

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 808 223**

51 Int. Cl.:

H02M 7/219 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **01.02.2011** **E 11000789 (5)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **01.07.2020** **EP 2355330**

54 Título: **Aparato de fuente de alimentación de CC**

30 Prioridad:

05.02.2010 JP 2010024185

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

25.02.2021

73 Titular/es:

**mitsubishi electric corporation (100.0%)
7-3 Marunouchi 2-Chome, Chiyoda-ku
Tokyo 100-8310, JP**

72 Inventor/es:

**AMANO, KATSUYUKI;
SUZUKI, DAISUKE y
SAITO, KATSUHIKO**

74 Agente/Representante:

ELZABURU, S.L.P

ES 2 808 223 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

Aparato de fuente de alimentación de CC

Campo técnico

5 Los aspectos de la presente invención se refieren a un aparato de fuente de alimentación de CC para realizar una conversión CA/CC.

El documento EP 0 307 719 A2 describe un circuito de fuente de alimentación para convertir una fuente de alimentación de CA a CC según el preámbulo de la reivindicación independiente. En el mismo, un aparato de fuente de alimentación de CC que tiene una estructura específica se muestra en las Figuras 5, 8 y 11.

10 Buso S. et al., "Performance evaluation of a Schottky-SiC power diode in a boost PFC application", Noviembre de 2003, compara el rendimiento de un diodo de potencia Schottky SiC con el rendimiento de diodos de potencia de silicio convencionales. Los diodos comparados pueden usarse también en dispositivos de potencia. El diodo Schottky basado en SiC proporciona una mejora de eficiencia y reduce considerablemente la corriente de recuperación inversa de manera que el diodo SiC es significativamente ventajoso a frecuencias de conmutación más altas por encima de 100 kHz.

15 También, el documento US 7.164.591 B2 y Costel Petrea et al., "Bridgeless power factor correction converter working at high load variations", 2007, describe el uso de diodos Schottky SiC en convertidores de potencia.

El documento US 5.694.311 A describe el uso de MOSFETs SiC en sistemas de fuente de alimentación.

Ray B. et al., "High temperature operation of a DC-DC power converter utilizing SiC power devices", Marzo de 2005, describe el uso de conmutadores MOSFET SiC y diodos rectificadores Schottky SiC en un convertidor de potencia.

Antecedentes

20 En un circuito rectificador contenido en un aparato de fuente de alimentación de CC de la técnica relacionada, debido a que una corriente de entrada introducida al aparato de fuente de alimentación de CC desde una fuente de alimentación de CA no puede ser rectificadora de manera sincrónica con el voltaje de la fuente de alimentación de CA, el factor de potencia de la fuente de alimentación es bajo y la cantidad de potencia reactiva es elevada. Es decir, surge el problema de que el factor de utilización de energía eléctrica es bajo. La componente de potencia reactiva es la potencia devuelta al
 25 lado de la fuente de alimentación sin ser consumida por un lado de la carga conectado a través del aparato de fuente de alimentación de CC, de entre la potencia suministrada desde la fuente de alimentación. La presencia de la componente de potencia reactiva corresponde a un estado en el que la eficiencia de cada una de entre la generación de energía eléctrica y la transmisión de energía eléctrica es baja cuando se observa desde el lado de fuente de alimentación y a un estado en el que la energía eléctrica suministrada desde la fuente de alimentación no es utilizada de manera eficaz
 30 cuando se observa desde el lado de carga. Además, el aparato de fuente de alimentación de CC de la técnica relacionada tiene un problema en el sentido de que la forma de onda de la corriente de entrada introducida desde la fuente de alimentación de CA se deforma con relación a la forma de onda sinusoidal, es decir, la corriente de entrada contiene muchas componentes de corriente armónica. De esta manera, surge un problema en el sentido de que el funcionamiento de otros aparatos conectados al mismo sistema de fuente de alimentación experimenta interferencias y la
 35 instalación de transmisión de energía resulta dañada. De esta manera, se requiere la mejora de dichos problemas según la Norma Internacional (IEC61000-3), etc. Como las medidas para la mejora, se usa un aparato de fuente de alimentación de CC que realiza un control PWM mediante el uso de elementos de conmutación semiconductores para mejorar de esta manera el factor de potencia de una fuente de alimentación, suprimir la corriente armónica de la fuente de alimentación y ajustar el voltaje de salida de CC (véase el documento JP-A-2001-286149 (páginas 11 a 12, Figs. 1 a
 40 4)).

