

## CAPÍTULO 5

# CONVERTIDORES DE POTENCIA EN LA ALIMENTACIÓN DE MOTORES DE RELUCTANCIA CONMUTADA

### 5.1 INTRODUCCIÓN

En el capítulo anterior se analizaron las características de control del SRM suponiendo dos tipos de alimentación: de corriente o de tensión. Con la primera, un generador de corriente de amplitud controlada aplica pulsos de corriente en cada fase en determinadas posiciones rotóricas [87] [88], en este caso el convertidor de potencia actúa como un conmutador de corriente. Con la segunda, un generador de tensión de amplitud constante es aplicado sobre cada fase con polaridad positiva o negativa [23] [89][90][91][92]. Una tensión positiva provoca la circulación de corriente en la fase, mientras que una tensión negativa determina su rápida extinción. La conmutación de la tensión sobre la fase permite aplicar a la misma una tensión media menor que la del generador, lográndose así el control de la corriente en la fase.

En este capítulo se analizan distintas alternativas de convertidores empleados en los accionamientos con SRMs, para obtener una alimentación como la descrita en el capítulo anterior. Se realiza un estudio comparativo de las mismas en lo referente a número de dispositivos de potencia requerido y su dimensionamiento, la capacidad de los distintos convertidores de operar aún frente a fallas en alguna fase, y la aplicabilidad de los mismos en los distintos rangos de velocidad [93].

El análisis llevado a cabo en el capítulo anterior, mostró que la alimentación de tensión se comporta de un modo muy similar a la de corriente mientras la primera trabaja en el modo A-1. Es decir que para velocidades menores que la nominal es posible obtener una prestación similar con ambos sistemas. En cambio, por encima de este valor, el convertidor de tensión puede trabajar en modo B, permitiendo que el motor

desarrolle una cupla sustancialmente superior a la obtenible con una alimentación de corriente. Este hecho sugiere que los convertidores de tensión son los más adecuados para la alimentación del SRM cuando se considera todo el rango de velocidades. Además un convertidor de tensión con un adecuado control puede proveer una alimentación de corriente. Por estos motivos, en el resto de este capítulo se analizan las diferentes topologías de convertidores de tensión.

La naturaleza unidireccional de la corriente requerida por el SRM, unida a la independencia eléctrica entre las fases hacen posibles una gran variedad de configuraciones del convertidor de potencia. En la literatura sobre el tema se observa que se ha dedicado un considerable esfuerzo al desarrollo de convertidores con el menor número posible de dispositivos de potencia [69][87][89][94][95][96][97][98]. Si bien la disminución de costos lograda al minimizar el número de llaves es siempre deseable, en general este beneficio se obtiene a expensas de limitar la prestación del accionamiento. En una primera aproximación la capacidad de Volts-Amperes (VA) requerida al convertidor no varía mucho entre las distintas configuraciones [55], resultando aproximadamente igual a:

$$VA_{conv} = 2 q V_N I_N \quad (5.1)$$

las diferencias se encuentran en las exigencias individuales de las llaves y en la flexibilidad de control del convertidor. Una ventaja común a todos los convertidores que alimentan al SRM es que los bobinados de cada fase del motor se encuentran en serie con la o las llaves correspondientes eliminando los riesgos de cortocircuito de una columna del convertidor.

## **5.2 TOPOLOGÍAS DE CONVERTIDORES DE TENSIÓN**

Básicamente el circuito de potencia debe ser capaz de alimentar al motor con una corriente unipolar de amplitud controlada y debe proveer un medio para procesar la energía almacenada en el circuito magnético cuando se desenergiza cada fase. Todas

las topologías se comportan de manera muy similar durante el intervalo de excitación. Difieren básicamente en la forma en que procesan la energía almacenada en la fase durante la desenergización. El circuito puente, mostrado en la Figura 5.1, provee máxima flexibilidad en el control de corriente de las fases, y es por lo tanto analizado en primer lugar pues sirve de referente para evaluar las demás configuraciones.

