



19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 362 351**

51 Int. Cl.:  
**H02M 3/158** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **02727758 .1**

96 Fecha de presentación : **28.05.2002**

97 Número de publicación de la solicitud: **1397855**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **17.03.2004**

54 Título: **Convertidor de potencia.**

30 Prioridad: **09.06.2001 GB 0114122**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**01.07.2011**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**01.07.2011**

73 Titular/es: **3D Instruments Limited  
The Gables, Old Market Street  
Thetford, Norfolk IP24 2EN, GB**

72 Inventor/es: **Crocker, Timothy, Richard**

74 Agente: **Elzaburu Márquez, Alberto**

**ES 2 362 351 T3**

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín europeo de patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre concesión de Patentes Europeas).

## DESCRIPCIÓN

Convertidor de potencia.

5 La invención se refiere a un convertidor de potencia para convertir energía eléctrica entre unas tensiones primera y segunda, y en particular a un convertidor de potencia de modo conmutado.

10 El documento US 4.354.223 describe un circuito recortador elevador y reductor modulado por ancho de impulso que utiliza transistores de potencia, que permite que la tensión de salida sea a la vez disminuida desde su valor de entrada y aumentada desde su valor de entrada.

El documento US 6.232.752 describe un convertidor de potencia CC/CC que utiliza dispositivos MOSFET como conmutadores para proporcionar un convertidor de doble sentido.

### 15 1.0 Sumario de la invención

La invención en sus diversos aspectos se define en la reivindicación anexada independiente, a la que ahora se debe hacer referencia. Las características preferidas o ventajosas de la invención se establecen en las reivindicaciones subordinadas dependientes.

20 El siguiente texto describe la invención, sus principios de funcionamiento, sus ventajas sobre la técnica anterior conocida y, a modo de ejemplo, diversas aplicaciones prácticas de la invención. El texto se refiere a los dibujos que se enumeran a continuación, que incluyen ejemplos de circuitos e ilustraciones del control de estos circuitos. A menos que específicamente se indique lo contrario, estos dibujos son de referencia para ilustrar los principios generales de la invención y no deben considerarse como delimitación del alcance de las reivindicaciones.

25 La figura 1 muestra la forma genérica de un primer convertidor de potencia de 'modo conmutado' de acuerdo con la invención;

30 La figura 2 muestra una forma sencilla genérica derivada del circuito de la figura 1, en la que los filtros son simplemente condensadores;

35 Las figuras 3 y 4 muestran esquemas de circuitos prácticos que utilizan MOSFET y simples filtros de condensadores: (la Fig. 3 tiene ventajas para los circuitos prácticos de mayor potencia ya que los dispositivos MOSFET de canal N suelen estar disponibles en potencias mayores, y con menor 'resistencia en conducción' que los dispositivos de canal P. En la figura 4 se utilizan transistores de tipo P y N; esto tiene la ventaja de la simplicidad en el trazado de circuito de la señal de accionamiento);

40 Las figuras 5 y 5a a 5e muestran señales de control para el circuito de la figura 2 e ilustran los flujos de corriente en el circuito bajo diferentes condiciones de carga;

La figura 6 es una versión simplificada de un circuito de la técnica anterior;

45 Las figuras 7 y 8a a 8b muestran señales de control para el circuito de la figura 3 e ilustran los flujos de corriente en el circuito bajo diferentes condiciones de carga;

La figura 9 muestra una versión modificada, de polaridad negativa, del circuito de la figura 4;

50 La figura 10 muestra un convertidor de potencia de tres fases que incorpora tres circuitos basados en el de la figura 1; y

La figura 11 muestra una forma genérica del circuito de la figura 1, incorporando filtros de entrada y de salida.

55 Los convertidores de potencia en un aspecto preferido de la invención son simétricos y de doble sentido: la característica general de estos convertidores es que establecen una relación de tensión entre el lado derecho e izquierdo, y la potencia fluirá en ambos sentidos a través del convertidor determinado por las características de las cargas o las fuentes de electricidad que se conecten. La relación de tensiones puede ser tal que la tensión en un lado es más alta o más baja que la otra, independiente del sentido o la magnitud del flujo de corriente. Hay un caso especial en el que los dos interruptores de arriba (como se muestra en los dibujos) se activan, lo que directamente conectará un lado con el otro con sólo pequeñas pérdidas resistivas en serie: está claro que la relación de tensiones es ahora 1:1 y la eficiencia en cuanto a energía es muy alta.

60 Debido a la falta de inevitables caídas de tensión (tales como caídas de tensión directa de diodos semiconductores) o cualquier otro elemento disipador necesario, no hay pérdidas de potencia intrínsecas, y sometida a las limitaciones de diseño práctico la eficacia en potencia puede acercarse ventajosamente al 100%.

65

El diseño es particularmente adecuado para su uso en sistemas de varias fases, en los que se puede realizar una gran reducción del coste y el tamaño de los componentes. Esta topología de diseño es única en muchos sentidos: en diseños de varias fases se distingue al tener cuatro terminales que se pueden conectar en paralelo.

5 Estas características hacen del diseño particularmente adecuado para los controladores de vehículos eléctricos, que se encuentran entre una batería recargable y un motor impulsor. Las características de tensión del motor y la batería pueden elegirse para que coincidan con la velocidad de crucero: en el caso especial de conexión directa la eficiencia es especialmente alta, pero la eficiencia es también alta a velocidades en torno a la velocidad de crucero, y la  
10 velocidad del motor se puede controlar desde cero a cualquier velocidad deseada superior (que puede, en principio, ser una velocidad proporcional a cualquier múltiplo de la tensión de alimentación).

En este documento, el funcionamiento se describe en gran medida en lo que se refiere a la aplicación al vehículo eléctrico, pero la invención tiene muchas otras áreas de aplicación, como se apreciará fácilmente por parte de la  
15 persona experta en la técnica.

**2.0 Teoría de funcionamiento**

Los cuatro interruptores del circuito básico en la figura 1 se pueden cerrar en varias combinaciones, y en la Tabla 1 a continuación se enumeran estas. Algunas de estas son conmutación fija, en la que los lados izquierdo y derecho se conectan directamente, o en la que se pueden hacer conexiones 'especiales' para aislar una alimentación, o aplicar un corto con una carga del motor (para proporcionar una función de amortiguación o de freno de 'estacionamiento').  
20

TABLA 1 SUMARIO DE COMBINACIONES ÚTILES DE CONMUTACIÓN

S4	S3	S2	S1	
INACTIVO	INACTIVO	INACTIVO	INACTIVO	Todos inactivos, la corriente no puede fluir por ningún sitio
ACTIVO	ACTIVO	INACTIVO	INACTIVO	El motor (se supone en el lado derecho) está 'aparcado' con un corto a través del mismos
< CONMUTACIÓN >		ACTIVO	INACTIVO	'Conversión reductora' tensión en el lado derecho < tensión en el lado izquierdo independiente del sentido de flujo de corriente
ACTIVO	INACTIVO	ACTIVO	INACTIVO	Corto, tensiones al lado izquierdo y lado derecho iguales
ACTIVO	INACTIVO	< CONMUTACIÓN >		'Conversión elevadora' Tensión en el lado derecho > tensión en el lado izquierdo

El funcionamiento principal del diseño es como un convertidor de modo conmutado, en el que dos interruptores están activos, lo que es capaz de transferir energía en ambos sentidos entre dos tensiones diferentes. En las  
25 aplicaciones prácticas un lado es probable que sea una fuente de alimentación, tal como una batería recargable, el otro lado una carga tal como un motor eléctrico. Después de la convección la descripción siguiente sitúa la batería a la izquierda del diagrama (figura) y el motor en la derecha. Cabe señalar que una batería recargable se puede tanto cargar como descargar, y que un motor eléctrico de CC, puede actuar generalmente como un motor y como una dinamo, de manera que el flujo de corriente puede ser en cualquier sentido, independientemente de las tensiones  
30 reales de batería y motor.

En una aplicación práctica normalmente sería el requisito llevar el motor desde un estado en el que no hubiera impulsión (cuando puede estar inducido con un corto a través del mismo), de manera progresiva a una tensión de  
35 trabajo, que puede variarse, a continuación volver a cero. Esta progresión suave, con corrientes y tensiones eléctricas y cargas mecánicas dentro de los límites de diseño permiten una descripción simple, en la que se suponen estas características 'dentro de límites'. En un circuito de prácticas también es necesario añadir funciones de control de seguridad, y estas se describen más adelante.

La mayoría de los convertidores convencionales de modo conmutado son o 'convertidores elevadores' o  
40 'convertidores reductores', y en la mayoría la corriente sólo puede fluir en un sentido, es decir, desde la fuente hasta la carga. Este diseño es totalmente simétrico y se verá que la corriente puede fluir en ambos sentidos. Teniendo en cuenta esto, se puede ver que la 'conversión reductora', cuando una fuente de mayor tensión con una corriente menor se pasa a una carga a menor tensión y mayor corriente, se convierte en 'conversión elevadora' si el flujo de corriente se invierte. De hecho, hay sólo un modo 'activo' de conversión.  
45

En el ejemplo de un vehículo eléctrico, el primer modo que se requiere es para aplicar una pequeña tensión al motor. Para ello, como se muestra en la figura 5, S2 está activado y S1 desactivado y S3 y S4 son conducidos con señales de control con una relación variable de marca a espacio, con la característica de que un interruptor está siempre

activado, pero nunca están activados juntos. (En circuitos prácticos esta condición se modifica para adaptarse al dispositivo de conmutación, y se mostrará que los MOSFET son particularmente adecuados). La operación es la siguiente (haciendo referencia a la Fig. 2):

- 5 Con S2 activado, el condensador C3 se encuentra con la tensión de la batería. Cuando S4 está activo la corriente  $I_2$  es impulsada a través de L2, y esta corriente aumenta de acuerdo a

$$\frac{dI_2}{dt} = \frac{V_3 - V_2}{L_2} \quad \text{EXP 1}$$

- 10 donde:  $V_3$  = tensión en C3  
 $V_2$  = tensión en C2 (tensión de salida)  
 $I_2$  = corriente a través de L2.

