

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 722 176**

51 Int. Cl.:

**H02M 7/12** (2006.01)

**H02P 27/06** (2006.01)

**H02M 1/42** (2007.01)

**H02M 7/217** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **29.08.2007 PCT/JP2007/066727**

87 Fecha y número de publicación internacional: **05.03.2009 WO09028053**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **29.08.2007 E 07806204 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **03.04.2019 EP 2184842**

54 Título: **Transformador CA/CC y unidad de accionamiento del compresor y acondicionador de aire que lo utiliza**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**07.08.2019**

73 Titular/es:

**MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION (100.0%)**  
7-3, Marunouchi 2-chome, Chiyoda-ku  
Tokyo 100-8310, JP

72 Inventor/es:

**SHINOMOTO, YOSUKE;**  
**SAKANOBÉ, KAZUNORI;**  
**TAKAHARA, HIDEKI;**  
**KAWASAKI, ISAO y**  
**AZUMA, SATOSHI**

74 Agente/Representante:

**ELZABURU, S.L.P**

ES 2 722 176 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**

Transformador CA/CC y unidad de accionamiento del compresor y acondicionador de aire que lo utiliza

**Campo técnico**

5 La presente invención se refiere a un transformador CA-CC para suprimir una corriente armónica en una corriente de entrada y convertir un voltaje en CA en un voltaje en CC y a un aparato de impulsión del compresor y un aparato de aire acondicionado que usan tal transformador CA-CC.

**Técnica anterior**

10 La presente invención se refiere a un transformador CA-CC que proporciona el cortocircuitado de un suministro de energía sólo una vez durante una mitad de ciclo en sincronización con un cruce del eje de cero de un voltaje de suministro de energía, suprimiendo así una corriente armónica que fluye a través de un reactor para mejorar el factor de potencia (véase, por ejemplo, el Documento 1 de la Patente).

15 Se describe un aparato en el que el tamaño de un reactor es reducido cortocircuitando un suministro de energía más de una vez durante una mitad de ciclo de un suministro de energía ya que el cortocircuitado de un suministro de energía sólo una vez durante una mitad de ciclo da como resultado un aumento del tamaño de un reactor (véase, por ejemplo, el Documento 2 de la Patente).

Además, se describe un aparato que tiene un conmutador para conmutar entre una rectificación de onda completa y una rectificación dobladora del voltaje y un conmutador para proporcionar el cortocircuitado de un suministro de energía, en el que una corriente armónica es suprimida conmutando mediante el uso de estos dos conmutadores, mejorando de este modo el factor de potencia (véanse, por ejemplo, los Documentos 3, 4 de la Patente).

20 Además, se describe un aparato en el que una corriente de entrada es controlada accionando un conmutador usando una PWM de alta frecuencia para tener una forma de onda sustancialmente sinusoidal, suprimiendo así una corriente armónica y mejorando el factor de potencia (véase, por ejemplo, el Documento 5 de la Patente).

Además, se ha publicado un artículo en un intento de suprimir una corriente armónica mediante dos operaciones de conmutación (véase, por ejemplo, el Documento 1 no de la Patente).

25 El Documento 6 de la Patente se refiere a un método de control para rectificadores multinivel de fase única. El Documento 7 de la Patente trata de rectificadores y transformadores trifásicos. Tales módulos de rectificador trifásico también se discuten en el Documento 8 de la Patente. Un transformador con un alto factor de potencia que usa un voltaje en CC del punto central se describe en el Documento 9 de la Patente.

[Documento 1 de la Patente] Patente Japonesa N° 2763479.

30 [Documento 2 de la Patente] Patente Japonesa N° 3485047.

[Documento 3 de la Patente] Patente Japonesa no examinada N° 2003-9535.

[Documento 4 de la Patente] Patente Japonesa N° 3687641.

[Documento 5 de la Patente] Patente Japonesa N° 2140103.

35 [Documento 6 de la Patente] Oguchi K. y otros: "A novel control method for single-phase slow switching multilevel rectifiers", registro de la Conferencia de la conferencia de Aplicaciones de la Industria de IEEE, Servicio CE IEEE, 13 Octubre 2002, páginas 1966-1973, ISBN: 978-0-7803-7420-1, XP032143359.

[Documento 7 de la Patente] US 5.936.855 A

40 [Documento 8 de la Patente] Backman N. y otros "Modern circuit topology enables compact power factor corrected three-phase rectifier module", INTELEC 2002, 24ª Conferencia Internacional de la Energía de las Telecomunicaciones 24, 29. Septiembre 2002, páginas 107-114, ISBN: 978-0-7803-7512-3, XP010614608.

[Documento 9 de la Patente] US 6.137.700 A.

[Documento 1 No de la Patente] "A Switching pattern decisión scheme for single-phase multi-level rectifiers" N° 1-61 Reunión de la División de Aplicación en la Industria del Instituto de Ingenieros Eléctricos de Japón 2005.

**Descripción de la invención**

45 Problemas para ser resueltos por la invención

El paso de una corriente de cortocircuito accionando un conmutador cada mitad de ciclo de un suministro de energía es una técnica de control muy simple, y está ampliamente en uso práctico como una técnica que asegura la

supresión de la corriente armónica a un coste bajo con menos emisiones de ruido, ya que el accionamiento de un conmutador durante una mitad de ciclo de un suministro de potencia proporciona una conmutación de baja frecuencia a 100 Hz o 120 Hz.

5 No obstante, se especifica un valor límite para una corriente armónica contenida en una corriente de entrada que fluye desde el suministro de energía y la corriente armónica tiene que ser limitada a debajo del valor límite, pero la limitación de la corriente armónica a debajo del valor límite lleva a un aumento en el tamaño de un reactor.

10 Por lo tanto, como está ilustrado en el Documento 2 de la Patente incorporado aquí como referencia, se describe una tecnología para reducir el tamaño de un reactor sin cambio alguno en la supresión de la corriente armónica aumentando el número de accionamientos de cortocircuitado de un conmutador. Sin embargo, hay un problema de tamaño aumentado del reactor incluso si la inductancia permanece no cambiada cuando aumentan el consumo de energía y la corriente de entrada.

15 Por lo tanto, como se muestra en el Documento 5 de la Patente incorporado aquí como referencia, el cual no contiene ninguna descripción sobre la PWM de alta frecuencia, en particular, la frecuencia, que generalmente acciona un conmutador en las frecuencias de conmutación de 15 a 20 kHz o más produce una corriente que tiene una forma de onda sustancialmente sinusoidal y un drástico descenso de la corriente armónica. También, es teóricamente posible impulsar un voltaje en CC producido a más alto que el voltaje en CC cuando el conmutador está apagado, y el voltaje en CC producido puede ser impulsado hasta que el reactor esté magnéticamente saturado.

20 Sin embargo, un enfoque descrito en el Documento 5 de la Patente incorporado aquí como referencia es un control de la corriente que detecta una corriente de entrada y la convierte en una forma de onda sustancialmente sinusoidal, lo que requiere un procesamiento de control de alta velocidad y un control de alta frecuencia de la PWM. Tal control de alta frecuencia de PWM produce una gran cantidad de emisiones de ruido, lo que lleva a unos costes enormes para la supresión del ruido. Además, el control de la corriente que cambia una corriente de entrada en una forma de onda sustancialmente sinusoidal requiere un control de alta velocidad que plantea un problema sobre los altos  
25 costes para los circuitos periféricos complicados que necesitan un control analógico usando microordenadores de alto rendimiento e ICs especializados.

30 Como se muestra en los Documentos 3 y 4 de la Patente incorporados aquí como referencia, el uso de un conmutador para conmutar entre una rectificación de onda completa y una rectificación dobladora del voltaje y un conmutador para proporcionar el cortocircuitado de un suministro de energía proporciona un amplio intervalo variable de voltaje de CC, pero no resuelve un problema del reactor de gran tamaño debido a la conmutación de baja frecuencia.

35 Además, la supresión de una corriente armónica en la corriente de entrada aumentando el nivel del voltaje de entrada de un rectificador que usa dos conmutadores se describe en el Documento 1 no de la Patente incorporado aquí como referencia. Aunque este enfoque tiene la ventaja de reducir el tamaño de un reactor usando una conmutación de baja frecuencia, se requiere calcular la temporización de encendido/apagado usando GA (Algoritmo Genético), que supone un cambio en las condiciones operativas tales como el control de los voltajes en CC y el cambio del consumo de energía. Por lo tanto, el GA tiene un problema con la instalación en el CPU de control tal como los microordenadores debido a que los parámetros son determinados solamente después de que se hayan repetido una operación complicada y el cambio de generación. Además, como los parámetros operados tienen que ser almacenados en la memoria o similar por adelantado, el GA emplea un amplio período de tiempo de desarrollo para aplicarlo a un producto que tiene muchos modelos y que requiere una gran cantidad de memoria, de modo que hay un problema con la aplicación práctica.  
40

45 La presente invención trata de resolver los problemas antes mencionados. El primer objeto de la presente invención es proporcionar un transformador CA-CC que suprima una corriente armónica y mejore el factor de potencia usando la conmutación PWM a frecuencias bajas de 5 kHz o menores a un coste menor que una PWM de alta frecuencia.

Además, el segundo objeto de la presente invención es proporcionar un transformador CA-CC que suprima una corriente armónica mediante el cortocircuitado de un suministro de energía una vez o más de una vez durante una mitad de ciclo de un suministro de energía para la reducción del tamaño de un reactor y la reducción del coste en niveles similares.

50 También, el tercer objeto de la presente invención es proporcionar un transformador CA-CC para un uso práctico que controle un voltaje en CC de modo que pueda ser aplicado a una pluralidad de modelos que tengan unas condiciones operativas diferentes y que proporcione una configuración de realimentación de modo que la temporización de encendido/apagado sea variable de acuerdo con el consumo de energía.

### Medios para resolver los problemas

55 Un transformador CA-CC de acuerdo con la presente invención comprende un rectificador conectado a un suministro de energía en CA por medio de un reactor, una pluralidad de condensadores conectados en serie a través de unos terminales de salida del rectificador, un primer conmutador bidireccional que tiene un extremo conectado a un

terminal de entrada del rectificador y otro extremo conectado a un punto de conexión entre una pluralidad de condensadores, un segundo conmutador bidireccional que tiene un extremo conectado a otro terminal de entrada del rectificador y otro extremo conectado al otro extremo del primer conmutador bidireccional, y un medio de control para accionar los conmutadores bidireccionales primero y segundo durante una mitad del ciclo del suministro de energía en CA para controlar un voltaje introducido al rectificador para obtener un valor deseado de un voltaje de salida.

Ventajas

De acuerdo con la presente invención, los conmutadores bidireccionales primero y segundo son accionados durante una mitad de ciclo de un suministro de energía en CA de modo que un voltaje introducido al rectificador es controlado a un voltaje de salida deseado, permitiendo de este modo que una corriente fluya a través de un reactor para tener una forma de onda sinusoidal. Esto produce una mayor reducción en el tamaño del reactor que un sistema convencional en el que un conmutador es accionado solamente una vez o varias veces durante una mitad de ciclo de un suministro de energía.

Además, el tamaño del reactor no puede ser reducido en comparación con el accionamiento del conmutador basado en una PWM de alta frecuencia, sin embargo, es posible la operación basada en la PWM a bajas frecuencias de 1kHz a 5 kHz, lo que da como resultado un no aumento del coste para la supresión del ruido debido a la PWM de alta frecuencia asegurando así una puesta en práctica de bajo coste.

Además, la presente invención puede ser aplicada fácilmente para producir unos grupos que tengan diversos modelos y diferentes especificaciones sin buscar los parámetros necesarios para obtener un voltaje de salida deseado realizando un control de realimentación del voltaje de salida deseado.

La invención proporciona un transformador CA-CC de acuerdo con la reivindicación 1, un aparato de impulsión del compresor de acuerdo con la reivindicación 20 que comprende un transformador CA-CC, y un aparato de aire acondicionado de acuerdo con la reivindicación 22 que tiene un refrigerante hecho circular por un aparato de impulsión del compresor. Las realizaciones preferidas están definidas en las reivindicaciones dependientes.

**Breve descripción de los dibujos**

[Figura 1] La Figura 1 es un diagrama de bloques de un circuito que muestra un transformador CA-CC de acuerdo con la Realización 1 de la presente invención.

[Figura 2] La Figura 2 es un gráfico de la forma de onda convencional para describir la Realización 1.

[Figura 3] La Figura 3 es un diagrama de la configuración del circuito en un estado ideal para describir la Realización 1.

[Figura 4] La Figura 4 es un gráfico de la forma de onda del voltaje para describir un principio operativo en la Realización 1.

[Figura 5] La Figura 5 es unos diagramas de circuitos cada uno correspondiente a la operación de los conmutadores bidireccionales primero y segundo en el transformador CA-CC de acuerdo con la Realización 1.

[Figura 6] La Figura 6 es un diagrama vectorial obtenido de una configuración del circuito principal de la Figura 3.

[Figura 7] La Figura 7 es un diagrama de bloques que muestra un control de realimentación en el transformador CA-CC de acuerdo con la Realización 1.

[Figura 8] La Figura 8 es un gráfico de la forma de onda de modulación de las señales de accionamiento en un transformador CA-CC de acuerdo con la Realización 1.

[Figura 9] La Figura 9 es un diagrama de bloques del circuito que muestra el transformador CA-CC de acuerdo con la Realización 2 de la presente invención.

