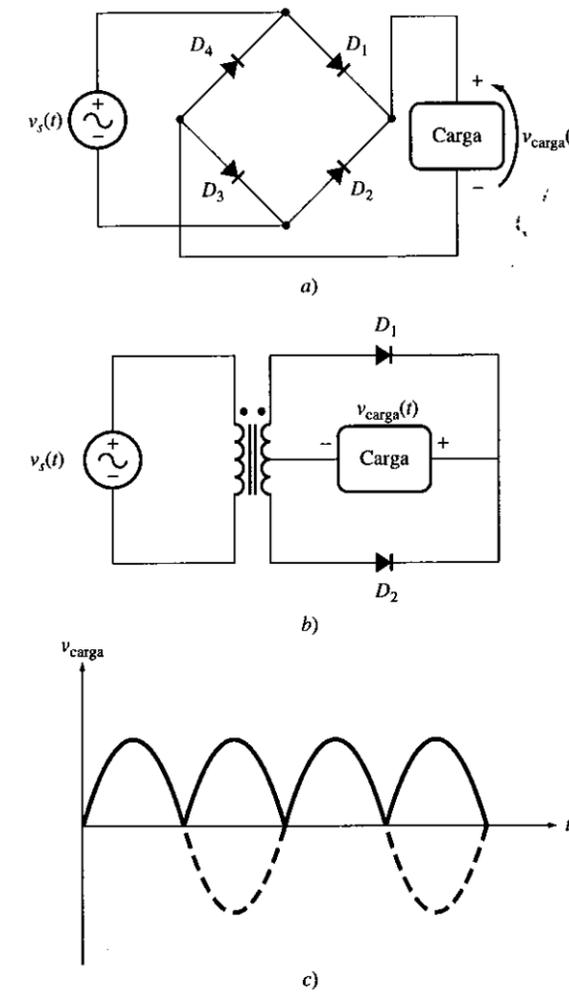


FIGURA 3-17

a) Circuito rectificador de puente de onda completa. b) Voltaje de salida del circuito rectificador. c) Circuito rectificador de onda completa alternativo que utiliza dos diodos y un transformador conectado a una toma central.

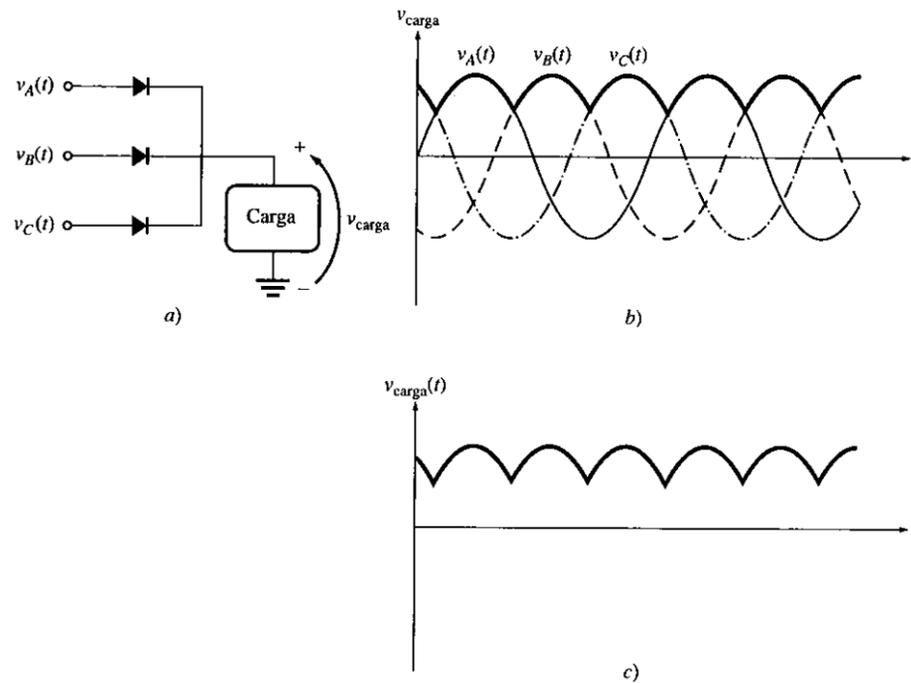


FIGURA 3-18
 a) Circuito rectificador trifásico de media onda. b) Voltajes trifásicos de entrada en el circuito rectificador. c) Voltaje de salida del circuito rectificador.

En la figura 3-17b se muestra otro posible circuito rectificador de onda completa. En éste el diodo D_1 conduce en el semiciclo positivo de la entrada de ca y la corriente regresa a través de la toma central del transformador, y el diodo D_2 conduce en el semiciclo negativo de la entrada de ca y la corriente regresa a través de la toma central del transformador. La onda de salida es idéntica a la que se ve en la figura 3-17c.

El rectificador trifásico de media onda

En la figura 3-18a se puede observar un rectificador trifásico de media onda. El efecto de que los tres diodos con sus cátodos estén conectados a un punto en común es que *en cualquier instante conducirá el diodo con el mayor voltaje aplicado, y los otros dos tendrán polarización inversa*. En la figura 3-18b se muestran los voltajes trifásicos aplicados al circuito rectificador y en la figura 3-18c se aprecia el voltaje de salida resultante. Nótese que en todo momento el voltaje en la salida del rectificador es el mayor de los tres voltajes de entrada en ese mismo momento.

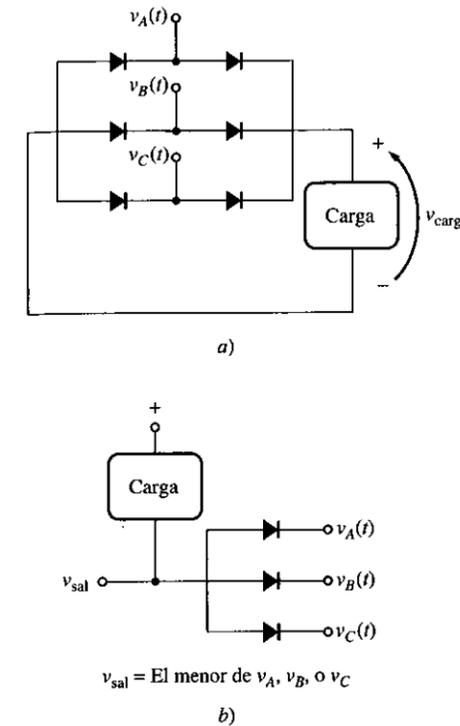


FIGURA 3-19
 a) Circuito rectificador de onda completa trifásico. b) Este circuito utiliza el *menor* de los tres voltajes de entrada como su salida.

Este voltaje de salida es aún más plano que el de un circuito rectificador puente de onda completa; consta de componentes de voltaje de ca a 180 Hz y sus armónicas. El factor de rizado de un rectificador de este tipo es de 18.3%.

El rectificador trifásico de onda completa

En la figura 3-19a se muestra un rectificador trifásico de onda completa. Básicamente, un circuito de este tipo se puede dividir en dos componentes: una parte del circuito se ve como el rectificador trifásico de media onda de la figura 3-18 y tiene la función de conectar a la carga el mayor de los tres voltajes en cualquier momento dado; la otra parte del circuito consta de tres diodos orientados, con los ánodos conectados a la carga y los cátodos conectados a los voltajes suministrados (figura 3-19b). Este arreglo conecta a la carga, en cualquier momento dado, el *menor* de los tres voltajes suministrados.

Por lo tanto, el rectificador trifásico de onda completa conecta en todo momento el *mayor* de los tres voltajes a un extremo de la carga y siempre conecta el *menor* de los voltajes al otro extremo de la carga. En la figura 3-20 se muestra el resultado de esta conexión.

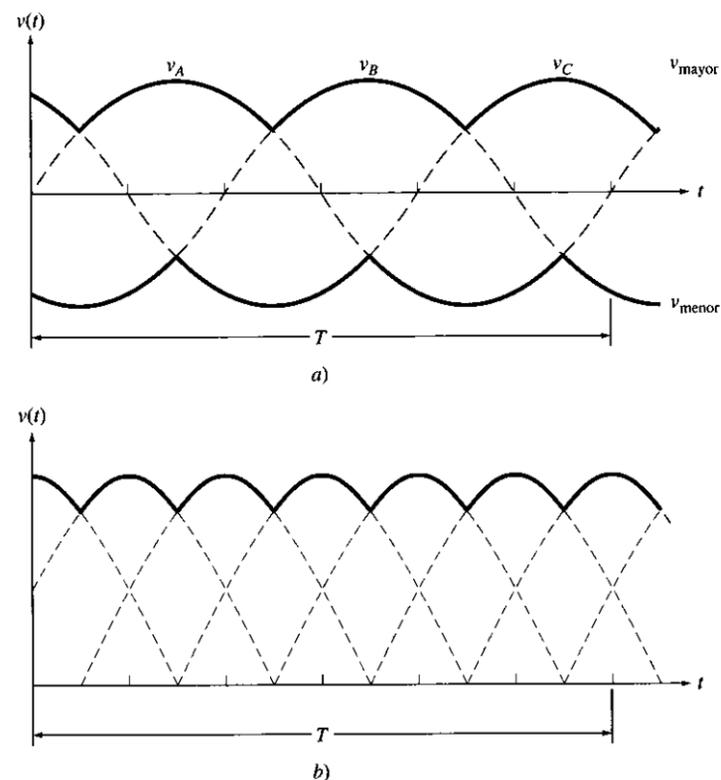


FIGURA 3-20
a) El mayor y menor de los voltajes en el rectificador trifásico de onda completa. b) El voltaje de salida resultante.

La salida de un rectificador trifásico de onda completa es aún más plana que la salida de un rectificador trifásico de media onda. El componente de frecuencia de ca presente en aquél es de 360 Hz y su factor de rizado es sólo de 4.2%.

Filtrado de la salida del rectificador

La salida de cualquiera de estos circuitos rectificadores se puede aplanar aún más mediante la utilización de filtros pasa bajos que eliminan la mayoría de los componentes de frecuencia de ca. Dos tipos de elementos se utilizan comúnmente para aplanar la salida del rectificador:

1. Capacitores conectados a través de las líneas para aplanar los cambios de voltaje de ca.
2. Inductores conectados en serie con la línea para aplanar los cambios de corriente de ca.

Un filtro común en los circuitos rectificadores que se usa en las máquinas es un inductor sencillo en serie o *bobina de choque*. En la figura 3-21 se muestra un rectificador trifásico de onda completa con un filtro de bobina de choque.

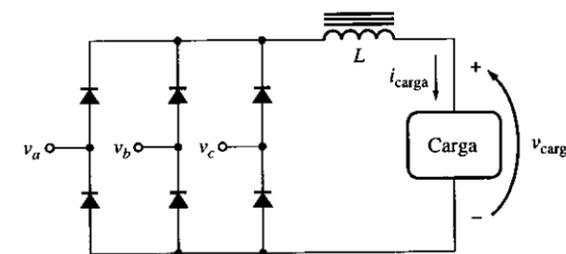


FIGURA 3-21
Circuito de puente trifásico de onda completa con un filtro inductivo para reducir el rizado de salida.

3.3 CIRCUITOS DE PULSO

Los SCR, los tiristores GTO y los TRIAC que se describieron en la sección 3.1 se encienden por medio de la aplicación de un pulso de corriente a sus circuitos de puerta. Para construir los controladores de potencia es necesario recurrir a un método de producción y aplicación de pulsos a las puertas de estos dispositivos en el momento adecuado para encenderlos. (Además, es necesario recurrir a un método de producción y aplicación de pulsos negativos en las puertas de los tiristores GTO en el momento adecuado para apagarlos.)

Hay muchas técnicas disponibles para producir pulsos de voltaje y corriente. Éstas se pueden dividir en dos amplias categorías: analógicas y digitales. Los circuitos analógicos de generación de pulsos se han utilizado desde el nacimiento de los controles de estado sólido para máquinas. Normalmente se basan en dispositivos como los diodos PNP que tienen características de voltaje-corriente con regiones discretas de conducción y no conducción. La transición de la región del dispositivo de no conducción a la de conducción (o viceversa) se utiliza para generar pulsos de voltaje y corriente. En esta sección se describen algunos de los circuitos analógicos de generación de pulsos. Éstos se conocen en conjunto como *osciladores de relajación*.

Los circuitos digitales de generación de pulsos son de uso muy común en los accionamientos modernos de estado sólido para motores. Normalmente constan de una microcomputadora que ejecuta un programa almacenado en la *memoria de sólo lectura* (ROM). El programa computacional puede tomar en cuenta varias entradas diferentes para decidir el momento adecuado para generar los pulsos de encendido. Por ejemplo, puede tomar en cuenta la velocidad deseada del motor, la velocidad actual del motor, la tasa a la que se acelera o desacelera y cualquier límite para el voltaje o corriente que se especifique para determinar el momento en el que debe generar pulsos de encendido. Las entradas que considera y el peso relativo de cada una de ellas normalmente se pueden cambiar mediante interruptores situados en el tablero de circuito de la microcomputadora; de esta manera, los controladores de estado sólido para motores son muy flexibles si se utilizan generadores digitales de pulsos. En la figura 3-22 se muestra un tablero de circuito de generación digital de pulsos de un accionamiento de un motor de inducción de pulso de amplitud modulada. En los capítulos 7 y 9, respectivamente, se describen ejemplos de accionamientos de motores de ca y de cd de estado sólido que contienen estos circuitos digitales de encendido.

La producción de pulsos para activar los SCR, GTO y TRIAC es uno de los aspectos más complejos del control de potencia de estado sólido. Los circuitos analógicos simples que se muestran aquí

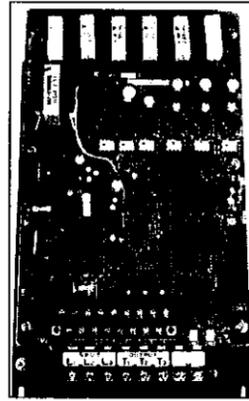


FIGURA 3-22
Tablero de circuito del generador digital de pulso típico de un accionamiento de pulso de amplitud modulada (PWM) para un motor de inducción. (Cortesía de MagneTek Drives and Systems.)

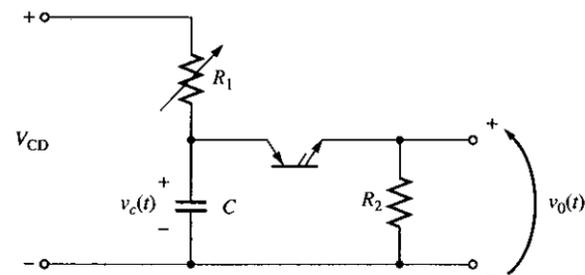


FIGURA 3-23
Un oscilador de relajación (o generador de pulso) que utiliza un diodo PNPN.

son ejemplos de los circuitos de producción de pulsos más simples; los más avanzados rebasan los propósitos de este libro.

Oscilador de relajación con un diodo PNPN

La figura 3-23 muestra un oscilador de relajación o un circuito de generación de pulso construido con un diodo PNPN. Para que este circuito funcione, se deben cumplir las siguientes condiciones:

1. El voltaje de la fuente de suministro V_{CD} debe ser mayor que V_{TC} en el diodo PNPN.
2. V_{CD}/R_1 tiene que ser menor que I_S en el diodo PNPN.
3. R_1 debe ser mucho mayor que R_2 .

Cuando se cierra por primera vez el interruptor en el circuito, el capacitor C se carga a través del resistor R_1 con una constante de tiempo $\tau = R_1 C$. Conforme el voltaje en el capacitor se acumula, a la larga excede V_{TC} y el diodo PNPN se enciende. Una vez que esto ocurre, el capacitor se descarga a

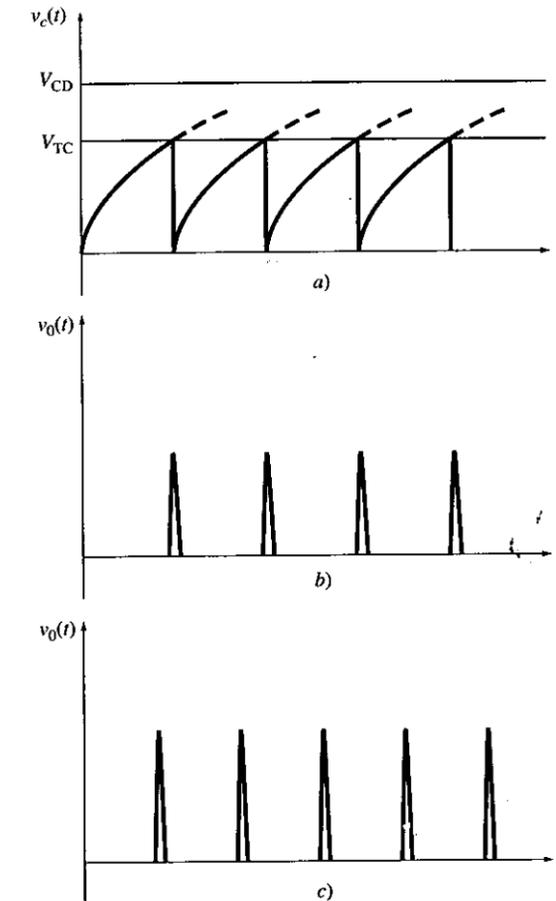


FIGURA 3-24
a) El voltaje a través del capacitor en el oscilador de relajación. b) El voltaje de salida del oscilador de relajación. c) El voltaje de salida del oscilador después del decremento de R_1 .

través de él. Esta descarga será muy rápida debido a que R_2 es muy pequeño en comparación con R_1 . Una vez que se descargue el capacitor, el diodo PNPN se apagará debido a que la corriente en estado estacionario que viene a través de R_1 es menor que la corriente I_S en el diodo PNPN.

En la figura 3-24a y b se muestra, respectivamente, el voltaje a través del capacitor y el voltaje y corriente de salida resultantes.

La distribución de estos pulsos se puede cambiar si se varía R_1 . Supóngase que se reduce el resistor R_1 . Entonces el capacitor se cargará más rápidamente y el diodo PNPN se encenderá más pronto. La sucesión de pulsos ocurrirá a intervalos menores (véase la figura 3-24c).

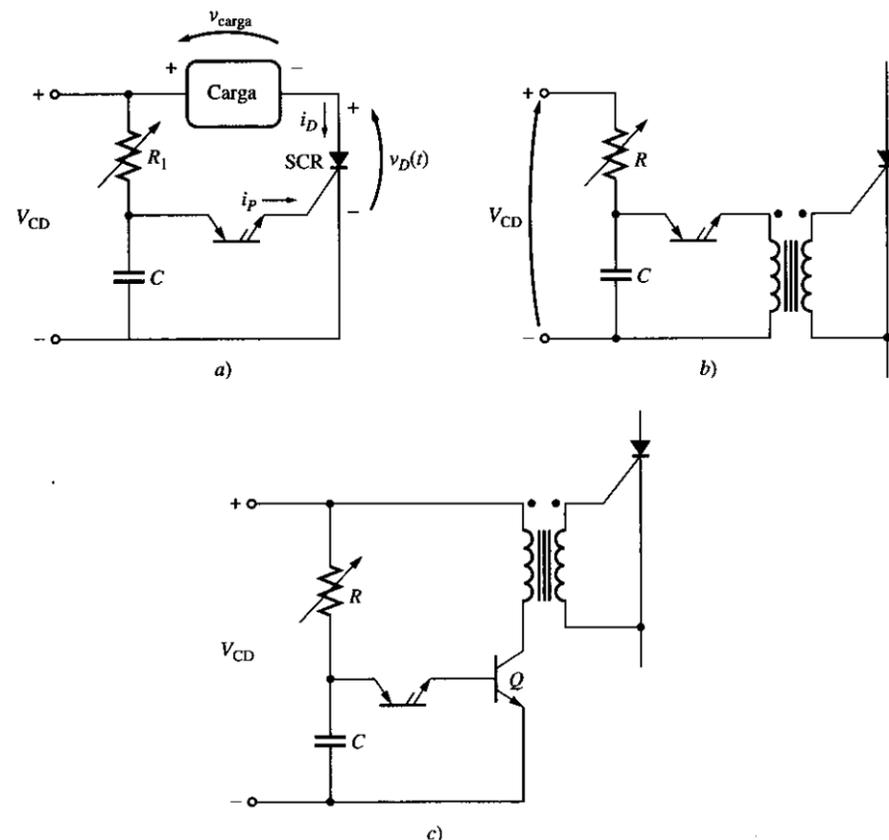


FIGURA 3-25
 a) Utilización de un generador de pulso para disparar directamente un SCR. b) Acoplamiento de un generador de pulso con un SCR a través de un transformador. c) Conexión de un generador de pulso a un SCR a través de un amplificador transistor para incrementar la fuerza del pulso.

Este circuito se puede utilizar para encender directamente un SCR eliminando R_2 y conectando en su lugar la puerta del SCR (véase la figura 3-25a). Alternativamente, el circuito de pulso se puede acoplar al SCR a través de un transformador, como se muestra en la figura 3-25b. Si se requiere de más corriente de puerta para encender el SCR o TRIAC, entonces se puede amplificar el pulso con una etapa de transistor extra, como se aprecia en la figura 3-25c.

También se puede construir el mismo circuito base utilizando un DIAC en lugar del diodo PNP (véase la figura 3-26). Funcionará exactamente de la misma manera como se ha descrito.

En general, el análisis cuantitativo de los circuitos de generación de pulsos es muy complejo y rebasa el alcance de este libro. Sin embargo, a continuación se presenta un ejemplo simple de la utilización de un oscilador de relajación. Si se desea, esta sección puede saltarse sin perder la continuidad.

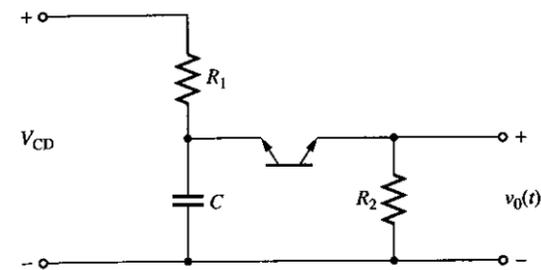


FIGURA 3-26
 Un oscilador de relajación que utiliza un DIAC en lugar de un diodo PNP.

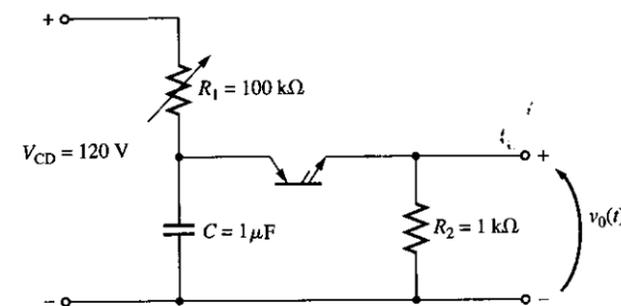


FIGURA 3-27
 El oscilador de relajación del ejemplo 3-2.

Ejemplo 3-2. La figura 3-27 muestra un oscilador de relajación simple que utiliza un diodo PNP. En este circuito,

$$\begin{aligned} V_{CD} &= 120 \text{ V} & R_1 &= 100 \text{ k}\Omega \\ C &= 1 \mu\text{F} & R_2 &= 1 \text{ k}\Omega \\ V_{TC} &= 75 \text{ V} & I_S &= 10 \text{ mA} \end{aligned}$$

- Determine la frecuencia de encendido de este circuito.
- Determine la frecuencia de encendido de este circuito si se incrementa R_1 a 150 kΩ.