Además, según una reciente tendencia de ahorro de energía, un circuito inversor para accionar un motor, etc., usa un diodo barrera Schottky (Schottky Barrier Diode, SBD) de carburo de silicio (SiC) como un módulo de semiconductor de potencia para reducir de esta manera la pérdida constante debida a la caída de tensión del módulo semiconductor de potencia y para aumentar de esta manera la velocidad de conmutación (velocidad de activación) del módulo
 45 semiconductor de potencia para reducir las pérdidas por conmutación, con el fin de reducir la pérdida y la cantidad de calentamiento del módulo semiconductor de potencia mientras casi se mantiene la eficiencia de accionamiento de corriente del motor, etc., (véase el documento JP-A-2008-92663 (páginas 3 a 4))

En el aparato de fuente de alimentación de CC de la técnica relacionada conectado a la fuente de alimentación de CA para mejorar el factor de potencia de la fuente de alimentación y para suprimir la corriente armónica de la fuente de
 50 alimentación, la conmutación se realiza con una frecuencia de conmutación de aproximadamente 20 kHz a 25 kHz. En este caso, debido a que se produce un gran rizado de corriente debido a la operación de conmutación sobre la corriente de entrada de la fuente de alimentación de CA, surge un problema en el sentido de que se requiere una parte para

eliminar la componente de rizado de corriente, es decir, un circuito de filtro. Además, cuando la frecuencia de conmutación es baja, debido a que el control de tiempo de la corriente y del voltaje según un control PWM se vuelve irregular, surgen problemas en el sentido de que la corriente de entrada desde la que se ha eliminado el rizado de corriente no puede mantener la forma de onda sinusoidal y se distorsiona y además se produce un cambio de fase entre la corriente de entrada y el voltaje de la fuente de alimentación. Además, debido a que el circuito de filtro para eliminar la gran componente de rizado de corriente influye en gran medida sobre la fase de la corriente de entrada, la forma de onda de la corriente de entrada se deforma o se distorsiona. En vista de estos problemas, se desea establecer la corriente armónica de la fuente de alimentación a 0 y establecer el factor de potencia de la fuente 1 de alimentación según un diseño teórico, es decir, según el control por parte de un circuito de control.

Como un método para resolver los problemas, la técnica relacionada describe un método para aumentar la frecuencia de conmutación del aparato de fuente de alimentación de CC para realizar así de manera precisa el control de tiempo del control PWM. Cuando se aumenta la frecuencia de conmutación, el rizado de la corriente se hace pequeño. De esta manera, la componente de rizado de corriente puede ser eliminada por un circuito de filtro que tiene poca influencia, excepto para la eliminación de la componente de rizado de corriente. Además, puede generarse una corriente de entrada de la forma de onda sinusoidal que tiene poca distorsión debido al control de tiempo preciso del control PWM. Como resultado, puede reducirse la corriente armónica de la fuente de alimentación y puede mejorarse el factor de potencia de la fuente de alimentación, de manera que se acerque a un diseño teórico.

Sin embargo, en el caso de un aumento de la frecuencia de conmutación del aparato de fuente de alimentación de CC a ser conectado a la fuente de alimentación de CA, incluso cuando el voltaje de la fuente de alimentación CA se aplica de manera que siga la operación de conmutación a alta velocidad de los elementos de conmutación semiconductores, hay un problema en el sentido de que no hay ningún elemento rectificador que tenga un voltaje y una corriente nominales elevadas que puedan prevenir la ruptura dieléctrica del mismo.

Además, cuando se aumenta la frecuencia de conmutación en los componentes constitutivos de la técnica relacionada, la pérdida de cada uno de los elementos semiconductores, es decir, los elementos rectificadores y los elementos de conmutación semiconductores en una trayectoria para hacer fluir la corriente desde el aparato de fuente de alimentación de CC, se hace grande. De esta manera, surgen problemas en el sentido de que se reduce la eficiencia del aparato de fuente de alimentación de CC y los elementos semiconductores no pueden soportar el calor generado por la pérdida y se queman.

Además, cuando se aumenta la frecuencia de conmutación, debido a que la cantidad de generación de calor aumenta debido al aumento de la pérdida de los elementos semiconductores del aparato de fuente de alimentación de CC, surge un problema en el sentido de que aumentan el tamaño y el coste de un aparato refrigerador.