15 Se supone que C2 y C3 son suficientemente grandes como para que la tensión en ellos no varíe significativamente durante un ciclo (véase más adelante).

Cuando S4 se desactiva y S3 se activa la corriente se extrae de la línea de tierra a la carga. La tensión en L2 se invierte ahora y la corriente cae ahora de acuerdo con

$$\frac{dI_2}{dt} = \frac{-V_2}{L_2} \quad \text{EXP 2}$$

Este es un simple convertidor reductor sincrónico.

25 Se puede observar que para un estado estable (cuando la corriente media coincide con la corriente de estado estable de la carga) el ascenso y caída de la corriente durante un ciclo debe ser igual, y así se pueden derivar las siguientes ecuaciones, que muestran que la relación de tensiones entre la entrada y la salida se determina simplemente por la relación de tiempos  $t_3$ ,  $t_4$  que S3 y S4 se activan.

$$\begin{aligned} 30 \quad & t_4 \frac{dI_2}{dt(S4 \text{ activo})} + t_3 \frac{dI_2}{dt(S3 \text{ activo})} = 0 \\ & t_4 \left( \frac{V_3 - V_2}{L_2} \right) - t_3 \frac{V_2}{L_2} = 0 \\ & t_4 V_3 - t_4 V_2 - t_3 V_2 = 0 \\ 35 \quad & t_4 V_3 = [(t_3 + t_4) V_2] \\ & \frac{V_3}{V_2} = \frac{t_4}{t_3 + t_4} \quad \text{EXP 3} \end{aligned}$$

40 Sin ninguna carga conectada la corriente de red es cero, y se produce la forma de onda de diente de sierra de la figura 5. Se puede observar que para cada interruptor, en la primera mitad de su período activado la corriente se "devuelve" a su línea, con la segunda mitad produciendo corriente en el sentido 'convencional'. Dada la aproximación de los grandes condensadores, la magnitud (amplitud) de la forma de onda de la corriente de diente de sierra se determina únicamente por el valor de L2, las tensiones y los tiempos de activación. Esta corriente se denomina de manera útil 'corriente de excitación'.

45 Si se aplica una carga entonces, en principio, el conjunto de tensión por la relación de tiempo marca a espacio de la EXP 3 se encuentra en C2, y la corriente en la carga fluirá de acuerdo a las condiciones externas, es decir, la impedancia de la carga y la ley de Ohm. Para una carga resistiva esto será una corriente constante, y es simplemente super-impuesta a la corriente de excitación, produciendo la forma de onda de la figura 5b o la figura 5c.

50 Téngase en cuenta que no existe una relación importante entre la magnitud (amplitud) de la corriente de excitación y la corriente de carga, por lo que las situaciones de la figura 5b, en las que todavía hay un período de "corriente negativa" (donde la corriente de estado estable es inferior a la medida de pico a pico de la corriente de excitación) y de la figura 5c, donde la corriente de carga excede la corriente de excitación, son ambas posibles. Estas son cuestiones de diseño práctico. Sin embargo, tal vez vale la pena señalar que estos sistemas pueden trabajar de manera ventajosa cuando la corriente de excitación es una pequeña fracción de la corriente de carga.

Sin embargo, si se conecta una fuente de corriente en lugar de una carga, entonces la corriente fluirá desde la carga a la fuente, y se producirán las formas de onda de la corriente de la figura 5d y 5e. Téngase en cuenta que esto ocurre como resultado de un cambio de característica de la carga o la fuente, no de cualquier cambio explícito en la función de control. La topología es inherentemente en dos sentidos, con las señales de control determinando una relación de tensiones de izquierda a derecha, y las condiciones e impedancias externas determinando el sentido y magnitud del flujo de corriente.

Téngase en cuenta que, según lo dado por la EXP 3, para bajas tensiones de 'salida' S3 está activo durante períodos relativamente más largos que S4, y que a medida que la relación de señales de control es alterada progresivamente para aumentar la tensión de salida, el tiempo de S4 activado en relación con el de S3 aumenta progresivamente. A medida que la tensión de salida se aproxima a la de suministro S4 estará activo la mayor parte del tiempo hasta que se activa de forma permanente y S3 se apaga. Esta es la condición de "corto", en la que la salida y la entrada se vinculan a través de L1, L2, S2 y S4. Esta es la condición que dará la más alta eficiencia, porque no hay pérdidas de conmutación.

Sin embargo, este diseño puede hacer conversión elevadora, así como conversión reductora, y ventajosamente puede ser capaz de configurar la salida en cualquier tensión deseada por encima de la alimentación. La transición a este modo parte de la condición 'corto', en la que S2 y S4 están permanentemente activos. En este modo de conversión elevadora S4 se mantiene permanentemente activo, y S1 y S3 empiezan a activar una relación variable de marca a espacio.

Como el anterior, este modo es sólo el modo de conversión reductora a la inversa, por lo que el funcionamiento en términos de las formas de onda de corriente es como ya se ha descrito. La ecuación de tensión de gobierno es

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{V_3}{V_1} = \frac{t_1 + t_2}{t_2}$$

EXP 4

En tensiones ligeramente por encima de la alimentación, S1 está activo durante un tiempo relativamente corto. A medida que aumenta su tiempo activo, lo mismo ocurre con la tensión de salida. Cuando los tiempos activados para S1 y S2 llegan a ser iguales, entonces la tensión de salida es el doble que la alimentación. Téngase en cuenta que, si bien hay simetría en todas las corrientes y tensiones, la relación de tensiones para 'conversión elevadora' es el inverso de la 'conversión reductora' para igual relación de marca a espacio. De este modo, si la tensión aplicada a la carga es menor que la alimentación entonces se relaciona linealmente con la relación de marca a espacio, ya que va por encima de la tensión de alimentación puede, en principio, ser cualquier múltiplo de la alimentación. En los diseños prácticos la tensión superior se determina de este modo por las relaciones reales de tensión de los componentes.

## 2.1 Ventajas sobre las topologías conocidas

El documento US 5734258 (Esser) describe un circuito de convertidor de potencia de modo conmutado en el que unos dispositivos de conmutación primero y segundo se acoplan en serie a través de una primera fuente de tensión, unos dispositivos de conmutación tercero y cuarto se acoplan en serie a través de una segunda fuente de tensión, y un inductor se acopla entre una unión de los dispositivos de conmutación primero y segundo y una unión de los dispositivos de conmutación tercero y cuarto. La Fig. 6 es un dibujo simplificado del circuito del convertidor de Esser, dibujado aquí con simples interruptores, e incorporando condensadores que derivan los dispositivos de conmutación como en una forma preferida del circuito que describe Esser. Téngase en cuenta que la numeración de los interruptores se ha invertido de izquierda a derecha en comparación con la figura 1, ya que esto permite una comparación directa del funcionamiento.

El circuito de la figura 6 sólo tiene un inductor y no tiene un condensador intermedio (tal como C3 de la figura 1), sin embargo el funcionamiento en términos de los elementos de conmutación es similar en principio al de la invención, en que si S3 y S4 se conmutan intermitente con S2 activo y S1 inactivo entonces el circuito es un convertidor reductor, y si S1 y S2 se conmutan intermitentemente con S4 activo y S3 inactivo, entonces el sistema es un convertidor elevador. Con la aproximación de que C1 y C2 son suficientemente grandes para que las variaciones de tensión en ellos no sean significativas, entonces las tensiones y corrientes en el circuito son similares a las mostradas en las figuras 5 a 5e.

La topología de la invención, como en las figuras 1 a 4, tiene ventajas significativas sobre el circuito de la figura 6, se encuentra en la disyuntiva entre el total de volumen y coste de los componentes pasivos (inductores y condensadores) para alcanzar un determinado nivel de rendimiento. Si bien el circuito de la invención puede requerir un condensador extra y un inductor extra, tiene como resultado, en una comparación de igual a igual, el uso de componentes más pequeños (en valor y por lo tanto en tamaño), con una reducción del coste y el tamaño totales del circuito.

Este análisis incluye dos tipos distintos de ventajas: las que son intrínsecas a la topología y pueden describirse tanto teórica como prácticamente, y las que surgen en la clase particular e importante de aplicaciones en las que este

circuito se utiliza para controlar la potencia entre una batería recargable y una carga regenerativa, como se describe en este documento.

5 La ventaja intrínseca se describe más fácilmente en términos comparables. Es decir, comparando las dos topologías de trabajo en todo el intervalo de tensiones iguales (de 0 V a un múltiplo de la tensión de alimentación) en las mismas corrientes y con la misma frecuencia y tiempos de las señales de accionamiento en cada tensión. La ventaja es más pronunciada cuando la corriente de excitación es una pequeña fracción de la corriente de trabajo, que es una relación conveniente por muchas razones.

10 Tómese el ejemplo de la conversión reductora, cuando la relación entre la corriente de excitación (medida de pico a pico) es de 1/10 de la corriente de funcionamiento normal. Se inicia la comparación considerando que todos los condensadores son de un valor C, y todos los inductores de un valor L

15 Entonces, en el circuito de la figura 6, la conmutación de tensiones de S3 y S4, la corriente en L1 y la fluctuación de tensión en C2 serán idénticas a las de (respectivamente) S3 y S4, L2 y C2 (de, por ejemplo, la figura 2). Sin embargo, en el circuito de la figura 6, la demanda de corriente en C1 es cero (S1 activo) o la corriente de carga (S2 activo). C1 por lo tanto debe ser elegido para ser lo suficientemente grande para que las fluctuaciones de tensión en C1 debidas a la corriente de conmutación no sean mayores que el valor permitido para una aplicación particular. En comparación, en la invención, esta corriente de conmutación es entregada por C3, y L1 y C1 forman ahora un filtro entre la alimentación y los elementos de conmutación. En la invención las fluctuaciones de tensión en C1 naturalmente serán mucho menores que en C2, ya que el filtro de C1 L1 es excitado por la ondulación en C3, mientras que C2 L2 forman un filtro excitado por una señal de tensión que conmuta entre cero y la alimentación (esta corriente en L2 es, por supuesto, la corriente de 'excitación').