Solución

a) Cuando se apaga el diodo PNP, el capacitor C se carga a través del resistor R_1 con una constante de tiempo $\tau = R_1 C$ y cuando se enciende el diodo PNP, el capacitor C se descarga a través de R_2 con una constante de tiempo $\tau = R_2 C$. (En realidad, la tasa de descarga está controlada por la combinación en paralelo de R_1 y R_2 , pero debido a que $R_1 \gg R_2$, la combinación en paralelo es esencialmente igual a R_2 .) De acuerdo con la teoría de circuitos básica, la ecuación para obtener el voltaje en el capacitor como función del tiempo durante la porción de carga del ciclo es

$$v_C(t) = A + B e^{-t/R_1 C}$$

donde A y B son constantes que dependen de la condición inicial del circuito. Debido a que $v_C(0) = 0$ V y $v_C(\infty) = V_{CD}$, es posible despejar para A y B :

$$\begin{aligned} A &= v_C(\infty) = V_{CD} \\ A + B &= v_C(0) = 0 \Rightarrow B = -V_{CD} \end{aligned}$$

Por lo tanto,

$$v_C(t) = V_{CD} - V_{CD} e^{-t/R_1 C} \quad (3-4)$$

El tiempo en el que el capacitor alcanzará el voltaje de transición conductiva se encuentra despejando el tiempo t en la ecuación (3-4):

$$t_1 = -R_1 C \ln \frac{V_{CD} - V_{TC}}{V_{CD}} \quad (3-5)$$

En este caso,

$$\begin{aligned} t_1 &= -(100 \text{ k}\Omega)(1 \text{ }\mu\text{F}) \ln \frac{120 \text{ V} - 75 \text{ V}}{120 \text{ V}} \\ &= 98 \text{ ms} \end{aligned}$$

De manera similar, la ecuación del voltaje en el capacitor como función del tiempo durante la porción de descarga del ciclo es

$$v_C(t) = V_{TC} e^{-t/R_2 C} \quad (3-6)$$

por lo que el flujo de corriente a través del diodo PNP es

$$i(t) = \frac{V_{TC}}{R_2} e^{-t/R_2 C} \quad (3-7)$$

Si se ignora el pequeño flujo continuo de corriente a través de R_1 , el tiempo en el que $i(t)$ alcanza I_S y se apaga el diodo PNP es

$$\begin{aligned} t_2 &= -R_2 C \ln \frac{I_S R_2}{V_{TC}} \\ &= -(1 \text{ k}\Omega)(1 \text{ }\mu\text{F}) \ln \frac{(10 \text{ mA})(1 \text{ k}\Omega)}{75 \text{ V}} = 2 \text{ ms} \end{aligned} \quad (3-8)$$

Por lo tanto, el periodo total del oscilador de relajación es

$$T = t_1 + t_2 = 98 \text{ ms} + 2 \text{ ms} = 100 \text{ ms}$$

y la frecuencia del oscilador de relajación es

$$f = \frac{1}{T} = 10 \text{ Hz}$$

b) Si se incrementa R_1 a $150 \text{ k}\Omega$, el tiempo de carga del capacitor es

$$\begin{aligned} t_1 &= -R_1 C \ln \frac{V_{CD} - V_{TC}}{V_{CD}} \\ &= -(150 \text{ k}\Omega)(1 \text{ }\mu\text{F}) \ln \frac{120 \text{ V} - 75 \text{ V}}{120 \text{ V}} \\ &= 147 \text{ ms} \end{aligned}$$

El tiempo de descarga del capacitor permanece igual

$$t_2 = -R_2 C \ln \frac{I_S R_2}{V_{TC}} = 2 \text{ ms}$$

Por lo tanto, el periodo total del oscilador de relajación es

$$T = t_1 + t_2 = 147 \text{ ms} + 2 \text{ ms} = 149 \text{ ms}$$

y la frecuencia del oscilador de relajación es

$$f = \frac{1}{0.149 \text{ s}} = 6.71 \text{ Hz}$$

Sincronización de pulsos

En las aplicaciones de ca es importante que el pulso de disparo se aplique a los SCR controladores en el mismo punto en cada ciclo de ca. Esto se logra normalmente sincronizando el circuito de pulso con la línea de potencia de ca que suministra la potencia a los SCR. Lo anterior se puede conseguir con relativa facilidad haciendo que la fuente que alimenta el circuito de disparo sea igual a la que alimenta a los SCR.

Si el circuito de disparo se alimenta del semiciclo de una línea de potencia, el circuito RC siempre comenzará a cargarse exactamente al principio del ciclo, por lo que el pulso siempre se presentará en un momento fijo con respecto al comienzo del ciclo.

La sincronización del pulso en circuitos trifásicos e inversores es mucho más compleja y rebasa el alcance de este libro.

3.4 VARIACIONES DE VOLTAJE MEDIANTE CONTROL DE FASE DE CA

El nivel de voltaje aplicado a un motor es una de las variables más importantes en las aplicaciones de control de motores. El SCR y el TRIAC proporcionan una técnica conveniente para controlar el voltaje promedio aplicado a una carga: cambiar el ángulo de fase al que se aplica la fuente de voltaje.

Control de fase de ca para una carga de cd alimentada por una fuente de ca

La figura 3-28 muestra el concepto de control de ángulo de fase de potencia. En la figura se puede apreciar un circuito de control de fase de voltaje con una carga de cd resistiva que se alimenta de una fuente de ca. El SCR en el circuito tiene un voltaje de transición conductiva para $i_G = 0$ A que es mayor que el voltaje más grande en el circuito, mientras que el diodo PNP tiene un voltaje de transición conductiva muy pequeño, tal vez de 10 V o un valor cercano. El circuito puente de onda completa asegura que el voltaje aplicado al SCR y a la carga siempre sea de cd.

Si el interruptor de la figura está abierto, entonces el voltaje V_1 de los terminales del rectificador será exactamente una versión rectificadora de onda completa de la entrada de voltaje (véase la figura 3-29).

Si se cierra el interruptor S_1 y se deja abierto el interruptor S_2 , entonces el SCR siempre estará apagado. Esto es cierto puesto que el voltaje que sale del rectificador nunca será mayor a V_{TC} en

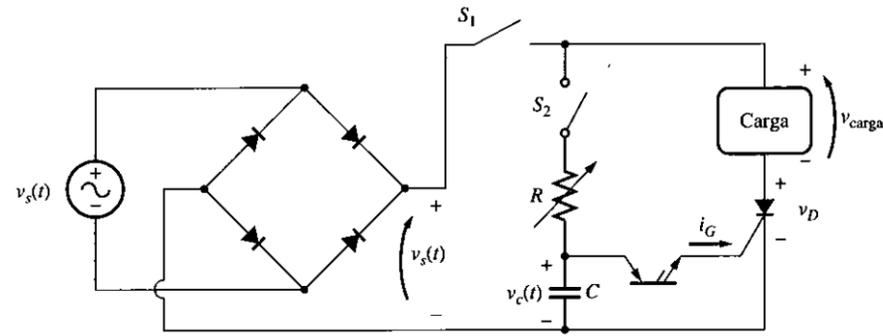


FIGURA 3-28
Un circuito que controla el voltaje que entra a una carga de cd por medio del control de ángulo de fase.

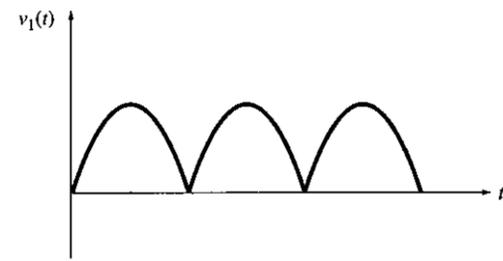


FIGURA 3-29
El voltaje en la salida del circuito puente con el interruptor S_1 abierto.

el SCR. Debido a que el SCR siempre es un circuito abierto, la corriente a través de él y de la carga, y por lo tanto el voltaje en la carga, seguirá siendo cero.

Ahora supóngase que se cierra el interruptor S_2 . Entonces, al comienzo del primer semiciclo, después de que se cierra el interruptor, el voltaje se acumula a través de la red RC y se comienza a cargar el capacitor. Durante el tiempo en el que se carga el capacitor, el SCR está apagado, debido a que el voltaje que se le aplica no ha excedido V_{TC} . Conforme pasa el tiempo, el capacitor se carga hasta alcanzar el voltaje de transición conductiva del diodo PNP y el diodo PNP comienza a conducir. El flujo de corriente del capacitor y del diodo PNP fluye a través de la puerta del SCR, bajando el voltaje V_{TC} del SCR y encendiéndolo. Cuando el SCR se enciende, la corriente fluye a través de él y de la carga. Este flujo de corriente continúa durante el resto del semiciclo, incluso después de que se ha descargado el capacitor, debido a que el SCR se apaga hasta que su corriente cae por debajo de la corriente de sostenimiento (lo anterior se debe a que I_S es de unos cuantos miliamperes, esto no sucede hasta el extremo final del semiciclo).

Al comienzo del siguiente semiciclo, el SCR se encuentra apagado una vez más. Otra vez, el circuito RC se carga durante un periodo de tiempo finito y enciende el diodo PNP. Una vez más el diodo PNP manda una corriente a la puerta del SCR y lo enciende. Una vez encendido, el SCR permanece encendido por el resto del semiciclo. En la figura 3-30 se muestran las ondas de voltaje y corriente de este circuito.

Ahora surge la pregunta crítica: ¿cómo se puede variar la potencia que se suministra a esta carga? Supóngase que se disminuye el valor de R . Entonces al comienzo de cada semiciclo el capacitor

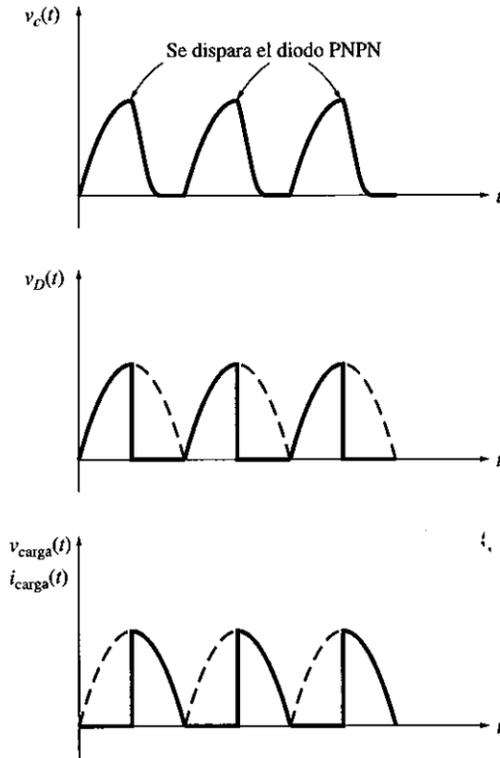


FIGURA 3-30
Los voltajes a través del capacitor, el SCR y la carga, y la corriente a través de la carga cuando se cierran los interruptores S_1 y S_2 .

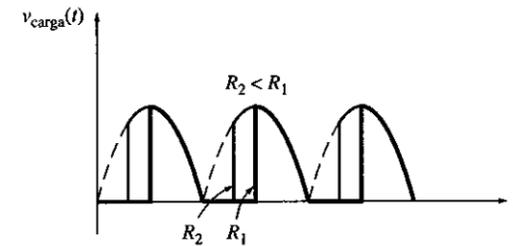


FIGURA 3-31
El efecto de disminuir R en el voltaje de salida aplicado a la carga en el circuito de la figura 3-28.

se cargará más rápidamente y el SCR se encenderá más pronto. Debido a que el SCR estará prendido por más tiempo durante el semiciclo, se suministrará más potencia a la carga (véase la figura 3-31). El resistor R de este circuito controla el flujo de potencia a la carga en el circuito.

La potencia que se suministra a la carga es una función del tiempo de disparo del SCR; mientras más pronto se encienda éste, mayor potencia se suministrará. Se acostumbra expresar el tiempo de disparo del SCR como *ángulo de disparo*, donde el ángulo de disparo es el ángulo del voltaje sinusoidal aplicado en el momento de encenderse. La relación entre el ángulo de disparo y la potencia suministrada se deducirá en el ejemplo 3-3 más adelante.

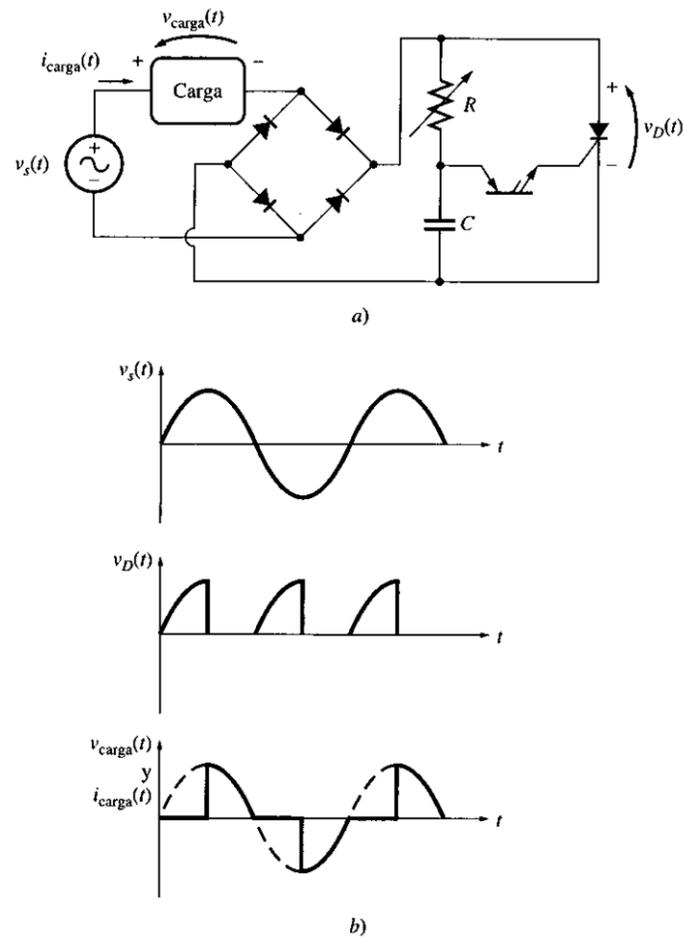


FIGURA 3-32
 a) Un circuito que controla el voltaje aplicado a una carga de ca por medio del control de ángulo de fase. b) Los voltajes en la fuente, la carga y el SCR en este controlador.

Control de ángulo de fase de ca para una carga de ca

Se puede modificar el circuito de la figura 3-28 para controlar una carga de ca moviendo simplemente la carga del lado de cd del circuito a un punto antes de los rectificadores. El circuito resultante se muestra en la figura 3-32a, y su voltaje y la forma de onda de su circuito se aprecia en la figura 3-32b.

Sin embargo, hay una manera mucho más fácil para construir un controlador de potencia de ca. Si se utiliza el mismo circuito básico con un DIAC en lugar de un diodo PNP y con un TRIAC en lugar del SCR, entonces el circuito puente del diodo se puede eliminar por completo del circuito. Debido a que tanto el DIAC como el TRIAC son dispositivos de dos vías, es decir, operan igualmen-

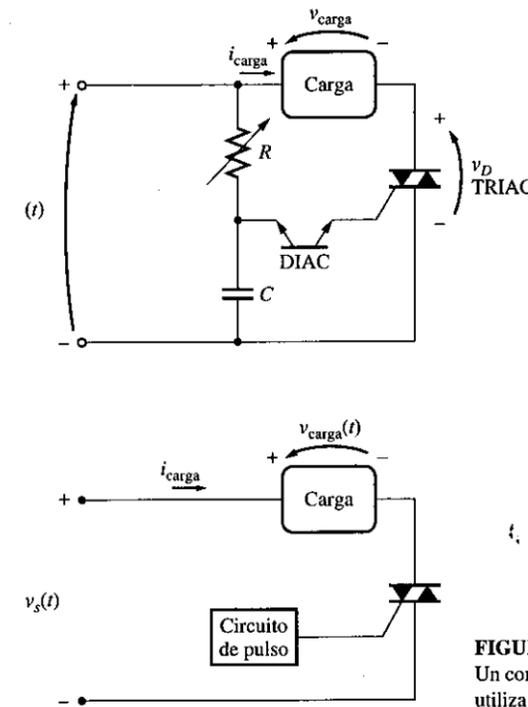


FIGURA 3-33
 Un controlador de ca de ángulo de fase que utiliza un DIAC y un TRIAC.

FIGURA 3-34
 Un controlador de ca de ángulo de fase que utiliza un TRIAC que se dispara por medio de un circuito digital de pulso.

te bien en cualquier semiciclo de la fuente de ca. En la figura 3-33 se puede observar un controlador de fase de potencia de ca con un DIAC y un TRIAC.

Ejemplo 3-3. La figura 3-34 muestra un controlador de ángulo de fase de ca que suministra potencia a una carga resistiva. El circuito utiliza un TRIAC disparado por un circuito digital de pulsos que puede suministrar pulsos de disparo en cualquier punto de cada semiciclo del voltaje aplicado $v_s(t)$. Se supone que el voltaje suministrado es de 120 V rms a 60 Hz.

- a) Determine el voltaje rms aplicado a la carga como función del ángulo de disparo del circuito de pulso y haga una gráfica de la relación entre el ángulo de disparo y el voltaje suministrado.
- b) ¿Qué ángulo de disparo se requerirá para suministrar a la carga un voltaje de 75 V rms?

Solución

a) Para resolver este problema es ideal utilizar el MATLAB, debido a que involucra un cálculo repetitivo del voltaje rms aplicado a la carga con varios ángulos de disparo diferentes. Se resolverá el problema calculando la onda producida por el disparo del TRIAC en cada ángulo entre 1° y 179° y calculando el voltaje rms de la onda resultante. (Nótese que sólo se considera el semiciclo positivo, debido a que el semiciclo negativo es simétrico.)

El primer paso en el proceso de solución es producir una función de MATLAB que simule el voltaje de carga para cualquier ωt y ángulo de disparo. La función `ac_phase_controller` hace

esto mismo. Toma dos argumentos de entrada: una ωt normalizada en radianes y un ángulo de disparo en grados. Si ωt en el tiempo es primero que el ángulo de disparo, el voltaje de carga en ese momento será 0 V. Si ωt en el tiempo se produce después del ángulo de disparo, el voltaje de carga será igual al voltaje de la fuente en ese momento.

```
function volts = ac_phase_controller(wt,deg)
% Función para simular la salida del semiciclo positivo
% de un controlador de ángulo de fase de ca con voltaje
% pico de 120 * SQRT(2) = 170 V.
% wt = Fase en radianes (=omega x tiempo)
% deg = Ángulo de disparo en grados

% Factor de conversión de grados en radianes
deg2rad = pi / 180;

% Simular la salida del controlador de ángulo de fase.
if wt > deg * deg2rad;
    volts = 170 * sin(wt);
else
    volts = 0;
end
```

El siguiente paso consiste en escribir un archivo m que genere la onda en la carga para cada ángulo de disparo posible y calcule y haga una gráfica del voltaje rms resultante. El archivo m que se muestra a continuación utiliza la función `ac_phase_controller` para calcular la onda del voltaje de carga para cada ángulo de disparo y luego calcula el voltaje rms de la onda.

```
% Archivo M: volts_vs_phase_angle.m
% Archivo M para calcular el voltaje rms aplicado a la carga como
% función del ángulo de fase del circuito de disparo y para
% hacer una gráfica de la relación resultante.

% Hacer un bucle para todos los ángulos de fase (1 a 179 grados)
deg = zeros (1,179);
rms = zeros (1,179);
for ii = 1:179

    % Guardar el ángulo de disparo
    deg(ii) = ii;

    % Primero, generar la onda a analizar
    waveform = zeros (1,180);
    for jj = 1:180
        waveform(jj) = ac_phase_controller(jj*pi/180,ii);
    end

    % Ahora, calcular el voltaje rms de la onda
    temp = sum(waveform.^2);
    rms(ii) = sqrt(temp/180);

end
```

```
% Hacer una gráfica del voltaje rms de la carga como función
% del ángulo de disparo
plot(deg,rms);
title('Voltaje de la carga contra ángulo de disparo');
xlabel('Ángulo de disparo (grados)');
ylabel('Voltaje rms (V)');
grid on;
```

En la figura 3-35 se muestran dos ejemplos de la onda generada por esta función.

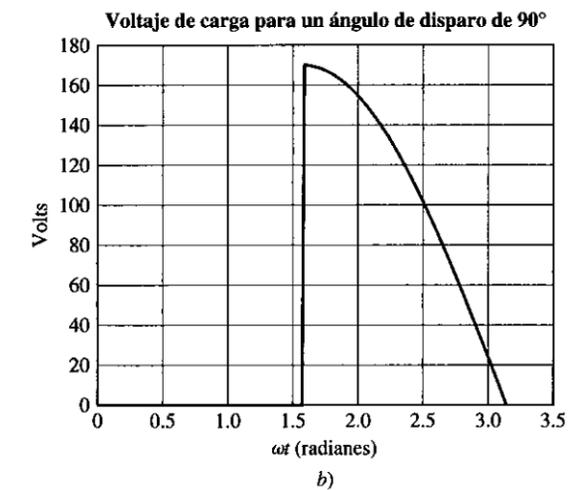
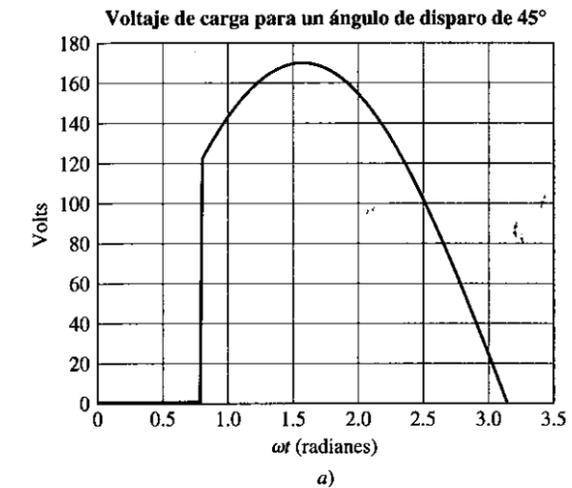


FIGURA 3-35

Onda producida por `volts_vs_phase_angle` para un ángulo de disparo de a) 45°; b) 90°.

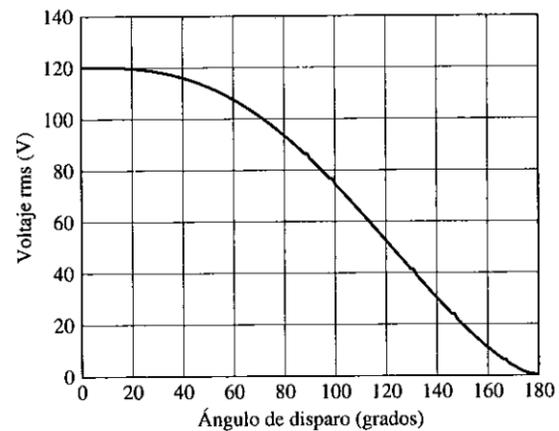


FIGURA 3-36
Gráfica del voltaje de carga rms y el ángulo de disparo del TRIAC.

Cuando se ejecuta este archivo m, se tiene como resultado la gráfica que se muestra en la figura 3-36. Nótese que mientras más temprano sea el ángulo de disparo, mayor será el voltaje rms suministrado a la carga. Sin embargo, la relación entre el ángulo de disparo y el voltaje resultante no es lineal, por lo que no es fácil predecir el ángulo de disparo requerido para lograr cierto voltaje en la carga.

- b) El ángulo de disparo requerido para suministrar 75 V a la carga se puede encontrar en la figura 3-36. Es de alrededor de 99° .

El efecto de las cargas inductivas en el control de ángulo de fase

Si la carga acoplada a un controlador de ángulo de fase es inductiva (como en las máquinas reales), entonces se presentan nuevas complicaciones en la operación del controlador. Por la naturaleza de la inductancia, *la corriente en una carga inductiva no puede cambiar instantáneamente*. Esto quiere decir que la corriente no se incrementará inmediatamente después de que se encienda el SCR (o TRIAC) y que la corriente no dejará de fluir exactamente al finalizar el semiciclo. Al final del semiciclo el voltaje inducido en la carga mantendrá el dispositivo encendido por cierto periodo durante el siguiente semiciclo, hasta que finalmente la corriente que fluye a través de la carga y del SCR disminuya por debajo de I_S . La figura 3-37 muestra los efectos de esta demora en las ondas del voltaje y la corriente del circuito de la figura 3-32.

Una inductancia grande en la carga puede causar dos problemas serios potenciales en un controlador de fase:

1. La inductancia puede causar que la acumulación de corriente sea tan lenta cuando el SCR está encendido que no exceda la corriente de sostenimiento antes de que desaparezca la corriente de puerta. Si esto sucede, el SCR no permanecerá encendido porque su corriente será menor a I_S .