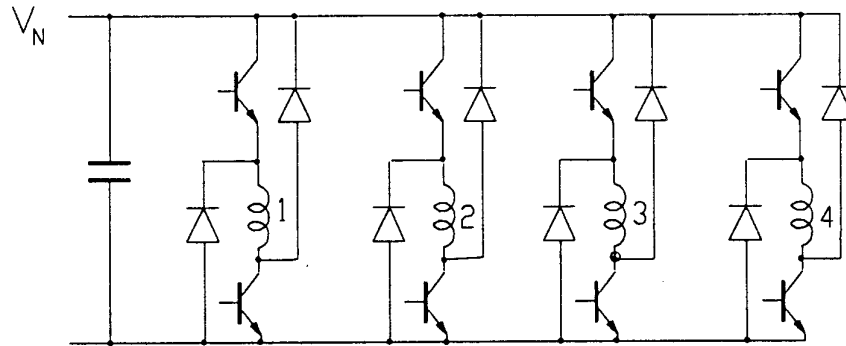


Figura 5.1 Convertidor puente

### 5.2.1 Convertidor puente [34][37][99][100][101]

El convertidor puente emplea dos llaves controladas por fase, y dos diodos conectados de modo tal de devolver la energía almacenada a la fuente de alimentación. Para energizar una fase, las dos llaves correspondientes a la columna de dicha fase se cierran conectando la tensión de alimentación directamente sobre el bobinado, permitiendo el crecimiento de la corriente. Cuando ésta alcanza el valor deseado se entra en el modo de funcionamiento de rueda libre, en el cual una de las dos llaves se abre y la corriente fluye por la que queda cerrada y el diodo asociado. La tensión sobre el bobinado es prácticamente nula y provoca una lenta disminución de la corriente. Finalmente para desenergizar la fase se abren ambas llaves y la corriente circula a través de ambos diodos y retorna a la fuente de alimentación. La tensión a través del bobinado ahora es  $-V_N$  y fuerza que tanto el flujo como la corriente decaigan rápidamente a cero.

Las principales ventajas de este circuito son:

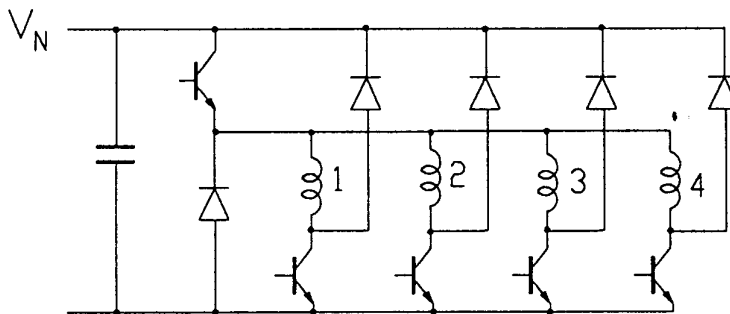
- 1) Completa independencia en la alimentación de las distintas fases. Este factor es importante cuando se explota la superposición de conducción de las fases para aumentar la cupla producida. También es de gran interés cuando se considera la habilidad del accionamiento para aislar fallas de una fase (sea del motor que del convertidor), y seguir en operación [99].
- 2) Funcionamiento de "rueda libre" cuando se controla la corriente. Este factor permite disminuir la frecuencia de conmutación, para un dado error de la corriente controlada, con la consiguiente disminución de las pérdidas.
- 3) Mínimas exigencias individuales sobre cada dispositivo de potencia. Cada llave debe soportar una tensión igual a  $V_N$  y una corriente igual a  $I_N$ .

Las desventajas son:

- 1) Requerir dos llaves de potencia, más los circuitos de excitación asociados, por cada fase.
- 2) Requerir circuitos de accionamiento flotantes para las tres llaves superiores.

### 5.2.2 Convertidor puente con llave común [70][71][94][95]

El convertidor puente con llave común, mostrado en la Figura 5.2, es una modificación del anterior. En este circuito todas las llaves superiores del puente han sido



**Figura 5.2** Convertidor puente con llave común

reunidas en una única llave común a todas las fases, reduciendo el número de llaves controladas a  $q+1$ . Este circuito, al igual que el puente, es capaz de operar en rueda libre para regular la corriente de cada fase, conmutando la llave común. La llave unida a cada fase es empleada para distribuir la tensión a las distintas fases, bajo control del sensor de posición rotórica. En la desenergización se abre la llave de la fase y se aplica una tensión  $-V_N$  o 0 al bobinado, según la llave común se encuentre abierta o cerrada. La conmutación de la llave común puede estar controlada por sensores de corriente individuales de cada fase, o por un único sensor colocado en la fuente. En este último caso el convertidor se comporta como una fuente de corriente.