[Figura 10] La Figura 10 es un gráfico de la forma de onda que muestra la asignación de las señales de accionamiento de los conmutadores bidireccionales primero y segundo en el transformador CA-CC de acuerdo con la Realización 2.

[Figura 11] La Figura 11 es otro diagrama de bloques de acuerdo con la Realización 2.

[Figura 12] La Figura 12 es el diagrama de bloques del circuito que muestra el transformador CA-CC de acuerdo con la Realización 3 de la presente invención.

[Figura 13] La Figura 13 es el diagrama de bloques del circuito que muestra el transformador CA-CC de acuerdo con la Realización 4 de la presente invención.

[Figura 14] La Figura 14 es un diagrama del circuito del refrigerante de un aparato de aire acondicionado.

[Figura 15] La Figura 15 es un diagrama de bloques de control que muestra una sección de generación de la señal de accionamiento de un circuito de control en el transformador CA-CC de acuerdo con la Realización 5.

[Figura 16] La Figura 16 es un gráfico de la forma de onda de la operación de la modulación de la densidad de impulsos en el transformador CA-CC de acuerdo con la Realización 5.

5 [Figura 17] La Figura 17 es un gráfico de la forma de onda que muestra la modulación de la duración de los impulsos y la modulación de la densidad de impulsos en el transformador CA-CC de acuerdo con la Realización 5.

[Figura 18] La Figura 18 es un diagrama de configuración de un reactor usado en el transformador CA-CC.

[Figura 19] La Figura 19 es el diagrama del circuito que muestra otro ejemplo de un conmutador bidireccional.

Números de referencia

10	1	Suministro de energía en CA
	2	rectificador
	3	primer conmutador bidireccional
	4	segundo conmutador bidireccional
	5, 5a, 5b	reactor
15	6	primer condensador
	7	segundo condensador
	8	carga en CC
	9	suministro de energía en CA virtual
	10	primer conmutador bidireccional
20	11	segundo conmutador bidireccional
	20	circuito de control
	21	sección de detección de fase de suministro de energía
	22	sección de detección de sobrecarga de corriente
	23	primer detector de voltaje
25	24	segundo detector de voltaje
	25	sección de detección de sobrevoltaje
	26	sección de cálculo de voltaje del transformador
	27	sección de generación de la señal de accionamiento
	30	compresor
30	30a	motor
	31	condensador
	32	válvula de expansión
	33	evaporador
	40	transformador $\Delta\Sigma$
35	41	integrador
	42	cuantificador
	43	circuito de retardo
	51	bobinado

	52	núcleo del centro
	53	núcleo superior
	54	componente de resina
	60	primer elemento de conmutación
5	61	primer diodo
	62	segundo elemento de conmutación
	63	segundo diodo

**Mejores modos para realizar la invención**

Realización 1

10 La Figura 1 es un diagrama de bloques de circuito que muestra un transformador CA-CC de acuerdo con la Realización 1 de la presente invención.

15 El transformador CA-CC mostrado en la Figura 1 incluye un rectificador 2 para rectificar una entrada en CA de un suministro 1 de energía en CA, un primer conmutador bidireccional 3 que tiene un extremo conectado a un terminal de entrada del rectificador 2, un segundo conmutador bidireccional 4 que tiene un extremo conectado al otro terminal de entrada del rectificador 2, un reactor 5 insertado entre el suministro 1 de energía en CA y un terminal de entrada del reactor 2, los condensadores primero y segundo 6 y 7 conectados en serie a través de los terminales de salida del reactor 2, un circuito de control 20 que controla para proporcionar un voltaje de salida deseado para aplicación a una carga en CC 8 operando los dos conmutadores bidireccionales primero y segundo 6, 7 durante una mitad de ciclo del suministro 1 de energía en CA. El primer conmutador bidireccional está compuesto por, por ejemplo, un IGBT 3a y un diodo rectificador 3b. Igualmente, el segundo conmutador bidireccional está compuesto por un IGBT 4a y un diodo rectificador 4b.

20 Aunque la configuración del circuito en la Figura 1 es la misma que la de los Documentos 3 y 4 de la Patente incorporados aquí como referencia, excepto para la provisión de los conmutadores bidireccionales primero y segundo 3, 4, la operación de los conmutadores bidireccionales primero y segundo 3, 4, afecta en gran medida a los efectos y las ventajas, como se describe más adelante.

25 La operación de un transformador descrita en, por ejemplo, el Documento 3 de la Patente incorporado aquí como referencia se describe más adelante con referencia a la Figura 2, que es un gráfico de la forma de onda convencional para describir la Realización 1.

30 En la tecnología convencional un conmutador SW1 proporciona una operación de cortocircuitado de un impulso durante una mitad de ciclo del suministro de energía, mientras que un conmutador SW2 proporciona una conmutación entre una rectificación de onda completa y una rectificación dobladora del voltaje. La operación de cortocircuitado de un impulso por el conmutador SW1 durante una mitad de ciclo del suministro de energía da como resultado una forma de onda de la corriente de entrada mostrada en la Figura 2(b). Esto se debe a que el transformador está encendido durante de Ton en respuesta a una señal de cortocircuitado de un impulso (como se muestra en la Figura 2(c)) en un tiempo de retardo predeterminado de Tdl después de los puntos de cruce del eje de cero (puntos negros en la Figura 2(a)) del voltaje de suministro de energía, que hace que la corriente eléctrica fluya a través del conmutador SW1, dando como resultado una corriente superpuesta parcialmente por formas de onda puntiagudas (véase la Figura 2(b)).

40 El conmutador SW2 está diseñado para proporcionar una conmutación entre la rectificación de onda completa y la rectificación dobladora del voltaje, y por lo tanto puede incluir un conmutador mecánico tal como un relevador. Con esto se pretende aumentar el intervalo de control del voltaje proporcionando dos niveles de voltaje de referencia, un voltaje basado en la rectificación de onda completa y un voltaje basado en la rectificación dobladora del voltaje para que la base del voltaje en CC sea aplicada a la carga en CC 8.

45 En la Realización 1 los conmutadores bidireccionales primero y segundo 3, 4 son conmutados repetidamente en encendido y apagado.

50 En consecuencia, un conmutador mecánico tiene un problema de vida de contacto corta o de soldadura asociada con la operación de encendido y apagado, que requiere una configuración del conmutador del semiconductor. También, en la Realización 1, los conmutadores bidireccionales primero y segundo 3, 4 sirven para el mismo fin, mientras que en la tecnología convencional dos conmutadores sirven para fines diferentes. Además, el transformador CA-CC de acuerdo con la Realización 1 puede ser conseguido accionando los dos conmutadores bidireccionales 3, 4 como está representado por un suministro de energía en CA virtual en la Figura 3.

La Figura 3 es un diagrama de la configuración del circuito que muestra un estado ideal para describir la Realización 1. El suministro de energía en CA 1 y el reactor 5 son los mismos que los de la Figura 1 y el transformador CA-CC está representado por el suministro de energía en CA 9 virtual. También, como en la Figura 1, un voltaje a través de los terminales de un suministro de energía en CA 1, un voltaje a través de los terminales del suministro de energía 9 en CA virtual, y una corriente que fluye a través del reactor 5 son denominados  $V_s$ ,  $V_c$ , e  $I$ , respectivamente.

La corriente  $I$  que fluye a través del reactor 5 está determinada por la diferencia de voltaje entre el suministro de energía en CA 1 y el suministro de energía en CA 9 virtual. Si el voltaje a través de los terminales del reactor 5 es dada como  $j\omega LI$ ,  $j\omega LI = V_s - V_c$ , en donde  $\omega$  es una frecuencia angular,  $L$  es una inductancia del reactor 5, y  $j$  es un número imaginario.

Si el voltaje  $V_s$  del suministro de energía 1 es  $V_s = V_1 \cdot \sin(\omega t)$ , el voltaje  $V_c$  del suministro de energía en CA virtual es  $V_c = V_2 \cdot \sin(\omega t - \phi)$ , y  $\phi$  es la diferencia de fase entre  $V_s$  y  $V_c$ , y suponiendo que  $V_1 = V_2$ , la corriente  $I$  que fluye a través del reactor 5 está dada por la siguiente fórmula.  $I = 1/j\omega L \cdot 2 \cdot \sin(\phi/2) \cdot \cos(\omega t - \phi/2)$ . Si la diferencia de fase entre  $V_s$  y  $V_c$  no cambia,  $\sin(\phi/2)$  es una constante. Por lo tanto, la corriente  $I$  está dada por la siguiente fórmula, representando  $K$  todas las constantes.  $I = -j \cdot K \cdot \cos(\omega t - \phi/2)$ .

Como se ha descrito antes, cuando la salida de voltaje  $V_c$  del suministro de energía 9 en CA virtual tiene una forma de onda sinusoidal, la corriente  $I$  que fluye a través del reactor 5, es decir, una corriente  $I$  de entrada es una corriente sinusoidal, que suprime una corriente armónica. También, la diferencia de fase entre la corriente  $I$  y el suministro de energía en CA 1 que llega a cero hace que el factor de potencia del suministro de energía llegue al 100 por ciento.

Por lo tanto, si la diferencia de fase  $\phi$  entre la amplitud  $V_2$  del suministro de energía en CA 9 virtual y la del suministro de energía en CA 1 está apropiadamente controlada para producir un voltaje sinusoidal, un componente armónico en una corriente de entrada puede ser suprimido, aumentando de este modo el factor de potencia.

Por lo tanto, como se describe en el Documento 1 no de la Patente, accionando los conmutadores bidireccionales primero y segundo 3, 4 se hace que el voltaje  $V_c$  a través de los terminales de entrada del rectificador 2, como se muestra en la Figura 1, sea un voltaje de tres niveles que tiene una forma de onda sustancialmente sinusoidal como se muestra en la Figura 4. El  $V_o$  mostrado en la Figura 4 es un voltaje en CC aplicado a la carga en CC 8. La Figura 4 es un gráfico de la forma de onda del voltaje para describir un principio operativo en la Realización 1.

La forma de onda en la Figura 4 se describe sobre la base de los diagramas de los circuitos mostrados en la Figura 5. La Figura 5 muestra unos diagramas de circuitos correspondiendo cada uno a la operación de los conmutadores bidireccionales primero y segundo en un transformador CA-CC de acuerdo con la Realización 1.

Los conmutadores bidireccionales primero y segundo 3, 4, dos en total, producen cuatro combinaciones diferentes de encendido-y-apagado. Cuando los dos conmutadores bidireccionales 3, 4 son simultáneamente encendidos (modo de cortocircuito del suministro de energía), los terminales de entrada a través del rectificador 2 son cortocircuitados. La Figura 5(a) muestra ahí la operación del circuito. Como los conmutadores bidireccionales primero y segundo 3, 4 estando simultáneamente en el estado encendido hacen que los terminales de entrada a través del rectificador 2 sean cortocircuitados como se ha descrito antes, el voltaje  $V_c$  se hace 0 ( $V_c=0$ ), y el voltaje en la zona (1) de una forma de onda del voltaje en la Figura 4 es producido como un voltaje del transformador  $V_c$ .

Cuando el primer conmutador bidireccional 3 está en el estado encendido y el segundo conmutador bidireccional 4 está en el estado apagado (primer modo de rectificación dobladora del voltaje), el voltaje  $V_c$  a través de los terminales de entrada del rectificador 2 es igual al voltaje a través del segundo condensador 7, como se muestra en la Figura 5(b). Por lo tanto, el voltaje  $V_c$  llega a una mitad del voltaje en CC  $V_o$  y es producido como un voltaje  $V_c$  del transformador. En este caso, el voltaje es un voltaje en la zona (2) de la forma de onda del voltaje.

Por el contrario, cuando el primer conmutador bidireccional 3 está en el estado apagado y el segundo conmutador bidireccional 4 está en el estado encendido (segundo modo de rectificación dobladora del voltaje), el voltaje a través de los terminales de entrada del rectificador 2 se hace igual al voltaje a través del primer condensador 6, como se muestra en la Figura 5(c), y por lo tanto, llega a ser una mitad del voltaje  $V_o$  en CC como en el caso de la Figura 5(b). En este caso, en la zona (2) un voltaje es también producido como un voltaje  $V_c$  del transformador.

Cuando el primer conmutador bidireccional 3 está en el estado apagado y el segundo conmutador bidireccional 4 está en el estado apagado (modo de rectificación de onda completa), el voltaje  $V_c$  a través de los terminales de entrada del rectificador 2 se hace igual al voltaje  $V_o$  a través de los condensadores primero y segundo 6, 7, como se muestra en la Figura 5(d). En este momento el voltaje es un voltaje en la zona (3) de la forma de onda del voltaje.

El voltaje  $V_c$  del transformador puede ser producido como un voltaje sinusoidal de tres niveles controlando apropiadamente una relación temporal en la que, y un orden en el que, se generan las zonas (1) a (3) de la forma de onda del voltaje mostradas en la Figura 4.

Las Figuras 5(e) a 5(h) son las mismas que las Figuras 5(a) a 5(d) excepto en que el suministro de energía en CA tiene una polaridad diferente. El hecho de que  $V_c$  no cambie de dirección solamente está previsto para mostrar que cuando  $V_c$ , o sea  $V_s$  tiene una polaridad negativa,  $V_c$  tiene también una polaridad negativa. Por lo tanto, incluso una

zona que tiene una polaridad negativa puede generar una zona (2') que tiene una polaridad inversa de  $V_c = -V_o/2$  y una zona (3') que tiene también  $V_c = -V_o$ .