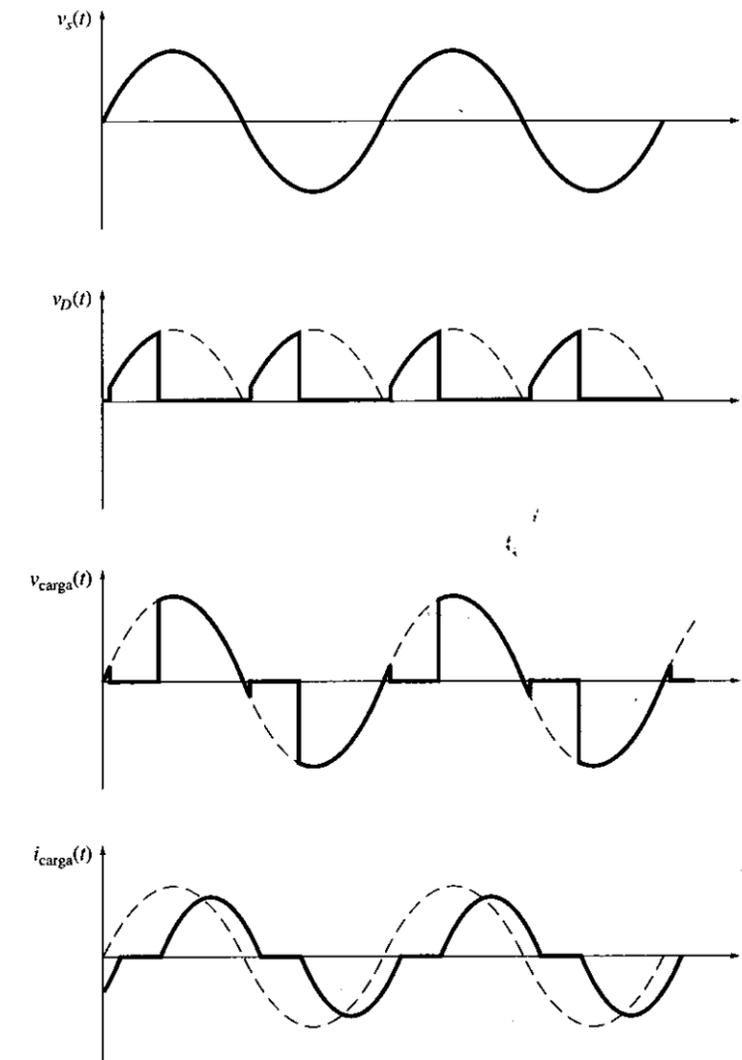


FIGURA 3-37
El efecto de una carga inductiva en las ondas de la corriente y voltaje del circuito de la figura 3-32.

2. Si el flujo de corriente permanece durante un largo tiempo antes de caer por debajo de I_S después del final de un ciclo dado, el voltaje aplicado puede acumularse tan alto en el siguiente ciclo que mantenga el flujo de corriente y el SCR nunca se apague.

La solución normal para el primer problema es utilizar un circuito especial para proveer un pulso más largo de corriente de puerta al SCR. Este pulso más largo deja suficiente tiempo para que

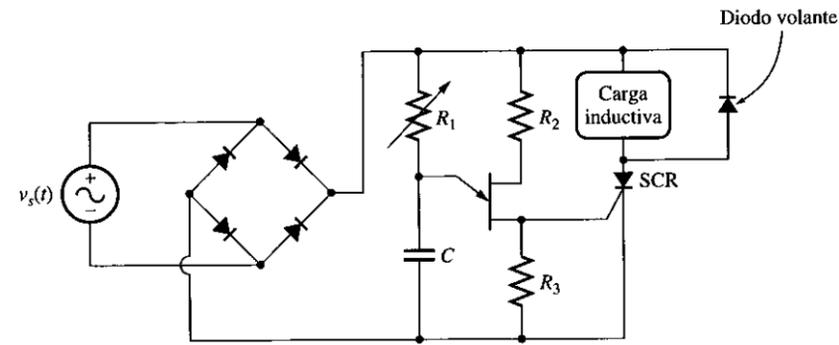


FIGURA 3-38 Controlador de ángulo de fase que ilustra el uso de un diodo volante con una carga inductiva.

la corriente que fluye a través del SCR aumente por arriba de I_S , permitiendo que el dispositivo permanezca encendido por el resto del semiciclo.

Una solución para el segundo problema es añadir un *diodo volante* (o de marcha libre). Un diodo volante es aquel ubicado a través de una carga y orientado de tal manera que no conduce corriente durante el flujo de corriente normal. La figura 3-38 muestra este tipo de diodos. Al final del semiciclo la corriente en la carga inductiva tratará de seguir fluyendo en la misma dirección que tenía. Se acumulará voltaje en la carga con la polaridad requerida para mantener el flujo de corriente. Este voltaje polarizará en dirección positiva al diodo y suministrará un camino para la corriente de descarga desde la carga. De esta manera, el SCR se puede apagar sin requerir que la corriente del inductor caiga instantáneamente a cero.

3.5 CONTROL DE POTENCIA DE CD A CD: RECORTADORES

A veces se desea variar el voltaje disponible de una fuente de cd antes de aplicarlo a la carga. Los circuitos que varían el voltaje en una fuente de cd se llaman *convertidores cd a cd* o *recortadores*. En un circuito recortador el voltaje de entrada es una fuente de cd de voltaje constante y el voltaje de salida varía por medio del cambio de la *fracción de tiempo* que la fuente de cd está conectada a su carga. En la figura 3-39 se muestra el principio básico de un circuito recortador. Cuando se dispara el SCR, se enciende y se suministra potencia a la carga. Cuando se apaga, la fuente de cd se desconecta de la carga.

En el circuito que se aprecia en la figura 3-39 la carga es un resistor y el voltaje en la carga es V_{CD} o 0. De manera similar, la corriente en la carga es V_{CD}/R o 0. Es posible aplanar el voltaje y corriente de la carga añadiendo un inductor en serie para filtrar algunos de los componentes de ca en la onda. En la figura 3-40 puede observarse un circuito recortador con un filtro inductivo. La corriente a través del inductor se incrementa exponencialmente cuando el SCR está encendido y decrece exponencialmente cuando el SCR está apagado. Si el inductor es grande, los cambios en la constante de tiempo en la corriente ($\tau = L/R$) serán largos en relación con el ciclo del SCR de encendido/apagado y el voltaje y corriente de la carga serán casi constantes en un valor promedio.

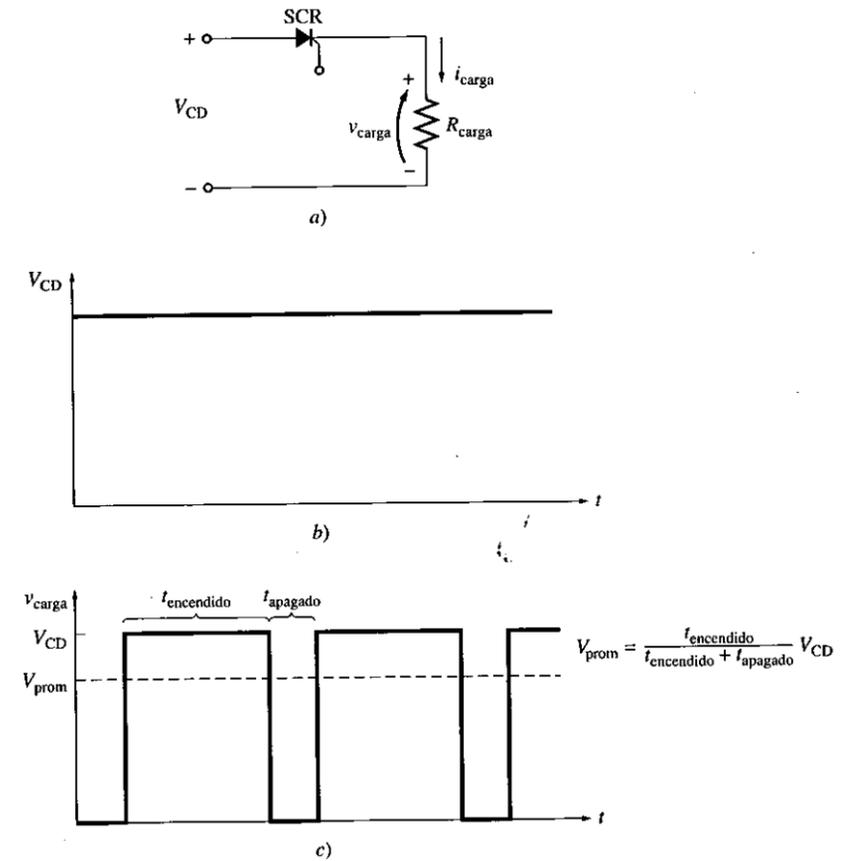


FIGURA 3-39 a) El principio básico de un circuito recortador. b) El voltaje de entrada del circuito. c) El voltaje resultante en la carga.

En el caso de los controladores de fase de ca, los SCR se apagan automáticamente al final de cada semiciclo cuando sus corrientes se vuelven cero. Para los circuitos de cd no hay un punto en el que la corriente caiga naturalmente por debajo de I_S , por lo que una vez que se enciende el SCR, nunca se apaga. Para apagar el SCR al final de un pulso es necesario aplicarle un voltaje inverso por un corto periodo. Este voltaje inverso interrumpe el flujo de corriente y apaga el SCR. Una vez que está apagado, no se prenderá de nuevo hasta que otro pulso entre por la puerta del SCR. El proceso de forzar al SCR a apagarse en un momento determinado se conoce como *conmutación forzada*.

Los tiristores GTO son ideales para utilizarlos en los circuitos recortadores debido a que son autoconmutantes. En comparación con los SCR, los GTO se pueden apagar con un pulso de corriente negativo aplicado a sus puertas. Por lo tanto, se puede eliminar el circuito extra que se requiere en

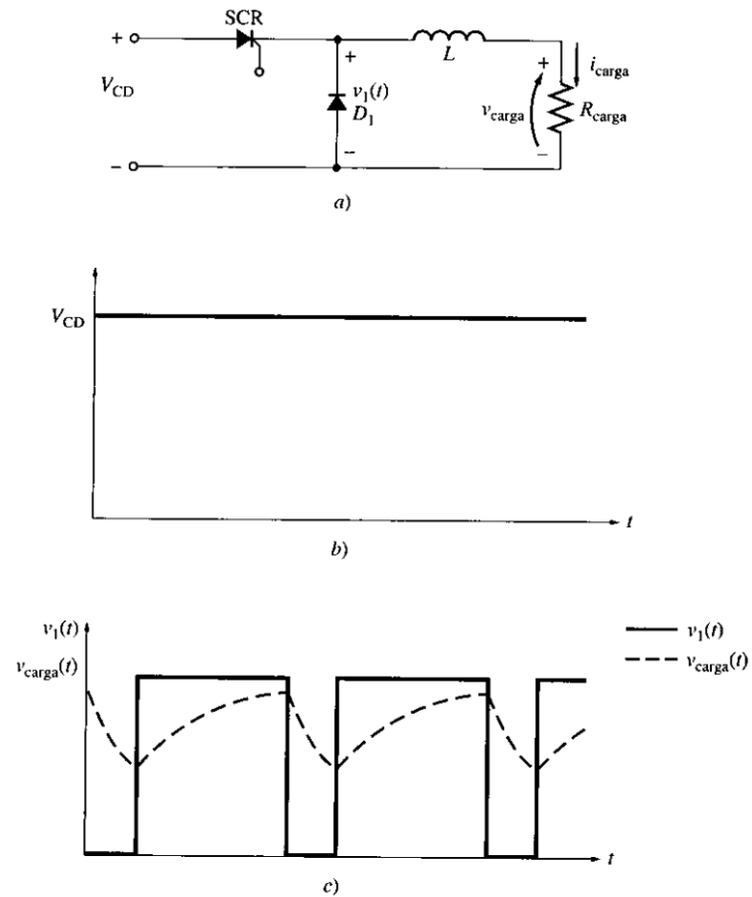


FIGURA 3-40 Un circuito recortador con un filtro inductivo para aplanar el voltaje y la corriente de la carga.

un circuito recortador SCR para apagar el SCR de un circuito recortador con un tiristor GTO (véase la figura 3-41a). Los transistores de potencia también son autoconmutadores y se utilizan en los circuitos recortadores que se encuentran dentro de sus límites de potencia (figura 3-41b).

Los circuitos recortadores se utilizan con sistemas de potencia de cd para variar la velocidad de los motores de cd. Su mayor ventaja para el control de velocidad de cd en comparación con los métodos convencionales es que son más eficientes (como el sistema Ward-Leonard que se describe en el capítulo 6).

Conmutación forzada en los circuitos recortadores

Cuando se utilizan los SCR en los recortadores, se debe incluir un circuito de conmutación forzada para apagar los SCR en el momento deseado. La mayoría de estos circuitos de conmutación

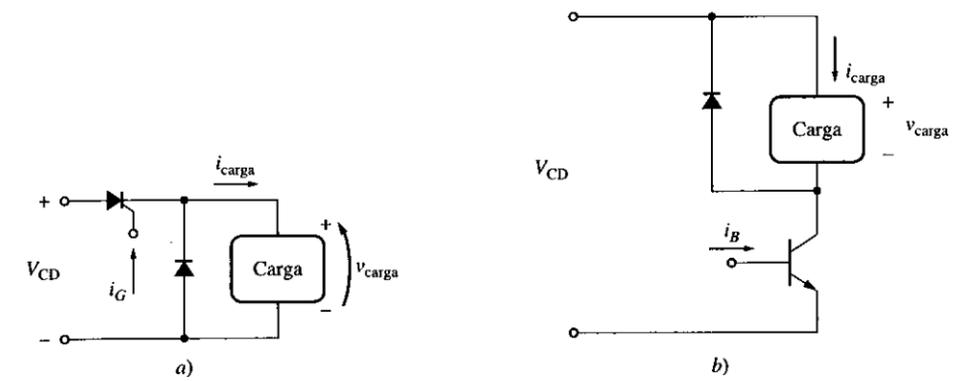


FIGURA 3-41 a) Un circuito recortador construido con un tiristor GTO. b) Un circuito recortador construido con un transistor.

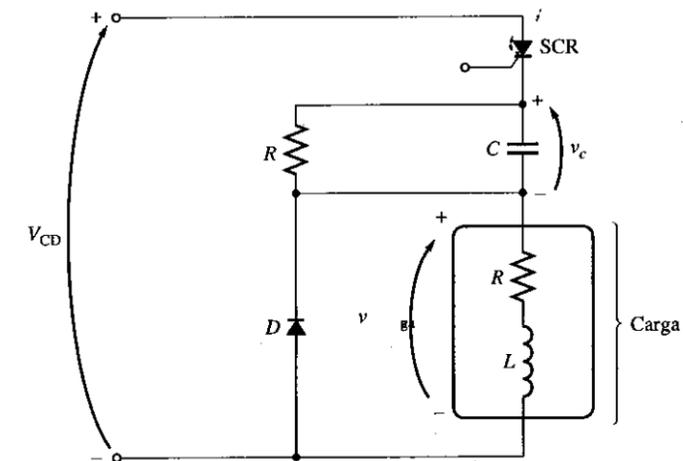


FIGURA 3-42 Un circuito recortador de conmutación forzada con capacitor en serie.

forzada dependen, para su voltaje de apagado, de un capacitor cargado. A continuación se examinan brevemente dos versiones básicas de conmutación con capacitor:

1. Circuitos de conmutación con capacitor en serie
2. Circuitos de conmutación con capacitor en paralelo

Circuitos de conmutación con capacitor en serie

La figura 3-42 muestra un circuito de cd recortador simple de conmutación con capacitor en serie. Consta de un SCR, un capacitor y una carga, todos conectados en serie entre sí. El capacitor tiene una resistencia de descarga en paralelo y la carga tiene un diodo volante en paralelo.

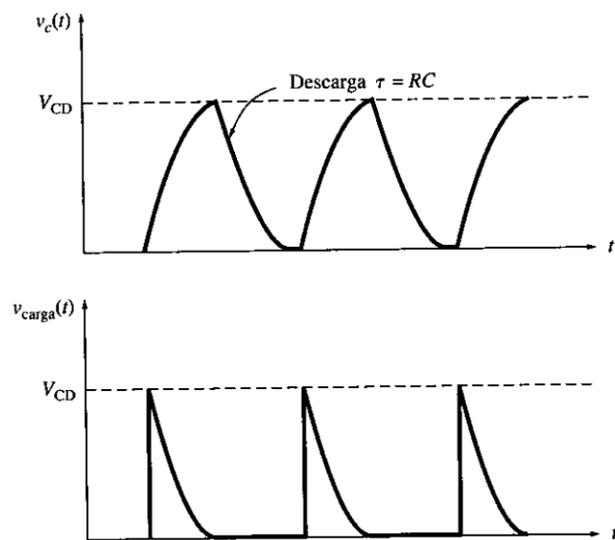


FIGURA 3-43 Voltajes de capacitor y carga en el circuito recortador en serie.

Inicialmente el SCR se enciende por un pulso aplicado a su puerta. Cuando se enciende el SCR se aplica un voltaje a la carga y comienza a fluir corriente a través de ella. Pero esta corriente fluye a lo largo del capacitor en serie en su camino hacia la carga y el capacitor se carga de manera gradual. Cuando el voltaje del capacitor casi alcanza V_{CD} , la corriente a través del SCR cae por debajo del valor de I_S y el SCR se apaga.

Una vez que se apaga el SCR, se descarga gradualmente por medio del resistor R . Cuando está descargado por completo, el SCR está listo para ser encendido por otro pulso en su puerta. En la figura 3-43 se muestran las ondas de voltaje y corriente de este circuito.

Desafortunadamente, este tipo de circuito está limitado en cuanto a su ciclo de trabajo, debido a que el SCR no puede ser encendido de nuevo hasta que se ha descargado el capacitor. El tiempo de descarga depende de la constante de tiempo $\tau = RC$, y C debe ser lo suficientemente grande para dejar que bastante corriente fluya a la carga antes de apagar el SCR. Pero R tiene que ser grande, puesto que la corriente que se fuga a través del resistor debe ser menor que la corriente de sostenimiento del SCR. Estos dos factores en conjunto significan que *el SCR no puede volver a encenderse rápidamente después de que se apaga*. Tiene un largo tiempo de recuperación.

En la figura 3-44 se muestra un circuito de conmutación con capacitor en serie mejorado con un tiempo de recuperación más breve. Este circuito es similar al anterior, excepto en que se ha reemplazado el resistor por un inductor y un SCR en serie. Cuando se enciende el SCR, la corriente fluye a la carga y el capacitor se carga, apagando el SCR₁. Una vez que se apaga, se puede encender el SCR₂, descargando el capacitor mucho más rápido de lo que lo haría el resistor. El inductor en serie con el SCR₂ protege a éste de irrupciones de corriente instantáneas que exceden su

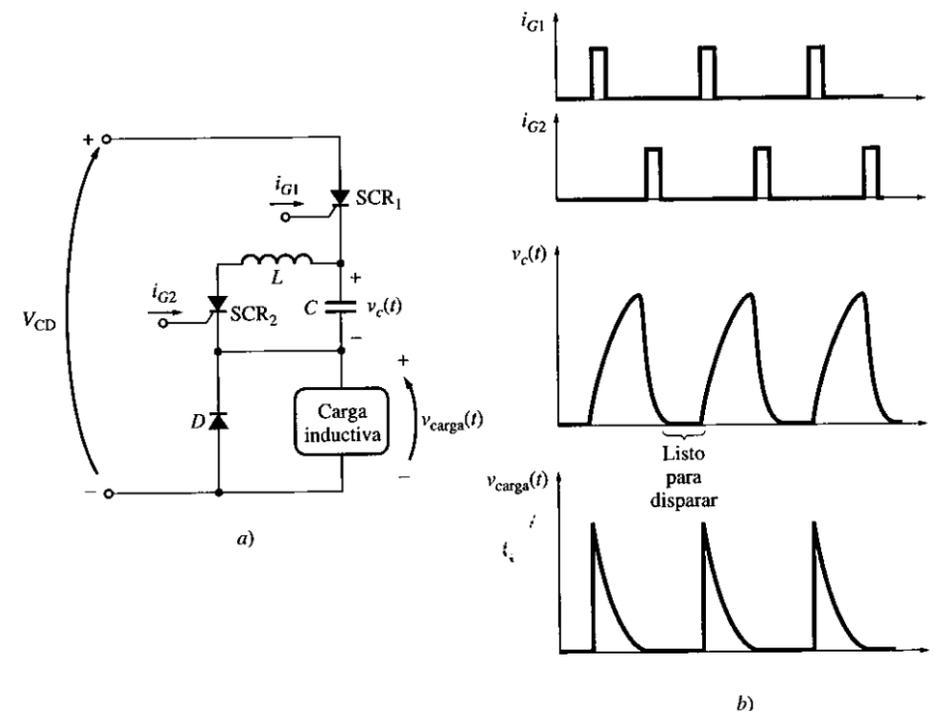


FIGURA 3-44 a) Un circuito recortador de conmutación forzada con capacitor en serie con un tiempo de recuperación del capacitor mejorado. b) Las ondas del voltaje de carga y del capacitor resultantes. Nótese que el capacitor se descarga mucho más rápido, por lo que SCR₁ se puede volver a disparar más rápido que antes.

capacidad. Una vez que se descarga el capacitor, el SCR₂ se apaga y el SCR₁ está listo para encenderse de nuevo.

Circuitos de conmutación con capacitor en paralelo

La otra manera común de lograr la conmutación forzada es a través del esquema de conmutación de capacitor en paralelo. En la figura 3-45 se muestra un sencillo ejemplo del esquema de capacitor en paralelo. En este esquema, el SCR₁ es el SCR principal y suministra potencia a la carga y el SCR₂ controla la operación del capacitor de conmutación. El SCR₁ se enciende para aplicar potencia a la carga. Cuando esto sucede, la corriente fluye a través del SCR hacia la carga y le suministra potencia. Además, el capacitor C se carga a través del resistor R hasta un voltaje igual al voltaje suministrado V_{CD} .

Cuando llega el momento de suspender la potencia que va a la carga, se enciende el SCR₂, cuando esto ocurre, el voltaje en él baja hasta cero. Debido a que el voltaje a través de un capaci-

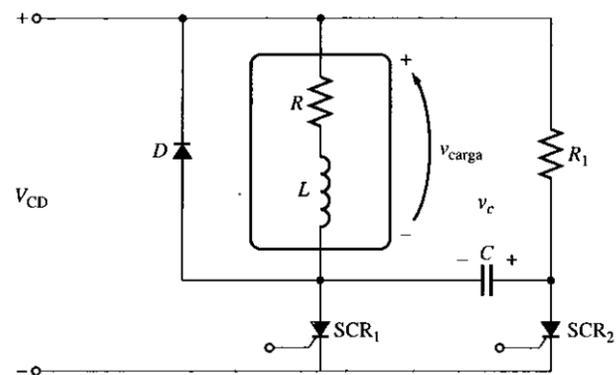


FIGURA 3-45
Circuito recortador de conmutación forzada con capacitor en paralelo.

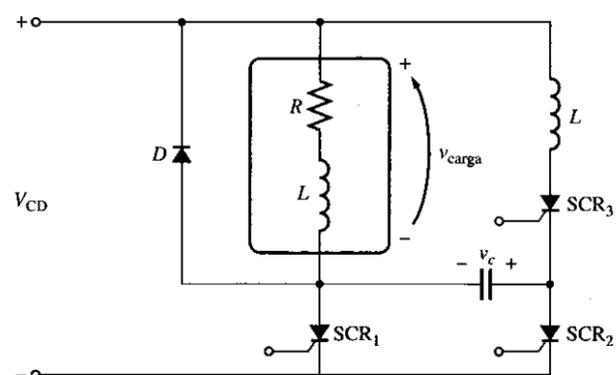


FIGURA 3-46
Circuito recortador de conmutación forzada con capacitor en paralelo con tiempo de carga del capacitor mejorado. SCR₃ permite que la potencia en la carga se interrumpa más rápido que si se tuviera el circuito con capacitor en paralelo básico.

tor no puede cambiar instantáneamente, el voltaje en el lado izquierdo del capacitor debe caer instantáneamente a $-V_{CD}$ volts. Esto apaga el SCR₁ y el capacitor se carga a través de la carga y del SCR₂ hasta un voltaje de $+V_{CD}$ volts en su lado izquierdo. Una vez que se carga el capacitor C , el SCR₂ se apaga y todo está listo para que el ciclo comience de nuevo.