El precio que se paga por reducir el número de componentes, es el de alargar los tiempos de transición entre la conducción de dos fases adyacentes. Este hecho se debe a que durante la superposición de la conducción de dos fases no se puede aplicar plena tensión (positiva o negativa) a cada fase, debido a la conmutación de la llave común. Por lo tanto se alargan los tiempos tanto de establecimiento como de extinción de la corriente, salvo que no exista ninguna superposición de conducción entre dos fases. Como consecuencia esta topología es apta para ser empleada en aplicaciones de baja velocidad.

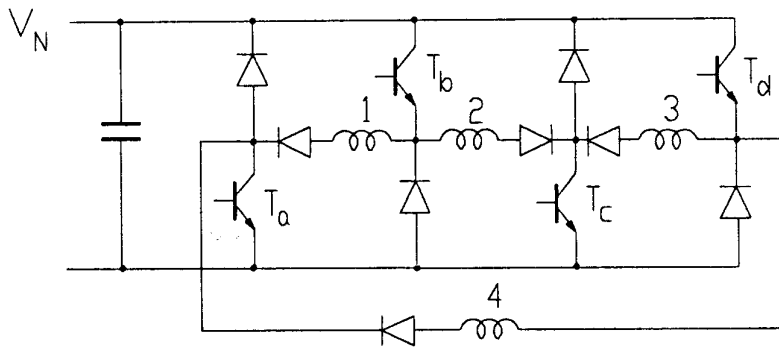
Una falla de la llave común deja al accionamiento fuera de servicio. Por lo tanto este convertidor es menos robusto, frente a fallas, que el puente considerado anteriormente.

Las exigencias sobre los dispositivos de potencia son las mismas que las del puente para las llaves de las fases, mientras la llave común debe estar dimensionada para soportar el doble de la corriente.

### **5.2.3 Convertidor puente compacto [81][96][102][103][104][105]**

El puente compacto es otra modificación del convertidor puente, en el cual la reducción del número de llaves se obtiene haciendo que cada llave sea compartida por dos fases como se muestra en la Figura 5.3. Esta configuración necesita sólo  $q$  llaves si el número de fases es par, o  $q+1$  en caso contrario.

Para describir el funcionamiento de este circuito comencemos, por ejemplo, en



**Figura 5.3** *Convertidor puente compacto*

un instante en que la corriente circula por la fase 1 y la secuencia es 1,2,3,4,1... El sensor de corriente de la fase 1 controla la conmutación del transistor  $T_a$ , mientras  $T_b$  permanece encendido. Cuando se enciende  $T_c$ , la corriente en la fase 2 comienza a crecer hasta que alcanza el valor de control. En ese instante se abre  $T_a$  provocando la disminución de la corriente en la fase 1. El control de conmutación se trasfiere de  $T_a$  a  $T_b$  controlándose la corriente de la segunda fase, mientras  $T_c$  permanece cerrada. En un modo similar la corriente de la fase 3 controla la conmutación de  $T_c$ , y la de la fase 4 la conmutación de  $T_d$ . El resultado de esta estrategia es el de disminuir la tensión negativa efectivamente aplicada a cada fase, para la extinción de la corriente; con el consecuente incremento del intervalo de transición entre fases. En el instante de encendido de cada fase, la corriente crece con plena tensión aplicada sobre la fase; a diferencia de lo que ocurre con el puente con llave común.

Este convertidor, al igual que el puente con llave común, solo puede operar en modo A, y se pierde independencia en la operación de las distintas fases. Los dispositivos de potencia deben estar dimensionados para soportar la tensión nominal y el doble de la corriente nominal.

#### 5.2.4 Convertidor con recuperación pasiva [90][106][107][108]

El convertidor con recuperación pasiva, mostrado en la Figura 5.4, presenta una llave de potencia en serie con cada fase y un diodo con una resistencia en antiparalelo con el bobinado. Cuando la llave se cierra la tensión  $V_N$  queda aplicada sobre el