5 Como se ha descrito antes, una combinación apropiada de accionamientos de encendido y apagado de los conmutadores bidireccionales primero y segundo 3, 4 permite que el voltaje  $V_c$  a través de los terminales de entrada del rectificador 2 sea producido como un voltaje que tiene más niveles, es decir tres niveles de 0,  $V_o/2$ , y  $V_o$ , que los conseguidos mediante un cortocircuito que conmuta una vez o dos veces durante una mitad de ciclo de un suministro de energía, permitiendo de este modo una reducción del tamaño del reactor 5 mientras la conmutación de baja frecuencia permanece sin cambios.

10 Además, en las Figuras 5(b), 5(c), 5(f), y 5(g), un punto de conexión entre los condensadores primero y segundo 6, 7 está conectado a un extremo del suministro de energía en CA, que constituye un circuito que tiene la misma configuración que la usada para la denominada rectificación dobladora del voltaje. El voltaje  $V_o$  en CC puede ser controlado para ser mayor que un voltaje en CC obtenido por una rectificación de onda completa controlando apropiadamente la relación de ocurrencia en la que uno de los dos conmutadores bidireccionales 3, 4 está en el estado encendido, en otras palabras, la relación en la que  $V_o/2$  es producido como el voltaje  $V_c$  del transformador.

15 El Documento 1 no de la Patente describe una tecnología para controlar el accionamiento de los dos conmutadores bidireccionales 3, 4 determinándolo por adelantado con una herramienta analítica tal como un ordenador personal. No obstante, la temporización de encendido/apagado puede fijarse de una manera infinitamente variable dependiendo de un ángulo de fase. Además, es virtualmente imposible buscar una temporización de encendido/apagado que haga que el voltaje  $V_o$  en CC llegue a ser igual a un valor deseado del voltaje.

20 Por lo tanto, el Documento 1 no de la Patente propone un método de búsqueda basado en GA. No obstante, no se ha identificado ningún método de investigación que busque una temporización de encendido/apagado que haga que el voltaje  $V_o$  en CC sea igual a un valor deseado del voltaje además de suprimir la corriente armónica. Además, es difícil exponer un método para extraer los parámetros requeridos en uso práctico a partir de innumerables parámetros en el caso de productos que tengan unos estados de carga variables para operación y que tengan muchos modelos.

En la Realización 1, una temporización encendido/apagado no es buscada por adelantado por cálculo. En vez de ello, la temporización encendido/apagado de los dos conmutadores bidireccionales 3, 4 es determinada por el control de realimentación.

30 El control de realimentación en la Realización 1 se describe más adelante usando la Figura 6. La Figura 6 es un diagrama vectorial obtenido a partir de la configuración del circuito principal de la Figura 3, lo cual puede ser normalmente encontrado en libros de texto. La Figura 6(a) es un diagrama vectorial que muestra que la corriente  $I$  muestra una fase de retardo en el reactor en el reactor 5 en relación con el voltaje  $V_s$  del suministro de energía en CA 1. Una caída del voltaje  $j\omega L I$  se produce en el reactor 5 para ser perpendicular a la corriente  $I$ , lo que da como resultado la coincidencia con el voltaje  $V_s$  del suministro de energía en CA 1 por la adición vectorial de  $V_c$ , el voltaje del transformador a través de los terminales de entrada del rectificador 2.

35 Con el fin de producir el voltaje  $V_c$  del transformador cuyo factor de potencia de 1, un triángulo en la Figura 6 (a) debería ser un triángulo recto teniendo  $V_s$  perpendicular a  $j\omega L I$  como se muestra en la Figura 6(b). Por lo tanto, el voltaje  $V_c$  del transformador debería controlar un ángulo de fase de modo que su fase de retardo  $\phi$  fuera un valor dado por la siguiente fórmula en relación con el suministro de energía en CA 1.  $\phi = \tan^{-1}(\omega L I/V_s)$ . También, la amplitud  $V_2$  del voltaje  $V_c$  del transformador es producida para ser  $V_2 = V_1/\cos(\phi)$ . Alternativamente, puede ser producido para ser  $[V_s^2 + (\omega L I)^2]^{1/2}$  a partir del teorema de Pitágoras para un triángulo recto en la Figura 6(b).

40 La configuración de un sistema de control de modo que el ángulo de fase y la amplitud de un voltaje para ser producido sean únicamente determinados permite la creación de una señal de accionamiento para el accionamiento de los dos conmutadores bidireccionales 3, 4 mediante la aplicación de un método de modulación bien conocido, tal como una modulación en dientes de sierra, una modulación de onda triangular, una modulación vectorial del espacio, o una modulación dipolar.

45 Como la amplitud  $V_2$  del voltaje  $V_c$  del transformador es una función del ángulo de fase  $\phi$ , una diferencia de fase  $\phi$  entre el voltaje  $V_s$  del suministro de energía en CA 1 y el voltaje  $V_c$  del transformador puede ser derivado por realimentación. Esta vez el ángulo de fase  $\phi$  se determina por el control del voltaje en CC con el fin de controlar el voltaje en CC de la salida del transformador CA-CC.

50 La Figura 7 muestra un ejemplo de un bloque de control para controlar un ángulo de fase  $\phi$ . Un valor de mando del voltaje en CC es comparado con un valor ( $V_o$ ) detectado del voltaje en CC y su diferencia es introducida en un controlador PI. Es evidente a partir del Documento 5 de la Patente, incorporado aquí como referencia, que la salida del controlador PI es generalmente un mando de corriente. Por lo tanto, si una corriente fluye para convertirse en una salida del controlador PI, el control del ángulo de fase  $\phi$  puede ser realizado.



Como el ángulo de fase  $\phi$  es una función del voltaje  $V_s$  del suministro de energía en CA 1 y la entrada de corriente  $I$  y el voltaje  $V_s$  del suministro de energía en CA 1 es conocido, el ángulo de fase  $\phi$  puede ser derivado sustituyendo la salida del controlador PI de la corriente  $I$  en la fórmula anteriormente mencionada del ángulo de fase  $\phi$ . Una vez que el ángulo de fase  $\phi$  es derivado, la amplitud  $V_2$  puede ser fácilmente calculada. Además, la operación PLL no plantea ningún problema en la sincronización del ángulo de fase  $\phi$  con la fase del suministro de energía en CA 1, lo que da como resultado una mejora en la exactitud del ángulo de fase  $\phi$  así como una posterior disminución de la corriente armónica. No es necesario decir, como se muestra en la Figura 7(b), en lugar de generar la amplitud  $V_2$  a partir del ángulo de fase  $\phi$ , derivando la amplitud  $V_2$  de un mando de corriente, una salida del controlador PI como se muestra en la Figura 7(b), sobre la base de un triángulo recto mostrado en la Figura 6(b) no plantea ningún problema, proporcionando unos efectos similares.

El voltaje  $V_c$  del transformador puede ser generado por estos procedimientos. La distribución de este voltaje  $V_c$  a los conmutadores bidireccionales primero y segundo 3, 4 puede ser realizada por una modulación unipolar ordinaria. La Figura 8 muestra un gráfico de la forma de onda de tal modulación unipolar. Las formas de onda sinusoidales mostradas en las Figuras 8(a) y 8(b) son el voltaje de salida  $V_c$ . La Figura 8(a) muestra una señal de modulación del primer conmutador bidireccional 3, mientras que la Figura 8(b) muestra una señal de modulación del segundo conmutador bidireccional 4.

Primero, la forma de onda de la Figura 8(a) se describe más adelante. Se hace una comparación usando una onda triangular en la que la polaridad está invertida entre el positivo y el negativo. El valor absoluto calculado del lado negativo es el mismo que el del lado positivo, lo que indica la modulación unipolar. Apagando cuando el voltaje  $V_c$  del transformador es mayor que una onda triangular, una onda portadora, proporciona una señal de accionamiento del primer conmutador bidireccional 3 (véase la forma de onda (lado Hi: encendido) en la Figura 8(c)).

A continuación, en el caso de la forma de onda en la Figura 8(b), el segundo conmutador bidireccional 4 tiene una polaridad negativa en relación con el voltaje  $V_c$  del transformador, provocando una forma de onda de modulación para convertirse en un voltaje  $-V_c$  de onda sinusoidal que tiene una fase invertida 180 grados en relación con la de la Figura 8(a). También, la onda triangular de una onda portadora tiene una fase invertida 180 grados en relación con la de la Figura 8(a). Comparando esta onda de modulación con la onda portadora antes descrita se proporciona una señal de accionamiento del segundo conmutador bidireccional 4 (véase la forma de onda en la Figura 8(d)).

El voltaje  $V_c$  del transformador generado por el accionamiento del primer conmutador bidireccional 3 y el segundo conmutador bidireccional 4 en las formas de onda de las Figuras 8(c) y 8(d) puede también ser obtenido por la adición de las formas de onda en las Figuras 8(c) y 8(d). Sin embargo, como en las formas de onda en las Figuras 8(c) y 8(d), Hi está conmutado en encendido, la adición de Hi, que es 0, y Lo, que es 1, proporciona un voltaje  $V_c$  interrumpido del transformador como se muestra en la Figura 8(e). Por lo tanto, el voltaje  $V_c$  del transformador puede ser distribuido a los conmutadores bidireccionales primero y segundo 3, 4 mediante la aplicación de la modulación unipolar.

Los transformadores de las Figuras 5(c) y 5(d) incluyen el suministro de energía 1 que tiene la misma polaridad y el mismo circuito, una configuración de rectificación dobladora del voltaje, que requiere una configuración del circuito que produce un valor de  $V_o/2$  diferente durante la misma polaridad. Aunque dos condensadores 6, 7 conectados en serie están dispuestos para producir una mitad del voltaje  $V_o$  en CC, la rectificación dobladora del voltaje está en efecto mientras que  $V_o/2$  está siendo producida, haciendo que bien uno del primer condensador 6 o del segundo condensador 7 sean cargados. Solamente uno de los condensadores que está siendo cargado falla en proporcionar una mitad del voltaje de salida a través de los condensadores, lo cual distorsiona el voltaje  $V_c$  del transformador así como la corriente de entrada, lo que da como resultado el fallo en la supresión de una corriente armónica.

En consecuencia, es necesario accionar el primer conmutador bidireccional 3 y el segundo conmutador bidireccional 4 de una manera equilibrada de modo que el primer condensador 6 y el segundo condensador 7 sean cargados para mantener una mitad del voltaje  $V_o$  en CC de una manera equilibrada mientras que el suministro de energía en CA 1 tiene la misma polaridad.

La modulación unipolar está bien adaptada a la configuración de este circuito por cuanto dos modos de operación que dan  $V_c = V_o/2$ , un modo en el que solamente el primer conmutador bidireccional 3 está en el estado encendido y el otro modo en el que solamente el segundo conmutador bidireccional 4 está en el estado encendido están alternados.

La Realización 1 se ha descrito anteriormente en términos de modulación unipolar. No es necesario decir que cualesquiera otros sistemas de modulación tales como una modulación bipolar, una modulación dipolar, una modulación en diente de sierra, y una modulación vectorial del espacio proporcionan unos efectos similares si los dos conmutadores bidireccionales 3, 4 pueden ser accionados de una manera equilibrada para producir el voltaje  $V_c$ .

Como se ha descrito antes, de acuerdo con la Realización 1, el primer conmutador bidireccional 3 y el segundo conmutador bidireccional 4 son accionados de una manera equilibrada para hacer que el voltaje  $V_c$  del transformador a través de los terminales de entrada del rectificador 2 sea un voltaje de onda sinusoidal de tres

niveles, permitiendo así que la corriente  $I$  fluya a través del reactor 5 para tener una forma de onda sinusoidal. Esto permite además la reducción del tamaño del reactor 5 en comparación con un sistema convencional en el que los conmutadores son accionados una vez o varias veces durante la mitad de un ciclo del suministro de energía.

5 Aunque la posterior reducción del tamaño del reactor 5 no puede ser realizada mediante el accionamiento del conmutador usando una PWM de alta frecuencia, el accionamiento usando una baja frecuencia, por ejemplo una PWM de 1 kHz a 5 kHz es posible, no llevando a un aumento de los costes de las medidas tomadas contra el ruido causado por la PWM de alta frecuencia así como a la puesta en práctica a un coste bajo. Esto se debe a que la aplicación de una salida de voltaje  $V_c$  del transformador de onda sinusoidal permite que una corriente de entrada  
10 tenga una forma de onda sustancialmente sinusoidal sin control de la corriente de entrada, permitiendo de este modo el accionamiento usando una PWM de baja frecuencia.

Además, el voltaje  $V_c$  del transformador puede fácilmente ser aplicado para producir grupos que tengan diversos modelos y diferentes especificaciones realizando el control de realimentación del voltaje  $V_o$  en CC usando, por ejemplo, la modulación unipolar sin investigar un parámetro necesario para un voltaje de salida deseado.

#### Realización 2

15 La Figura 9 es diagrama de bloques de circuitos que muestra un transformador CA-CC de acuerdo con la Realización 2 de la presente invención. Los números y símbolos de referencia de la Figura 9 se refieren a los mismos componentes que los que tienen los mismos números y símbolos de referencia en la Realización 1 descrita en la Figura 1, y se omiten las descripciones repetidas de los mismos componentes.

20 En la Figura 9 un primer conmutador bidireccional 10 está provisto de un detector de corriente  $3c$  para detectar una corriente que fluye a través de una IGBT 3a, mientras que un segundo conmutador bidireccional 11 está provisto de un detector de corriente  $4c$  para detectar una corriente que fluye a través de una IGBT 4a.