25 Exactamente argumentos similares se aplican cuando se considera el caso de 'conversión elevadora'. En el circuito de la figura 6 cada uno de C1 y C2 tiene que ser lo suficientemente grande como para cumplir con una especificación de ondulación de tensión cuando los interruptores S1 (o S3) y S2 (o S4) que se conectan inmediatamente al mismo están conmutando, y la corriente que excita la fluctuación de tensión está conmutando entre cero y la corriente de carga (conversión reductora) o de alimentación (conversión elevadora).

30 En comparación, en la invención, la mayor fluctuación de corriente es la corriente de excitación, siendo por el bien de esta comparación de un décimo del tamaño de la fluctuación de corriente en la figura 6. Téngase en cuenta también que la corriente de excitación aquí es un diente de sierra, en lugar de una corriente de onda cuadrada en el circuito de la figura 6: esto le da una ventaja significativa debido a la forma de impulsos, ya que implica cambios de corriente más lentos.

35 De este modo, para alcanzar las mismas cifras de ondulación, C1 y C2 en la invención pueden ser ventajosamente menores de una décima parte del valor de esos en el circuito de la figura 6.

40 Téngase en cuenta que una forma alternativa de enmarcar esta ventaja es la siguiente. En el circuito de la figura 6, C1 y C2 tienen que ser lo suficientemente grandes como para mantener la ondulación de tensión en el nivel requerido, y uno de ellos puede tener que suministrar (o absorber) una forma de onda de corriente que conmuta bruscamente (marca a espacio variable). En la invención esta función es realizada por C3. Como C3 no se conecta directamente ya sea con la alimentación o con la carga, sus fluctuaciones de tensión pueden ser mayores, y así C3 (Fig. 2) puede ser inferior a C1 o C2 (Fig. 6). C1 y C2 (Fig. 2), entonces pueden ser una décima parte o similar que el tamaño necesario para el circuito de la figura 6.

50 Esta comparación sólo considera C1 y C2. Sin embargo, en cualquier diseño de modo de conmutación la ondulación de tensión se determina por el producto de los valores de L y C. De este modo, si cada uno de L1 y L2 en la figura 2 se hicieran la mitad del valor de L1 de la figura 6, la cantidad total de la inductancia ahora sería la misma, C1 y C2 tendrían que duplicarse, y así la reducción en C1 y C2 ahora sería de 1/5.

55 Este argumento deja ahora C3 como un componente adicional. Como se ha indicado anteriormente ve el mismo cambio total en la corriente que C1 o C2 en la figura 6. Sin embargo este condensador no se conecta directamente a la alimentación o la carga, y no tiene por qué estar sujeto a los mismos requisitos para tener una baja ondulación de tensión. En un diseño práctico podría permitirse oscilar 10 veces o más una tensión de ondulación admisible, y esto seguiría siendo una tensión pequeña en comparación con la alimentación. En la comparación directa en la que L1 y L2 son ahora la mitad del valor de L1 en el circuito de la técnica anterior, C3 necesita tener un valor no superior a C1 y C2 (de esta invención).

60 De este modo, si por el bien del ejemplo, los inductores se hacen ahora iguales entre los dos circuitos (figuras 2 y 6), pero la relación de tamaños de condensadores es de  $2 \times C$  (Fig. 6) a  $3 \times 0,2 C$  (esta invención), y se puede observar que el requisito de condensador de esta invención es aproximadamente 1/3 comparado con la figura 6.

En la clase importante de aplicaciones en las que, por ejemplo, esta invención controla la potencia entre una batería recargable y una carga regenerativa tal como un motor, las realizaciones de la invención también pueden proporcionar ventajas prácticas de la siguiente manera.

5 La mayoría de las tecnologías de baterías recargables ofrecen una impedancia de salida muy baja, parte de la cual es un gran condensador en paralelo. A menudo hay muy poco interés en tener un gran valor en C1 en paralelo con una alimentación de batería. Tanto en este circuito como, por ejemplo, en el circuito de la figura 6 a menudo es posible prescindir de la mayor parte de C1, (dejando en el lugar unos condensadores de desacoplo de alta frecuencia relativamente pequeños). Si bien esto es posible tanto con la invención como con el circuito de la figura 6, como se muestra anteriormente las fluctuaciones de corriente que tendría que ser capaz la batería de resistir son mucho más bajas (1/10) con la invención.

15 Sin embargo, en modo de conversión elevadora con el circuito de la figura 6 no es posible prescindir de C2. La corriente en C2 desde L1 es totalmente intermitente, y en ausencia de C2 las desviaciones de tensión serían masivas. Sin embargo, con muchos tipos de cargas, tales como motores de CC, un condensador masivo acoplado en paralelo no es una gran ventaja, y de hecho puede ser una desventaja (corrientes muy grandes pueden fluir a medida que los devanados del motor se mueven a través de campos magnéticos variables. De este modo, mientras que para el circuito de la figura 6 se necesita un valor sustancial de C2, en la invención puede ser posible acabar con todo o la mayor parte de C2.

## 2.2 Circuitos prácticos utilizando MOSFET

25 Las figuras 1 y 2 son circuitos generalizados Utilizando la tecnología actual, los MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors*: transistores con efecto de campo de semiconductor de óxido metálico) tienen una serie de ventajas que permiten diseños prácticos ventajosos. Tienen algunas propiedades no compartidas por otro tipo de dispositivos semiconductores adecuados para el control de estos circuitos de la forma descrita teóricamente antes.

30 Un MOSFET puede ser modelado crudamente como un canal semiconductor con conductividad controlada por la tensión de la Puerta-Fuente, en paralelo con un diodo intrínseco. Con la tensión de Puerta-Fuente aplicada y el canal activo estos dispositivos conducen la corriente igual de bien en cualquier sentido. Con la tensión de Puerta-Fuente en cero el canal se desactiva y la conducción es determinada por el diodo, bloqueada en un sentido pero conduciendo en el otro con una tensión directa característica.

35 El diagrama de conmutación de la figura 5 supone un par de interruptores, respectivamente, activándose y desactivándose simultánea e instantáneamente. Con los dispositivos prácticos, esto no puede lograrse. Sin embargo, en una realización preferida de la invención las propiedades útiles de los MOSFET en esta topología permite una conmutación altamente controlada que logra que la eficiencia pueda llegar al 100% (es decir, no hay pérdidas intrínsecas de potencia que no pueden reducirse. Hay también algunas otras ventajas como se describe a continuación.

40 En la exposición que sigue se utilizan las expresiones corriente 'convencional' y 'contraria a la convencional'. 'Corriente convencional' es en el sentido normal para un MOSFET es decir, desde el Drenaje a la Fuente para un dispositivo de canal N, el sentido que bloquearía el diodo intrínseco. 'Contraria a la convencional' es en el mismo sentido que puede fluir la corriente en el diodo intrínseco, pero cuando se indique, este es en el canal de conducción, no a través del diodo. En las aplicaciones descritas en esta memoria se supone que la corriente 'contraria a la convencional' que fluye a través del canal de conducción, con el MOSFET activo, se encuentra en un nivel lo suficientemente bajo para que la tensión generada en la resistencia del canal de conducción sea más baja que la que sería necesaria para polarizar el diodo intrínseco para conducción. En este sentido se puede decir que el canal de MOSFET activado es un cortocircuito del diodo intrínseco.

50 Con cualquier par de conmutación, tal como S1 y S2, hay dos consideraciones importantes;

55 a. Que no debe haber momento en que ambos interruptores están activados. Si esto llegara a ocurrir una corriente muy alta de cortocircuito fluiría directamente desde el condensador intermedio (C3) a tierra. Si esto sucede durante cualquier tiempo sostenido es probable que la corriente exceda la capacidad del dispositivo y los MOSFET se destruirían. Si esto sucede durante períodos de tiempo muy cortos en el período de cruzamiento, y las corrientes son tales que pueden ser toleradas por los dispositivos de conmutación, entonces, esta corriente de 'cruzamiento' representa una pérdida directa de energía, y aparece como ineficiencia.

60 b. Que los dispositivos deben pasar entre los estados activo e inactivo con la mayor rapidez posible. En cualquier estado intermedio, cualquier corriente que fluye lo hace a través de un canal de conmutación que no tiene su mínima resistencia característica, y de nuevo esto se traduce en pérdida de potencia del sistema por disipación térmica de los dispositivos de conmutación.

65

La condición b. anterior es común a todos los sistemas de conmutación y en un diseño práctico se consigue ventajosamente al llevar la Puerta con un impulsor con una impedancia suficientemente baja como para alcanzar los tiempos de conmutación deseados. Sin embargo, en la topología de esta invención, se verá que es importante que el sentido del flujo de la corriente sea conmutado, y la siguiente explicación ilustra las consideraciones.

El uso de MOSFET en este circuito (u otros dispositivos semiconductores con propiedades similares) proporciona una solución particularmente fácil al problema de cruzamiento descrito en a. anteriormente. Ambas condiciones se cumplen si las señales de impulsión se diseñan con el fin de tener un breve pero definido retraso entre un interruptor que se desactiva y el otro se activa. Estos retrasos deben ser lo suficientemente largos como para garantizar que la condición a. se cumple en todas las posibles condiciones y tolerancias de los componentes, pero de otra manera lo más breve posible.