Una vez más, el resistor R_1 debe ser lo suficientemente grande para que la corriente a través de él sea menor que la corriente de sostenimiento del SCR₂. Pero un resistor R_1 grande significa que el capacitor se cargará lentamente después de que se encienda el SCR₁. Esto limita la rapidez con que el SCR₁ se puede apagar una vez que se dispara, y establece un límite inferior en el tiempo de encendido de la onda recortada.

La figura 3-46 muestra un circuito con un capacitor cuyo tiempo de carga es reducido. En este circuito el SCR₃ se enciende al mismo tiempo que el SCR₁ y el capacitor puede cargarse mucho más rápido. Esto permite que la corriente se suspenda mucho más rápido si se desea.

En todos los circuitos de este tipo el diodo volante es *extremadamente* importante. Cuando el SCR₁ es forzado a apagarse, la corriente a través de la carga inductiva *debe* tener otro camino disponible o es posible que dañe el SCR.

3.6 INVERSORES

En la electrónica de potencia moderna quizá el área de más rápido crecimiento sea la conversión de frecuencia estática, esto es, la conversión de potencia de ca con cierta frecuencia a potencia de ca con otra frecuencia por medio de la electrónica de estado sólido. Tradicionalmente existen dos dispositivos para la conversión de frecuencia de ca estática: el *cicloconvertidor* y el *rectificador-inversor*. El cicloconvertidor es un dispositivo para convertir directamente la potencia de ca con cierta frecuencia a potencia de ca con otra frecuencia, en tanto que el rectificador-inversor primero convierte la potencia de ca a potencia de cd y luego convierte una vez más la potencia de ca a potencia de cd con otra frecuencia diferente. En esta sección se estudia la operación de los circuitos rectificador-inversor y en la sección 3.7 se estudian los cicloconvertidores.

Un rectificador-inversor está dividido en dos partes:

1. Un *rectificador* que produce potencia de cd
2. Un *inversor* que produce potencia de ca a partir de una potencia de cd

Cada parte se estudia por separado.

El rectificador

Los circuitos básicos de rectificación para convertir potencia de ca a potencia de cd se describieron en la sección 3.2. Estos circuitos presentan un problema desde el punto de vista del control de motores: su voltaje de salida es fijo para un voltaje de entrada dado. Este problema se puede superar reemplazando los diodos en los circuitos con SCR.

La figura 3-47 muestra un circuito rectificador trifásico de onda completa con SCR en lugar de diodos. El voltaje de cd de salida promedio de este circuito depende de en qué momento se disparan los SCR durante los semiciclos positivos. Si se disparan al principio del semiciclo, el circuito será igual a un rectificador trifásico de onda completa con diodos. Si nunca se disparan los SCR, el voltaje de salida será de 0 V. Para cualquier otro ángulo entre 0° y 180° de la onda, el voltaje de cd de salida estará entre el valor máximo y 0 V.

Cuando se utilizan los SCR en lugar de diodos en el circuito rectificador para controlar el voltaje de cd de salida, este voltaje contendrá más armónicas que un rectificador simple y es importante que tenga algún tipo de filtro para su salida. La figura 3-47 muestra un filtro con inductor y capacitor en la salida del rectificador para aplanar la salida de cd.

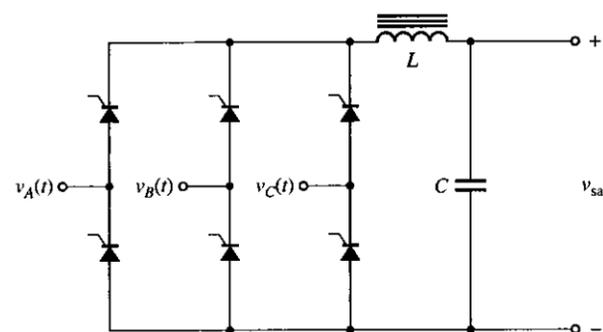


FIGURA 3-47
Un circuito rectificador trifásico que utiliza SCR para proveer control sobre el nivel de voltaje de cd de salida.

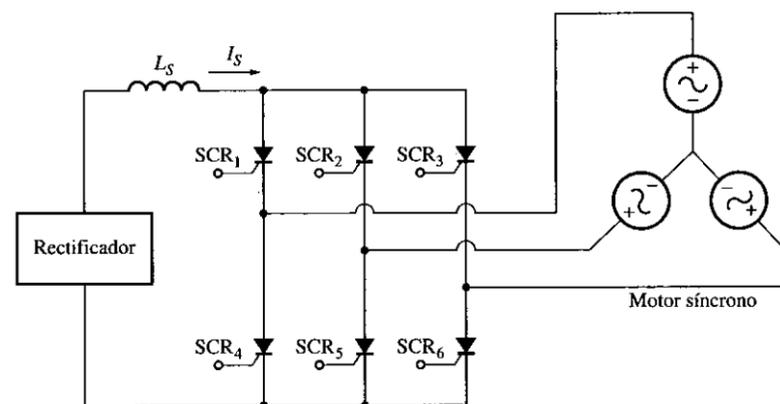


FIGURA 3-48
Inversor de conmutación externa.

Inversores de conmutación externa

Los inversores se clasifican en dos tipos básicos dependiendo de la técnica de conmutación que utilicen: conmutación externa y autoconmutación. Los *inversores de conmutación externa* son inversores en donde la energía requerida para apagar el SCR la suministra un motor o fuente de potencia externos. En la figura 3-48 se muestra un inversor de conmutación externa. El inversor está conectado a un motor síncrono trifásico que suministra el contravoltaje necesario para apagar un SCR cuando se enciende su complementario.

Los SCR en este circuito se disparan en el siguiente orden: SCR₁, SCR₆, SCR₂, SCR₄, SCR₃, SCR₅. Cuando se dispara el SCR₁, el voltaje interno generado en el motor síncrono suministra el voltaje necesario para apagar el SCR₃. Nótese que si la carga no está conectada al inversor, los SCR nunca se apagarían y se desarrollaría un cortocircuito a través de SCR₁ y SCR₄ después de ½ ciclo.

A este inversor también se le llama *inversor conmutado por la carga*.

Inversores de autoconmutación

Si no es posible garantizar que siempre habrá una carga que proveerá el contravoltaje apropiado para la conmutación, entonces se debe utilizar un inversor de autoconmutación. Un inversor de autoconmutación es un inversor en donde los SCR activos se apagan por medio de energía almacenada en un capacitor en el momento en el que otro SCR se enciende. También se pueden diseñar inversores de autoconmutación utilizando GTO o transistores de potencia; en este caso, no se requieren capacitores de conmutación.

Hay tres tipos principales de inversores de autoconmutación: inversores de fuente de corriente (CSI, por sus siglas en inglés), inversores de fuente de voltaje (VSI, por sus siglas en inglés) e inversores de modulación de ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés). Los inversores de fuente de corriente y de fuente de voltaje son más sencillos que los inversores PWM y se han utilizado por más tiempo. Los inversores PWM requieren circuitos de control más complejos y componentes de conmutación más veloces que los CSI y VSI. Primero se estudiarán los CSI y VSI. En la figura 3-49 se comparan los inversores de fuente de corriente y de fuente de voltaje.

En los inversores de fuente de corriente se conecta un rectificador a un inversor a través de un inductor en serie L_S grande. La inductancia de L_S es bastante grande para restringir la corriente directa y obligarla a ser casi una constante. La onda de corriente de salida del SCR será aproximadamente una onda cuadrada debido a que el flujo de corriente I_S está restringido a ser casi constante. El voltaje línea a línea será más o menos triangular. Es fácil limitar las condiciones de sobrecorriente en este diseño, pero el voltaje de salida puede variar ampliamente como respuesta a los cambios en la carga.

En el inversor de fuente de voltaje se conecta un rectificador a un inversor a través de un inductor en serie L_S y un capacitor en paralelo C . La capacitancia de C es suficientemente grande como para que el voltaje se restrinja a ser casi constante. La onda del voltaje línea a línea de salida del SCR será aproximadamente una onda cuadrada debido a que el voltaje V_C está restringido a ser casi constante. El flujo de corriente de salida será más o menos triangular. Las variaciones de voltaje en este circuito son pequeñas, pero las corrientes pueden variar ampliamente debido a las variaciones en la carga y resulta difícil implementar una protección contra la sobrecorriente.

La frecuencia tanto de los inversores de fuente de corriente como la de los de fuente de voltaje se puede cambiar con facilidad si se modifican los pulsos de disparo en las puertas de los SCR, por lo que ambos inversores se pueden utilizar para controlar motores de ca a velocidades variables (véase el capítulo 10).

Inversor monofásico de fuente de corriente

En la figura 3-50 se muestra el circuito de un inversor monofásico de fuente de corriente con un capacitor de conmutación. Consta de dos SCR, un capacitor y un transformador de salida. Para entender la operación de este circuito se supone inicialmente que ambos SCR están apagados. Si el SCR₁ se enciende por una corriente de puerta, se aplicará el voltaje V_{CD} a la mitad superior del transformador en el circuito. Este voltaje también induce un voltaje V_{CD} en la parte inferior del transformador, lo que causa que se acumule un voltaje de $2V_{CD}$ a través del capacitor. En la figura 3-50b se muestran los voltajes y corrientes en el circuito en ese momento.

Ahora se enciende SCR₂. Cuando se enciende SCR₂, el voltaje en el cátodo del SCR será V_{CD} . Debido a que el voltaje a través de un capacitor no cambia instantáneamente, esto obliga al voltaje

	Inversor de fuente de corriente	Inversor de fuente de voltaje
Configuración del circuito principal		
Tipo de fuente	Fuente de corriente $-I_s$ es casi constante	Fuente de voltaje $-V_s$ es casi constante
Impedancia de salida	Alta	Baja
Onda de salida		
Característica	<ol style="list-style-type: none"> 1. Es fácil controlar las condiciones de sobrecorriente con este diseño 2. El voltaje de salida varía ampliamente con los cambios en la carga 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Es difícil limitar la corriente debido al capacitor 2. Pequeñas variaciones del voltaje de salida por el capacitor

FIGURA 3-49 Comparación del inversor de fuente de corriente con el inversor de fuente de voltaje.

en la parte superior del capacitor a ser instantáneamente $3V_{CD}$ y se apaga SCR_1 . En este momento, el voltaje en la parte inferior del transformador se acumula y es positivo en la parte inferior y negativo en la parte superior del devanado y su magnitud es de V_{CD} . El voltaje en la parte inferior induce un voltaje V_{CD} en la parte superior del transformador, cargando el capacitor C hasta un voltaje de $2V_{CD}$, orientado positivamente en la parte inferior con respecto a la parte superior del capacitor. En la figura 3-50c se muestra el estado de este circuito en ese momento.

Cuando el SCR_1 se dispara de nuevo, el voltaje del capacitor apaga SCR_2 y este proceso se repite indefinidamente. En la figura 3-51 se muestran las ondas de la corriente y el voltaje resultantes.

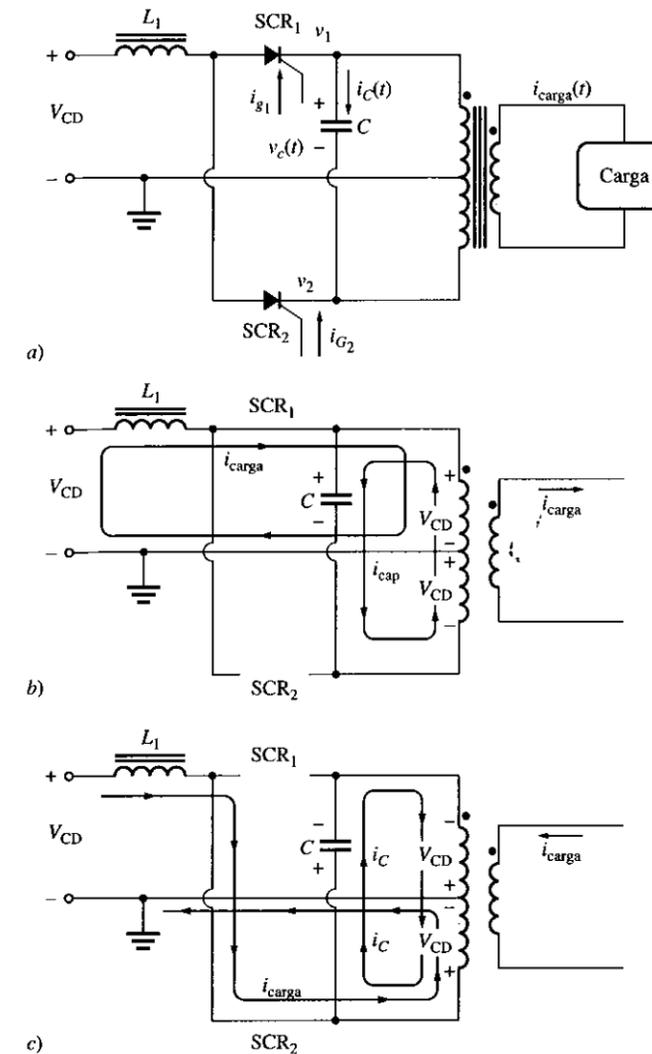


FIGURA 3-50 a) Circuito inversor monofásico sencillo. b) Los voltajes y corrientes en el circuito cuando se enciende el SCR_1 . c) Los voltajes y corrientes en el circuito cuando se enciende el SCR_2 .

Inversor trifásico de fuente de corriente

La figura 3-52 muestra un inversor trifásico de fuente de corriente. En este circuito, los seis SCR se disparan en el siguiente orden: $SCR_1, SCR_6, SCR_2, SCR_4, SCR_3, SCR_5$. Los capacitores C_1 a C_6 proporcionan la conmutación requerida por los SCR.

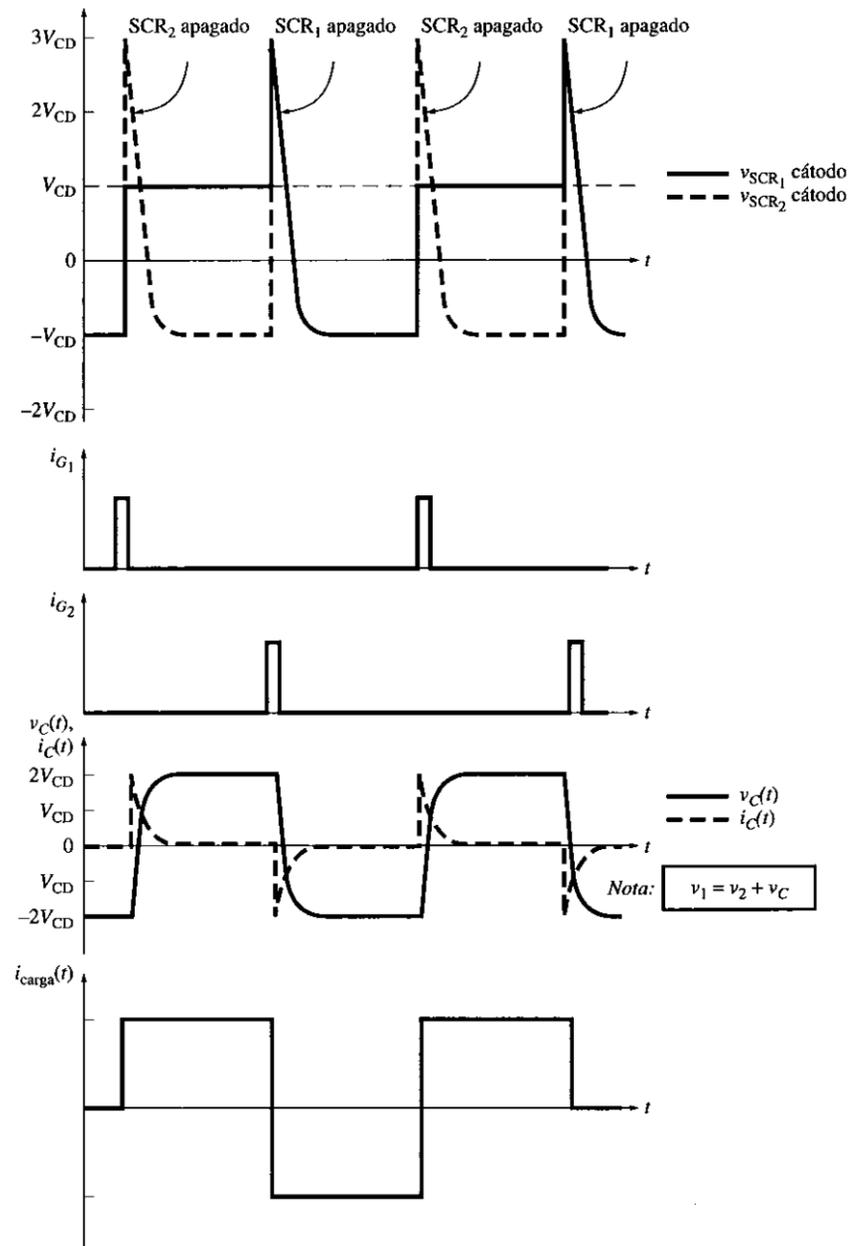


FIGURA 3-51
 Gráficas de los voltajes y corrientes en el circuito inversor: V_1 es el voltaje en el cátodo del SCR₁ y V_2 es el voltaje en el cátodo del SCR₂. Debido a que el voltaje aplicado a sus ánodos es V_{CD} , en cualquier momento que V_1 o V_2 excede V_{CD} el SCR se apaga. i_{carga} es la corriente suministrada a la carga del inversor.

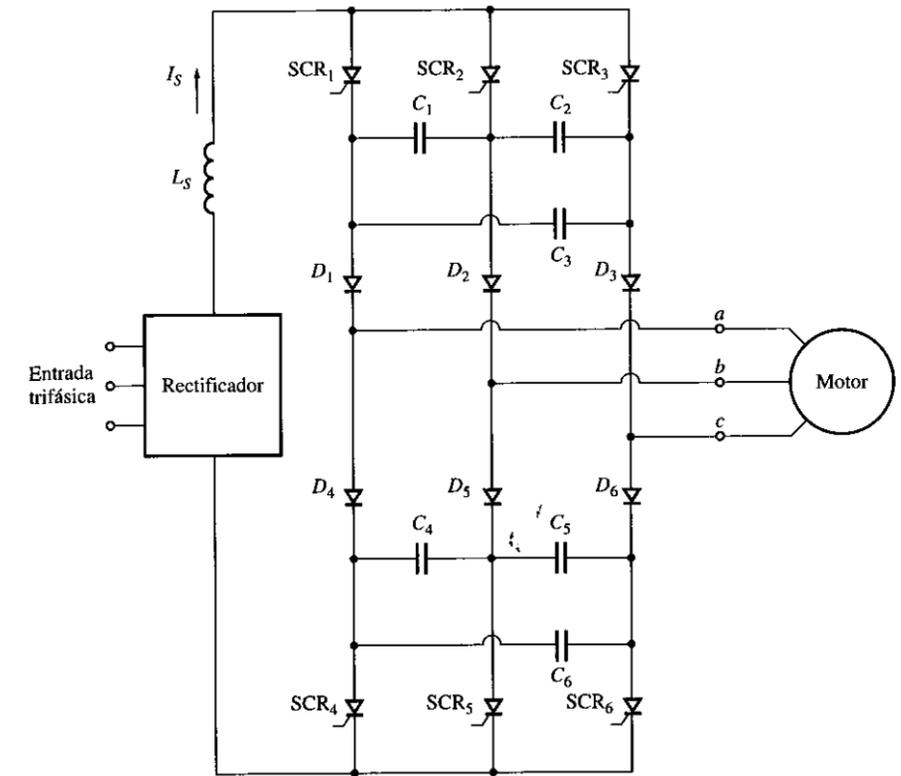


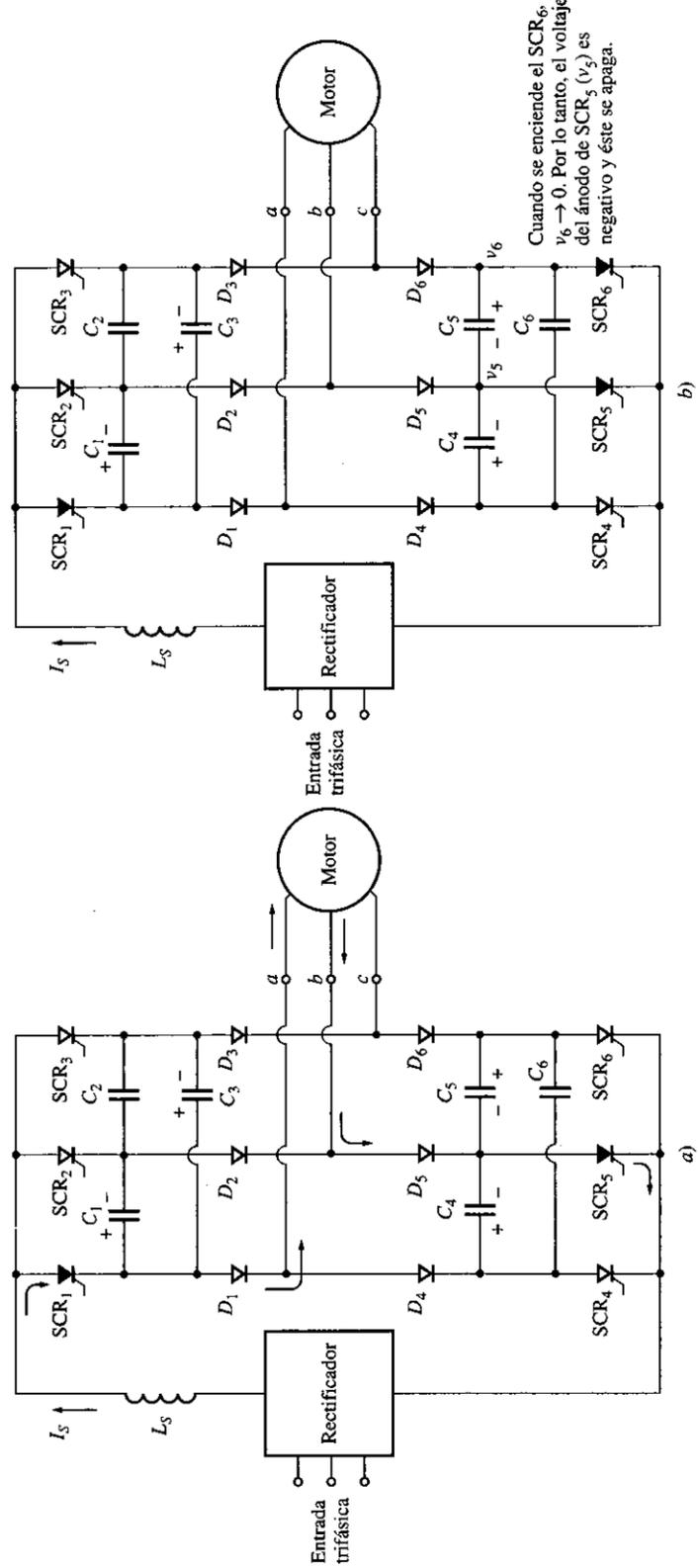
FIGURA 3-52
 Inversor trifásico de fuente de corriente.

Para entender la operación de este circuito se examina la figura 3-53. Se supone que inicialmente SCR_1 y SCR_5 conducen, como se muestra en la figura 3-53a. Entonces el voltaje se acumulará a través de los capacitores C_1, C_3, C_4 y C_5 , como puede apreciarse en el diagrama. Ahora suponga que el SCR_6 se enciende, cuando ocurre, el voltaje en el punto 6 cae hasta cero (véase la figura 3-53b). Debido a que el voltaje a través del capacitor C_5 no puede cambiar instantáneamente, el ánodo del SCR_5 se polariza negativamente y se apaga. Una vez que el SCR_6 está encendido, todos los capacitores se cargan como se observa en la figura 3-53c y el circuito está listo para apagar el SCR_6 en cuanto se encienda SCR_4 . Este mismo proceso de conmutación se aplica también al banco superior del SCR.