25 Un circuito de control 20 incluye una sección 21 de detección de la fase de suministro de energía para detectar la fase de un suministro de energía en CA 1, una sección 22 de detección de sobrecorriente para detectar una sobrecorriente basada en una corriente detectada desde un primer conmutador bidireccional 10 y un segundo conmutador bidireccional 11, un primer detector de voltaje 23 para detectar un voltaje a través de un primer condensador 6, un segundo detector de voltaje 24 para detectar un voltaje a través de un segundo condensador 7, una sección 25 de detección de sobrevoltaje para detectar un sobrevoltaje basada en un voltaje del primer detector de voltaje 23 y el segundo detector de voltaje 24, una sección 26 de cálculo del voltaje del transformador para calcular los voltajes  $V_c$  del transformador que resultan del accionamiento de los conmutadores bidireccionales  
30 primero y segundo 10, 11, respectivamente, que realiza el control de realimentación de un valor del mando del voltaje en CC basada en los voltajes detectados por los detectores de voltaje primero y segundo 23, 24 y la fase del suministro de energía de la sección 21 de detección de la fase de suministro de energía, y una sección 27 de generación de la señal de accionamiento para generar una señal de accionamiento para los dos conmutadores bidireccionales 10, 11 a partir de las señales de la sección 22 de detección de sobrecorriente y la sección 25 de  
35 detección de sobrevoltaje y un voltaje  $V_c$  del transformador calculado por la sección 26 de cálculo del voltaje del transformador.

40 El primer condensador 6 y el segundo condensador 7 han de tener unos voltajes a través de ellos equilibrados uno frente a otro. Esto se debe a que un voltaje a través de cada uno de los condensadores es alternativamente producido como el voltaje  $V_c$  del transformador. Si tal nivel de voltaje no es  $V_o/2$ , el voltaje  $V_c$  del transformador sirve como una fuente de voltaje que tiene una distorsión armónica asimétrica, que hace que una corriente armónica más alta esté presente en la corriente  $I$  que fluye a través del reactor 5. También, esto hace que la corriente armónica aumente y hace que un componente de compensación sea superpuesto sobre la corriente de entrada, lo que plantea un problema sobre el efecto negativo sobre otros aparatos conectados al suministro de energía en CA 1. Además, existe el problema de que un voltaje aplicado a través de los condensadores supere el voltaje no disruptivo  
45 de uno de los condensadores y que avance la degradación de uno de los condensadores.

50 Se ha hecho un intento para detectar un voltaje a través de cada uno de los condensadores con el primer detector de voltaje 23 para detectar un voltaje a través del primer condensador 6 y el segundo detector de voltaje 24 para detectar un voltaje a través del segundo condensador 7. En la Figura 5(b), por ejemplo, el primer conmutador bidireccional 3 que está en el estado encendido hace que el segundo condensador 7 sea cargado, mientras que en la Figura 5(c) el segundo conmutador bidireccional 4 que está en el estado encendido hace que el primer condensador 6 sea cargado. Por el contrario, si el suministro de energía en CA 1 tiene su polaridad invertida, el primer conmutador bidireccional 3 que está en el estado encendido hace que el primer condensador 6 sea cargado como se muestra en la Figura 5(f), mientras que en la Figura 5(g) el segundo conmutador bidireccional 4 que está en el estado encendido hace que el segundo condensador 7 sea cargado.

55 Como se ha descrito antes, un conmutador y un condensador para ser cargados son alternados de acuerdo con la polaridad del suministro de energía en CA 1, lo que provoca un desequilibrio de voltaje en los condensadores. Tal desequilibrio del voltaje se describe más adelante.

5 Cuando el primer conmutador bidireccional 10 y el segundo conmutador bidireccional 11 están en el mismo estado, el voltaje  $V_c$  del transformador es 0, como se ha descrito antes. Sin embargo, los conmutadores bidireccionales 10, 11 están compuestos por una IGBT y un diodo rectificador en la Figura 1 o la Figura 9, en donde estos semiconductores generan una pequeña cantidad de voltaje saturado incluso en el momento del estado encendido, y el voltaje no es 0. Por lo tanto, cuando el suministro de energía en CA 1 tiene una polaridad positiva el voltaje  $V_c$  del transformador es mayor de 0 ( $V_c > 0$ ), mientras que cuando tiene una polaridad negativa el voltaje  $V_c$  del transformador es menor de 0 ( $V_c < 0$ ).

10 El voltaje  $V_c$  del transformador tiene una fase de retardo detrás del voltaje  $V_s$  del suministro de energía en CA 1. En consecuencia, un estado en el que  $V_s$  y  $V_c$  tienen una polaridad opuesta entre sí se produce inmediatamente después del cruce en cero del suministro de energía en CA 1. En tal estado en el que hay polaridades diferentes inmediatamente después del cruce en cero, la relación entre un condensador que ha de ser cargado por conmutación y el voltaje de saturación es invertida. Por este motivo, si el condensador que ha de ser cargado es alternado de acuerdo con la polaridad del suministro de energía en CA 1, sólo una pequeña cantidad del voltaje de saturación dentro de tal pequeña sección que tiene polaridades diferentes es tratada como un voltaje erróneo y cargada a través de uno de los condensadores sin estar compensado.

15 Esto significa, por ejemplo, que un voltaje de saturación negativo es cargado a través del primer condensador 6 y que un voltaje de saturación positivo es cargado a través del segundo condensador 7. Recuérdese que un voltaje de saturación que tiene una polaridad opuesta es cargado a través de cada uno de los condensadores 6, 7.

20 Por lo tanto, en esta realización 2, los conmutadores bidireccionales primero y segundo 10, 11 son accionados para asegurar que tal voltaje erróneo, una causa de desequilibrio en la vecindad del cruce de cero, es cargado a través de uno de los condensadores. Se describe más adelante usando la Figura 10. La Figura 10 es un gráfico de la forma de onda que muestra la asignación de las señales de accionamiento de los conmutadores bidireccionales primero y segundo en un transformador CA-CC de acuerdo con la Realización 2. El gráfico de la Figura 10 corresponde a las señales de modulación de la Figura 8, de modo que la onda sinusoidal de las señales de modulación de la Figura 8(a) corresponden a la onda sinusoidal mostrada en línea continua en la Figura 10(a'). La onda sinusoidal mostrada en línea de trazos en la Figura 10(a'') representa el voltaje  $V_s$  del suministro de energía en CA 1. El voltaje  $V_s$  del suministro de energía en CA 1 está dividido en cuatro secciones, primera a cuarta secciones, que se muestran en la Figura 10. Una sección entre un punto de cruce de cero creciente y un punto de pico positivo del suministro de energía en CA 1 es denominada Sección 1, mientras que una sección entre el punto de pico positivo y un punto de cruce de cero descendente es denominada Sección 2.

25 En la Figura 8 las señales de accionamiento (c), (d) para el accionamiento de los dos conmutadores bidireccionales 10, 11 tienen diferentes anchuras de servicio, y por lo tanto una cantidad de carga a través de los condensadores varía con la señal de accionamiento de (c) y (d). Suponiendo que la señal de la Figura 8(c) es una señal de accionamiento de  $S_a$ , el primer conmutador bidireccional 10, y la señal en la Figura 8(d) es una señal de accionamiento de  $S_b$ , el segundo conmutador bidireccional 11, la carga por la señal de la Figura 8(c) es realizada sobre el segundo condensador 7 en la sección 1 como se muestra en la Figura 10 y en el primer condensador 6 en la sección 3. Si no hay error en el voltaje de saturación que resulta de la fase de retardo antes mencionada, la inversión de la polaridad en el suministro de energía en CA 1 alterna la carga de los condensadores, lo que compensa una cantidad de carga, que da como resultado un no desequilibrio.

30 No obstante, debido al error en el voltaje de saturación, la señal de la Figura 8(c) es igualmente asignada en  $S_a$ , el primer conmutador bidireccional 10, y  $S_b$ , el segundo conmutador bidireccional 11. La asignación de las señales de accionamiento de las Figuras 8(c), 8(d) está alterada entre las secciones 1 y 3 y las secciones 2 y 4 para asegurar la coincidencia de un condensador para ser cargado en las secciones 1 y 3 en la rectificación dobladora del voltaje.

35 La señal mostrada en la Figura 10(f) representa la asignación de las señales de accionamiento en la Figura 8(c). Las señales de la Figura 8(c) son asignadas a  $S_a$ , el primer conmutador bidireccional 10, en las secciones 1 y 4 y a  $S_b$ , el segundo conmutador bidireccional 11 en las secciones 2 y 3. Igualmente, la señal mostrada en la Figura 10(g) representa la asignación de las señales de accionamiento de la Figura 8(d). Como se muestra en las Figuras 10(f) y 10(g), la asignación de las señales de accionamiento es alterada cada cuarto de ciclo del suministro de energía en CA 1 de modo que coincidan un ángulo de fase en una mitad de onda del suministro de energía y la asignación del condensador de carga.

40 El desequilibrio de voltaje puede ser suprimido reasignando las señales de accionamiento obtenidas por la modulación unipolar con un condensador para ser cargado en mente. Aunque las señales reasignadas son generadas usando combinaciones de las secciones 1 y 4 y las secciones 2 y 3 en las anteriores descripciones, la reasignación con un condensador para ser cargado en mente será suficiente. Por ejemplo, como los condensadores para ser cargados alternan dependiendo de la polaridad del suministro de energía en CA 1, la reasignación de acuerdo con la polaridad del suministro de energía en CA 1 proporciona unos efectos similares. La reasignación de acuerdo con la polaridad del suministro de energía en CA 1 da como resultado las combinaciones de las secciones 1 y 2 y de las secciones 3 y 4.

Además, el primer detector de voltaje 23 se usa para determinar el factor de modulación del conmutador para cargar el primer condensador 23, mientras que el segundo detector de voltaje 24 se usa para determinar el factor de modulación del conmutador para cargar el segundo condensador.

5 Como se ha descrito antes, de acuerdo con la Realización 2, la asignación de las señales de accionamiento de los dos conmutadores bidireccionales 10, 11 son alteradas de tal manera que los modos de carga siempre coincidan en el ángulo de fase del suministro de energía, y, además de ello, el factor de modulación de las señales de accionamiento para cambiar encendido o apagado los dos conmutadores bidireccionales 10, 11 está determinado respectivamente basado en un voltaje detectado, que así minimiza el desequilibrio de voltaje entre el primer condensador 6 y el segundo condensador 7 al máximo.

10 No es necesario decir que una diferencia de voltaje entre el voltaje detectado por el primer detector de voltaje 23 y el detectado por el segundo detector de voltaje 24 es calculada y el factor de modulación es manipulado para ajustar una cantidad de carga de ambos condensadores en tal diferencia de voltaje, dando como resultado los mismos efectos que el método precedente. Además, no es necesario decir, una diferencia de voltaje entre el voltaje detectado por el primer detector de voltaje 22 y el detectado por el segundo detector de voltaje 23 es corregido como el factor de trabajo de la PWM durante una portadora y a continuación una cantidad de carga de los condensadores es manipulada para suprimir el desequilibrio de voltaje, que lleva a los mismos efectos que el método anterior.

15 La Realización 2 tiene una configuración en la que el primer detector de voltaje 23 detecta un voltaje del primer condensador 6 y el segundo detector de voltaje 24 detecta un voltaje del segundo condensador 7. Sin embargo, la estructura no está limitada a esto. Por ejemplo, el voltaje  $V_o$  en CC aplicado a la carga en CC 8 y un voltaje a través del segundo condensador 7 para ser detectado por el segundo detector 24 puede ser detectado, y un voltaje a través del primer condensador 6 puede ser obtenido por cálculo en vez de por detección.

20 Además, en la Realización 2 que está descrita en términos de la modulación unipolar, dos modos de operación del conmutador, uno en la Figura 5(c) y 5(d) y el otro en la Figura 5(f) y 5(g), que llevan a la rectificación dobladora del voltaje siempre ocurre durante la misma polaridad en el suministro de energía en CA 1. Una configuración en la que la modulación unipolar no se usa siempre requiere unos modos de operación diferentes de la rectificación dobladora del voltaje. En otras palabras, ambos condensadores 6, 7 conectados en serie han de ser conectados a los terminales de entrada del rectificador 2, permitiendo así que el desequilibrio del voltaje del capacitor sea suprimido. Además, es importante controlar el accionamiento de los dos conmutadores bidireccionales 10, 11 para equilibrar una cantidad de carga entre los condensadores 6, 7 durante polaridades diferentes en el suministro de energía en CA.

25 Como se muestra en la Figura 11, un circuito divisor del voltaje compuesto por las resistencias 12, 13 conectadas en paralelo a los condensadores primero y segundo 6, 7 hace que el voltaje dividido del voltaje  $V_o$  en CC sea un voltaje intermedio en un punto de conexión entre el primer condensador 6 y el segundo condensador 7, permitiendo que la diferencia de voltaje entre los condensadores sea suprimida basado en la división del voltaje de resistencia. Además, en lugar de insertar el reactor 5 en un lado del suministro de energía en CA 1 como se muestra en las Figuras 1 y 9, los reactores 5a, 5b son insertados en ambos lados del suministro de energía en CA 1 como se muestra en la Figura 11, reduciendo así el desequilibrio de voltaje. Como se ha descrito antes, el desequilibrio de voltaje puede también ser suprimido añadiendo tal elemento del circuito.