La Fig. 7 muestra las señales de impulsión de la puerta que cumplen esta condición, con el retraso exagerado. Téngase en cuenta que estas señales de Puerta se muestran con un sentido de una señal más positiva que hace que el MOSFET se active, y esto se adaptaría directamente a un circuito como en la figura 3, que se implementa en todos los MOSFET de canal N.

Considérese el caso de la conversión reductora con S2 permanentemente activado, S1 desactivado y S3 y S4 conmutando alternativamente, e inicialmente el caso sin carga. La forma de onda de la corriente es entonces como en la figura 7a. Cada ciclo activo empieza con la corriente de excitación que fluye en el sentido opuesto al que se considera convencional para un MOSFET. Mientras cada MOSFET se activa esta corriente fluye en el canal de conducción, y (como una cuestión de diseño para evitar la pérdida de energía) la tensión IR desarrollada a través del diodo no será suficiente para activarlo. Cada MOSFET se desactiva antes de que el otro en el par se active, y, como se describe anteriormente, la corriente está fluyendo ahora en el sentido convencional. La desactivación, por supuesto, no instantánea, y la resistencia del canal de conducción aumenta cuando la carga de la Puerta se retira.

Cuando no se activan o desactivan, los MOSFET se describen de manera adecuada y con mayor precisión como dispositivos de transconductancia, es decir, la tensión aplicada a la Puerta-Fuente controla bastante directamente la corriente de Drenaje-Fuente, que es en gran medida independiente de la tensión de Drenaje-Fuente. La corriente en el dispositivo, sin embargo, es controlada por el inductor, y en esta aplicación la corriente en el inductor no cambiará significativamente durante los momentos de conmutación de los MOSFET. De este modo, cuando la tensión de Puerta-Fuente se ha reducido hasta el punto de que la conductancia correspondiente es menor que la requerida para soportar la corriente 'I', entonces la tensión de Drenaje-Fuente comenzará a aumentar rápidamente. Debido a que la corriente está fluyendo en el sentido 'convencional', la tensión desarrollada está en el sentido de 'bloqueo' del diodo intrínseco, por lo que este no conduce. La tensión en el punto A (o B) de la figura 1 se mueve hacia la línea opuesta. La tasa de cambio de tensión se determina por el exceso de corriente (es decir, corriente de inductor menos conductancia en el dispositivo que se desactiva) que carga la capacitancia en la unión A (o B) de la figura 1. Como el 'exceso de corriente' es una proporción importante y creciente de la corriente de funcionamiento, y la capacitancia a tierra de la unión (A o B) será baja, la tasa de variación de la tensión en A (o B), será sustancial, y oscilará muy rápido a la tensión de la línea opuesta. Si por ejemplo si era S3 el que se desactivaba, entonces la tensión en B se elevaría a la tensión en C3.

Ahora como hay retrasos integrados en las señales de impulsión de Puerta, S4 no se activa en este momento. La tensión en B por lo tanto se eleva por encima de C3 hasta que es suficiente para activar el diodo intrínseco de S4. La corriente de conducción se transfiere ahora desde S3 al diodo intrínseco ya que la conductancia de S3 cae (nótese que en este momento la tensión de Drenaje de S3 se fija, por lo que cesa el efecto de la capacitancia parasitaria de 'transferencia inversa' de la Puerta de Drenaje, acelerando los cambios de tensión en la Puerta). Un corto momento después S4 se activa, pero cuando se activa por completo simplemente corta su propio diodo intrínseco, y la tensión de activación a través de S4 se reducirá a la determinada por su propia resistencia de canal de activación y la corriente que fluye.

El análisis anterior es correcto cuando el diseño tiene como objetivo la máxima eficiencia de potencia y se supone que la tensión máxima desarrollada a través de un MOSFET en la activación y cuando la corriente está fluyendo en el sentido 'contrario al convencional' es menor que su tensión directa de activación del diodo intrínseco.

En estas circunstancias, ahora se puede entender que las condiciones de conmutación pueden controlarse para ser una ventaja para una alta eficiencia energética. Las pérdidas de energía asociadas con la conmutación de S3 tienen un valor máximo de la tensión de trabajo multiplicada por un porcentaje significativo de la corriente de conexión, (esta es la característica de la conmutación de la mayoría de semiconductores), pero en esta transición la acción del inductor es para ayudar a la transición de la conmutación y de este modo garantizar que el tiempo de disipación se minimiza. El interruptor activo de S4 no tiene una disipación similar. La disipación máxima de conmutación es simplemente la corriente de trabajo multiplicada por la tensión directa del diodo intrínseco, y el tiempo de conmutación es muy corto ya que el tiempo para cambiar la tensión de drenaje es muy corto. Téngase en cuenta, en particular, que mientras hay una inevitable pérdida de potencia mientras el diodo intrínseco está conduciendo debido



a su característica de tensión directa, el tiempo durante el que conduce puede reducirse mediante el control del tiempo de conmutación, de modo que su contribución a la ineficiencia total puede hacerse arbitrariamente pequeña.

La Fig. 8a muestra esta transición de la conmutación con algunos detalles.

En el caso de que no haya carga ambas transiciones tienen esta característica, y el experto apreciará que este es el caso tanto para la conversión reductora como la conversión elevadora.

Considérese ahora el caso, una vez más de la conversión reductora, en la que la corriente de carga constante es mayor que la corriente de excitación de pico a pico. En este caso S4 siempre conduce en el sentido convencional, y S3 siempre en el 'contrario al convencional'. Es evidente que la transición S4 inactivo S3 activo es la misma que para el caso 'sin carga'.

Para la transición S3 inactivo S4 activo la situación es diferente. El sentido de la corriente es 'contrario al convencional'. Cuando se desactiva la tensión a través de S3 ahora cambia lo suficiente para que su diodo intrínseco empiece a conducir, y la tensión en el punto B de la figura 1 no cambiará significativamente.

S4 ahora se activará un breve momento después. Se comenzará a suministrar corriente a la unión, punto B, tan pronto como se active, pero la tensión en el punto B no comenzará a cambiar hasta que S4 esté suministrando toda la corriente y el diodo intrínseco de S3 se polarice a inactivo. En cuanto a la disipación de potencia se trata de la peor transición ya que la disipación máxima es la corriente total por la tensión de trabajo total. El sentido del flujo de corriente en el inductor no ayuda a la oscilación de la tensión en el punto B. El corto período de conducción del diodo intrínseco de S3 produce un pequeño escalón de tensión 10 en la forma de onda, como se muestra con detalle en la figura 8b. Como en el caso anterior la pérdida de potencia asociada con esta conducción del diodo se puede minimizar al reducir al mínimo su duración.

La consideración del caso de la conversión elevadora con una carga real (donde la corriente de carga supera la corriente de excitación de pico a pico) mostrará que ahora toda la conducción en S1 es en el sentido convencional, y toda en S2 en el sentido 'contrario al convencional'. Por lo tanto, cuando S1 se desactiva hay una transición rápida de tensión en el punto A, con la ayuda del sentido del flujo de corriente en el inductor, seguido por un breve período en el que se activa el diodo intrínseco de S2, seguido él mismo por la conducción a través del canal de MOSFET cuando S2 se activa. Sin embargo, cuando S2 se desactiva la conducción conmuta a su propio diodo intrínseco, seguido de la completa activación de S1.

De este modo, se puede ver que se establece una simple regla, sobre la base de las formas de onda de funcionamiento que se muestran en las figuras 7 y 8. Cuando la corriente en un dispositivo es en el sentido 'convencional' y ya es hora de que se desactive, entonces el sentido de la corriente en el inductor es como para asistir a una oscilación rápida de tensión, seguida de un corto período de conducción del diodo intrínseco del otro interruptor. Cuando la conducción en un dispositivo es en el sentido 'contrario al convencional', entonces la desactivación tiene como resultado un corto período de conducción de su diodo intrínseco, seguida de una transición normal de tensión conducida por el otro dispositivo que se activa.

Para concluir tan sólo es necesario esbozar la situación de regeneración, en la que el flujo de corriente se encuentra en sentido contrario al de los ejemplos anteriores. Por supuesto, esto está cubierto por la observación anterior de que la regeneración en una conversión reductora es idéntica a la conversión elevadora 'convencional' (y que en la conversión elevadora es simplemente conversión reductora convencional). La naturaleza de las transiciones de conmutación en cualquier caso por lo tanto es fácil de determinar a partir de las consideraciones esbozadas anteriormente.

### 3.0 Otras características de la invención

Las secciones anteriores esbozan la invención básica y su implementación importante utilizando interruptores MOSFET. En las secciones siguientes se esbozan unas variaciones y características.

#### 3.1 Téngase en cuenta el uso de tipos de MOSFET

Las figuras 3 y 4 muestran dos circuitos especialmente útiles. Es posible, como se señala más adelante, hacer circuitos de polaridad negativa simplemente cambiando la notación, y sería posible realizar circuitos utilizando todos los dispositivos de canal P (pero generalmente no se prefieren debido a sus prestaciones generalmente inferiores).

Sin embargo hay algunas diferencias de funcionamiento que son instructivas entre los circuitos que utilizan todos los interruptores de un tipo, y los que utilizan ambos tipos, y todas estas consideraciones se pueden derivar por la consideración de los circuitos de las figuras 3 y 4.

En primer lugar, como se ha señalado en otros lugares, el circuito de la figura 1 y los derivados sólo pueden trabajar con las mismas polaridades de entrada y salida, y los MOSFET solo pueden hacer una sub-clase de circuitos en los que la polaridad es fija. Es necesario para el funcionamiento del circuito que cuando todos los MOSFET se activan

entonces no debe fluir corriente, y esto requiere que en la misma condición todos los diodos intrínsecos deben estar polarizados inactivos.

En general, los MOSFET de tipo N son superiores a los de tipo P, ofreciendo más baja resistencia en conducción que los de tipo P sobre la base de coste a coste o tamaño a tamaño. También tienden a ofrecer mejores prestaciones dinámicas, con una menor resistencia en conducción de un determinado nivel de carga de puerta. El circuito de la figura 3 por lo tanto se prefiere generalmente cuando son necesarias potencias altas.