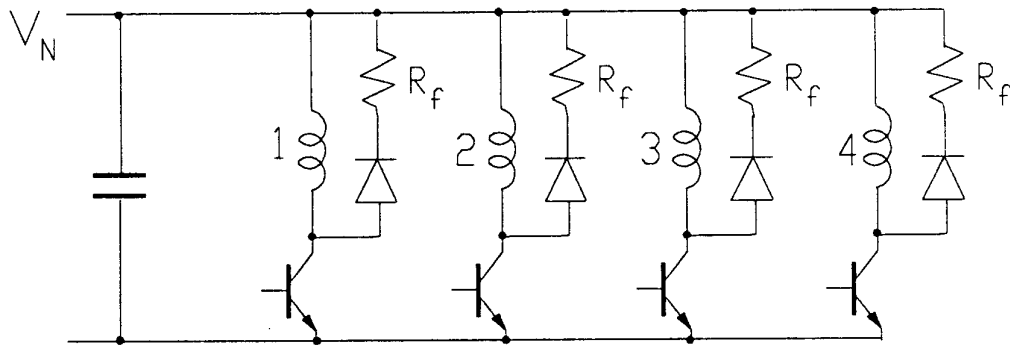


Figura 5.4 Convertidor con recuperación pasiva

bobinado y la corriente crece. Cuando la llave se abre la corriente circula por el diodo y la resistencia. Este circuito permite la operación independiente de las fases, no requiere circuitos de excitación flotantes y funciona con una sola llave por fase con una capacidad de corriente igual a  $I_N$  y de tensión igual a  $V_N + I_N R_f$ .

El circuito presentado en [108], es una variante del aquí presentado. En él, la resistencia de apagado se hace común, y una llave en paralelo con ella permite disminuir la máxima tensión que deben soportar las llaves. El precio de esta ventaja, es el de aumentar el intervalo de extinción.

La gran desventaja de estos convertidores es que la energía del campo magnético no es devuelta a la fuente sino que es disipada en la resistencia, con lo cual este circuito queda descartado en aplicaciones de alta potencia donde la eficiencia del sistema es fundamental.

### 5.2.5 Convertidor bifilar [53][64][109][110]

El convertidor bifilar, mostrado en la Figura 5.5, es empleado cuando se posee un SRM con bobinados bifilares. Este circuito utiliza una sola llave por fase. Para energizar la fase se cierra la llave aplicando  $V_N$  sobre el bobinado y la corriente crece. En la etapa de desenergización la llave se abre y la corriente se transfiere al otro bobinado retornando a la fuente de alimentación a través del diodo.

La principal ventaja de este circuito es la de requerir una sola llave por fase, conservando la independencia de las fases y retornando energía a la fuente. Además las

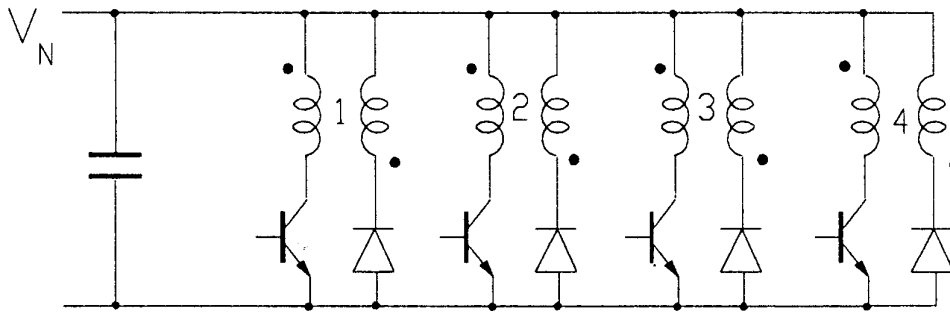


Figura 5.5 Convertidor bifilar

llaves están conectadas al terminal bajo de la alimentación eliminando el requisito de excitadores flotantes. La capacidad de las llaves es  $I_N$  y  $V_N + V_{ind}$  siendo  $V_{ind} \approx V_N$  para una relación 1:1 y acoplamiento perfecto de los bobinados.

La principal desventaja es que se necesita un motor más complicado la cual redundará en mayores pérdidas reduciendo la eficiencia total del sistema. Además un acoplamiento imperfecto del bobinado bifilar genera sobretensiones con lo cual se requieren circuitos "snubber" que aumentan el costo del convertidor.

### 5.2.6 Convertidor con fuente partida [69][74][104][111]

En la Figura 5.6 se presenta otro circuito que requiere una sola llave por fase. Cuando se cierra la llave conectada a una fase, ésta queda conectada entre un terminal

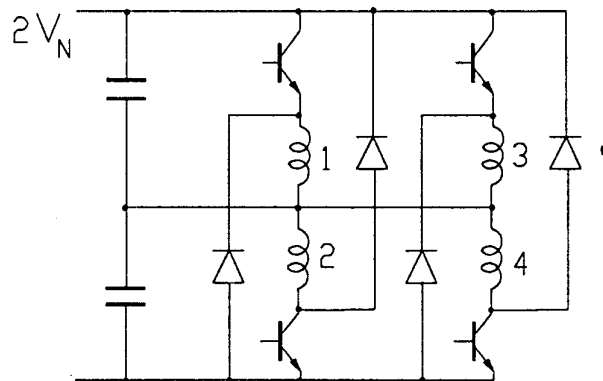


Figura 5.6 Convertidor con fuente partida



de la fuente y el punto medio de los capacitores, de modo que sobre sus terminales queda aplicada una tensión igual a la mitad de la tensión continua disponible. Esto significa que en esta configuración, la fuente debe duplicar el valor de la tensión nominal. Cuando la llave se abre la corriente fluye por el bobinado, el diodo asociado y uno de los capacitores, que de este modo recibe carga.