30 La Realización 2 incluye una configuración destinada a suprimir una corriente armónica y un componente de compensación en CC equilibrando el voltaje del condensador. No obstante, la estructura no está limitada a esto. No es necesario decir que está dispuesto un detector de la corriente de entrada para detectar una corriente armónica en una corriente de entrada, por ejemplo, y la relación de modulación y la amplitud son corregidas para minimizar la corriente armónica, lo cual no plantea problemas y proporciona unos efectos similares.

35 Además, no hace falta decir que en lugar de detectar una corriente de entrada, detectar una corriente de punto neutro que fluye a través de un punto de conexión entre los conmutadores bidireccionales primero y segundo 10, 11 y un punto de conexión entre los condensadores primero y segundo 6, 7 y suprimir el componente de compensación proporciona también unos efectos similares.

40 La configuración antes descrita suprime el desequilibrio entre los condensadores así como una corriente armónica, en particular, incluso los armónicos que resultan del desequilibrio. También puede suprimir el componente de compensación en CC así como reducir los efectos adversos en otros aparatos conectados al sistema de energía en CA, aplicando así un transformador CA-CC fiable. Además, no hay necesidad de un condensador que tenga un voltaje no disruptivo mayor que el necesario, que permita el uso de un condensador que tenga un voltaje no disruptivo razonable y suprima el avance de la degradación de sólo uno de los condensadores.

### Realización 3

45 La Figura 12 es un diagrama de bloques de circuito que muestra un transformador CA-CC de acuerdo con la Realización 3 de la presente invención. Los números y símbolos de referencia de la Figura 12 se refieren a los mismos componentes que los que tienen los mismos números y símbolos de referencia en las Realizaciones 1 y 2 descritas en las Figuras 1 y 9, y se omiten las descripciones repetidas de los mismos componentes.

Un transformador CA-CC mostrado en la Figura 12 incluye un relevador 14 (tercer conmutador bidireccional) dispuesto entre un punto de contacto entre los conmutadores bidireccionales primero y segundo 10, 11 y un punto de conexión entre los condensadores primero y segundo 6, 7 para proteger el circuito en el caso de fallo de cortocircuito de los dos conmutadores bidireccionales 10, 11, y un condensador estabilizador 16 conectado en paralelo con las resistencias en serie 12, 13. El condensador estabilizador 16 tiene como fin estabilizar un voltaje a través del primer condensador 6 y del segundo condensador 7 que están conectados en serie. También, el transformador incluye un fusible 15 insertado en una línea de conexión al suministro de energía en CA 1.

El condensador estabilizador 16 antes mencionado utiliza un voltaje de punto neutro en un punto de conexión entre el primer condensador 6 y el segundo condensador 7 conectados en serie como se ha descrito antes como un voltaje  $V_c$  del transformador para controlar el voltaje  $V_c$  del transformador. Sin embargo, los condensadores conectados en serie hacen que su capacitancia compuesta disminuya frente a la capacitancia de una única unidad. Por ejemplo, si cada uno del primer condensador 6 y del segundo condensador 7 tiene una capacitancia de  $1000 \mu\text{F}$ , la capacitancia compuesta es  $500 \mu\text{F}$ , la mitad de  $1.000 \mu\text{F}$ . Por lo tanto, el condensador estabilizador 16 se usa para suplementar tal capacitancia reducida. En otras palabras, suponiendo que una capacitancia de  $1.000 \mu\text{F}$  es necesaria para la carga en CC 8, cada uno del primer condensador 6 y del segundo condensador 7 tiene una capacitancia de  $1.000 \mu\text{F}$  y el condensador estabilizador 16 tiene una capacitancia de  $500 \mu\text{F}$ , lo que da una capacitancia compuesta de  $1.000 \mu\text{F}$ .

Como se ha descrito antes, la capacitancia necesaria para la carga en CC 8 es suplementada con la capacitancia estabilizadora 16, permitiendo de este modo la reducción del número de componentes y asegurando la capacitancia necesaria.

El coste de un condensador está determinado por su capacitancia y voltaje no disruptivo. El condensador estabilizador 16 puede asegurar una capacitancia más alta para la carga en CC 8 con una pequeña capacitancia en comparación con el primer condensador 6 y el segundo condensador 7, pero requiere un voltaje doble para este fin. No es necesario decir que si un voltaje no disruptivo aumentado produce unos costes mayores que la capacitancia aumentada, el aumento de la capacitancia del primer condensador 6 y del segundo condensador 7, en lugar de añadir el condensador estabilizador 16, también da como resultado la consecución de este fin, no planteando problemas así como minimizando el aumento del coste.

El relevador 14 se describe más adelante. Los conmutadores bidireccionales primero y segundo 10, 11 están provistos de detectores de corriente 3c, 4c para proteger los elementos de conmutación tales como las IGBTs 3a, 4a de un fallo de cortocircuito, en el que la protección contra el fallo de cortocircuito está proporcionada por un detector de sobrecorriente 22. No obstante, con el fin de asegurar la seguridad de los productos, el relevador 14 es proporcionado contra casos raros en los que no se proporciona la protección contra la sobrecorriente. El relevador 14 está siempre en el estado encendido, y está en el estado apagado solamente cuando está proporcionando protección.

Los Documentos 1, 2 de la Patente incorporados aquí como referencia describen que en el caso de un fallo de cortocircuito encontrado por un elemento de conmutación, que hace que el suministro de energía en CA sea normalmente cortocircuitado, un fusible montado en el lado de entrada del suministro de energía en CA es fundido para impedir que avance el daño a un producto. También, los Documentos 3, 4 de la Patente describen que si un elemento de conmutación encuentra un fallo de cortocircuito, un fusible se funde cuando un conmutador como el otro relevador está en el estado encendido, y está en el modo de rectificación dobladora del voltaje cuando el conmutador al igual que un relevador está en el estado apagado, permitiendo así la operación normal.

La Realización 3 usa dos elementos de conmutación (IGBT 3a, 4a). Si un elemento de conmutación encontrara un fallo de cortocircuito y el otro estuviera en el estado encendido, fluiría una corriente de cortocircuito, al igual que los Documentos 3, 4 de la Patente antes mencionados. Sin embargo, como están dispuestos los detectores de corriente 3c, 4c para impedir el fallo de cortocircuito, se proporciona la protección contra la sobrecorriente para asegurar la operación antes de que se funda el fusible 15.

Como se ha descrito antes, en una tecnología convencional, como un fallo de cortocircuito siempre produce que un fusible se funda, el aparato queda inhabilitado, lo cual hace que un usuario sea consciente de un fallo. No obstante, la Realización 3 permite que el transformador CA-CC continúe su operación sin el fusible 15 fundido en tanto que uno de los elementos de conmutación normalmente opera incluso si el otro elemento de conmutación encuentra un fallo de cortocircuito. Si la operación continúa en tales circunstancias, una gran cantidad de corriente armónica fluye a través del sistema de suministro de energía en CA, haciendo que una corriente tenga una compensación en CC superpuesta para fluir, que plantea un problema sobre los efectos adversos sobre, por ejemplo, los accesorios eléctricos domésticos.

En la Realización 3 un relevador 14 está insertado entre un punto de conexión entre los conmutadores bidireccionales primero y segundo 10, 11 y un punto de conexión entre los condensadores primero y segundo 6, 7 como se ha descrito antes. Además, si una señal anormal surge frecuentemente del detector de sobrecorriente 22, un elemento de conmutación es considerado como que ha encontrado un fallo de cortocircuito y se genera una señal

que termina el accionamiento de los conmutadores bidireccionales primero y segundo 10, 11 y desconecta el relevador 14.

5 Como un fallo de cortocircuito en uno de los elementos de conmutación da como resultado el mismo modo que la rectificación dobladora de voltaje, un voltaje doble que el de la rectificación de onda completa es enviado a la carga en CC 8. No hay problema si la carga en CC 8 está garantizada para resistir tal voltaje. Sin embargo, suponiendo que un voltaje de suministro doméstico es de 200 V, aproximadamente 565 V son enviados en el modo doblador del voltaje y asciende hasta 622 V cuando el sistema de suministro de energía en CA tiene una fluctuación de voltaje de +10 por ciento. Como los semiconductores usuales tienen un voltaje de resistencia de 600 V y un voltaje de resistencia más alto que ese voltaje produce un aumento del coste, se estima que un voltaje de aplicación que exceda los 600 V no es aceptable para el lado de carga. Por lo tanto, un voltaje de salida está limitado a aproximadamente los voltajes rectificadas que resultan de la rectificación de onda completa abriendo el relevador 14, suprimiendo de este modo el daño a la carga en CC 8 debido al fallo para resistir el voltaje.

15 La protección contra el sobrevoltaje se describe a continuación. Si se cumplen las condiciones normales, los conmutadores bidireccionales primero y segundo 10, 11 están apagados. Entonces, suponiendo que un nivel de protección de sobrevoltaje está en un primer nivel de sobrevoltaje más alto que un voltaje de referencia de rectificación de onda completa, si los dos conmutadores bidireccionales 10, 11 que están apagados no dan como resultado unos voltajes inferiores que tal primer nivel de sobrevoltaje, el relevador 14 es apagado, por ejemplo, cuando se excede un segundo nivel de sobrevoltaje que está fijado en un nivel más alto que el primer nivel de sobrevoltaje e inferior al voltaje de referencia de rectificación doblador del voltaje.

20 En consecuencia, el accionamiento de los dos conmutadores bidireccionales 10, 11 está terminado por la protección de sobrevoltaje contra un aumento del voltaje  $V_o$  en CC resultante de un mal funcionamiento debido a las emisiones de ruido y repentinamente la detención de la carga en CC 8. Si un voltaje no disminuye todavía, el relevador 14 es apagado y el convertidor es llevado a la fuerza al modo de rectificación de onda completa ya que existe el problema de que falle uno de los conmutadores.

25 Además, se fija un tercer nivel de sobrevoltaje más alto que el segundo nivel de sobrevoltaje. Si el relevador 14 para proteger los conmutadores bidireccionales primero y segundo 10, 11 de un cortocircuito de un fallo de cortocircuito se funde y se excede el tercer nivel de sobrevoltaje, los dos conmutadores bidireccionales 10, 11 pueden ser encendidos, provocando forzosamente así un cortocircuito del suministro de energía y la fusión del fusible 15.

30 La operación basada en el tercer nivel de sobrevoltaje puede ser aplicada usando el soporte físico o el soporte lógico tal como un microordenador de control. Esto asegura la protección de los componentes, lo que produce una protección extra, que mejora la fiabilidad de un producto que emplea un transformador CA-CC de acuerdo con la Realización 3.

#### Realización 4

35 La Figura 13 es un diagrama de bloques del circuito que muestra un aparato impulsor del compresor de acuerdo con la Realización 4 de la presente invención. La Figura 14 es un diagrama del circuito refrigerante de un aparato de aire acondicionado. Los números y símbolos de referencia de las Figuras 13 y 14 se refieren a los mismos componentes que los que tienen los mismos números y símbolos de referencia en las Realizaciones antes mencionadas, y se omiten las descripciones repetidas de los mismos componentes.

40 Como se muestra en la Figura 13, un aparato impulsor del compresor de acuerdo con la Realización 4 está compuesto por un transformador CA-CC, un inversor 18 conectado al terminal de salida del transformador CA-CC, y un motor 30a (motor de imán permanente) conectado al terminal de salida del inversor 18. Como se muestra en la Figura 14, el motor 30a es un motor de un compresor 30 montado en el circuito refrigerante de un aparato de aire acondicionado. El voltaje  $V_o$  en CC de salida puede ser arbitrariamente cambiado usando el transformador CA-CC en el intervalo desde la vecindad de la rectificación de onda completa hasta la vecindad de la rectificación dobladora del voltaje. Esto aumenta la flexibilidad en el diseño del motor para el compresor 30.

45 En el caso de, por ejemplo, un aparato de aire acondicionado, el motor 30a diseñado para proporcionar una alta eficiencia en un período amplio de operación a baja velocidad produce un aumento de la fuerza electromotriz constante del motor 30a, que provoca un aumento del voltaje de aplicación del motor requerido para la velocidad máxima del motor asociado con un rápido enfriamiento o calentamiento. Este es el motivo por el que los motores han de ser diseñados para cumplir los límites de aumento de voltaje.

50 Cuando es aplicado a un aparato de aire acondicionado, el aparato impulsor del compresor de acuerdo con la Realización 4 permite que el voltaje  $V_o$  en CC, la salida para el enfriamiento o calentamiento rápido, sea aumentado, variando de este modo arbitrariamente el voltaje  $V_o$  en CC requerido para la velocidad máxima del motor. Esto asegura que el motor 30a está diseñado para proporcionar una alta eficiencia en la operación a baja velocidad y, en el momento de la velocidad máxima, el voltaje  $V_o$  en CC es aumentado para dar la velocidad máxima usando un transformador CA-CC.

Esta disposición permite la mejora de la eficiencia asociada con la operación a baja velocidad, en otras palabras, los estados de servicio normal de los usuarios sin disminuir el rendimiento de un aparato de aire acondicionado durante el enfriamiento rápido, el calentamiento rápido, o la operación de sobrecarga.

5 El voltaje de salida  $V_o$  en CC puede ser controlado de acuerdo con la velocidad, el par de carga, o la salida del eje del motor 30a y la salida del inversor, que hace el voltaje  $V_o$  en CC óptimo del motor 30a, suprimiendo así una pérdida en el hierro en el motor 30a resultante de la operación del inversor 18 y que aumenta la eficiencia del motor 30a y del inversor 18.