Sin embargo, para implementar la figura 3, el trazado de circuito de accionamiento para los MOSFET de la parte superior es más complejo que en el circuito de la figura 4. A bajas potencias, donde están disponibles los MOSFET de canal P de rendimiento adecuado, entonces el circuito de la figura 4 puede tener ventajas.

### 3.2 Regeneración

En un ejemplo práctico común, si (como se dibuja en las figuras) el lado de la izquierda de un circuito se conecta a una batería recargable y el lado derecho a un motor eléctrico de CC, entonces las señales de control al convertidor pueden ser de tal manera que hagan que el motor sea impulsado con una tensión variable (y por tanto una velocidad variable). Mientras que el motor representa una carga, la potencia fluye desde la batería hacia el motor, y de este modo a cualquier carga mecánica. Sin embargo, si la carga del motor tiene inercia, como sería proporcionada por un volante de inercia, entonces cuando las señales de control se establecen para ralentizar el motor, el motor actúa como una dinamo. La energía mecánica almacenada en el volante de inercia se convierte en energía eléctrica y el flujo de derecha a izquierda, recarga la batería. Similarmente, si el motor se utiliza para impulsar un vehículo eléctrico, de carretera, entonces la velocidad del vehículo puede controlarse cuando desciende por una colina, de nuevo recargando la batería por la acción de dinamo del motor. Estos convertidores por lo tanto pueden clasificarse como 'regenerativos', y la acción regenerativa no requiere una conmutación de 'cruzamiento' entre la impulsión y la regeneración.

### 3.3 Fuentes de tensión variable

Mientras que el accionamiento de motores de CC es una aplicación principal, hay muchas otras. Debido a la acción regenerativa, si uno de los lados (convencionalmente, pero no por ninguna razón fundamental, se muestra a la izquierda) se conecta a una 'fuente de tensión' (algo con la capacidad de suministrar y absorber corriente eléctrica, mientras mantiene una tensión esencialmente constante, normalmente una batería recargable), entonces el lado derecho también tiene la característica de una 'fuente de tensión', en la que la tensión que se ha de mantener se establece en relación a la tensión fija por las señales de control, y cualquier tendencia de la tensión del lado derecho a variar desde la establecida hará que la corriente fluya en un sentido para corregir el cambio). Las señales de control se pueden establecer con el fin de producir formas de onda de tensión arbitrarias. Si la carga impulsada por estas formas de onda tiene características de almacenamiento entonces el impulso será muy eficiente: la energía almacenada será devuelta al almacenamiento del lado izquierdo cuando el cambio de tensión de salida sea tal como para requerir esto. Estos convertidores se pueden utilizar de este modo como fuentes de tensión variable, que tienen una enorme gama de usos. En muchos de estos sustituirán a los 'Amplificadores de potencia' convencionales, ofreciendo las ventajas de la eficiencia y la regeneración de energía.

### 3.4 Polaridad

Los circuitos prácticos MOSFET de las figuras 3 y 4 sólo pueden funcionar con una fuente de CC con polaridad 'positiva' con respecto a la 'Tierra' o el 'Común'. Sin embargo, cambiar la notación (como expresamente se muestra en la Fig. 9, que la figura 4 dibujada de nuevo con pequeños cambios) muestra cómo se pueden construir convertidores de alimentación 'negativa'. Sin embargo, esta limitación de polaridad individual es el resultado de las características de los interruptores MOSFET, no de la topología de la propia figura 1. Con interruptores que pueden trabajar con ambas polaridades, ambos lados del convertidor podrían, en principio, conectarse a un circuito de CA. La entrada y la salida tendrían que ser de CA con la misma frecuencia, con los pasos a cero a aproximadamente el mismo tiempo, pero con señales de CA que fueran de baja frecuencia en comparación con la frecuencia de conmutación del convertidor, las formas de onda de cada lado podrían ser independientes.

### 3.5 Convertidores de varias fases

Al igual que con otros convertidores CC-CC, hay ventajas que se pueden obtener mediante la compartición de condensadores de almacenamiento (C1, C2, C3 de las figuras 1-4) con múltiples elementos de conmutación funcionando en un impulsor de múltiples fases. Si hay N fases separadas entonces, en general, la capacidad total en cada posición en la topología se reduce por un factor de N al cuadrado, en comparación con el uso de una sola fase de la misma potencia total. En este factor 'N al cuadrado', un factor N proviene del hecho de que los N condensadores ahora comparten la carga, y el otro factor de N viene debido a que el tiempo entre inversiones de la corriente ahora se divide por N.

Esta capacidad para compartir en sistemas de varias fases es común a varias topologías, sin embargo la topología de '*Split-pi*' de la presente invención se distingue de las otras topologías en que cuenta con cuatro terminales que tienen que ser conectados en paralelo a través de las fases;

Entrada/Salida (izquierda)

Entrada/Salida (Derecha)

5 Común (tierra)

Reserva

Estos terminales se muestran esquemáticamente en las figuras 1 a 4.

10 La figura 10 muestra un boceto de un convertidor de tres fases '*Split- $\pi$* ', en el que los elementos individuales pueden tener cualquiera de las formas que se derivan de la forma genérica de la figura 1.

### 3.6 Variantes de la topología básica

15 El diseño básico puede tener muchas variantes, en todas ellas los elementos esenciales se derivan directamente de la figura 1. Las variaciones más importantes son las de los filtros más allá de L1 y L2 para adaptarse a aplicaciones específicas. A modo de ejemplo, en el caso de una batería recargable que alimenta a un motor eléctrico a través de este circuito, podría prescindirse de los condensadores C1 y C2 en conjunto, o reducirse mucho su valor. Una batería recargable tiene normalmente una capacidad interna muy grande en sí misma, y presenta una baja impedancia de la fuente al convertidor. Si esto se considera que está a la izquierda del diagrama, entonces, el condensador C1 podría reducirse de valor, suficiente sólo para suprimir las tensiones de alta frecuencia que pueden generarse por los cambios de corriente que actúan sobre la impedancia de los cables que se conectan a la batería. Un motor eléctrico de CC tiene sobre todo las características de la 'fuente de tensión' (o 'sumidero de tensión' cuando el motor está en funcionamiento convencional), ya que su inercia de rotación mecánica mantiene una 'fem contraria' que sólo puede cambiar lentamente. C2 volvería a ser elegido para ser suficiente para suprimir los picos de alta frecuencia, sin embargo la alimentación de una fuente inductiva primaria (es decir L2 con sólo un valor bajo para C2) normalmente no es una desventaja, y puede ser una ventaja, ya que puede reducir las tensiones mecánicas por alta frecuencia que se producirán cuando los devanados alimentados desde una tensión muy bien controlada encuentren necesariamente el campo magnético variable a lo ancho de un polo.

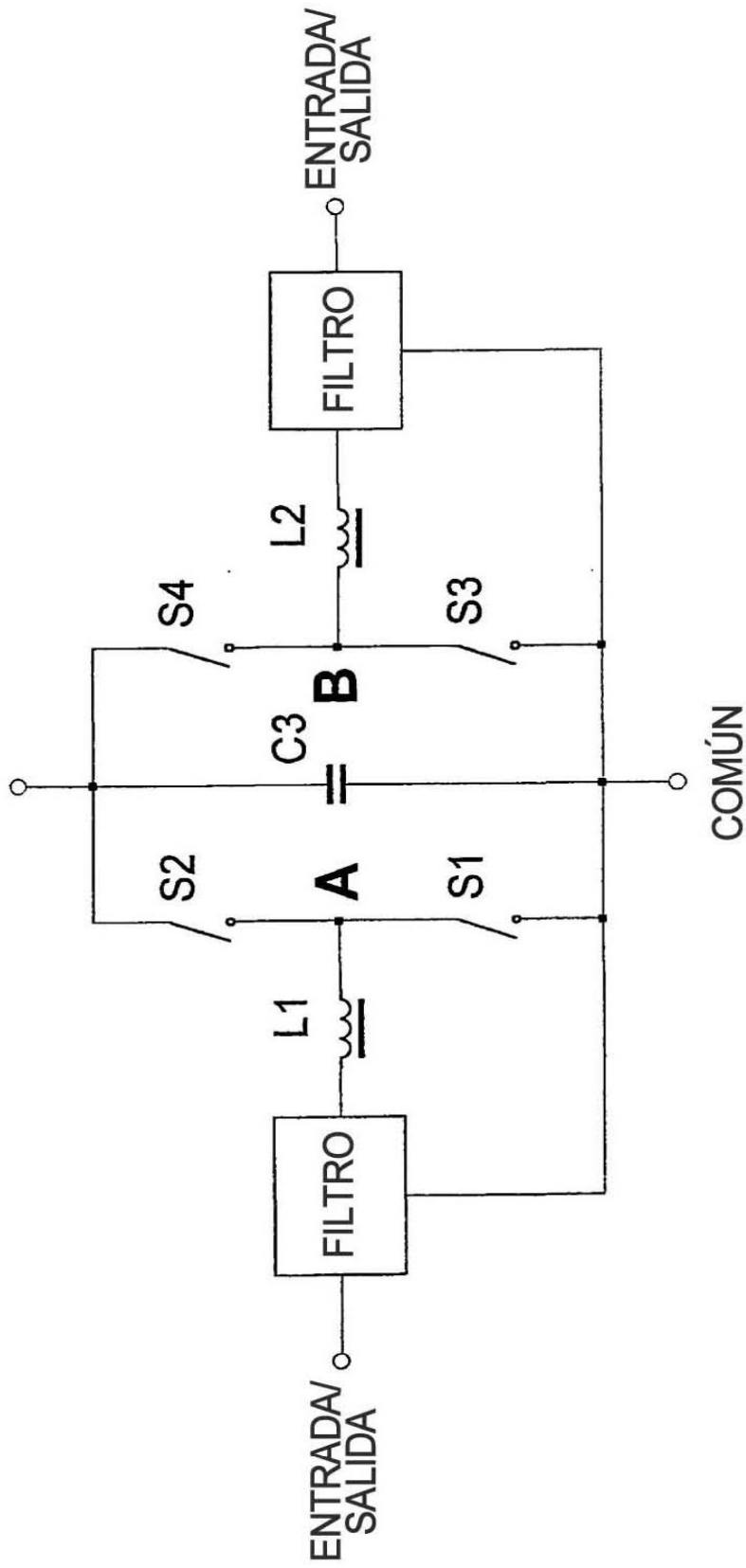
30 En el extremo opuesto del espectro los filtros podrían adoptar la forma de la figura 11, en la que se añaden 'polos' de filtro adicionales. Aquí la intención es mantener minimizada la 'ondulación' de la tensión en la entrada y salida. Al igual que con todos los filtros eléctricos un menor volumen total o coste de los inductores y los condensadores puede producir un mayor nivel de suavizado, si se dividen en dos o más secciones. De este modo, en referencia a la figura 11, si C1, C4, L1, L3 son la mitad del valor que lo que serían en un filtro comparable de una sola etapa, entonces la desviación de tensión en el punto C sería cuatro veces mayor que en el de una sola etapa, pero que en D será muy inferior, en la misma proporción.