El circuito sólo funciona con motores con un número par de fases, y las corrientes de las mismas deben estar perfectamente balanceadas para lograr mantener fija la tensión del punto medio de los capacitores. En este convertidor no existe ninguna independencia en el funcionamiento de las distintas fases, y cualquier falla determina la falla de todo el accionamiento.

Los dispositivos de potencia deben estar dimensionados para soportar una corriente igual a la nominal, y una tensión igual al doble de la nominal.

### 5.2.7 Convertidor con capacitor de depósito [89][112][113][114]

El convertidor con capacitor de depósito, que se presenta en la Figura 5.7, tiene una llave por fase, un capacitor de depósito y un convertidor CC-CC para devolver la energía a la fuente primaria. Cuando una llave en serie con una fase se abre, la corriente del bobinado carga el capacitor de depósito (C) a una tensión mayor que la de

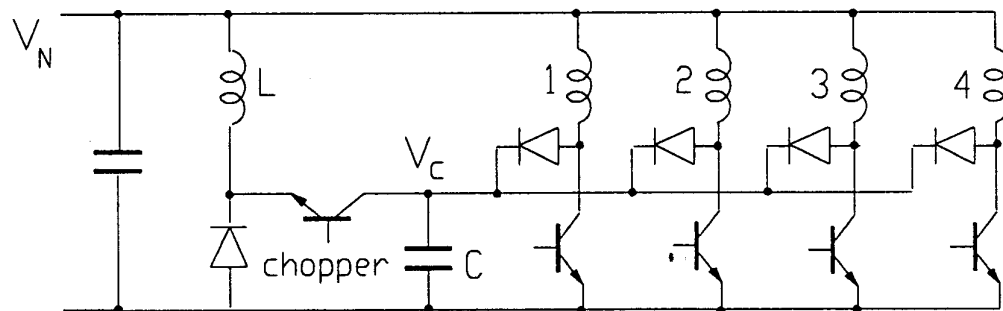


Figura 5.7 Convertidor con capacitor de depósito

alimentación. La llave adicional y el inductor L constituyen el convertidor CC-CC que devuelve la energía almacenada en C a la fuente principal.

Esta configuración utiliza menos llaves que el puente y requiere un solo circuito

de excitación flotante. Tanto el capacitor como el inductor del "chopper", principalmente este último, introducen pérdidas adicionales en esta configuración haciéndola menos eficiente en comparación con otras. La complejidad adicional del "chopper" unido al hecho que es una parte del circuito común a todas las fases hacen a esta configuración más sensible a fallas. En particular, si la llave del convertidor CC-CC permanece abierta, el capacitor se carga sin límite, pudiendo tomar tensiones que destruyan el resto del convertidor y el motor. Por lo tanto, en este convertidor se debe tener especial cuidado en el desarrollo de las protecciones. Los Volt-Amperes requeridos son más difíciles de calcular ya que dependen del diseño del "chopper" y su control.

En la referencia [113] se propone una modificación a este circuito eliminando el inductor del convertidor CC-CC. La energía almacenada en el capacitor de depósito es empleada para alimentar la fase sucesiva, en lugar de ser retornada a la fuente. Si bien se simplifica la etapa de potencia aumenta aún más la complejidad del control del convertidor.

### **5.3 DISPOSITIVOS DE POTENCIA [34]**

La mayoría de los circuitos descriptos necesitan al menos un circuito de excitación flotante para la llave de potencia conectada al terminal positivo de la alimentación. Además, generalmente en toda aplicación de alta potencia los circuitos de excitación están aislados de la lógica de control. Los costos asociados a la construcción de circuitos de excitación aislados hacen que se busque la mayor simplicidad de los mismos, y ésta está directamente asociada a las características de entrada de los dispositivos de potencia; es por este motivo que se prefieren dispositivos con alta impedancia de entrada.