Las corrientes de salida tanto de fase como de línea del circuito se muestran en la figura 3-53d.

Inversor trifásico de fuente de voltaje

La figura 3-54 muestra un inversor trifásico de fuente de voltaje que utiliza transistores de potencia como elementos activos. Debido a que los transistores de potencia son autoconmutantes, no se incluyen componentes de conmutación especiales en este circuito.



Quando se enciende el SCR₆, $v_6 \rightarrow 0$. Por lo tanto, el voltaje del ánodo de SCR₅ (v_5) es negativo y éste se apaga.

FIGURA 3-53

La operación de un CSI trifásico. a) Inicialmente, SCR₁ y SCR₂ conducen. Nótese cómo los capacitores se cargaron. b) La situación cuando SCR₆ se dispara: el voltaje en el ánodo de SCR₃ cae casi instantáneamente hasta cero. Debido a que el voltaje a través del capacitor C₃ no puede cambiar instantáneamente, el voltaje en el ánodo de SCR₅ será negativo y SCR₅ se apagará.

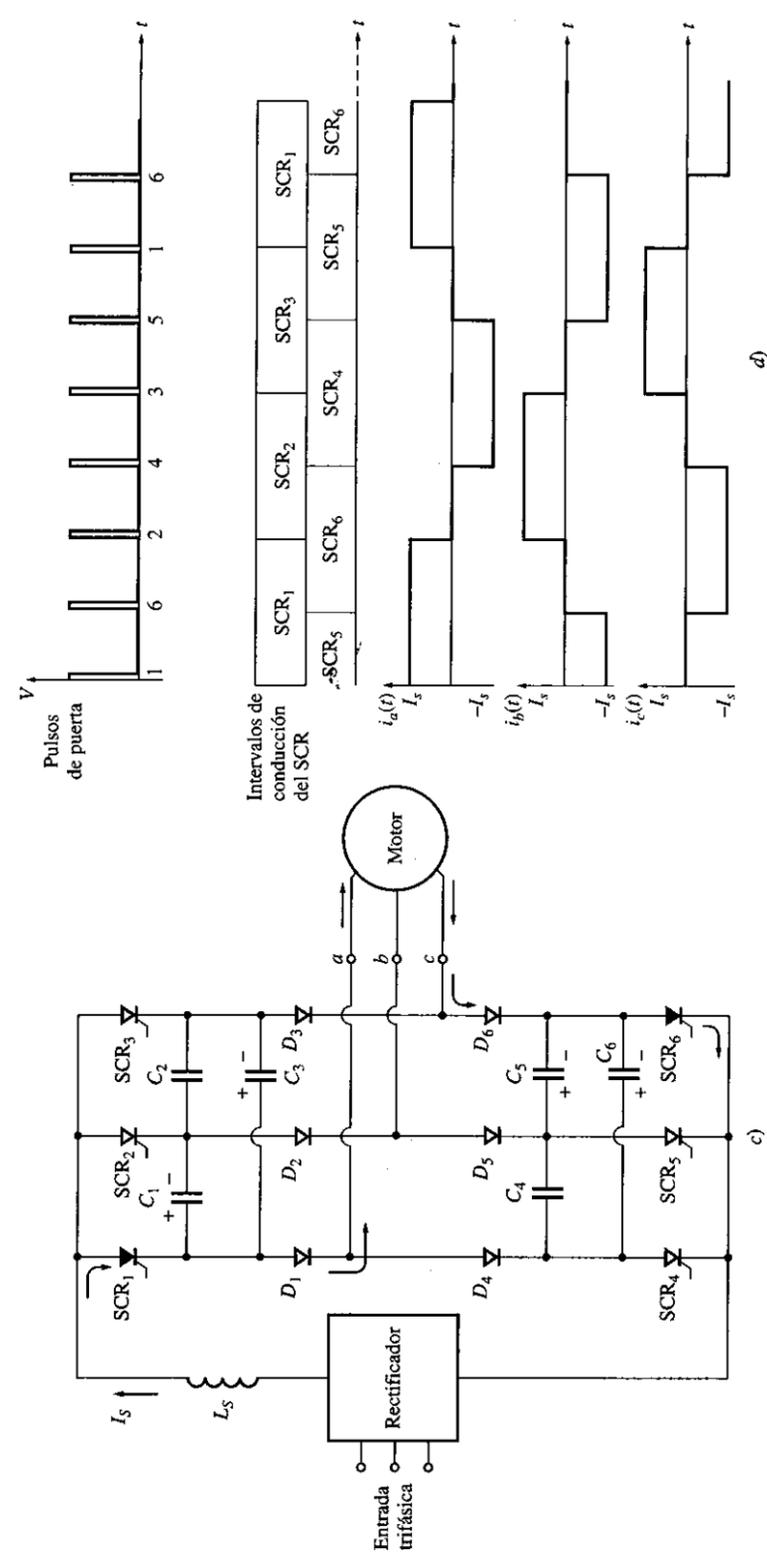


FIGURA 3-53 (continuación)

c) Ahora conducen SCR₁ y SCR₆ y los capacitores de conmutación se cargan como se muestra. d) Los pulsos de puerta, los intervalos de conducción del SCR y la corriente de salida del inductor.

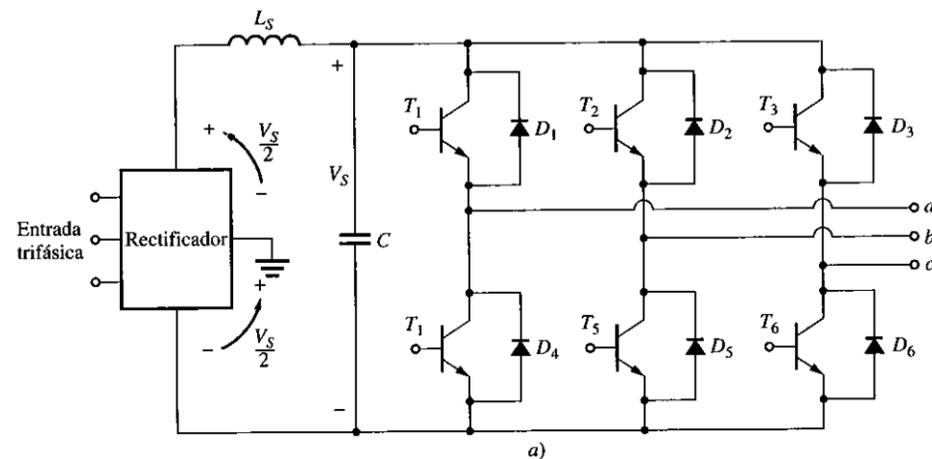


FIGURA 3-54
a) Inversor trifásico de fuente de voltaje que utiliza transistores de potencia.

En este circuito los transistores conducen en el siguiente orden: $T_1, T_6, T_2, T_4, T_3, T_5$. El voltaje de salida de fase y de línea en este circuito se muestran en la figura 3-54b.

Inversor de modulación de ancho de pulso

La *modulación de ancho de pulso* es el proceso de modificar el ancho de los pulsos en un tren de pulsos en razón directa a una pequeña señal de control; mientras más grande sea el voltaje de control, más anchos serán los pulsos resultantes. Por medio de la utilización de una senoide de la frecuencia deseada, como el voltaje de control de un circuito PWM, se puede producir una onda de alta potencia cuyo voltaje *promedio* varía sinusoidalmente para controlar motores de ca.

En la figura 3-55 se pueden apreciar los conceptos básicos de modulación de ancho de pulso. La figura 3-55a muestra un circuito inversor PWM monofásico que utiliza IGBT. Los estados de IGBT₁ a IGBT₄ se controlan en este circuito por medio de los dos comparadores que se observan en la figura 3-55b.

Un *comparador* es un dispositivo que compara el voltaje de entrada $v_{entr}(t)$ con una señal de referencia y prende y apaga los transistores dependiendo de los resultados de la prueba. El comparador A compara $v_{entr}(t)$ con el voltaje de referencia $v_x(t)$ y controla los IGBT de T_1 y T_2 con base en los resultados de la comparación. El comparador B compara $v_{entr}(t)$ con el voltaje de referencia $v_y(t)$ y controla los IGBT de T_3 y T_4 con base en los resultados de la comparación. Si $v_{entr}(t)$ es mayor a $v_x(t)$ en cualquier tiempo t , entonces el comparador A enciende T_1 y apaga T_2 . De otra forma, apaga T_1 y enciende T_2 . De manera similar, si $v_{entr}(t)$ es mayor a $v_y(t)$ en cualquier tiempo t , entonces el comparador B apagará T_3 y encenderá T_4 . De otra forma, enciende T_3 y apaga T_4 . En la figura 3-55c se muestran los voltajes de referencia $v_x(t)$ y $v_y(t)$.

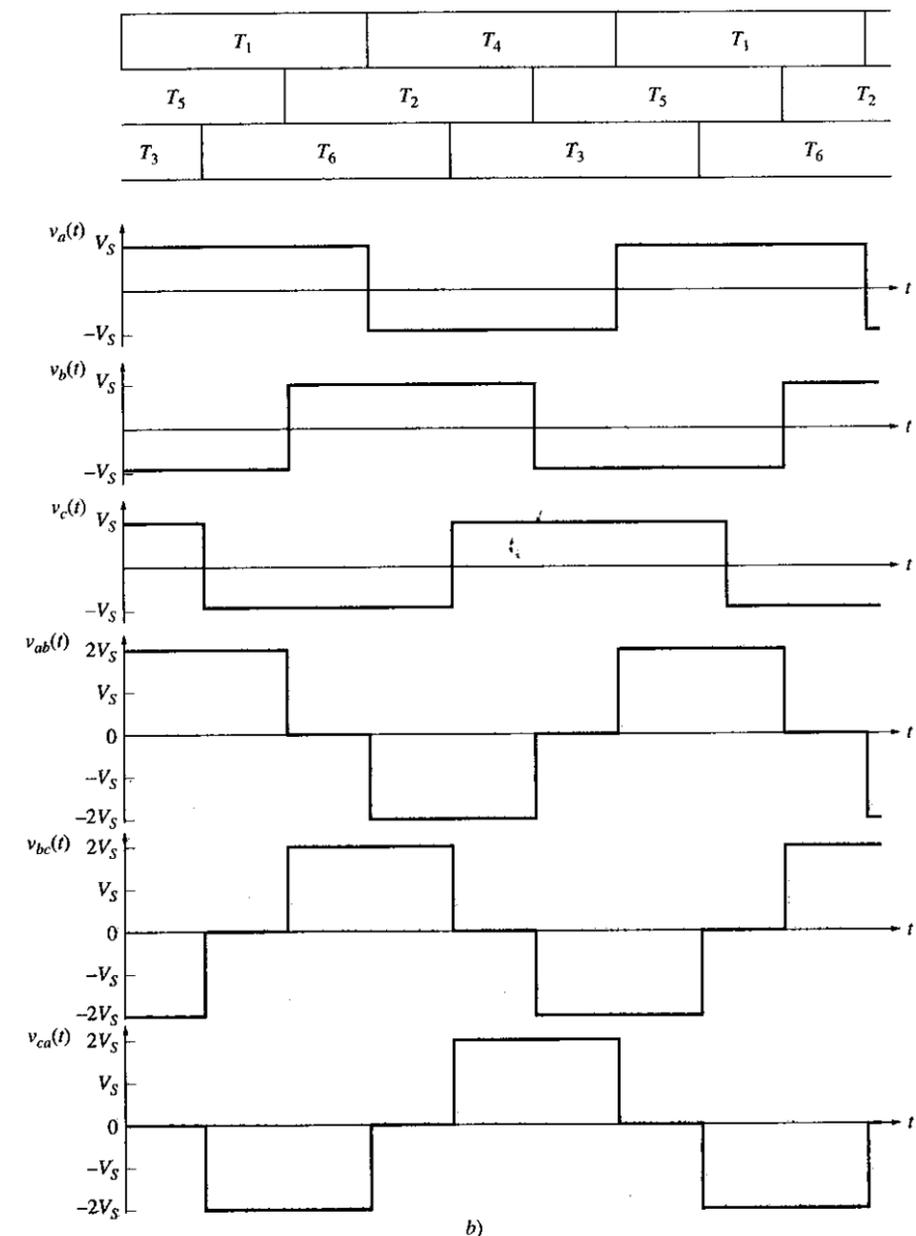


FIGURA 3-54 (continuación)
b) El voltaje de fase de salida y de línea del inversor.

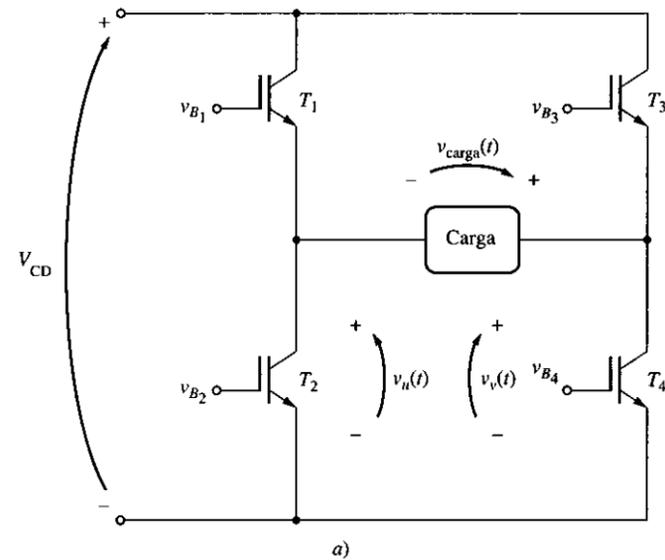


FIGURA 3-55 Los conceptos básicos de la modulación de ancho de pulso. a) Circuito PWM monofásico que utiliza IGBT.

Para entender la operación general del circuito inversor PWM, se verá lo que sucede cuando se le aplican diferentes voltajes de control. Primero, suponga que el voltaje de control es 0 V. Entonces los voltajes $v_u(t)$ y $v_v(t)$ son idénticos y el voltaje de carga que sale del circuito $v_{carga}(t)$ es cero (véase la figura 3-56).

Ahora, suponga que se aplica al circuito un voltaje de control constante positivo igual a la mitad del voltaje de referencia pico. El voltaje de salida resultante es un tren de pulsos con un ciclo de trabajo de 50%, como se muestra en la figura 3-57.

Por último, suponga que se aplica al circuito un voltaje de control sinusoidal como se observa en la figura 3-58. El ancho del tren de pulso resultante varía sinusoidalmente con el voltaje de control. El resultado es una onda de salida de alta potencia cuyo voltaje promedio sobre cualquier región pequeña es directamente proporcional al voltaje promedio de la señal de control en esa región. La frecuencia fundamental de la onda de salida es igual a la frecuencia del voltaje de control de entrada. Aunque existen componentes de armónicas en el voltaje de salida, normalmente no inciden en las aplicaciones de control de motores. Los componentes de armónicas pueden causar un calentamiento adicional en el motor que controla el inversor, pero este calentamiento se puede compensar comprando un motor con un diseño especial o degradando un motor ordinario (operarlo a una potencia mucho menor a su potencia nominal).

Un inversor PWM trifásico completo consta de tres inversores monofásicos (descritos anteriormente) con voltajes de control compuestos de sinusoides desfasados 120° entre las fases. El control de frecuencia en un inversor PWM de este tipo se logra cambiando la frecuencia del voltaje de control de entrada.

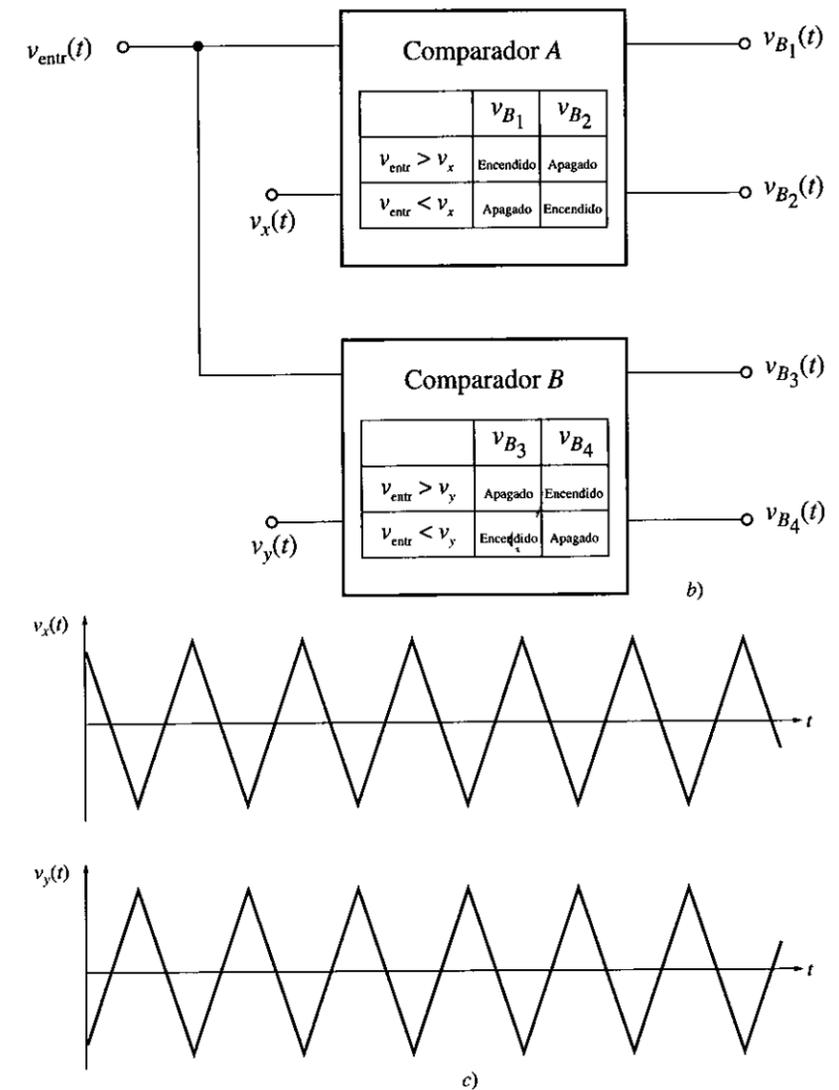


FIGURA 3-55 (continuación) b) Los comparadores utilizados para controlar los estados de encendido y apagado de los transistores. c) Los voltajes de referencia utilizados en los comparadores.

Los inversores PWM cambian de estado muchas veces durante un ciclo de voltaje de salida resultante. Al momento de escribir este libro, en los diseños de inversores PWM se utilizan voltajes de referencia con frecuencias de hasta 12 kHz, por lo que los componentes en un inversor PWM cambian de estado hasta 24 000 veces por segundo. Estos cambios tan rápidos significan que los inversores PWM requieren componentes más rápidos que los CSI o VSI. Los inversores PWM requieren componentes de alta frecuencia y alta potencia como los tiristores GTO, los IGBT y/o los

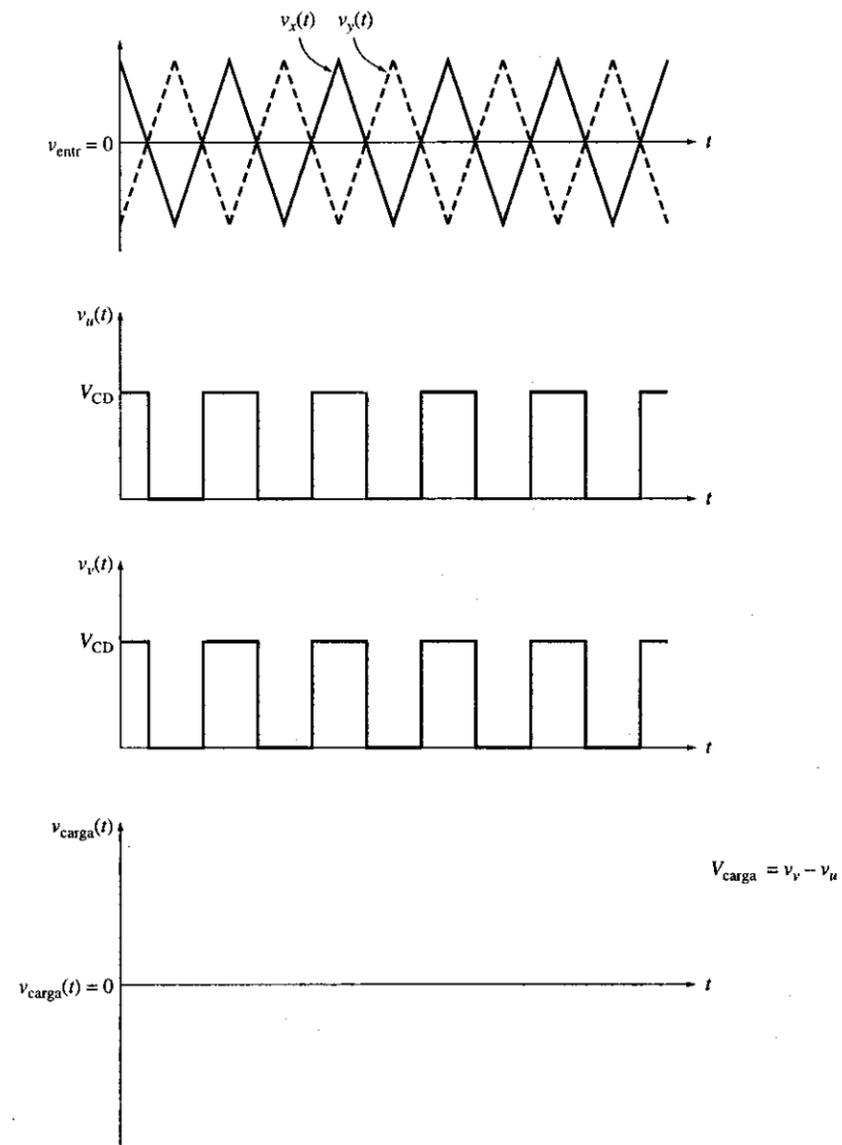


FIGURA 3-56
 La salida del circuito PWM con un voltaje de entrada de 0 V. Nótese que $v_u(t) = v_v(t)$, por lo que $v_{carga}(t) = 0$.

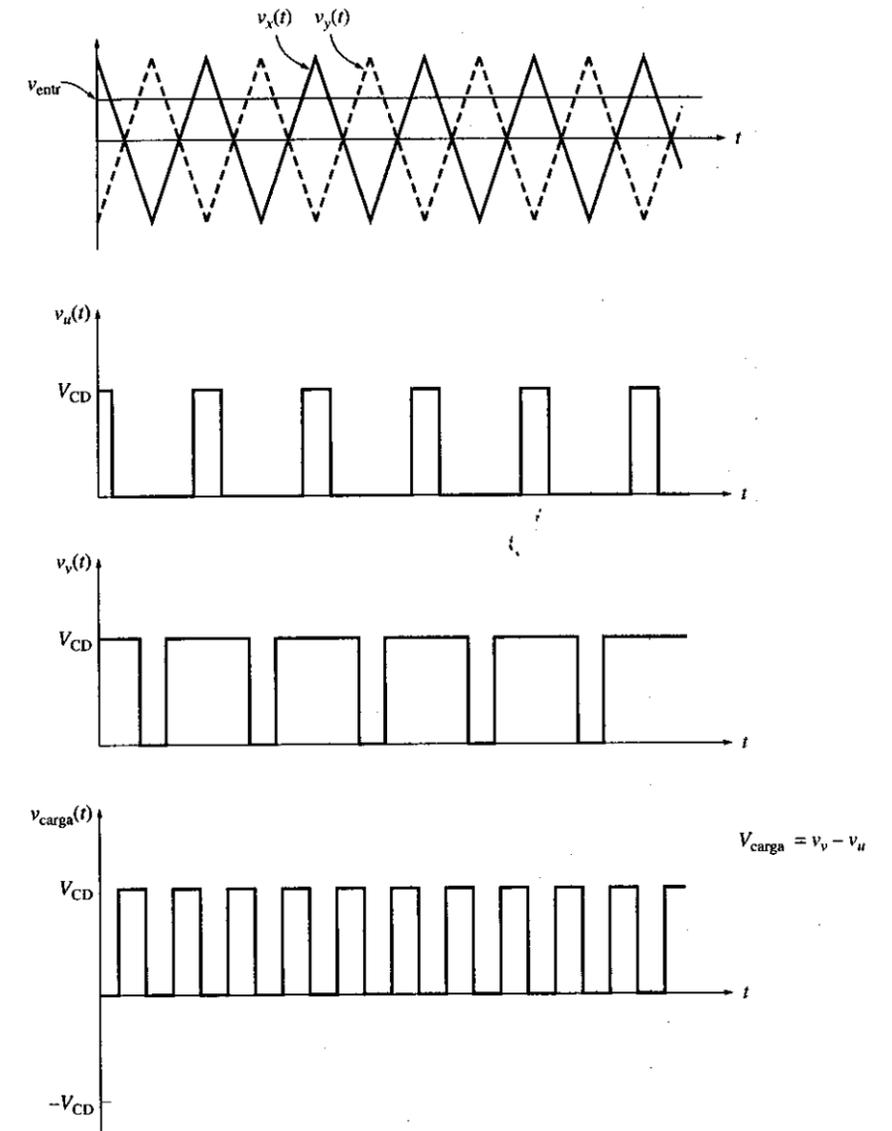


FIGURA 3-57
 La salida del circuito PWM con un voltaje de entrada igual a la mitad del voltaje pico del comparador.