35

## REIVINDICACIONES

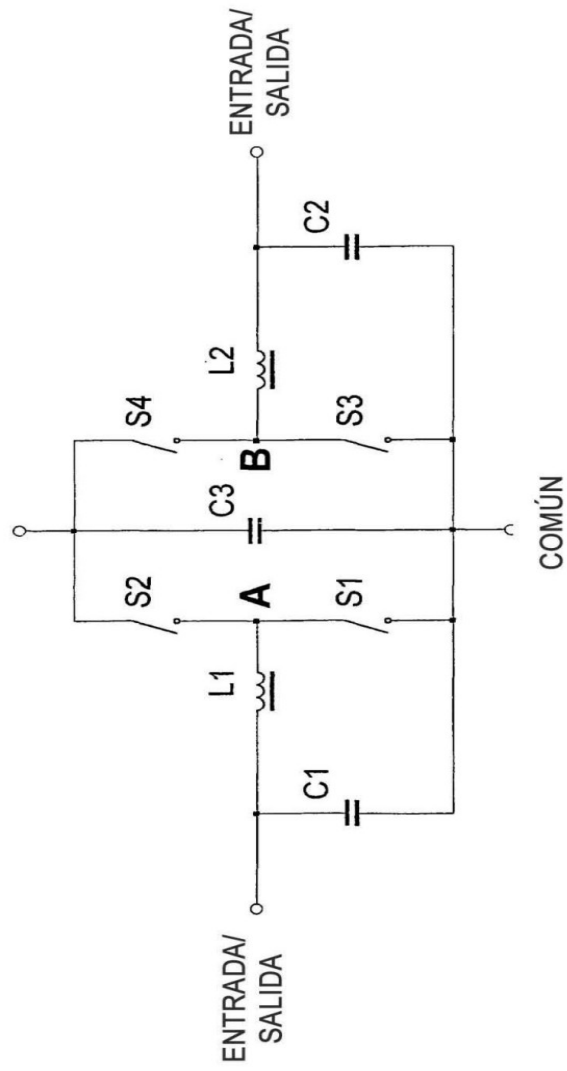
1. Un convertidor de potencia para controlar el flujo de energía entre unas tensiones primera y segunda, el convertidor de potencia comprende;
- 5 una conexión común entre una primera polaridad de las tensiones primera y segunda;  
 una capacitancia (C3), acoplada en un primer electrodo a la conexión común;  
 unos interruptores primero y segundo (S1, S2), que cuando se activan conducen la corriente en los dos sentidos y cuando se desactivan se comportan como un diodo semiconductor, conectados en serie entre la conexión común y un segundo electrodo de la capacitancia (C3);
- 10 unos interruptores tercero y cuarto (S3, S4), que cuando se activan conducen la corriente en los dos sentidos y cuando se desactivan se comportan como un diodo semiconductor, conectados en serie entre la conexión común y un segundo electrodo de la capacitancia (C3);  
 una primera inductancia (L1) acoplada entre una segunda polaridad de la primera tensión y una conexión que une los interruptores primero y segundo;
- 15 una segunda inductancia (L2) acoplada entre una segunda polaridad de la segunda tensión y una conexión que une los interruptores tercero y cuarto; y  
 un controlador para controlar el funcionamiento de los interruptores para controlar el flujo de energía entre las tensiones primera y segunda;  
 caracterizado porque el convertidor tiene un primer modo de funcionamiento cuando el controlador hace que el primer interruptor (S1) esté abierto, el segundo interruptor (S2) esté cerrado, y los interruptores tercero y cuarto (S3, S4) se conmuten alternativamente, la segunda tensión es inferior a la primera tensión,
- 20 un segundo modo de funcionamiento cuando el controlador hace que los interruptores primero y segundo (S1, S2) se conmuten alternativamente, el tercer interruptor (S3) esté abierto y el cuarto interruptor (S4) esté cerrado, siendo la segunda tensión mayor que la primera tensión, y
- 25 un tercer modo de funcionamiento cuando el controlador hace que los interruptores segundo y cuarto (S2, S4) estén cerrados y los interruptores primero y tercero (S1, S3) estén abiertos, siendo iguales las tensiones primera y segunda.
2. Un convertidor de potencia según la reivindicación 1, en el que la conmutación alternativa de los interruptores primero y segundo (S1, S2) o los interruptores tercero y cuarto (S3, S4) determina la relación entre la primera tensión y la segunda tensión.
3. Un convertidor de potencia según la reivindicación 1, en el que la potencia puede ser transferida en cualquier sentido, desde la primera tensión a la segunda tensión o desde la segunda tensión a la primera tensión.
- 35 4. Un convertidor de potencia según la reivindicación 1, que es sustancialmente simétrico entre las tensiones primera y segunda.
5. Un convertidor de potencia según la reivindicación 1, que comprende un filtro, tal como un condensador (C1), acoplado entre las polaridades primera y segunda de la primera tensión.
- 40 6. Un convertidor de potencia según la reivindicación 1, que puede funcionar como una fuente de alimentación o en un modo de regeneración sin variar el funcionamiento del controlador de los interruptores.
- 45 7. Un convertidor de potencia según la reivindicación 1, en el que uno o varios de los interruptores (S1, S2, S3, S4) comprende un MOSFET.
8. Un convertidor de potencia según la reivindicación 7, en el que el controlador conmuta de forma alterna un par de interruptores, siendo los interruptores primero y segundo (S1, S2), o los interruptores tercero y cuarto (S3, S4), con un retraso de intervención durante el que los dos interruptores del par se desactivan y la corriente es llevada temporalmente por la parte intrínseca del diodo del MOSFET.
- 50 9. Una fuente de tensión variable que comprende un convertidor de potencia según la reivindicación 1.
- 55 10. Un vehículo de propulsión eléctrica que comprende un convertidor de potencia, según la reivindicación 1.

RESERVA (UTILIZADA PARA SISTEMAS DE VARIAS FASES)



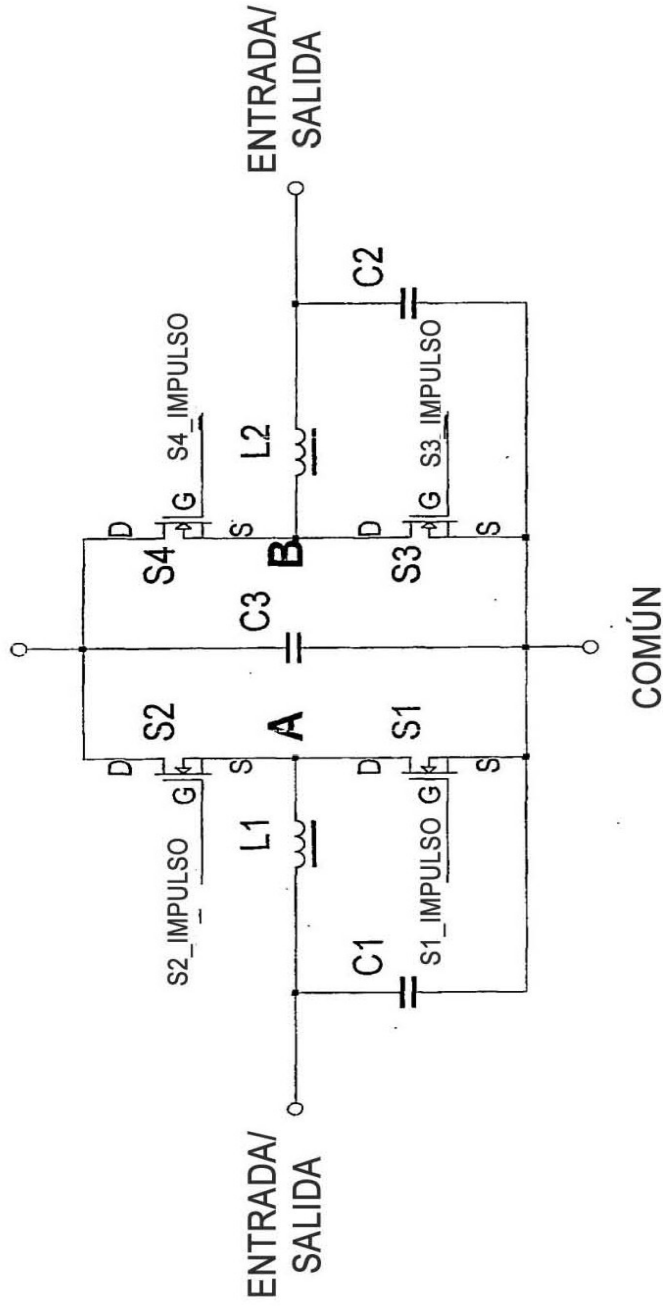
**FIG 1** CIRCUITO GENÉRICO DE TOPOLOGÍA 'SPLIT-PI'