Además, debido a que se genera ruido de alta frecuencia debido a la operación de conmutación a alta velocidad de los elementos semiconductores del aparato de fuente de alimentación de CC, surgen problemas en el sentido de que otro aparato excepto por el aparato de fuente de alimentación de CC funciona erróneamente o el propio aparato de fuente de alimentación de CC funciona erróneamente.

Sumario

Por consiguiente, un aspecto de la presente invención es proporcionar un aparato de fuente de alimentación de CC tal como se define en las reivindicaciones, con una alta eficiencia, que pueda aumentar la frecuencia de conmutación, aumentar el factor de potencia de la fuente de alimentación y reducir la corriente armónica de la fuente de alimentación, de manera que los elementos semiconductores que pueden realizar una operación de conmutación a alta velocidad y a los que puede aplicarse el voltaje de una fuente de alimentación de CA se usen como elementos rectificadores que operan en cooperación con elementos de conmutación semiconductores del aparato de fuente de alimentación de CC.

Según un aspecto de la presente invención, un elemento semiconductor, formado usando una unión Schottky formada entre un metal y carburo de silicio (SiC) o nitruro de galio (GaN) y que tiene una propiedad de voltaje nominal con respecto a un voltaje de la fuente de alimentación de CA, se emplea como un elemento rectificador que opera de manera cooperativa con la operación de conmutación del elemento de conmutación semiconductor.

Por consiguiente, debido a que un elemento semiconductor, formado usando una unión Schottky formada entre un metal y carburo de silicio (SiC) o nitruro de galio (GaN) y que tiene la propiedad de voltaje nominal con respecto al voltaje de la fuente de alimentación de CA, se emplea como el elemento rectificador que opera de manera cooperativa con la operación de conmutación del elemento de conmutación semiconductor, es posible obtener un aparato de fuente de alimentación de CC con una alta eficiencia, que realice el aumento de la frecuencia de conmutación, que tenga un elevado factor de potencia de la fuente de alimentación y que tenga una corriente armónica reducida en la fuente de alimentación.

Breve descripción de los dibujos

- La Fig. 1 es un diagrama que muestra una configuración de circuito de un circuito convertidor de tipo medio puente según una primera realización ejemplar de la presente invención;
- 5 La Fig. 2 es un diagrama para explicar las corrientes que fluyen a través de un circuito según la primera realización ejemplar de la presente invención;
- La Fig. 3 es un diagrama para explicar las corrientes que fluyen a través del circuito según la primera realización ejemplar de la presente invención;
- La Fig. 4 (4A y 4B) es un diagrama para explicar una corriente de entrada en la primera realización ejemplar de la presente invención;
- 10 La Fig. 5 es un diagrama para explicar las corrientes que fluyen a través de los elementos semiconductores en la primera realización ejemplar de la presente invención;
- La Fig. 6 (6A y 6B) es un diagrama que muestra las formas de onda de conmutación en la primera realización ejemplar de la presente invención;
- La Fig. 7 es un diagrama que muestra la relación entre la pérdida y la frecuencia de conmutación en la primera realización ejemplar de la presente invención;
- 15 La Fig. 8 es un diagrama que muestra la relación entre la frecuencia de conmutación y un rizado de la corriente y una relación entre la frecuencia de conmutación y una capacitancia de reactor en la primera realización ejemplar de la presente invención; y
- La Fig. 9 es un diagrama que muestra una configuración de circuito de un circuito convertidor de tipo medio puente según otra realización ejemplar de la presente invención.
- 20

Descripción detallada

Primera realización ejemplar

La Fig. 1 es un diagrama que muestra una configuración de circuito de un circuito convertidor de tipo medio puente según una primera realización ejemplar de la presente invención, que es un aparato de fuente de alimentación de CC que se usa para un aparato electrodoméstico, tal como un acondicionador de aire, y que realiza la mejora del factor de potencia de la fuente de alimentación, la reducción de la corriente armónica de la fuente de alimentación y el ajuste de un voltaje de salida de CC. La siguiente descripción se basa en el circuito convertidor de tipo medio puente. Una fuente 1 de alimentación de CA está conectada a un circuito 4 rectificador a través de un filtro 2 de ruido y un reactor 3. El circuito 4 rectificador, es decir, un circuito de puente de diodos está configurado por elementos rectificadores, es decir, diodos 4c, 4d, 4e y 4f de manera que los elementos 4e, 4f rectificadores estén conectados al lado terminal del electrodo positivo del circuito 4 rectificador y los elementos 4c, 4d rectificadores estén conectados al lado terminal del electrodo negativo del circuito 4 rectificador. Además, una resistencia 6 de derivación de detección de corriente está conectada al terminal de electrodo negativo del circuito 4 rectificador. Unos elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores para realizar las operaciones de conmutación según el control PWM están conectados respectivamente a los elementos 4c, 4d rectificadores del circuito 4 rectificador y están conectados también a la resistencia 6 de derivación de detección de corriente. El lado de salida de rectificación del circuito 4 rectificador está conectado a un condensador 7 de aplanamiento y está conectado además a un dispositivo inversor, etc., para hacer funcionar el acondicionador de aire. La fuente 1 de alimentación de CA suministra la energía de CA desde el exterior del acondicionador de aire, y los elementos constitutivos distintos de la fuente 1 de alimentación de CA en la figura están provistos en el interior del acondicionador de aire. La fuente 1 de alimentación de CA se usa en general a un voltaje de CA de entrada de aproximadamente 100 V a 240 V con el fin de hacer funcionar un electrodoméstico, tal como el acondicionador de aire.