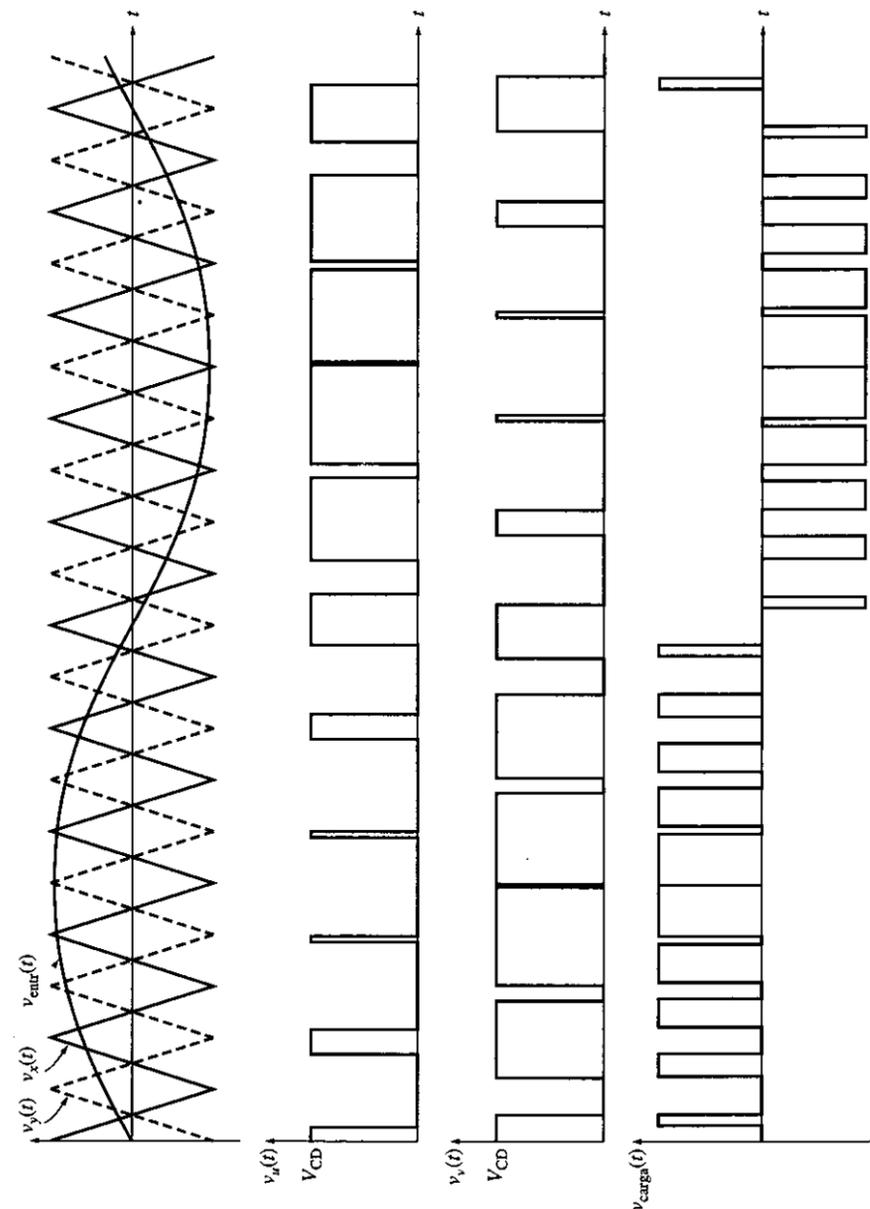


FIGURA 3-58 La salida del circuito PWM con un voltaje de control sinusoidal aplicado a su entrada.

transistores de potencia para tales operaciones. (Al momento de escribir este libro los IGBT tienen la ventaja de conmutar a alta velocidad y alta potencia, por lo que son los componentes preferidos para construir inversores PWM.) El voltaje de control que alimenta a los circuitos comparadores normalmente se implanta de manera digital por medio de una microcomputadora montada en un tablero de circuito dentro del controlador PWM del motor. La microcomputadora puede regular el voltaje de control (y por lo tanto el ancho del pulso de salida) de una manera más complicada que la que se describe aquí. Es posible que la microcomputadora varíe el voltaje de control para lograr diferentes niveles de frecuencia y de voltaje de cualquier manera que se desee. Por ejemplo, la microcomputadora podría instrumentar varias rampas de aceleración y desaceleración, límites de corriente y curvas de voltaje contra frecuencia simplemente cambiando las opciones del programa computacional.

En la sección 7.10 se describe un circuito controlador de motor de inducción real basado en un PWM.

3.7 CICLOCONVERTIDORES

Los cicloconvertidores son dispositivos para convertir directamente la potencia de ca a una frecuencia a potencia de ca a otra frecuencia diferente. Comparados con los esquemas rectificadores-inversores, los cicloconvertidores tienen muchos más SCR y un circuito de puerta mucho más complejo. A pesar de estas desventajas, los cicloconvertidores son menos caros que los rectificadores-inversores con capacidad para altas potencias.

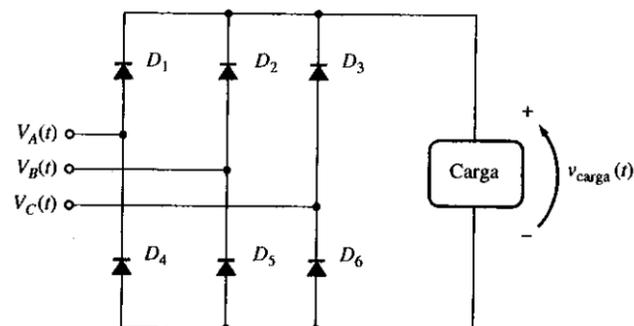
Ahora hay cicloconvertidores disponibles para frecuencia variable y para frecuencia constante. Un cicloconvertidor para frecuencia constante se utiliza para suministrar potencia a una frecuencia de una fuente a otra frecuencia (por ejemplo, para abastecer cargas de 50 Hz con una fuente de 60 Hz). Los cicloconvertidores para frecuencia variable se utilizan para suministrar frecuencia y voltaje de salida variables de una fuente de voltaje y frecuencia constantes. A menudo se utilizan como controladores de motores de inducción de ca.

A pesar de que los detalles de un cicloconvertidor pueden ser muy complejos, la idea básica detrás de este dispositivo es simple. La entrada de un cicloconvertidor es una fuente trifásica que consta de tres voltajes iguales en magnitud y desfasados entre ellos por 120°. El voltaje de salida deseado es una onda específica, normalmente una senoide con una frecuencia diferente. El cicloconvertidor genera la onda de salida deseada al seleccionar la combinación de las tres fases de entrada que más se aproxima al voltaje de salida deseado en cada instante.

Hay dos grandes categorías de cicloconvertidores, los de corriente no circulante y los de corriente circulante. Éstos se distinguen con base en si la corriente circula o no circula dentro del cicloconvertidor; lo cual les provee diferentes características. Después de la introducción a los conceptos básicos de los cicloconvertidores, se describen los dos tipos mencionados de éstos.

Conceptos básicos

Una buena forma de comenzar con el estudio de los cicloconvertidores es analizar con detalle el circuito rectificador de puente de onda completa trifásico que se describió en la sección 3.2. En la figura 3-59 se muestra este circuito conectado a una carga resistiva. En dicha figura los diodos están divididos en dos mitades, una positiva y otra negativa. En la mitad positiva, conducirá el diodo con el voltaje más alto aplicado en determinado momento y polarizará los otros dos diodos en



$$V_A(t) = V_M \text{ sen } \omega t \text{ V}$$

$$V_B(t) = V_M \text{ sen } (\omega t - 120^\circ) \text{ V}$$

$$V_C(t) = V_M \text{ sen } (\omega t - 240^\circ) \text{ V}$$

FIGURA 3-59

Circuito de puente de diodo de onda completa trifásico conectado a una carga resistiva.

la sección. En la mitad negativa, conducirá el diodo con el menor voltaje aplicado y polarizará inversamente los otros dos diodos en la sección. En la figura 3-60 se puede ver el voltaje de salida resultante.

Ahora suponga que los seis diodos en el circuito puente se reemplazan con seis SCR, como se aprecia en la figura 3-61. Suponiendo que inicialmente SCR₁ está conduciendo, tal como se muestra en la figura 3-61b, este SCR continuará conduciendo hasta que la corriente que pasa a través de él caiga por debajo de I_s . Si no se dispara ningún otro SCR en la mitad positiva, entonces el SCR₁ se apagará cuando el voltaje v_A llegue a cero e invierta su polaridad en el punto 2. Sin embargo, si SCR₂ se dispara en cualquier momento después del punto 1, entonces el SCR₁ se polarizará inversamente y se apagará. El proceso mediante el cual el SCR₂ obliga al SCR₁ a apagarse se llama *conmutación forzada*; se puede ver que la conmutación forzada sólo es posible en los ángulos de fase entre los puntos 1 y 2. Los SCR en la mitad negativa se comportan de manera similar, tal como se observa en la figura 3-61c. Nótese que si cada uno de los SCR dispara tan pronto como es posible la conmutación, entonces la salida en este circuito puente será igual a la salida del puente de diodos rectificador de onda completa que se muestra en la figura 3-59.

Ahora suponga que se desea producir un voltaje de salida lineal decreciente con este circuito, tal como se aprecia en la figura 3-62. Para producir esta salida, se debe apagar el SCR que conduce en la mitad positiva del circuito puente siempre que su voltaje caiga y se aleje demasiado del valor deseado. Esto se lleva a cabo disparando otro SCR a un voltaje superior al valor deseado. De manera similar, se debe apagar el SCR que conduce en la mitad negativa del circuito de puente cuando su voltaje se eleve y se aleje demasiado del valor deseado. Por medio del disparo en el momento adecuado de los SCR en las mitades positiva y negativa se puede producir un voltaje de salida que disminuya de tal manera que corresponda aproximadamente a la onda deseada. Del examen de la figura 3-62 resulta obvio que hay muchos componentes de armónicas que están presentes en el voltaje de salida resultante.

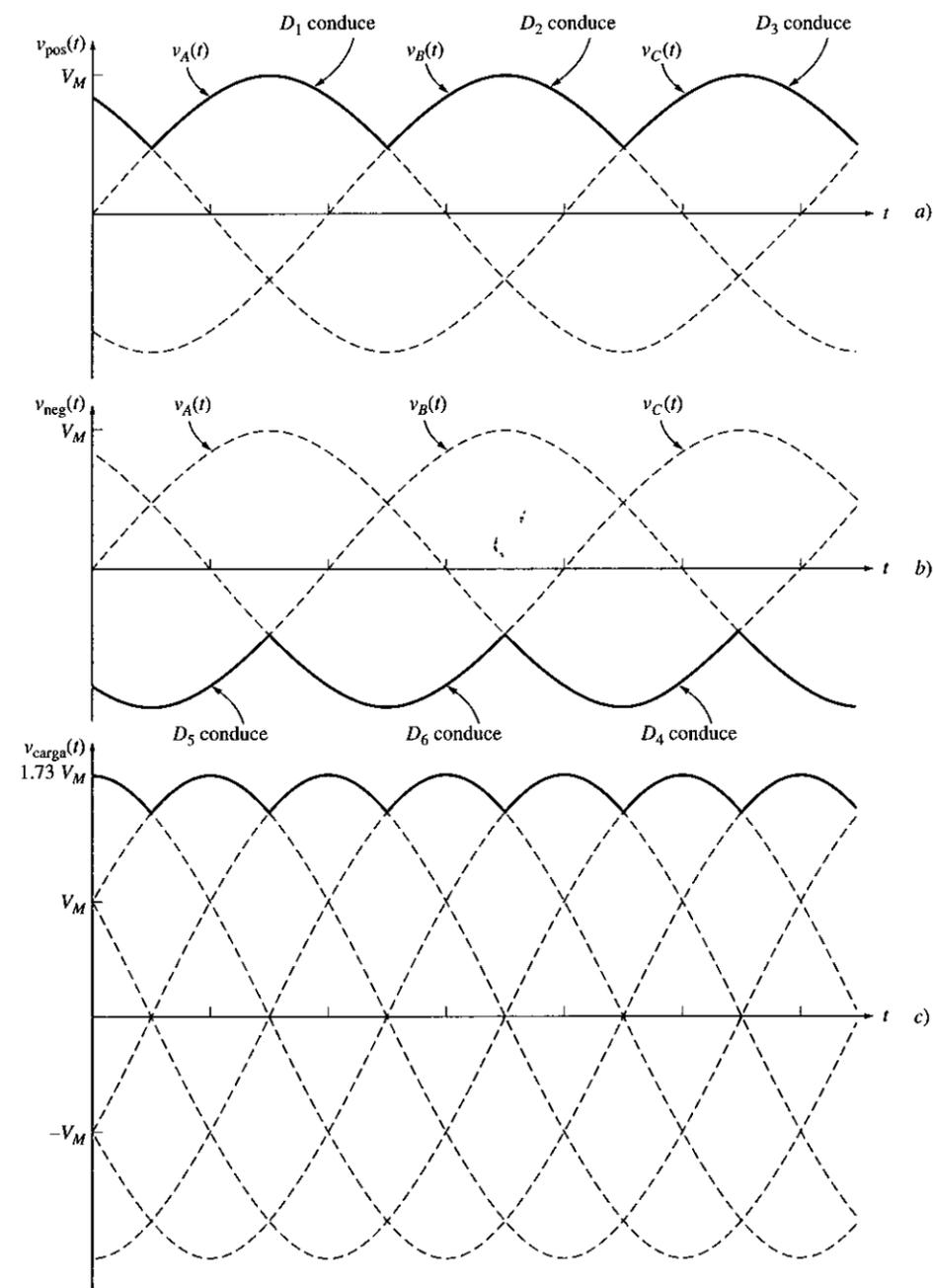


FIGURA 3-60

a) Voltaje de salida de los diodos de la sección positiva. b) Voltaje de salida de los diodos de la sección negativa. c) Voltaje total aplicado a la carga.

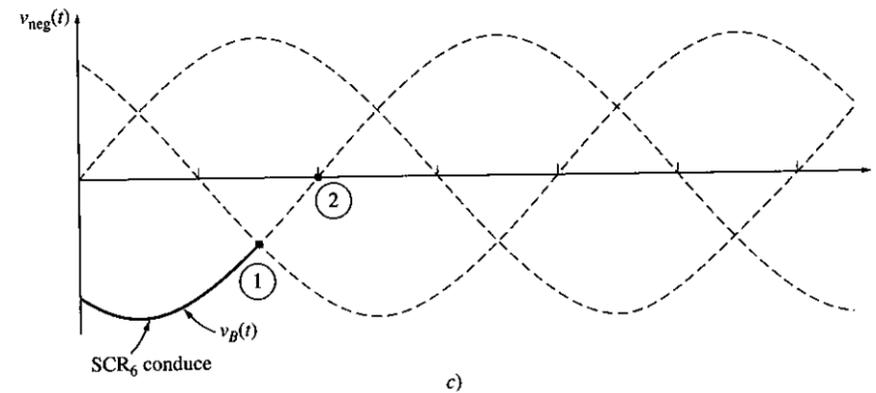
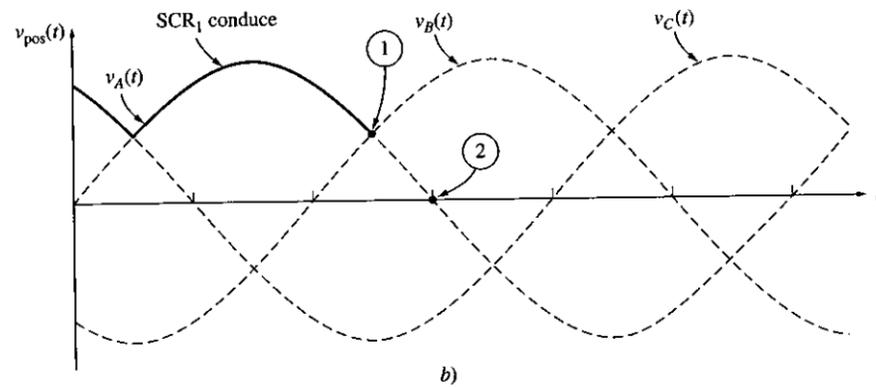
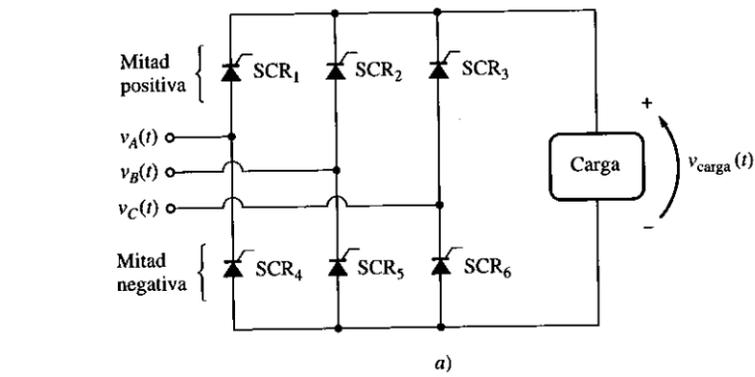


FIGURA 3-61
 a) Circuito de puente SCR de onda completa trifásico conectado a una carga resistiva. b) La operación de la mitad positiva de los SCR. Se supone que de manera inicial el SCR₁ conduce. Si se dispara el SCR₂ en cualquier momento después del punto 1, entonces el SCR₁ se polarizará inversamente y se apagará. c) La operación de la mitad negativa de los SCR. Se supone que de manera inicial el SCR₆ conduce. Si se enciende el SCR₄ en cualquier momento después del punto 1, entonces el SCR₆ se polarizará inversamente y se apagará.

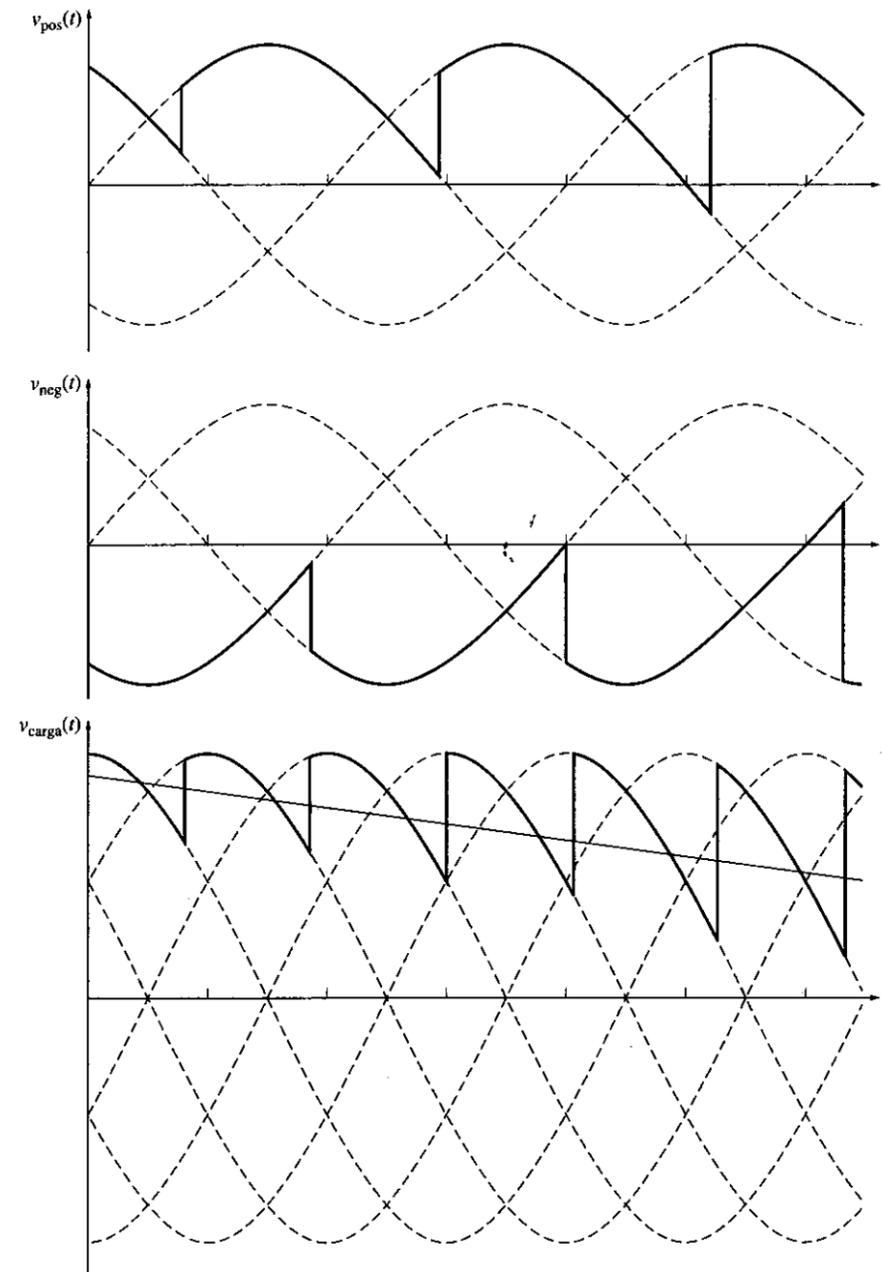


FIGURA 3-62
 Aproximación de un voltaje que decrece linealmente con un circuito de puente SCR de onda completa trifásico.

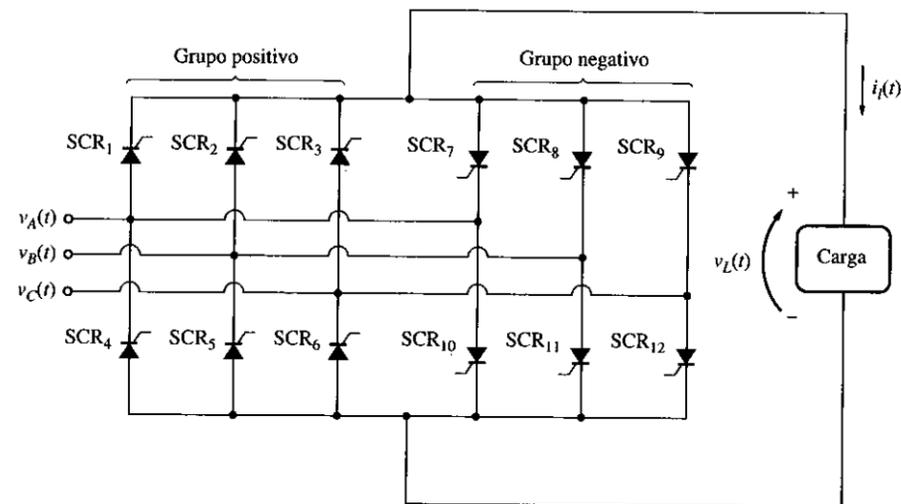


FIGURA 3-63
Una fase de un circuito cicloconvertidor de corriente no circulante.