RESERVA (UTILIZADA PARA SISTEMAS DE VARIAS FASES)



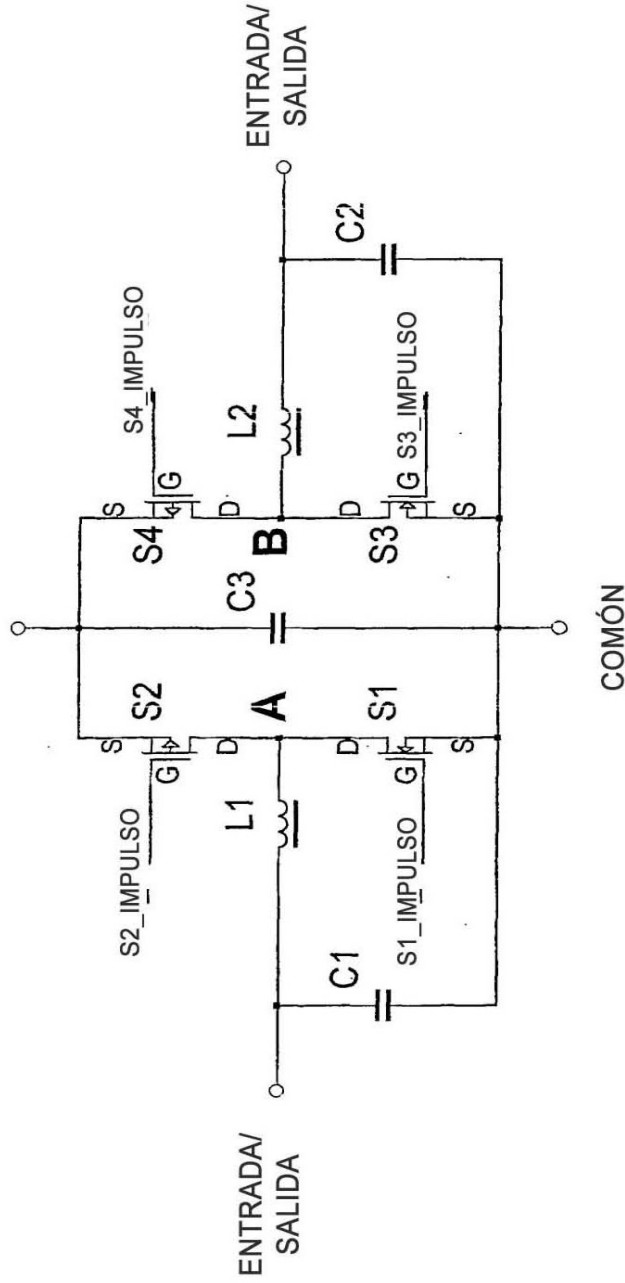
**FIG 2 CIRCUITO GENÉRICO CON FILTROS DE CONDENSADORES**

RESERVA (UTILIZADA PARA SISTEMAS DE VARIAS FASES)



**CIRCUITO DE FILTRO CONDENSADOR CON INTERRUPTORES MOSFET DE CANAL N**  
**FIG 3**

RESERVA (UTILIZADA PARA SISTEMAS DE VARIAS FASES)



**CIRCUITO DE FILTRO CONDENSADOR CON INTERRUPTORES MOSFET MEZCLADOS**  
**FIG 4**



FIG 5 Formas de onda básicas de tensión

Señales de control a los interruptores



Tensión en el punto B

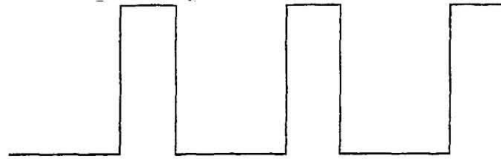


Fig 5a Corriente sin carga



Fig 5b Corriente con carga leve



Fig 5c Corriente con carga grande

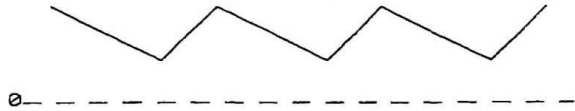
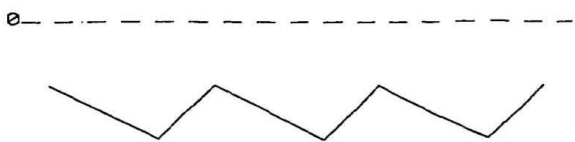
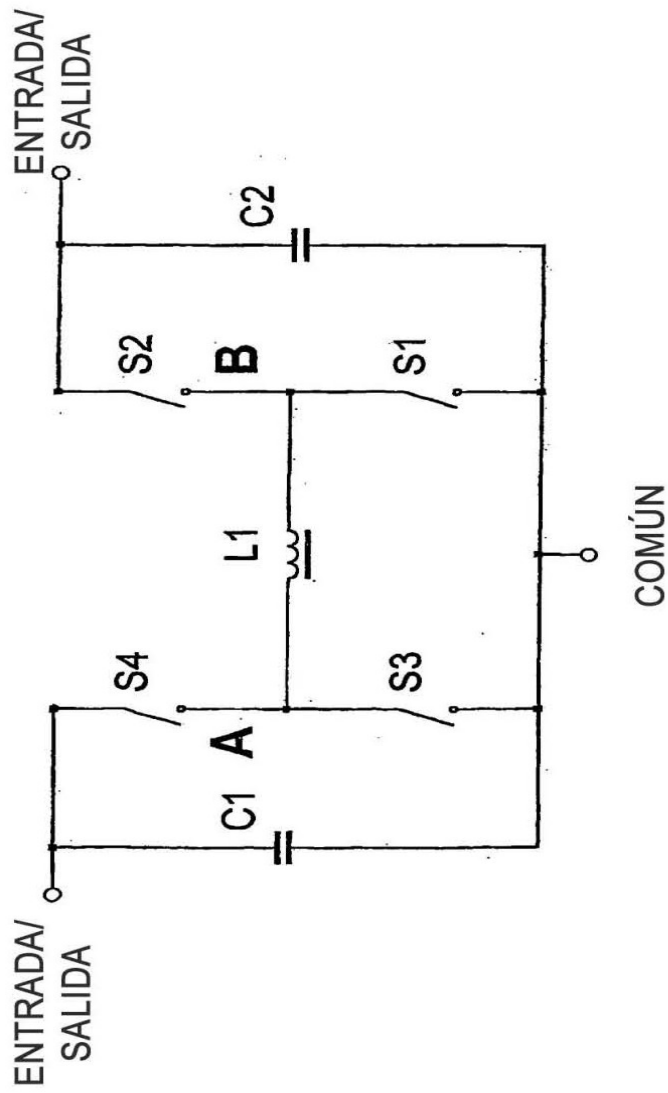


Fig 5d Corriente regenerativa leve



Fig 5d Corriente regenerativa más grande





**TOPOLOGÍA DE LA TÉCNICA ANTERIOR MÁS PRÓXIMA DESPUÉS DE 'ESSER'**  
**FIG 6**

FIG 7 Señales prácticas para el circuito de la figura 3  
Señales de control a los interruptores con retrasos exagerados