Cuando el motor 30a es impulsado, es necesario un voltaje en CC alto para la operación de alta velocidad, mientras que un voltaje  $V_o$  en CC bajo es suficiente para impulsar el motor 30a a bajas velocidades.

10 Por lo tanto, el voltaje  $V_o$  en CC puede ser asegurado accionando los conmutadores bidireccionales primero y segundo 10, 11 usando la conmutación mostrada como una tecnología convencional en la Figura 2, en lugar de accionarlos usando la conmutación mostrada en la Figura 4.

15 Cuando el motor 30a es impulsado, la conmutación del accionamiento de los conmutadores bidireccionales primero y segundo 10, 11 a uno cualquiera de los sistemas de conmutación en las Figuras 2 y 4 de acuerdo con la velocidad del motor 30a no plantea problemas. Además, no es necesario decir, la configuración de un sistema que mejora la eficiencia de todo el sistema incluyendo el motor 30a, el inversor 18, y el transformador CA-CC proporciona unos efectos similares o mejores. Además, aunque en la Figura 2 se usa solamente un accionamiento del impulso por medio ciclo del suministro de energía, varios accionamientos no plantean problemas. El número de impulsos menor que el nivel que produce un aumento del ruido que no plantea problemas es preferible.

20 Realización 5

La Figura 15 es un diagrama de bloques de control que muestra una sección que genera una señal de accionamiento de un circuito de control en un transformador CA-CC de acuerdo con la Realización 5. La Figura 16 es un gráfico de la forma de onda de la operación de modulación de la densidad de impulsos en el transformador CA-CC de acuerdo con la Realización 5. La Figura 17 es un gráfico de la forma de onda que muestra la modulación de la duración de los impulsos y la modulación de la densidad de impulsos en el transformador CA-CC de acuerdo con la Realización 5.

25 La Realización 5 incluye una señal de accionamiento que genera la sección 27 de un circuito de control 20 en un transformador CA-CC que tiene una carga de un inversor 18 para impulsar un motor 30a, que tiene un transformador  $\Delta\Sigma$  40 para uso en un transformador analógico-digital ordinario aplicado al mismo. El transformador  $\Delta\Sigma$  40 incluye un integrador 41, un cuantificador 42, y un circuito de retardo 43, el cual en densidad de impulsos (PDM) modula las señales de entrada. Las realizaciones antes mencionadas se describen en términos de modulación unipolar. La modulación unipolar compara una onda triangular como una onda portadora con una señal de modulación o el voltaje  $V_c$  del transformador en este caso para generar una señal de accionamiento de los conmutadores bidireccionales primero y segundo 10, 11. Por lo tanto, se puede decir que la modulación unipolar también genera formas de onda de accionamiento usando la modulación de la duración de los impulsos (PWM).

30 La distribución de las señales de accionamiento al primer conmutador bidireccional 10 y al segundo conmutador bidireccional 11 se describen en términos de modulación unipolar, como se ha descrito antes, y se describe a continuación en términos de modulación de duración de los impulsos.

35 La PDM es la modulación de la densidad entre impulsos. La modulación de la densidad entre impulsos de la onda sinusoidal de la Figura 16(a) da una señal mostrada en la Figura 16(b). El fin de un transformador CA-CC de acuerdo con la Realización 5 es usar una conmutación de baja frecuencia dondequiera que sea posible con el fin de mantener los costes en el nivel de los componentes de supresión del ruido descritos en el Documento 1 o 2 de la Patente incorporados aquí como referencia.

40 El voltaje  $V_c$  del transformador de una onda modulada unipolar es modulado en densidad de impulsos para dar una señal de accionamiento que tenga menos emisiones de conmutación y ruido que la modulación PWM. Esto permite la conmutación de baja frecuencia en una posterior frecuencia más baja tal como 1 a 5 Hz, que reduce los costes de la supresión del ruido y suprime un aumento del coste.

45 Como la modulación de la densidad de impulsos puede también ser utilizada como una conversión DA, a diferencia de la anterior, el voltaje  $V_c$  del transformador es modulado en duración de impulsos (PWM) para generar una señal de accionamiento, y su señal de PWM es modulada en densidad de impulsos (PDM). Como se muestra en la Figura 17, esta configuración reduce el número de impulsos en comparación con la señal de PWM, suprimiendo así la conmutación, particularmente, en la vecindad de un pico, lo que da como resultado una mayor reducción del ruido propio que el control de PWM y la aplicación usando una supresión del ruido de bajo coste.

50 La Realización 5 está descrita en términos de modulación de densidad de impulsos. Sin embargo, la modulación no está limitada a la modulación de la densidad de impulsos (PDM). Por ejemplo, el ángulo de fase está dividido en secciones predeterminadas, en las cuales puede estar distribuida la relación temporal. Además, como el régimen de

trabajo de la señal de PWM está fijado únicamente de acuerdo con un ángulo de fase cuando una carga o la salida del motor 30a en este caso es constante, el número de impulsos puede ser reducido usando un control repetitivo. Esto reduce la conmutación como la PDM y suprime las emisiones de ruido, llevando a una puesta en práctica que usa la supresión del ruido a un coste bajo.

5 Un transformador CA-CC de acuerdo con cada una de las Realizaciones proporciona una conmutación en bajas frecuencias, y también proporciona una conmutación a baja frecuencia ya sea con el control de PWM o PDM en frecuencias bajas de la portadora, como 1 a 5 kHz, haciendo que el reactor 5 produzca unas emisiones de ruido electromagnéticas audibles en un tono bajo que es ofensivo para el oído. Como se muestra en la Figura 18, por ejemplo, en el caso de un reactor 5 que tiene un bobinado 51 dispuesto en el centro de él, un núcleo 52 en el centro es un electroimán que atrae y hace vibrar un núcleo dirigido lateralmente 53 que produce unas emisiones de ruido electromagnético. El núcleo 52 en el centro y el núcleo 53 en la parte superior del reactor tienen una holgura o un llamado hueco. Por lo tanto, como se muestra en la Figura 18, insertando un componente de resina no magnética 54, por ejemplo, en el hueco impide que el núcleo superior 53 flexione o vibre, suprimiendo así las emisiones de ruido electromagnético del reactor 5. No es necesario decir que el bobinado 51 hecho de aluminio, cobre, u otro material proporciona unos efectos similares.

Aunque la inserción de un componente 54 de resina no magnética en el hueco se ha descrito antes, tal componente de inserción no está limitado a esto. Cualquier componente puede ser usado si tiene una configuración que puede impedir que el reactor 5 produzca emisiones de ruido electromagnético. Además, el control de PWM hace que se produzca un sonido máximo principalmente compuesto por un componente de frecuencia portadora, mientras que el control de PDM hace que una frecuencia específica máxima resultante de la frecuencia de la portadora sea dispersada, suprimiendo un sonido máximo que es ofensivo para el oído. Además, el componente de frecuencia de la portadora puede ser dispersado distribuyendo aleatoriamente los vectores usando el control vectorial del espacio bajo en control de PWM.

Además, aunque los conmutadores bidireccionales primero y segundo están compuestos de las IGBTs 3a, 4a y los rectificadores de diodo 3b, 4b, como se ha descrito antes, pueden estar compuestos por un primer elemento de conmutación 60 y un primer diodo 61 conectado en serie para pasar una corriente en una dirección y un segundo elemento de conmutación 62 conectado en serie y el segundo diodo 63 conectado en paralelo con el primer elemento de conmutación 60 y el primer diodo 61 para pasar una corriente en una dirección inversa, como se muestra en la Figura 19. La Figura 19 muestra que un punto de conexión entre el primer elemento de conmutación 60 y el primer diodo 61 y un punto de conexión entre el segundo elemento de conmutación 62 y el segundo diodo 63 no están conectados. No obstante, también es viable un conmutador bidireccional que tenga estos puntos de conexión conectados.

### **Aplicabilidad industrial**

Un transformador CA-CC de acuerdo con la presente invención puede ser aplicado a, por ejemplo, un sistema de suministro de energía destinado para una carga eléctrica que consume energía eléctrica en CC. En particular, puede ser utilizado como un sistema de suministro de energía para un inversor. Un transformador CA-CC que ahorra energía, de bajo coste, y de bajo ruido, que puede ser conseguido usando el inversor 18 para impulsar el motor 30a, puede ser aplicado a aparatos domésticos eléctricos generales tales como un aparato de aire acondicionado, un aparato congelador, y un aparato de lavado y secado así como a un refrigerador, un deshumificador, un calentador de agua con bomba de calor, un escaparate, y una aspiradora. Puede ser aplicado a un motor de ventilador, a un ventilador, a un secador de manos y similares. También, puede ser aplicado, a diferencia del motor 30a, a un aparato que no tenga componentes móviles, por ejemplo, un producto que utilice la inducción electromagnética, tal como un horno de cocción de inducción electromagnética.



## REIVINDICACIONES

1. Un transformador CA-CC que comprende:  
 un rectificador (2) conectado a un suministro de energía en CA (1) por medio de un reactor (5);  
 una pluralidad de condensadores (6, 7) conectados en serie a través de unos terminales de salida del rectificador (2);  
 un primer conmutador bidireccional (3, 10) que tiene un extremo conectado a un terminal de entrada del rectificador (2) y otro extremo conectado a un punto de conexión entre la pluralidad de condensadores (6, 7);  
 un segundo conmutador bidireccional (4, 11) que tiene un extremo conectado al otro terminal de entrada del rectificador (2) y otro extremo conectado al otro extremo del primer conmutador bidireccional (3, 10); y  
 uno medio de control (20) para accionar los conmutadores bidireccionales primero y segundo (3, 4, 10, 11) durante una mitad de ciclo del suministro de energía en CA (1) para controlar un voltaje (Vc) introducido al rectificador (2) para obtener un valor deseado de un voltaje de salida, caracterizado por que un tercer conmutador bidireccional (14) normalmente cerrado que es abierto solamente cuando se inserta una protección de suministro entre un punto de conexión entre los conmutadores bidireccionales primero y segundo (3 y 4, 10 y 11) y el punto de conexión entre la pluralidad de condensadores (6, 7).
2. El transformador CA-CC de la reivindicación 1, en donde el medio de control (20) acciona los conmutadores bidireccionales primero y segundo (3, 4, 10, 11) usando una señal de accionamiento de modo que el voltaje (Vc) a través de los terminales de entrada del rectificador (2) tenga una forma de onda sinusoidal.
3. El transformador CA-CC de la reivindicación 1 o 2, en donde el medio de control (20) acciona los conmutadores bidireccionales primero y segundo (3, 4, 10, 11) para controlar al menos uno de una amplitud y una diferencia de fase ( $\phi$ ) entre el voltaje (Vs) del suministro de energía en CA (1) y el voltaje (Vc) a través de los terminales de entrada del rectificador (2).
4. El transformador CA-CC de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, en donde el medio de control (20) acciona los conmutadores bidireccionales primero y segundo (3, 4, 10, 11) usando unas señales de accionamiento sometidas a PWM, respectivamente.
5. El transformador CA-CC de la reivindicación 4, en donde cada señal de accionamiento que ha sido sometida a PWM y generada por los medios de control (20) es alternativamente conmutada para cada ángulo de fase predeterminado del voltaje (Vs) del suministro de energía en CA (1) para accionar los conmutadores bidireccionales primero y segundo (3, 4, 10, 11).
6. El transformador CA-CC de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, en donde el medio de control (20) genera una señal de accionamiento de los conmutadores bidireccionales primero y segundo (3, 4, 10, 11) usando la modulación de la densidad de impulsos (PDM).
7. El transformador CA-CC de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6, comprendiendo el medio de control (20):  
 un modo de rectificación de onda completa en la que los conmutadores bidireccionales primero y segundo (3, 4, 10, 11) están apagados;  
 un primer modo de rectificación dobladora del voltaje en el que el primer conmutador bidireccional (3, 10) está encendido y el segundo conmutador bidireccional (4, 11) está apagado;  
 un segundo modo de rectificación dobladora del voltaje en el que el primer conmutador bidireccional (3, 10) está apagado y el segundo conmutador bidireccional (4, 11) está encendido; y  
 un modo de cortocircuitado del suministro de energía en el que los conmutadores bidireccionales primero y segundo (3, 4, 10, 11) están encendidos,  
 en donde todos los cuatro modos ocurren durante una mitad de ciclo de un suministro de energía en CA (1), y  
 en donde el medio de control (20) controla el primer modo de rectificación dobladora del voltaje y el segundo modo de rectificación dobladora del voltaje de modo que la relación de ocurrencia se haga uniforme durante la misma polaridad del suministro de energía en CA (1).
8. El transformador CA-CC de la reivindicación 7, que además comprende un detector de voltaje (23, 24) para detectar cada voltaje a través de la pluralidad de condensadores (6, 7), en donde los medios de control controlan una relación de ocurrencia del primer modo de rectificación dobladora del voltaje y del segundo modo de

rectificación dobladora del voltaje de modo que se haga pequeña una diferencia entre los voltajes a través de la pluralidad de condensadores (6, 7) detectados por el detector de voltaje (23, 24).