Si se conectan en paralelo dos de estos circuitos puente SCR con polaridades opuestas, el resultado es un cicloconvertidor de corriente no circulante.

Cicloconvertidor de corriente no circulante

En la figura 3-63 se muestra una fase de un cicloconvertidor de corriente no circulante típico. Un cicloconvertidor trifásico completo consta de tres unidades idénticas de este tipo. Cada unidad consta de dos circuitos puente SCR de onda completa trifásicos, uno que conduce corriente en la dirección positiva (el *grupo positivo*) y otro que conduce corriente en la dirección negativa (el *grupo negativo*). Los SCR en este circuito se disparan para aproximarse a un voltaje de salida sinusoidal; los SCR del grupo positivo se disparan cuando la corriente fluye en dirección positiva y los SCR del grupo negativo se disparan cuando la corriente fluye en la dirección negativa. En la figura 3-64 se muestra el voltaje de salida resultante.

Como puede verse en la figura 3-64, los cicloconvertidores de corriente no circulante producen un voltaje de salida con un componente de armónicas bastante grande. Estas armónicas tan grandes limitan la frecuencia de salida del cicloconvertidor a un valor menor de alrededor de un tercio de la frecuencia de entrada.

Además, nótese que el flujo de corriente debe cambiar del grupo positivo al grupo negativo o viceversa cuando la corriente de carga cambia de dirección. Los circuitos de control de pulso del cicloconvertidor deben detectar esta transición en la corriente con un detector de polaridad de la corriente y hacer el cambio en el grupo de SCR que disparan. Generalmente hay un pequeño periodo durante la transición en el que ninguno de los dos grupos conduce. Esta pausa en la corriente causa desviaciones adicionales en la onda de salida.

El alto contenido de armónicas, la baja frecuencia y las desviaciones en la corriente asociados con los cicloconvertidores de corriente no circulante limitan su uso. En cualquier cicloconvertidor

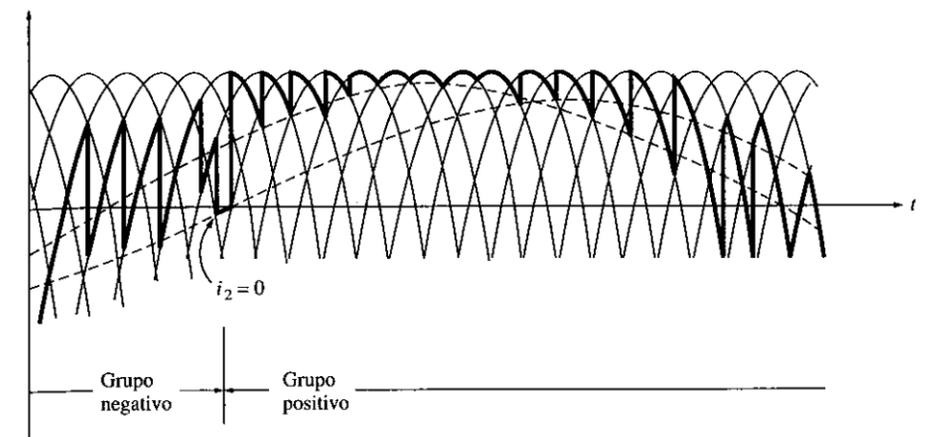


FIGURA 3-64
El voltaje y corriente de salida de un cicloconvertidor de corriente no circulante conectado a una carga inductiva. Nótese el cambio de la operación del grupo negativo a la operación del grupo positivo en el momento en que la corriente cambia de dirección.

de corriente no circulante práctico se utiliza un filtro (normalmente un inductor en serie o un transformador) ubicado entre la salida del cicloconvertidor y la carga para eliminar algunas armónicas de salida.

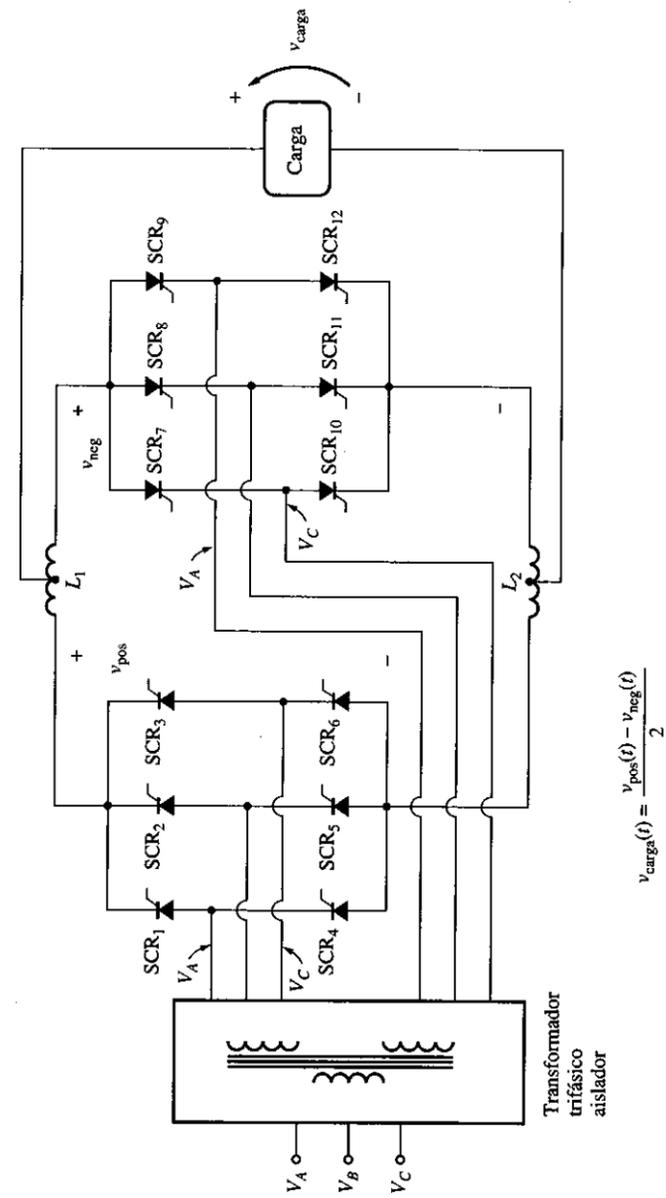
Cicloconvertidor de corriente circulante

En la figura 3-65 se muestra una fase de un cicloconvertidor de corriente circulante típico. Difiere del cicloconvertidor de corriente no circulante en que los grupos positivo y negativo están conectados a través de dos grandes inductores y la carga se alimenta de dos tomas centrales en los dos inductores. A diferencia del cicloconvertidor de corriente no circulante, *tanto el grupo positivo como el negativo conducen al mismo tiempo* y la corriente circulante fluye alrededor del lazo formado por los dos grupos y los inductores en serie. Los inductores en serie deben ser bastante grandes en un circuito de este tipo para limitar la corriente circulante a un valor seguro.

El voltaje de salida de un cicloconvertidor de corriente circulante tiene un contenido de armónicas más pequeño que el voltaje de salida de un cicloconvertidor de corriente no circulante y su frecuencia máxima es mucho más alta. Cuenta con un factor de potencia bajo debido a los grandes inductores en serie, por lo que a menudo se utiliza un capacitor para compensar el factor de potencia.

En la figura 3-66 se observa la razón por la que los cicloconvertidores de corriente circulante tienen un contenido de armónicas más pequeño. En la figura 3-66a se aprecia el voltaje de salida del grupo positivo y la figura 3-66b muestra el voltaje de salida del grupo negativo. El voltaje de salida $v_{\text{carga}}(t)$ a través de las tomas centrales del inductor es

$$v_{\text{carga}}(t) = \frac{v_{\text{pos}}(t) - v_{\text{neg}}(t)}{2} \quad (3-9)$$



$$v_{carga}(t) = \frac{v_{pos}(t) - v_{neg}(t)}{2}$$

FIGURA 3-65 Una fase de un cicloconvertidor de corriente circulante del tipo de seis pulsos.

Muchos de los componentes de armónicas de alta frecuencia que aparecen cuando se examinan por separado el grupo positivo y el negativo son comunes a los dos grupos. Por tanto, se cancelan durante la sustracción y no aparecen en los terminales del cicloconvertidor.

Algunos cicloconvertidores de corriente recirculante son más complejos que el que se muestra en la figura 3-65. Con diseños más complicados es posible construir cicloconvertidores cuya frecuencia de salida máxima puede ser aún mayor que su frecuencia de entrada. Estos dispositivos más complejos rebasan los propósitos de este libro.

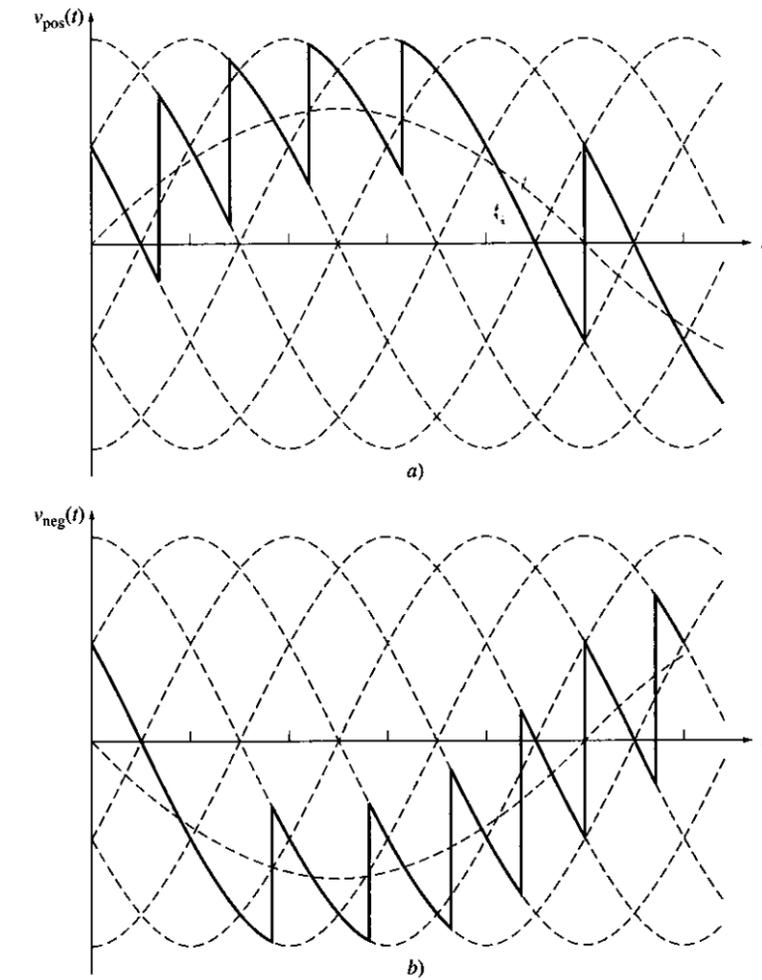


FIGURA 3-66 Voltajes en el cicloconvertidor de corriente circulante de seis pulsos. a) El voltaje que sale del grupo positivo. b) El voltaje que sale del grupo negativo.

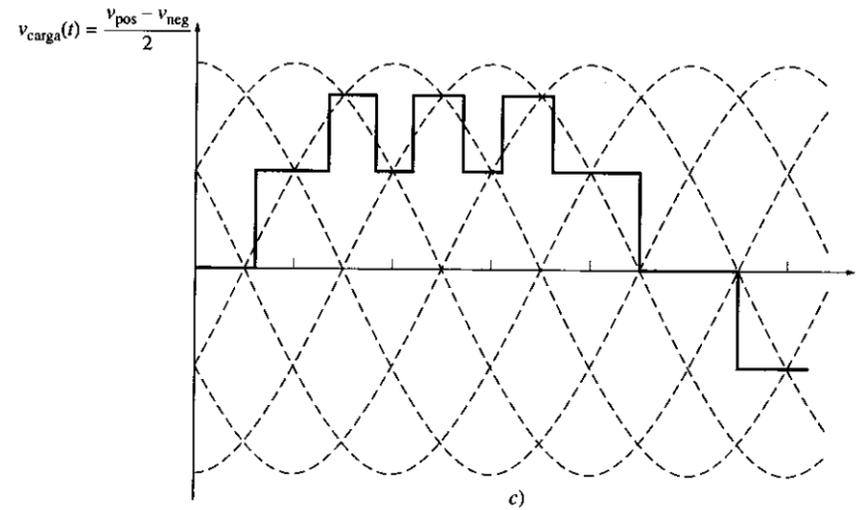


FIGURA 3-66 (continuación)
c) El voltaje de carga resultante.

3.8 PROBLEMAS DE ARMÓNICAS

Los componentes y circuitos electrónicos de potencia son tan flexibles y útiles que en la actualidad controlan 50 o 60% de la carga total de la mayoría de los sistemas de potencia en los países desarrollados. Como resultado, el comportamiento de estos circuitos electrónicos de potencia influye en la operación general de los sistemas de potencia en los que están conectados.

El principal problema asociado con la electrónica de potencia son los componentes de armónicas en el voltaje y corriente inducidos en el sistema por la conmutación transitoria en los controladores electrónicos de potencia. Estas armónicas incrementan los flujos de corriente total en las líneas (en especial en el neutro de los sistemas de potencia trifásicos). Las corrientes extra incrementan las pérdidas y el calentamiento de los componentes de los sistemas de potencia, lo cual exige disponer de componentes más grandes para suministrar la misma carga total. Además, las altas corrientes en el neutro pueden disparar los relés de protección y desconectar partes del sistema de potencia.

Como ejemplo de este problema, considérese un motor trifásico equilibrado con una conexión en ye que toma 10 A a plena carga. Cuando se conecta el motor al sistema de potencia, las corrientes que fluyen en cada fase serán iguales en magnitud y estarán 120° fuera de fase entre sí, y la corriente de retorno en el neutro será 0 (véase la figura 3-67). Ahora considérese el mismo motor alimentado por la misma potencia total a través de un rectificador-inversor que produce pulsos de corriente. En la figura 3-68 se muestran las corrientes en la línea de potencia. Nótese que la corriente rms de cada línea también es de 10 A, ¡pero el neutro también tiene una corriente rms de 15 A! La corriente en el neutro consiste totalmente de componentes armónicas.

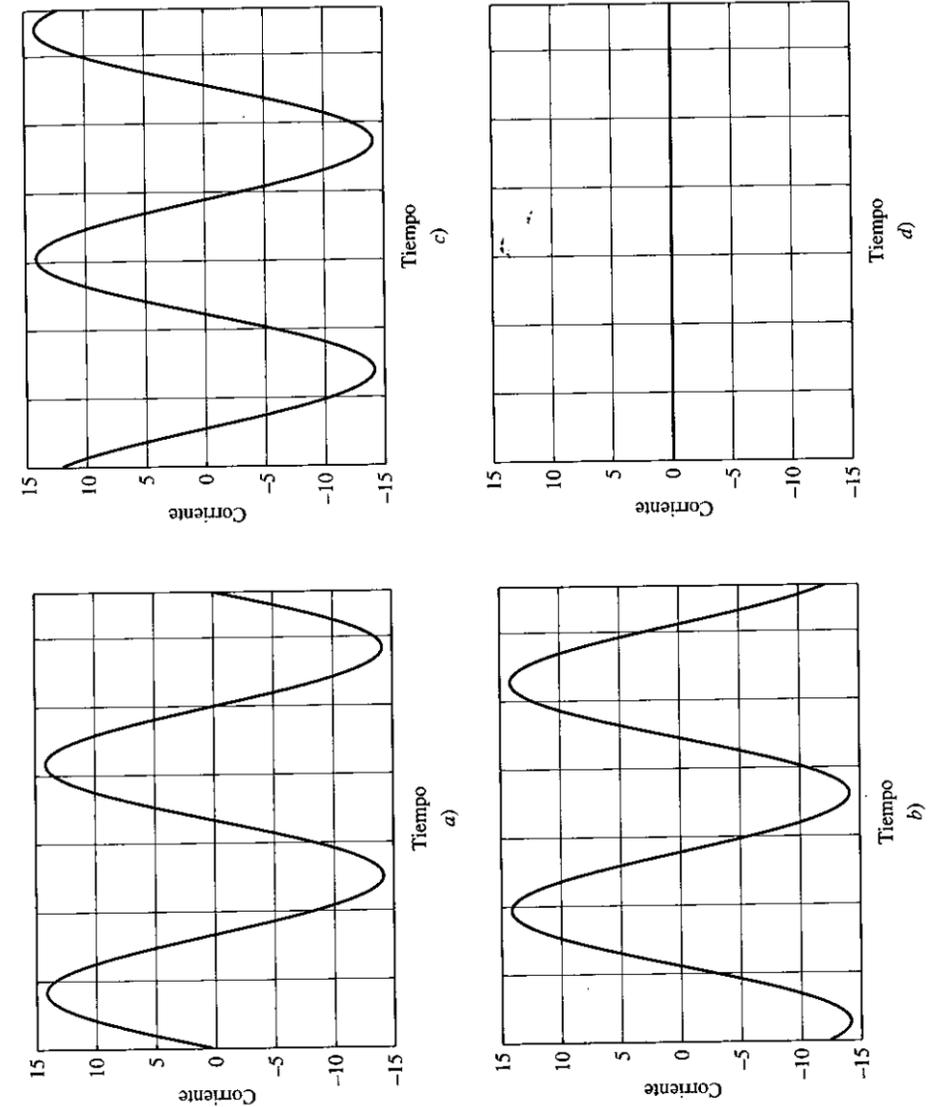


FIGURA 3-67
Flujo de corriente de un motor trifásico balanceado con conexión en ye: a) fase a; b) fase b; c) fase c; d) neutro. El flujo de corriente rms en las fases a, b y c es de 10 A y el flujo de corriente en el neutro es de 0.

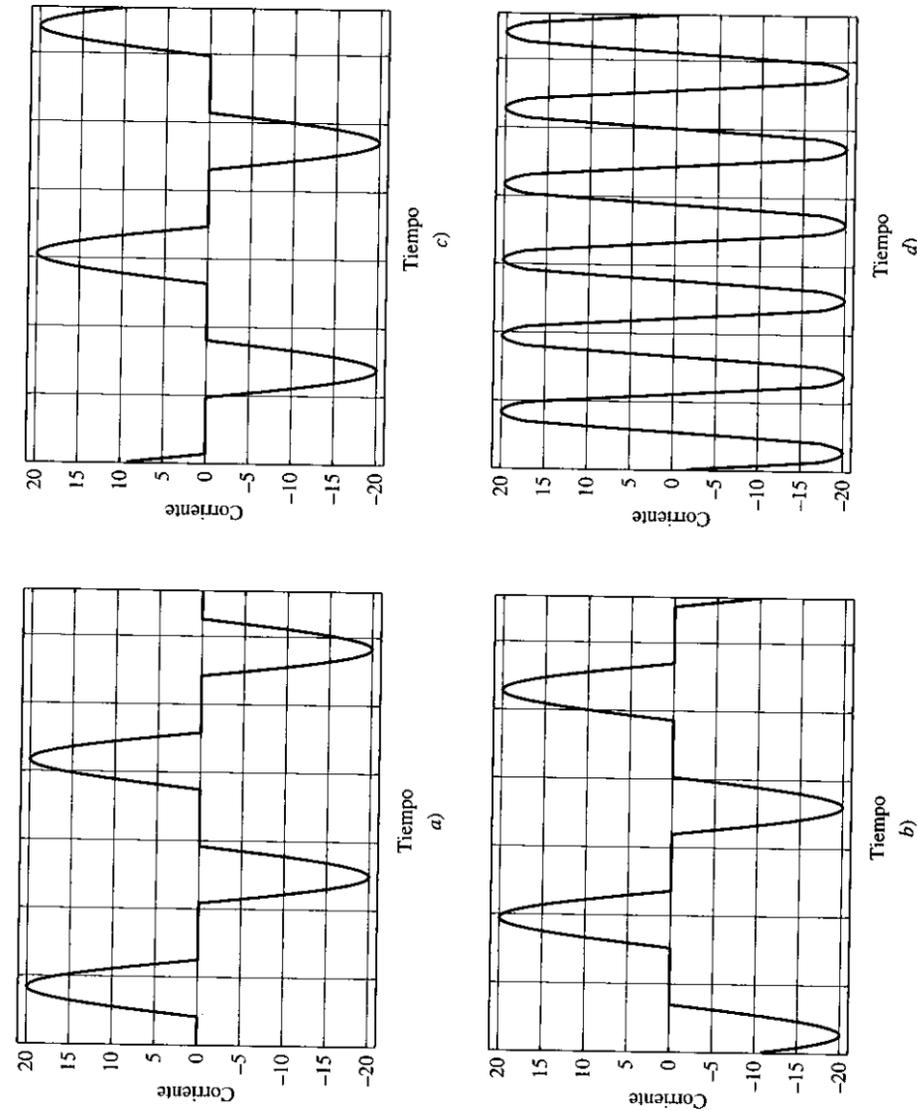


FIGURA 3-68

Flujo de corriente de un motor trifásico balanceado con conexión en Yc conectado a la línea de potencia a través de un controlador electrónico de potencia que produce pulsos de corriente: a) fase a ; b) fase b ; c) fase c ; d) neutro. El flujo de corriente rms en las fases a , b y c es de 10 A y el flujo de corriente en el neutro es de 1.5 A.

En la figura 3-69 se muestran los espectros de las corrientes en las tres fases y en el neutro. En el motor conectado directamente a la línea, sólo la frecuencia fundamental está presente en las fases y no está presente en el neutro. En el motor conectado a través del controlador de potencia, la corriente en las fases incluye tanto la frecuencia fundamental como todas las armónicas de orden impar. La corriente en el neutro consiste principalmente de la tercera, novena y decimoquinta armónicas.

Debido a que los circuitos electrónicos de potencia son una parte tan grande de la carga total en un sistema de potencia moderno, su alto contenido armónico causa serios problemas para el sistema de potencia en total. Se han creado nuevas normas* para limitar la cantidad de armónicas producidas por los circuitos electrónicos de potencia y se han diseñado nuevos controladores para minimizar las armónicas que producen.

3.9 RESUMEN

Los circuitos y componentes electrónicos de potencia han generado una gran revolución en el área de control de motores desde hace unos 35 años. La electrónica de potencia proporciona una forma conveniente para convertir la potencia de ca a potencia de cd, para cambiar el nivel promedio de voltaje de un sistema de potencia de cd, para convertir potencia de cd a potencia de ca y para cambiar la frecuencia de un sistema de potencia de ac.

La conversión de potencia de ca a cd se logra por medio de un circuito rectificador y el nivel de voltaje de salida de cd resultante se puede controlar por medio del cambio de los tiempos de encendido de los dispositivos (SCR, TRIAC, tiristores GTO, etc.) en el circuito rectificador.

El ajuste del nivel de voltaje de cd promedio se logra a través de los circuitos recortadores, que controlan la fracción de tiempo en que un voltaje de cd fijo se aplica a una carga.

La conversión de frecuencia estática se logra por medio de un rectificador-inversor o de un cicloconvertidor. Hay dos tipos básicos de inversores: de conmutación externa y de autoconmutación. Los inversores de conmutación externa se basan en la carga conectada para obtener los voltajes de conmutación; los inversores de autoconmutación utilizan capacitores para producir los voltajes de conmutación requerida o utilizan dispositivos autoconmutantes, como los tiristores GTO. Entre los inversores de autoconmutación se encuentran los inversores de fuente de corriente, los inversores de fuente de voltaje y los inversores de modulación de ancho de pulso.

Los cicloconvertidores se utilizan para convertir directamente potencia de ca a cierta frecuencia a potencia de ca a una frecuencia diferente. Hay dos tipos básicos de cicloconvertidores: los de corriente no circulante y los de corriente circulante. Los primeros tienen grandes componentes de armónicas y se restringen a frecuencias relativamente bajas. Además, pueden sufrir desviaciones momentáneas durante los cambios de dirección de la corriente. Los segundos tienen menos componentes de armónicas y son capaces de operar a frecuencias más altas. Requieren inductores en serie grandes para limitar la corriente circulante a un valor seguro y por esto son más voluminosos que los cicloconvertidores de corriente no circulante de la misma capacidad.