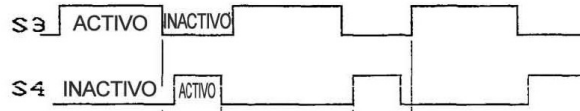


Fig 8a Tensión en B y corriente en L2 para sin carga

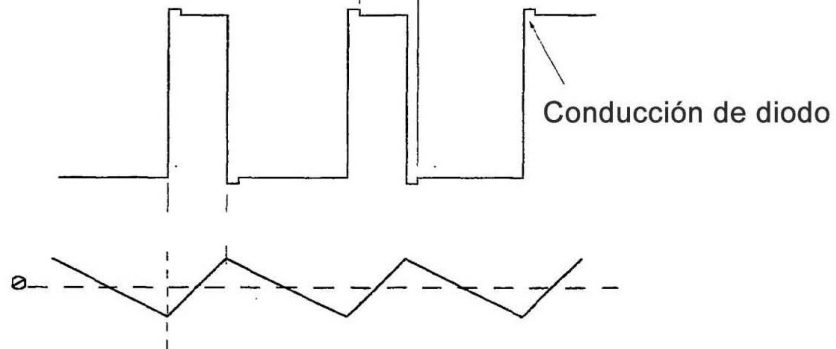
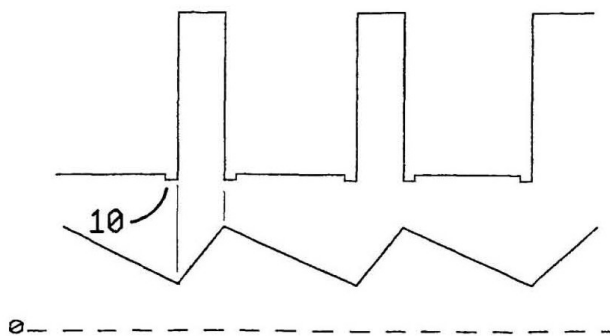
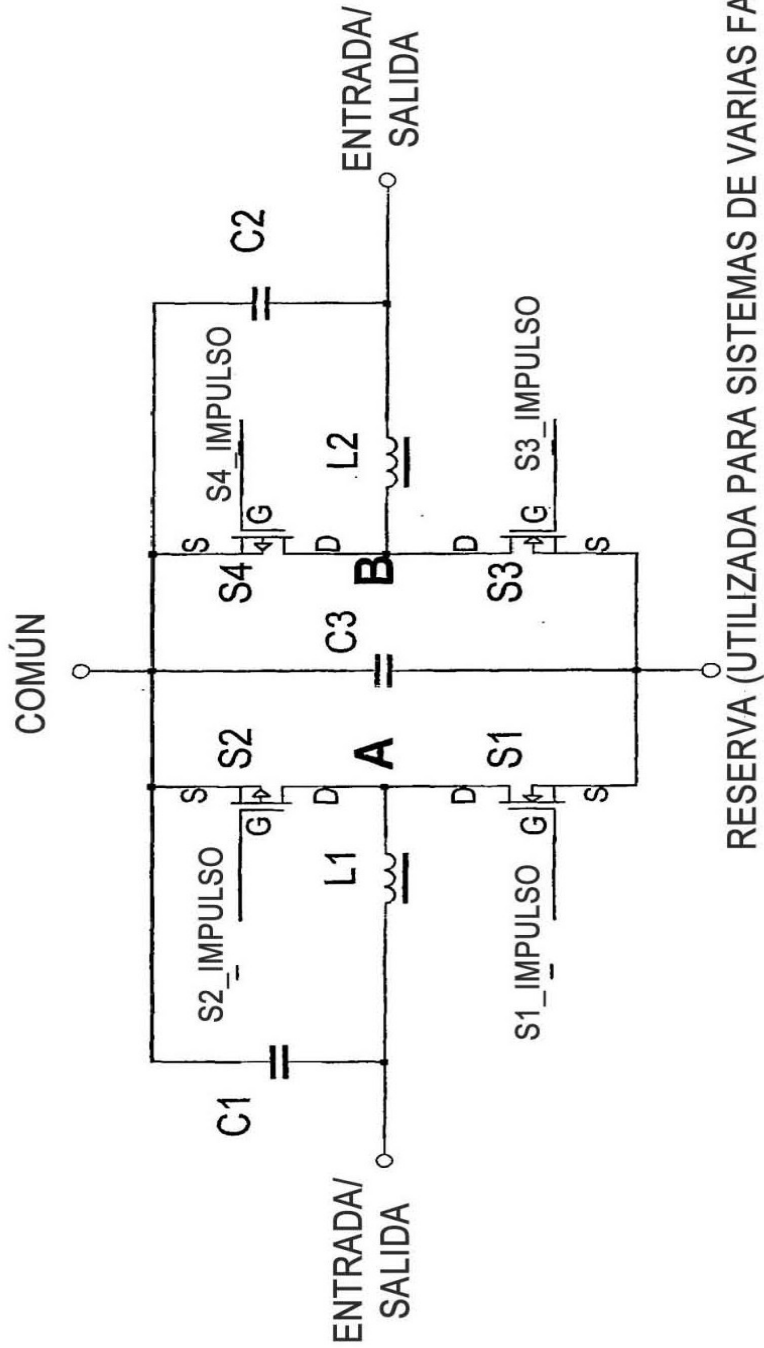
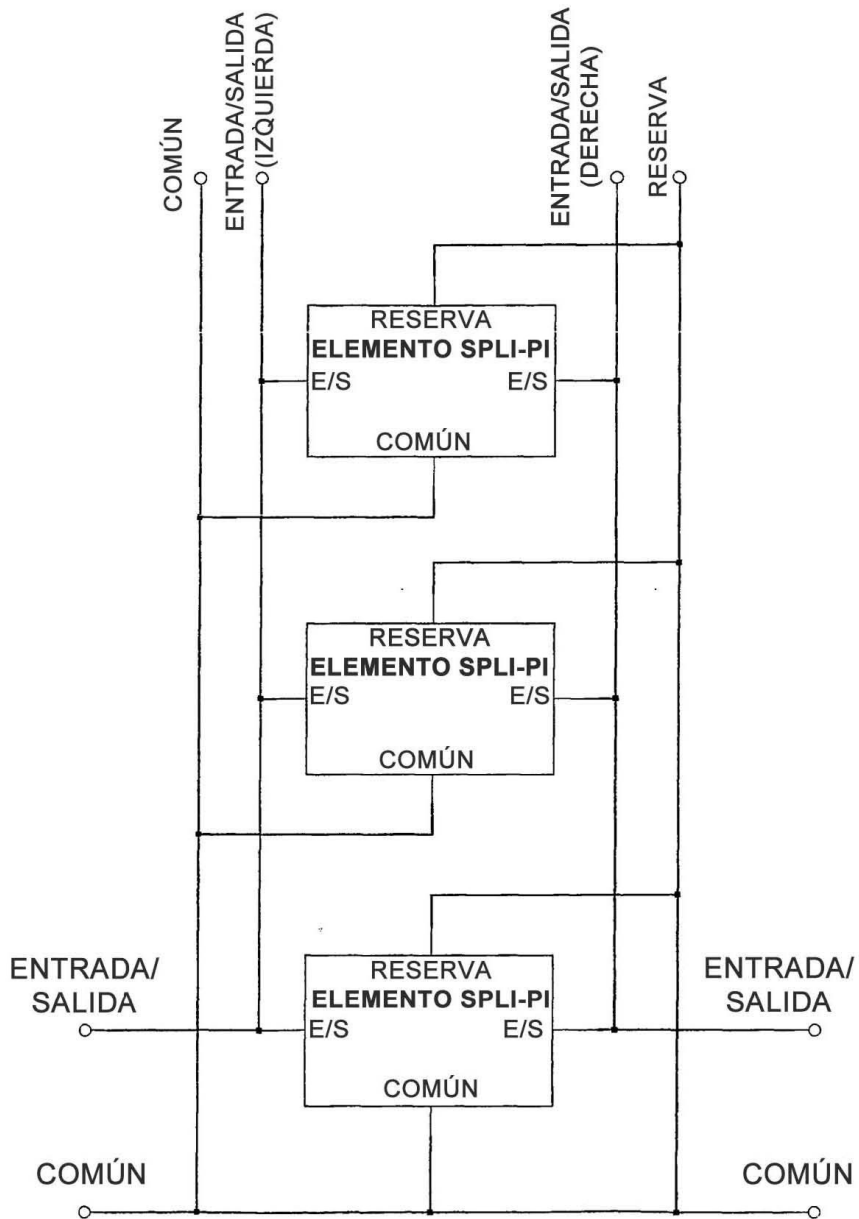


Fig 8b Tensión en B y corriente en L2 para gran carga





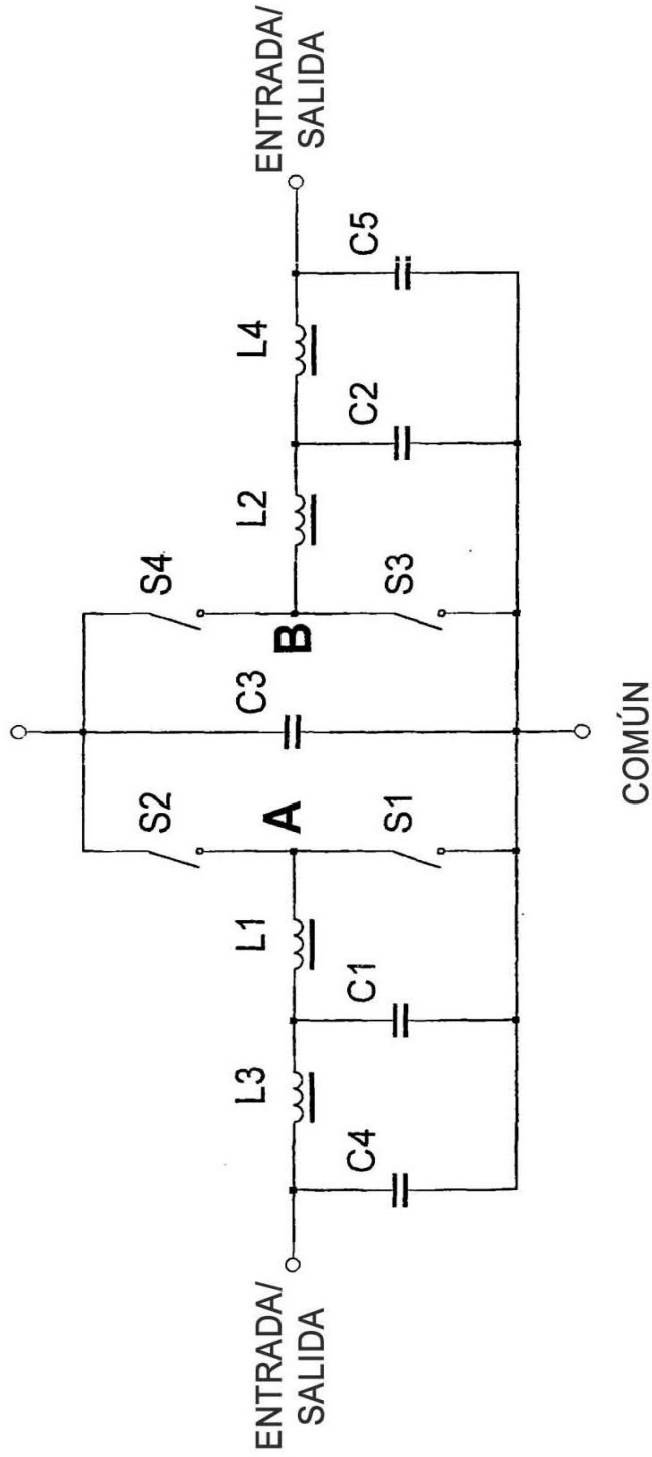
**FIG 9 VERSIÓN DE POLARIDAD NEGATIVA DE LA FIGURA 4**



**FIG 10**

CONVERTIDOR DE 3 FASES CON 3 ELEMENTOS QUE DERIVAN DE LA FIG. 1  
 SE MUESTRA UNA EXTENSIÓN A MÁS FASES  
 LAS SEÑALES DE CONTROL NO SE MUESTRAN

RESERVA (UTILIZADA PARA SISTEMAS DE VARIAS FASES)



**FIG 11 CIRCUITO GENÉRICO DE TIPOLOGÍA 'SPLIT-PI'**