- 5 9. El transformador CA-CC de la reivindicación 7, que además comprende un detector de voltaje (23) para detectar un voltaje a través del condensador (6) conectado a un lado del terminal negativo del rectificador (2), en donde el medio de control (20) calcula un voltaje a través del otro condensador (7) del voltaje a través del condensador detectado por el detector de voltaje (23) y el voltaje de salida y controla una relación de ocurrencia del primer modo de rectificación dobladora del voltaje y del segundo modo de rectificación dobladora del voltaje de modo que se hagan pequeñas estas diferencias de voltaje a través de los condensadores.
- 10 10. El transformador CA-CC de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 9, en donde el medio de control (20) acciona los conmutadores bidireccionales primero y segundo (3, 4, 10, 11) para obtener un valor deseado del voltaje de salida de acuerdo con una energía de salida o una corriente de entrada.
- 15 11. El transformador CA-CC de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 10, en donde el medio de control (20) acciona los conmutadores bidireccionales primero y segundo (3, 4, 10, 11) durante una mitad de ciclo de un suministro de energía en CA (1) para obtener un valor deseado del voltaje de salida y apaga el tercer conmutador bidireccional (14) cuando el voltaje de salida supera un valor predeterminado.
- 20 12. El transformador CA-CC de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 10, en donde el medio de control (20) apaga forzosamente los conmutadores bidireccionales primero y segundo (3, 4, 10, 11) cuando el voltaje de salida supera un primer nivel de voltaje predeterminado y apaga el tercer conmutador bidireccional (14) cuando el voltaje de salida supera un segundo nivel de voltaje fijado en un nivel más alto que el primer nivel de voltaje predeterminado.
- 25 13. El transformador CA-CC de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 10, que además comprende un fusible (15) insertado entre los terminales de entrada del rectificador (2), en donde el medio de control (20) forzosamente apaga los conmutadores bidireccionales primero y segundo (3, 4, 10, 11) cuando el voltaje de salida supera un primer nivel de voltaje, apaga el tercer conmutador bidireccional (14) cuando el voltaje de salida supera un segundo nivel de voltaje fijado en un nivel más alto que el primer nivel de voltaje predeterminado, y forzosamente enciende los conmutadores bidireccionales primero y segundo (3, 4, 10, 11) cuando el voltaje de salida supera un tercer nivel de voltaje fijado en un nivel más alto que el segundo nivel de voltaje para fundir el fusible (15).
- 30 14. El transformador CA-CC de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 13, que además comprende un condensador estabilizador (16) conectado en paralelo con la pluralidad de condensadores (6, 7).
15. El transformador CA-CC de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 14, que además comprende un circuito divisor del voltaje (12, 13) conectado en paralelo con la pluralidad de condensadores (6, 7).
- 35 16. El transformador CA-CC de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 15, en donde el transformador CA-CC comprende una pluralidad de reactores (5a, 5b), y los reactores (5a, 5b) están conectados en cada terminal de entrada del rectificador (2), respectivamente.
17. El transformador CA-CC de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 16, en donde el reactor (5) tiene un componente no magnético insertado en un hueco de flujo magnético para la supresión de un ruido electromagnético.
- 40 18. El transformador CA-CC de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 17, en donde los conmutadores bidireccionales primero y segundo (3, 4, 10, 11) están compuestos por al menos un diodo rectificador (3b, 4b) y un elemento de conmutación (3a, 4a).
19. El transformador CA-CC de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 17, los conmutadores bidireccionales primero y segundo (3, 4, 10, 11) incluyen un primer elemento de conmutación y un primer diodo conectados en serie para pasar una corriente en una dirección y un segundo elemento de conmutación y un segundo diodo conectados en serie para pasar la corriente en la dirección inversa.
- 45 20. Un aparato de impulsión de un compresor que comprende:  
el transformador CA-CC de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 19,  
un inversor (18) que tiene un motor (30a) del compresor conectado al terminal de salida de él, que convierte una energía eléctrica en CC procedente del transformador CA-CC en una energía eléctrica en CA.
- 50 21. El aparato de impulsión del compresor de la reivindicación 20, en donde el medio de control (20) del transformador CA-CC está provisto de un modo de control para accionar al menos uno de un primer conmutador bidireccional (3, 10) o de un segundo conmutador bidireccional (4, 11) de una a varias veces durante una mitad de ciclo de un suministro de energía (1) y conmuta el modo de control de acuerdo con la velocidad del motor (30a) o una entrada del motor.

22. Un aparato de aire acondicionado que tiene un refrigerante hecho circular por el aparato impulsor del compresor de la reivindicación 20 o 21.