En aplicaciones de baja potencia, operando con tensiones de fuente de hasta 300V y con potencias de algunos pocos KW, el dispositivo preferido es el MOSFET [36][37][38] debido a su bajo costo, robustez y simplicidad de comando. A medida que la tensión sube, el atractivo de los MOSFETs disminuye debido al uso ineficaz del área de silicio. En el rango de 300 a 1000 volts y para potencias hasta 100KW, se prefieren los transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT) [115] que presentan

características de salida similares a la de los transistores bipolares, mientras las de entrada se asemejan a la de los MOSFETs. Un nuevo dispositivo está apareciendo como un gran candidato para dominar el campo de las altas potencias (hasta 1MW), es el tiristor controlado con compuerta MOS (MCT) [116][117]. Este dispositivo presenta muy bajas pérdidas de conducción y puede conmutar en tiempos comparables con los IGBT.

Los tres dispositivos mencionados comparten la característica de tener estructura celular. Es decir que están constituidos por una gran cantidad de pequeñas celdas conectadas en paralelo. Una característica muy interesante de estos dispositivos, que ya ha comenzado a ser explotada, es la posibilidad de construir sensores de corriente dentro mismo de los dispositivos. Estos sensores se construyen separando una pequeña fracción de las celdas del dispositivo y llevando sus terminales al exterior en forma separada de los terminales principales. Su corriente es una fracción precisa de la total del dispositivo, por lo tanto cuando se la alimenta sobre una resistencia o un espejo de corriente se tiene una información exacta de la corriente del dispositivo. Estos sensores ya se encuentran en MOSFETs e IGBTs comerciales [118][119], mientras están en etapa de experimentación en los MCTs.

En los accionamientos de motores de reluctancia conmutada los bobinados están conectados en serie con la llave de potencia, es decir que la corriente del dispositivo es exactamente la corriente de la fase del motor que se desea controlar. El uso de los dispositivos con sensado de corriente intrínseco permite disminuir sustancialmente el costo de los accionamientos de SRM ya que proveen un medio muy barato de sensar la corriente [100][101]. Esta ventaja sólo puede ser explotada cuando se emplea un convertidor capaz de funcionar en modo de "rueda libre". Esto es debido al hecho que para que el control de corriente sea eficaz, la llave sensora debe permanecer encendida durante todo el intervalo en que circula corriente por la fase. Este factor constituye una ventaja adicional del convertidor puente en el cual el ahorro de los sensores de corriente compensa el mayor gasto de tener dos llaves por fase.

Dado que las topologías de los convertidores descriptos difieren fundamentalmente de la topología del inversor tradicional, no es posible emplear los módulos de potencia disponibles en el mercado [120]. De todos modos la creciente popularidad de los SRM ha despertado el interés de los fabricantes de dispositivos de

potencia, quienes actualmente están ensayando la implementación de un módulo con el cual se podrían implementar algunas de las topologías descriptas [121].

#### 5.4 RESUMEN

En este capítulo se han descrito varias topologías de circuitos convertidores que han tenido mayor aceptación en el desarrollo de accionamientos de SRM. Sus características principales se encuentran resumidas en la Tabla 5.I.

TABLA 5.I

Topología	Número de llaves	$\frac{V}{V_N}$	$\frac{I}{I_N}$	Comentarios
Puente	2 q	1	1	Funcionamiento independiente de las fases - Gran flexibilidad en el control - No tiene límite de velocidad - Capacidad de sensar la corriente con el dispositivo de potencia - Tolerancia a las fallas.
Puente con llave común	q + 1 (ll c)	1 1	1 2	Operación solo en baja velocidad - Falla total en único punto (llave común) - Capacidad de sensar la corriente con el dispositivo de potencia.
Puente compacto	q (n° de fases par) o q+1	1	2	Operación solo en baja velocidad - Capacidad de sensar la corriente con el dispositivo de potencia - Funcionamiento dependiente de las fases.
Recuperación pasiva	q	$1+V_R/V_N$	1	Funcionamiento independiente de las fases - Disipación de la energía de campo - Bajo rendimiento.
Bifilar	q	2	1	Funcionamiento independiente de las fases - Motor complejo con mayores pérdidas - Circuitos Snubber son necesarios.
Fuente partida	q	2	1	Exigencia de motor con número de fases par y operación balanceada - La fuente de continua duplica el valor de la tensión nominal.
Capacitor de depósito	q+1	$V_C/V_N$	1	Capacitor y reactor adicional para el convertidor CC-CC - Falla total en único punto (convertidor CC-CC).