*Véanse IEC 1000-3-2, EMC: Parte 3, Sección 2, "Limits for harmonics current emission (equipment input current ≤ 16 A per phase)" y ANSI/IEEE Standard 519-1992, "IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in power systems."

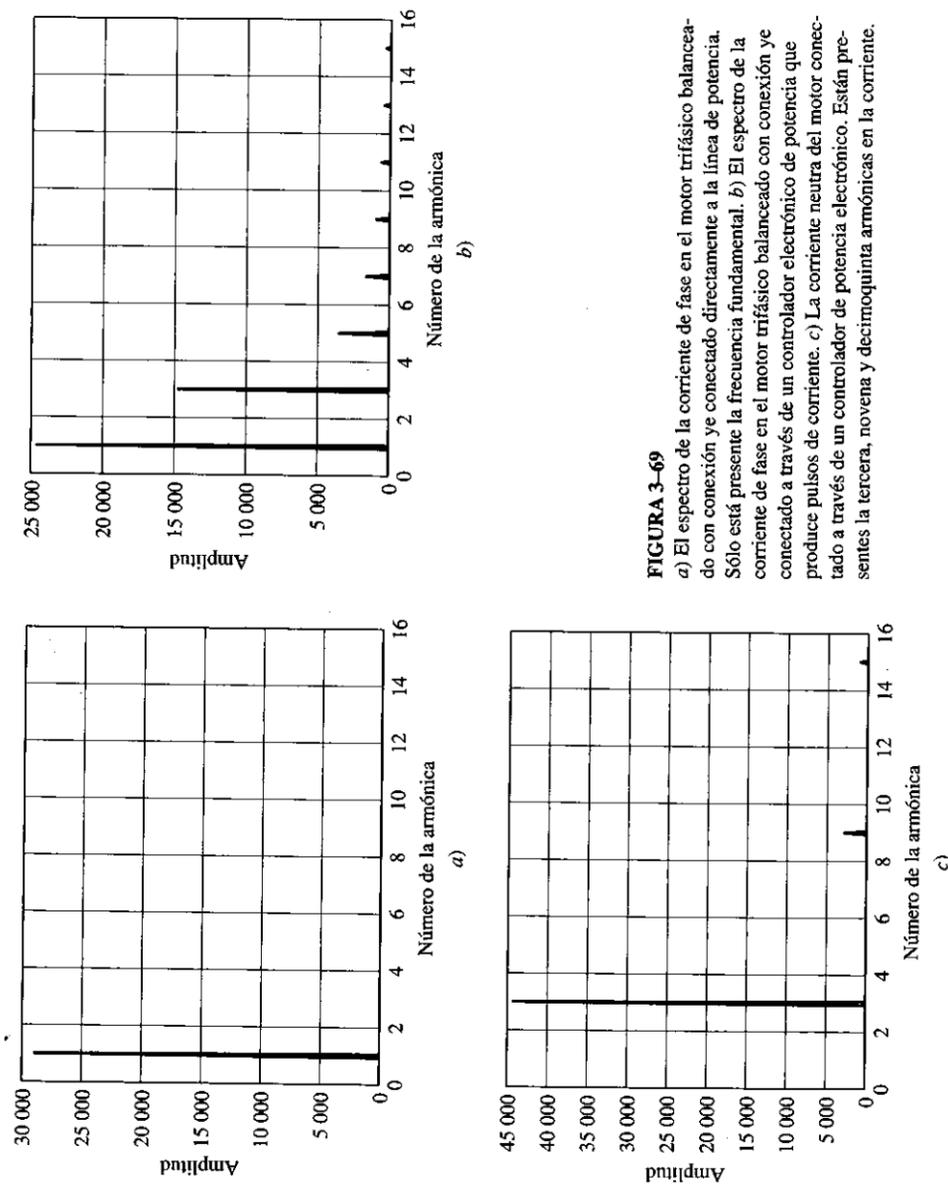


FIGURA 3-69
 a) El espectro de la corriente de fase en el motor trifásico balanceado con conexión en estrella directamente a la línea de potencia. Sólo está presente la frecuencia fundamental. b) El espectro de la corriente de fase en el motor trifásico balanceado con conexión en estrella a través de un controlador electrónico de potencia que produce pulsos de corriente. c) La corriente neutra del motor conectado a través de un controlador de potencia electrónico. Están presentes la tercera, novena y decimoquinta armónicas en la corriente.

PREGUNTAS

- 3-1. Explique la operación y dibuje la característica de salida de un diodo.
- 3-2. Explique la operación y dibuje la característica de salida de un diodo PNP.
- 3-3. ¿Cuál es la diferencia entre un SCR y un diodo PNP? ¿Cuándo conduce un SCR?
- 3-4. ¿Qué es un tiristor GTO? ¿En qué se diferencia de un tiristor de tres hilos (SCR) ordinario?
- 3-5. ¿Qué es un IGBT? ¿Cuál es su ventaja en comparación con otros dispositivos electrónicos de potencia?
- 3-6. ¿Qué es un DIAC? ¿Y un TRIAC?
- 3-7. ¿Qué produce una mejor salida de cd, un rectificador de onda completa monofásico o un rectificador de media onda trifásico? ¿Por qué?
- 3-8. ¿Por qué se necesitan los circuitos de generación de pulso en los controladores de motor?
- 3-9. ¿Cuál es la ventaja de los circuitos de generación de pulso digitales en comparación con los circuitos de generación de pulso analógicos?
- 3-10. ¿Cuál es el efecto de cambiar el resistor R en la figura 3-32? Explique por qué se presenta este efecto.
- 3-11. ¿Qué es la conmutación forzada? ¿Por qué es necesaria en los circuitos de control de potencia de cd a de cd?
- 3-12. ¿Qué dispositivo(s) se puede(n) utilizar para construir un circuito de control de potencia de cd a cd sin la conmutación forzada?
- 3-13. ¿Cuál es el propósito de un diodo volante en un circuito de control con una carga inductiva?
- 3-14. ¿Cuál es el efecto de una carga inductiva en la operación de un controlador de ángulo de fase?
- 3-15. ¿Se puede alargar arbitrariamente el tiempo de encendido de un recortador de conmutación con capacitor en serie? ¿Por qué?
- 3-16. ¿Se puede alargar arbitrariamente el tiempo de encendido de un recortador de conmutación con capacitor en paralelo? ¿Por qué?
- 3-17. ¿Qué es un rectificador-inversor? ¿Para qué se utiliza?
- 3-18. ¿Qué es un inversor de fuente de corriente?
- 3-19. ¿Qué es un inversor de fuente de voltaje? Contraste las características de un VSI con las de un CSI.
- 3-20. ¿Qué es la modulación de amplitud de pulso? ¿Cuál es el desempeño de los inversores PWM en comparación con los inversores CSI y VSI?
- 3-21. ¿Dónde es más probable encontrar un transistor de potencia, en un inversor PWM o en un inversor CSI? ¿Por qué?

PROBLEMAS

- 3-1. Calcule, analíticamente y utilizando el MATLAB, el factor de rizado de un circuito rectificador de media onda trifásico.
- 3-2. Calcule, analíticamente y utilizando el MATLAB, el factor de rizado de un circuito rectificador de onda completa trifásico.
- 3-3. Explique la operación del circuito que se muestra en la figura P3-1. ¿Qué pasaría en este circuito si se cerrara S_1 ?
- 3-4. ¿Cuál es el voltaje rms en la carga en el circuito de la figura P3-1 si el ángulo de disparo del SCR es a) 0° , b) 30° , c) 90° ?
- *3-5. En el circuito de la figura P3-1 suponga que el V_{TC} para el DIAC es de 30 V, C_1 es de $1 \mu F$, R es ajustable dentro de un intervalo de 1 a $20 k\Omega$ y el interruptor S_1 está abierto. ¿Cuál es el ángulo de disparo del

*El asterisco indica un grado de dificultad mayor.

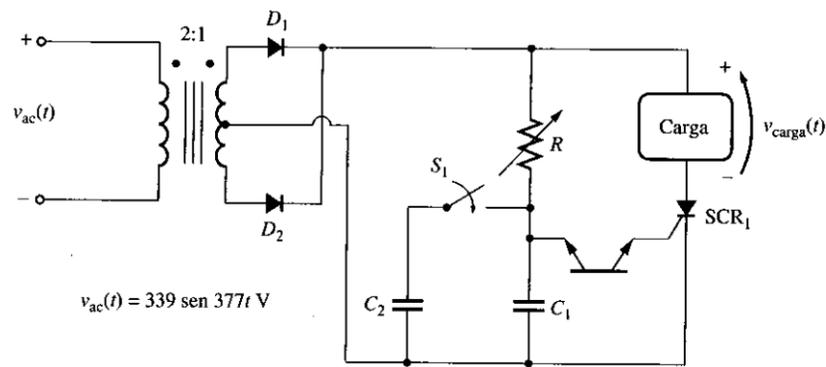


FIGURA P3-1
El circuito de los problemas 3-3 a 3-6.

circuito cuando R vale $10\text{ k}\Omega$? ¿Cuál es el voltaje rms en la carga en estas circunstancias? (*Advertencia:* es difícil resolver este problema analíticamente porque el voltaje que carga el capacitor varía en función del tiempo.)

- 3-6.** Uno de los problemas del circuito que se muestra en la figura P3-1 es que es demasiado sensible a las variaciones en el voltaje de entrada $v_{ac}(t)$. Por ejemplo, suponga que disminuye el valor pico del voltaje de entrada. Entonces incrementará el tiempo que requiere el capacitor C_1 para cargarse hasta llegar al voltaje de transición conductiva del DIAC y el SCR se disparará más tarde en cada semiciclo. Por lo tanto, se reducirá el voltaje rms suministrado a la carga *tanto* por el menor voltaje pico *como* por atraso en el disparo. Lo mismo sucede en la dirección opuesta si se incrementa $v_{ac}(t)$. ¿Cómo se puede modificar este circuito para reducir su sensibilidad a las variaciones en el voltaje de entrada?
- 3-7.** Explique la operación del circuito que se muestra en la figura P3-2 y dibuje el voltaje de salida del circuito.
- 3-8.** La figura P3-3 muestra un oscilador de relajación con los siguientes parámetros:

$$\begin{aligned} R_1 &= \text{variable} & R_2 &= 1\,500\ \Omega \\ C &= 1\ \mu\text{F} & V_{CD} &= 100\ \text{V} \\ V_{TC} &= 30\ \text{V} & I_S &= 0.5\ \text{mA} \end{aligned}$$

- a) Dibuje los voltajes $v_C(t)$, $v_D(t)$ y $v_o(t)$ de este circuito.
 b) Si se establece el valor de R_1 igual a $500\text{ k}\Omega$, calcule el periodo de este oscilador de relajación.
- 3-9.** En el circuito de la figura P3-4, T_1 es un autotransformador con una toma exactamente en el centro de su devanado. Explique la operación de este circuito. Suponiendo que la carga es inductiva, dibuje el voltaje y corriente aplicados a la carga. ¿Cuál es la función de SCR_2 ? ¿Y la de D_2 ? (Este arreglo del circuito recortador se conoce como *circuito Jones*.)
- 3-10.** Un circuito recortador de conmutación forzada con capacitor en serie suministra una carga puramente resistiva, como se muestra en la figura P3-5.

$$\begin{aligned} V_{CD} &= 120\ \text{V} & R_1 &= 20\ \text{k}\Omega \\ I_S &= 6\ \text{mA} & R_{\text{carga}} &= 250\ \Omega \\ V_{TC} &= 200\ \text{V} & C &= 150\ \mu\text{F} \end{aligned}$$

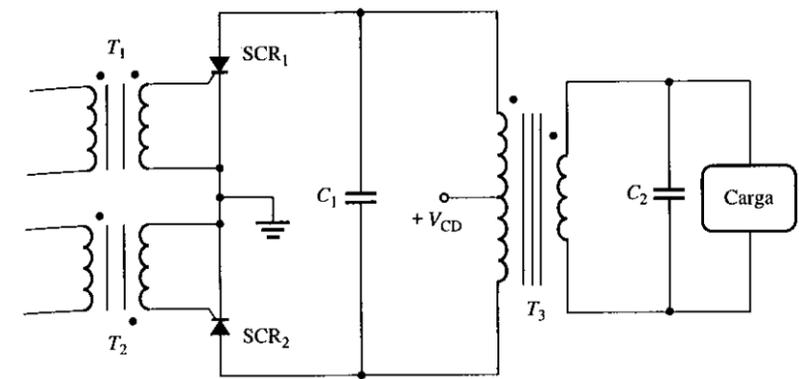


FIGURA P3-2
El circuito inversor del problema 3-7.

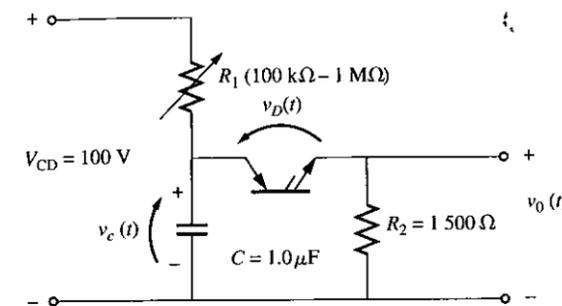


FIGURA P3-3
El circuito del oscilador de relajación del problema 3-8.

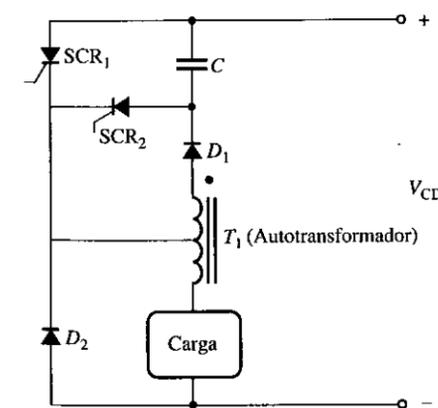


FIGURA P3-4
El circuito recortador del problema 3-9.

- a) Cuando se enciende el SCR₁, ¿cuánto tiempo permanecerá encendido? ¿Por qué se apaga?
- b) Cuando se apaga el SCR₁, ¿cuánto tiempo pasará antes de que el SCR pueda ser encendido de nuevo? (Suponga que tienen que transcurrir 3 constantes de tiempo antes de que se descargue el capacitor.)
- c) ¿Qué problema o problemas revelan estos cálculos sobre este simple circuito recortador de conmutación forzada con capacitor en serie?
- d) ¿Cómo se pueden eliminar el problema o los problemas descritos en el inciso c)?

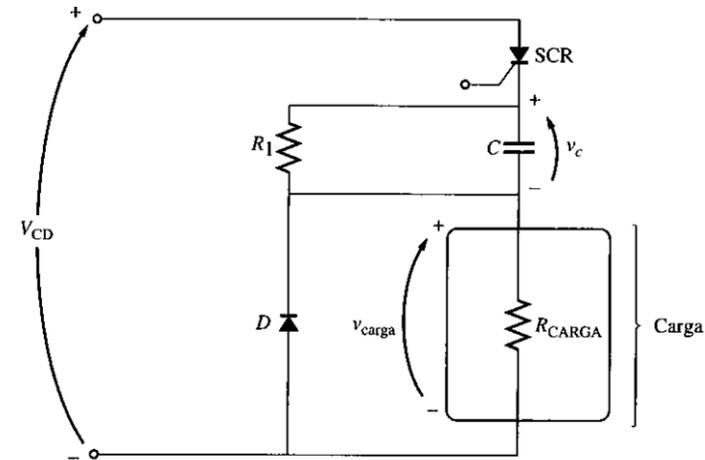


FIGURA P3-5 El circuito simple de conmutación forzada con capacitor en serie del problema 3-10.

3-11. Un circuito recortador de conmutación forzada con capacitor en paralelo suministra una carga puramente resistiva como se muestra en la figura P3-6.

$$\begin{aligned} V_{CD} &= 120 \text{ V} & R_1 &= 20 \text{ k}\Omega \\ I_S &= 5 \text{ mA} & R_{\text{carga}} &= 250 \Omega \\ V_{TC} &= 250 \text{ V} & C &= 15 \mu\text{F} \end{aligned}$$

- a) Cuando se enciende el SCR₁, ¿cuánto tiempo permanecerá encendido? ¿Por qué se apaga?
 - b) ¿Cuál es el menor tiempo en el que se puede apagar el SCR₁ después de que se enciende? (Suponga que tienen que transcurrir 3 constantes de tiempo antes de que se descargue el capacitor.)
 - c) Cuando se apaga el SCR₁, ¿cuánto tiempo pasará antes de que el SCR pueda ser encendido de nuevo?
 - d) ¿Qué problema o problemas revelan estos cálculos sobre este simple circuito recortador de conmutación forzada con capacitor en paralelo?
 - e) ¿Cómo se pueden eliminar el problema o los problemas descritos en el inciso d)?
- 3-12. La figura P3-7 muestra un circuito rectificador-inversor monofásico. Explique cómo funciona este circuito. ¿Cuál es la función de C₁ y C₂? ¿Qué controla la frecuencia de salida del inversor?

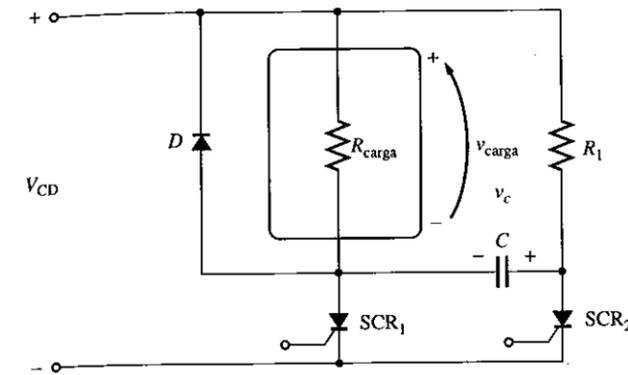


FIGURA P3-6 El circuito simple de conmutación forzada con capacitor en paralelo del problema 3-11.

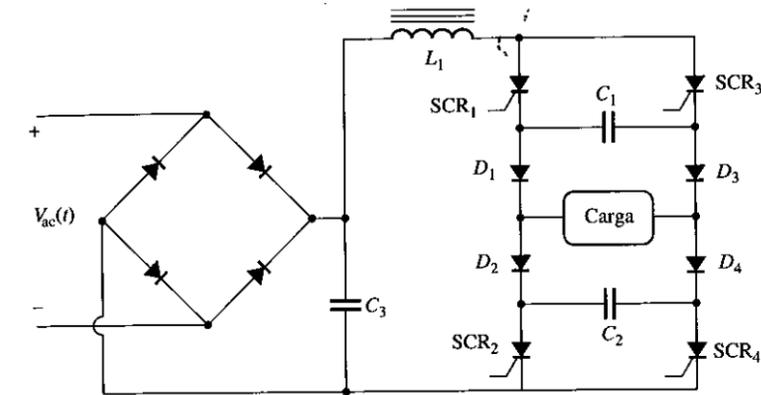


FIGURA P3-7 El circuito rectificador-inversor monofásico del problema 3-12.

*3-13. En la figura P3-8 se muestra un controlador sencillo de ángulo de fase de voltaje ca de onda completa.

Los valores de los componentes de este circuito son

$R = 20$ a $300 \text{ k}\Omega$, actualmente es de $80 \text{ k}\Omega$

$C = 0.15 \mu\text{F}$

$V_{BO} = 40 \text{ V}$ (en el diodo PNP D_1)

$V_{BO} = 250 \text{ V}$ (en el SCR₁)

$v_s(t) = V_M \sin \omega t \text{ V}$, donde $V_M = 169.7$ y $\omega = 377 \text{ rad/s}$

a) ¿A qué ángulo de fase se encienden el diodo PNP y el SCR?

b) ¿Cuál es el voltaje rms suministrado a la carga en estas circunstancias?

*3-14. La figura P3-9 muestra un circuito rectificador de onda completa trifásico que suministra potencia a una carga de cd. El circuito utiliza SCR en lugar de diodos como elementos rectificadores.

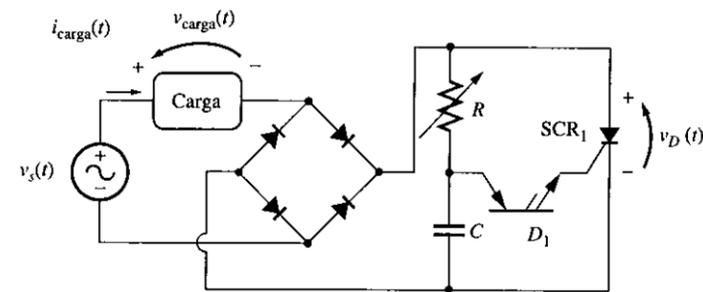


FIGURA P3-8

El controlador de voltaje de ángulo de fase de onda completa del problema 3-13.

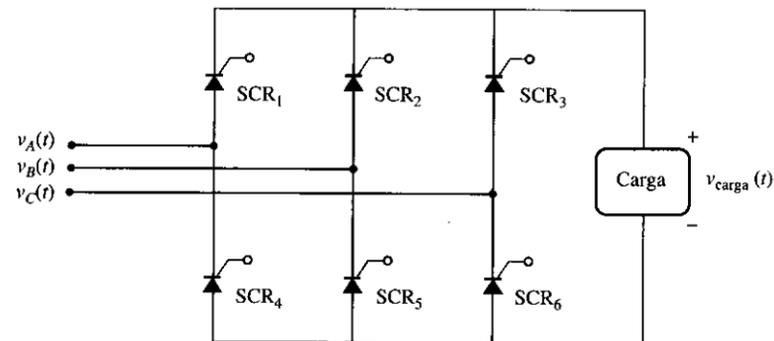


FIGURA P3-9

El circuito rectificador de onda completa trifásico del problema 3-14.

- ¿Cuál será el voltaje de carga rms y el rizado si cada SCR se dispara tan pronto como se polariza directamente? ¿A qué ángulo de fase se deben disparar los SCR para que operen de esta manera? Dibuje o haga una gráfica del voltaje de salida en este caso.
 - ¿Cuál será el voltaje de carga rms y el rizado si cada SCR se dispara con un ángulo de fase de 90° (esto es, a la mitad del semiciclo en el que se polariza directamente)? Dibuje o haga una gráfica del voltaje de salida en este caso.
- 3-15.** Escriba un programa de MATLAB que imite la operación del circuito de modulación de ancho de pulso de la figura 3-55 y responda las siguientes preguntas.
- Suponga que los voltajes de comparación $v_x(t)$ y $v_y(t)$ tienen una amplitud pico de 10 V y una frecuencia de 500 Hz. Dibuje el voltaje de salida cuando el voltaje de entrada es $v_{\text{entr}}(t) = 10 \sin 2\pi ft$ V y $f = 60$ Hz.
 - ¿Cuál es la forma del espectro del voltaje de salida? ¿Qué se puede hacer para reducir el contenido armónico del voltaje de salida?
 - Ahora suponga que se incrementa la frecuencia de los voltajes de comparación a 1 000 Hz. Haga una gráfica del voltaje de salida cuando el voltaje de entrada es $v_{\text{entr}}(t) = 10 \sin 2\pi ft$ V y $f = 60$ Hz.
 - ¿Cuál es la forma del espectro del voltaje de salida del inciso c)?
 - ¿Cuál es la ventaja de utilizar una frecuencia de comparación más alta y una conmutación más rápida en un modulador PWM?

BIBLIOGRAFÍA

- Dewan, S. B., G. R. Slemon y A. Straughen, *Power Semiconductor Drives*, Nueva York: Wiley-Interscience, 1984.
- IEEE, *Graphic Symbols for Electrical and Electronics Diagrams*, IEEE Standard 315-1975/ANSI Standard Y32.2-1975.
- Millman, Jacob y Christos C. Halkias, *Integrated Electronics: Analog and Digital Circuits and Systems*, Nueva York: McGraw-Hill, 1972.
- Vithayathil, Joseph, *Power Electronics: Principles and Applications*, Nueva York: McGraw-Hill, 1995.
- Wernick, E. H. (ed.), *Electric Motor Handbook*, Londres: McGraw-Hill, 1978.