FIG. 1

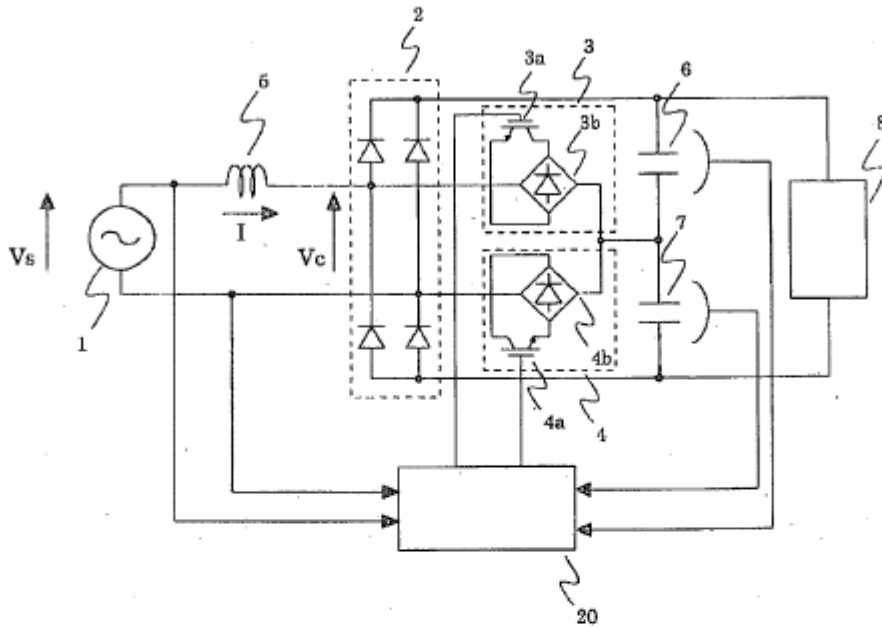


FIG. 2

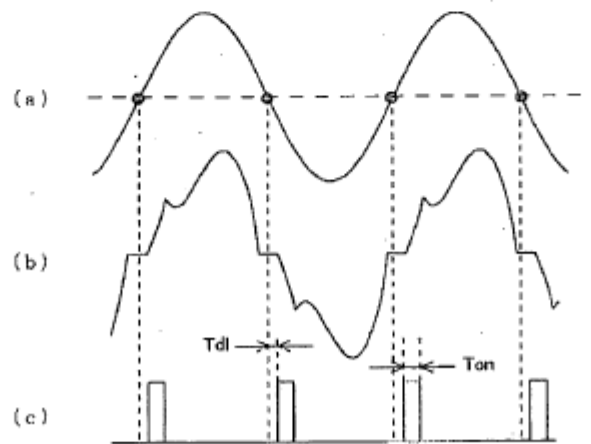


FIG. 3

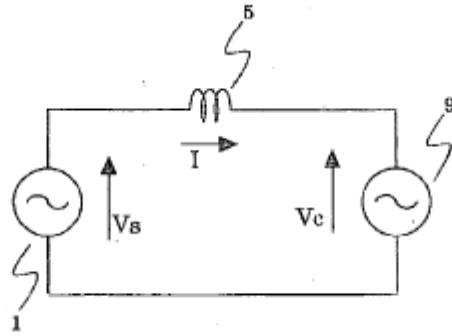


FIG. 4

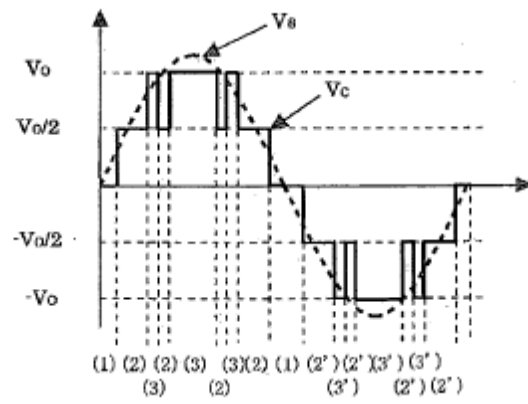


FIG. 5

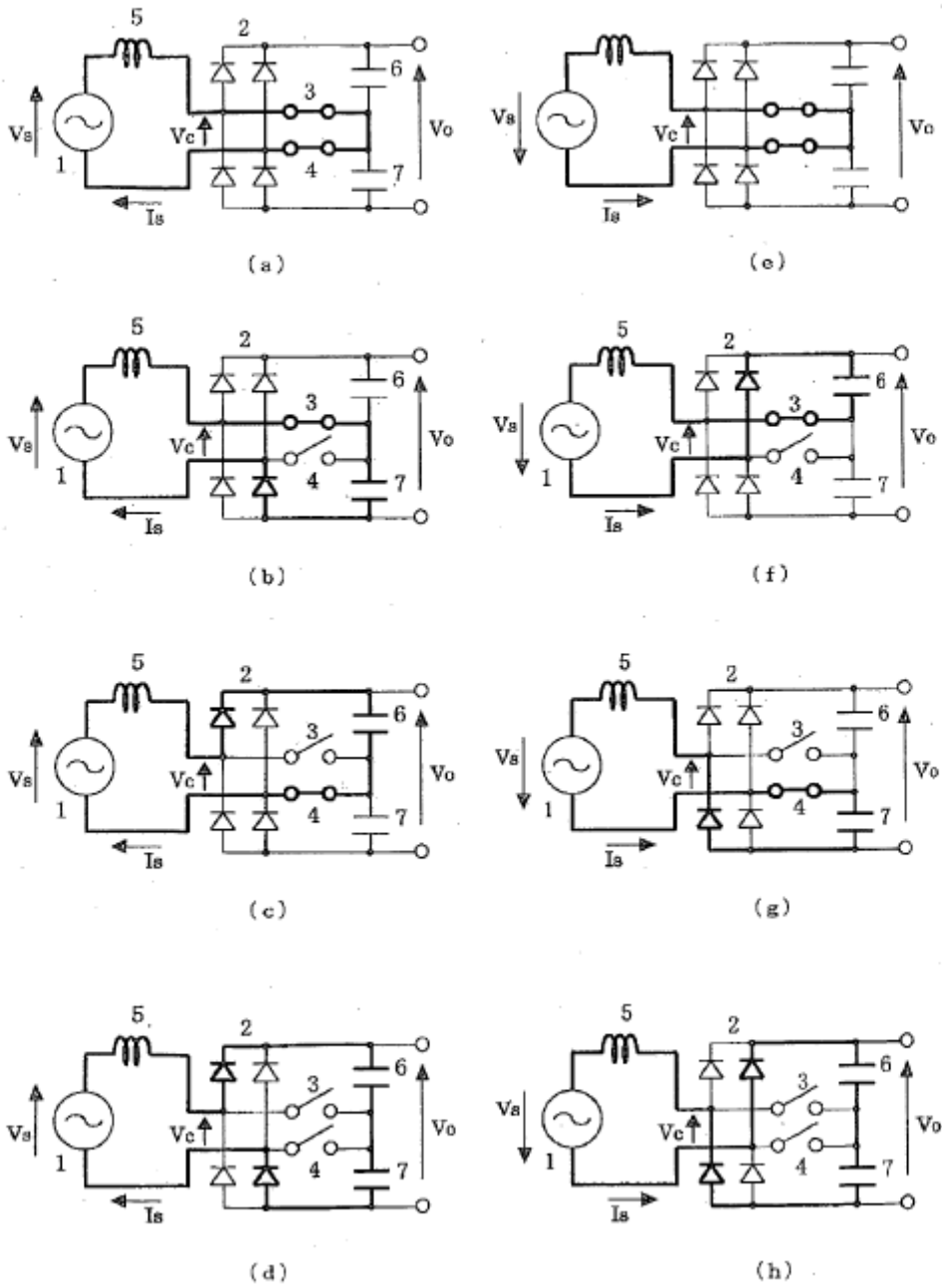


FIG. 6

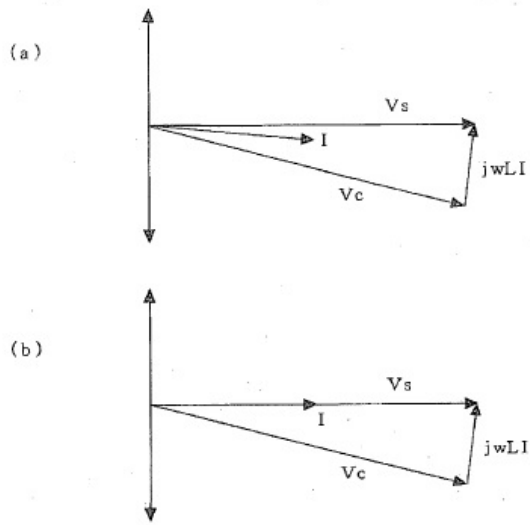


FIG. 7

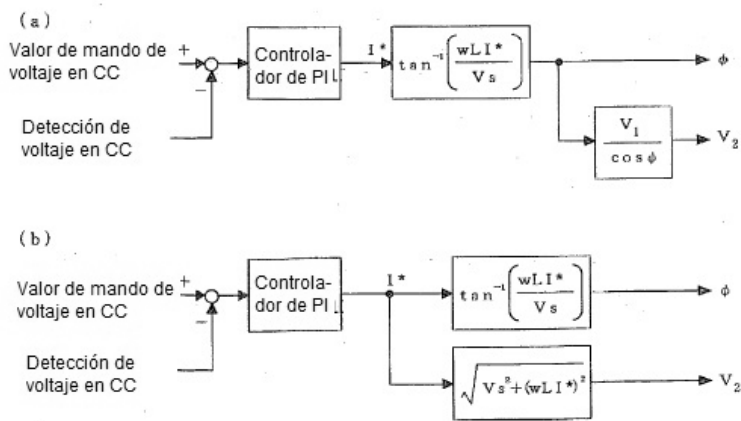


FIG. 8

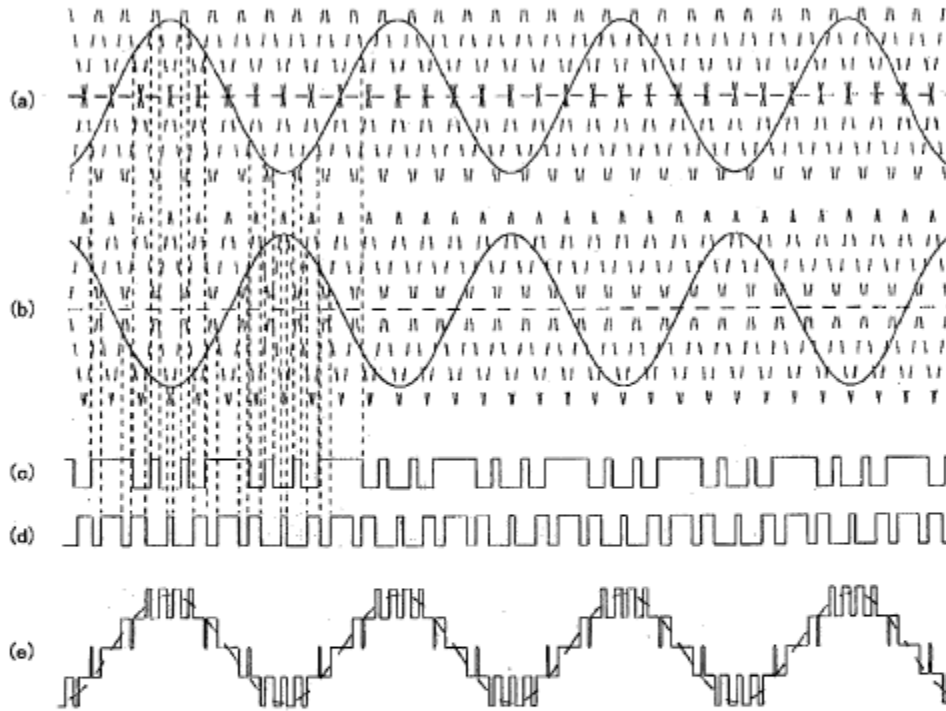




FIG. 9

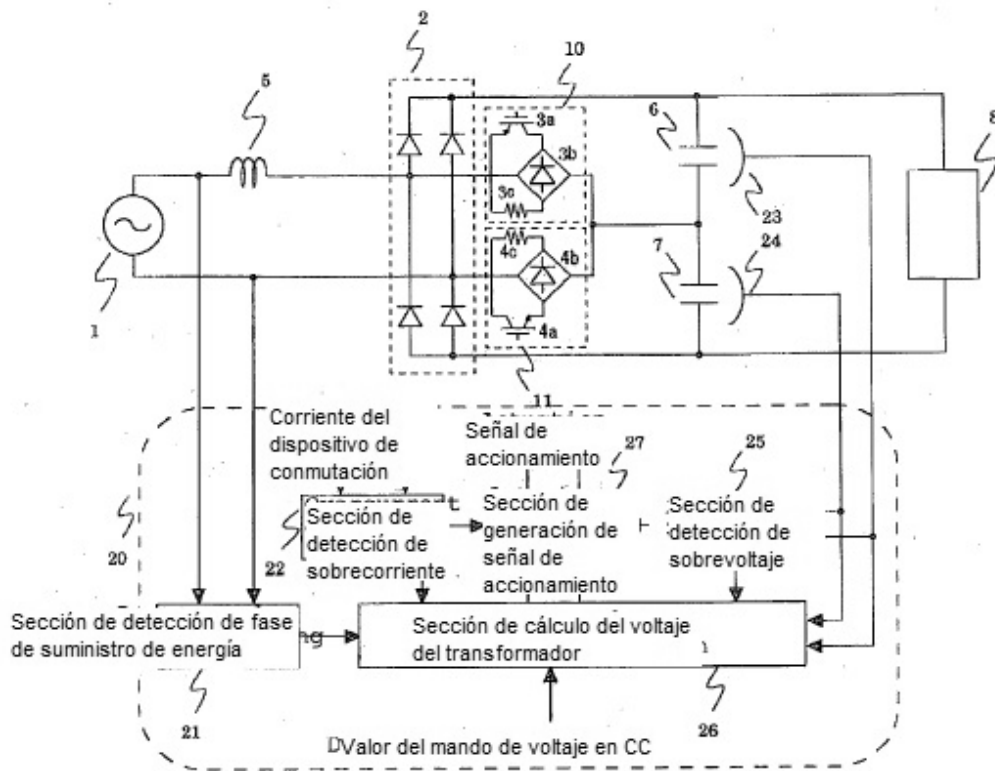


FIG. 10

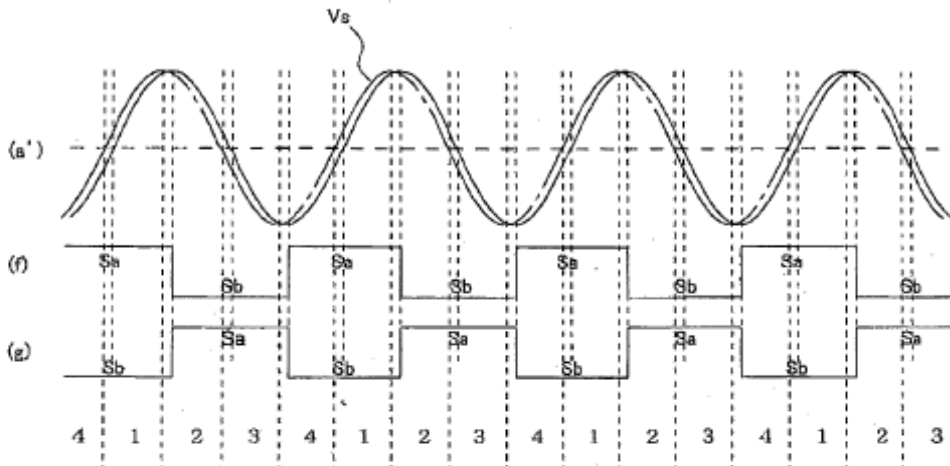


FIG. 11

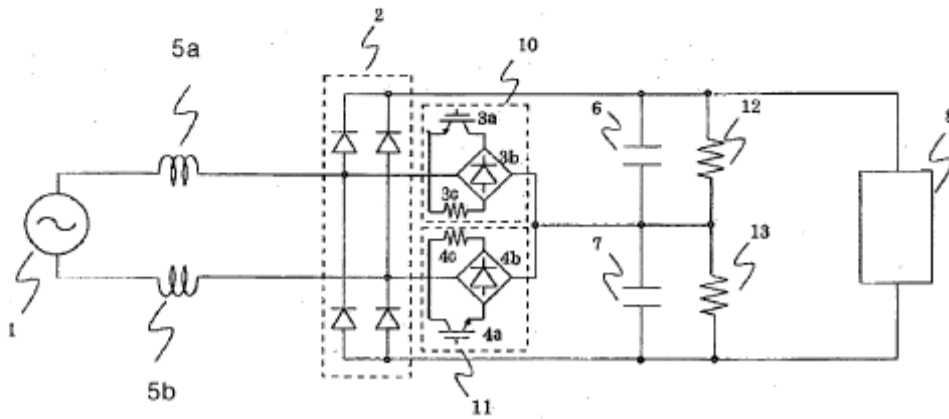


FIG. 12

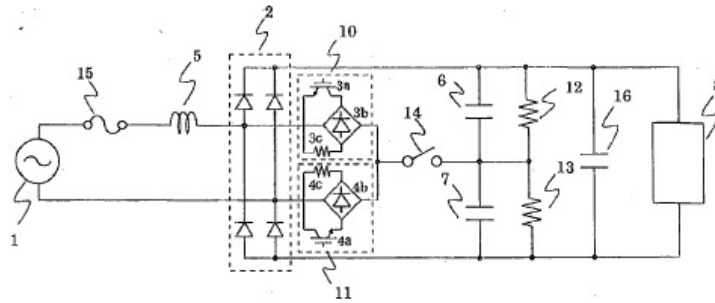


FIG. 13

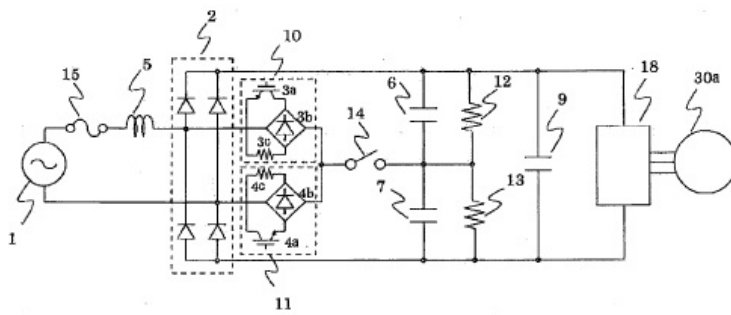


FIG. 14

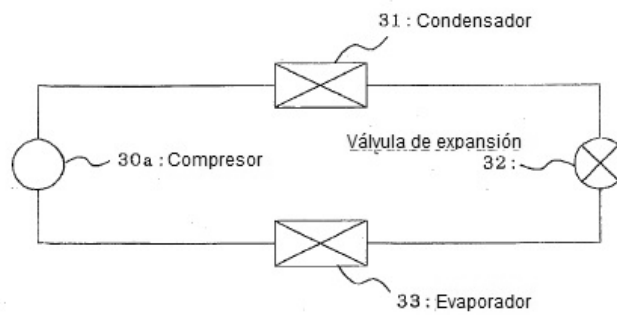


FIG. 15

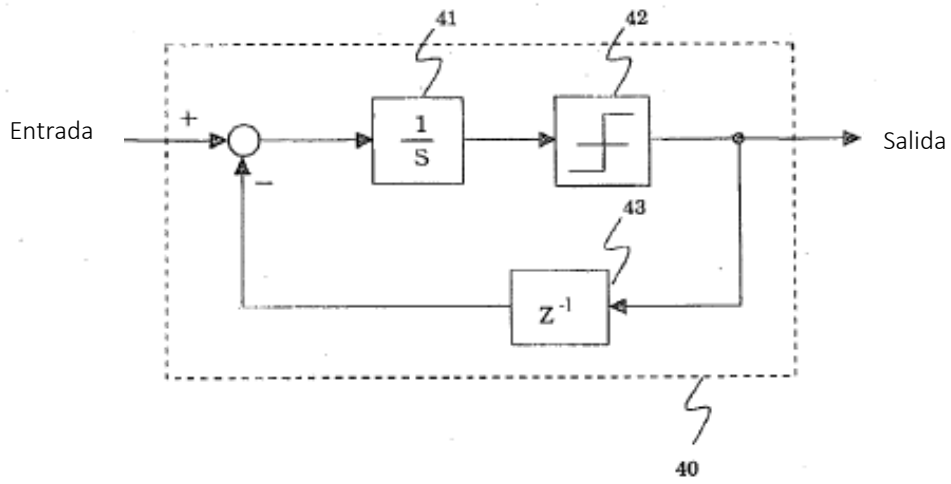


FIG. 16

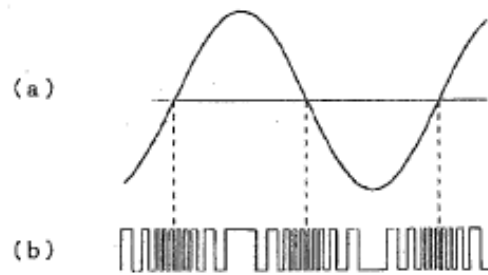


FIG. 17

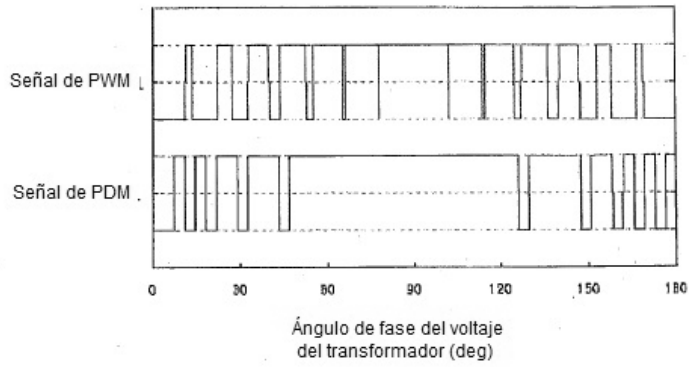


FIG. 18

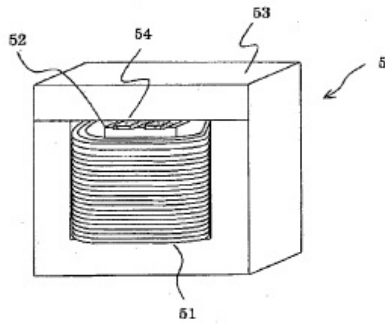


FIG. 19