En la Fig. 1, las líneas R y S de la fuente 1 de alimentación de CA están conectadas a las entradas del filtro 2 de ruido y las líneas R1 y S1 de salida del filtro 2 de ruido están conectadas a las entradas del reactor 3. El filtro 2 de ruido actúa para suprimir el ruido transmitido desde la fuente 1 de alimentación de CA y también para suprimir el ruido con el fin de no transmitir el ruido a la fuente 1 de alimentación de CA desde el filtro 2 de ruido. En el interior del filtro 2 de ruido, la línea R de la fuente 1 de alimentación de CA está conectada a la línea R1 del filtro 2 de ruido, y la línea S de la fuente 1 de alimentación de CA está conectada a la línea S1 del filtro 2 de ruido. El terminal de electrodo positivo del circuito 4 rectificador está conectado al electrodo positivo del condensador 7 de aplanamiento para constituir de esta manera una línea P, es decir, el terminal de salida de electrodo positivo del aparato de fuente de alimentación de CC. El terminal de electrodo negativo del circuito 4 rectificador está conectado al electrodo negativo del condensador 7 de aplanamiento a través de la resistencia 6 de derivación de detección de corriente para constituir de esta manera una línea N, es decir, el

terminal de salida de electrodo negativo del aparato de fuente de alimentación de CC. Según la configuración indicada anteriormente, el voltaje y la corriente de salida de la fuente de alimentación de CA son sometidas a la rectificación de onda completa por el circuito de rectificación a través del filtro 2 de ruido y el reactor 3. Un flujo pulsante después de la rectificación de onda completa es suavizado por el condensador 7 de aplanamiento y es convertido en una corriente de CC y un voltaje de CC, es decir, una fuente de alimentación de CC. La energía de CC convertida de esta manera se suministra a otros aparatos y circuitos en el interior del acondicionador de aire, por ejemplo, el dispositivo inversor, etc., para accionar un motor de ventilador y un compresor.

El elemento 5a de conmutación semiconductor está conectado en paralelo a la conexión en serie del elemento 4c rectificador y la resistencia 6 de derivación de detección de corriente de una manera opuesta en su polaridad a la polaridad del elemento 4c rectificador con el fin de hacer fluir la corriente en una dirección opuesta. De manera similar, el elemento 5b de conmutación semiconductor está conectado en paralelo a la conexión en serie del elemento 4d rectificador y la resistencia 6 de derivación de detección de corriente de una manera opuesta en su polaridad a la polaridad del elemento 4d rectificador con el fin de hacer fluir la corriente en una dirección opuesta. Los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores se controlan para controlar la corriente de entrada de CA introducida desde la fuente 1 de alimentación de CA y para controlar también el voltaje de salida de CC generado en ambos extremos del condensador 7 de aplanamiento. La resistencia 6 de derivación de detección de corriente detecta un corriente para controlar los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores.

Además, el bloque de control de la Fig. 1 está configurado por: un generador 8 de voltaje de salida objetivo que emite una señal de comando de un valor de voltaje objetivo, que es un voltaje de salida objetivo entre ambos extremos del condensador 7 de aplanamiento, es decir, entre las líneas P-N; un amplificador 9 de error de voltaje de salida que recibe el voltaje de salida objetivo desde el generador 8 de voltaje de salida objetivo y un voltaje de salida de CC que es un voltaje real entre las líneas P-N, a continuación, obtiene y amplifica una componente de error entre el voltaje de salida objetivo y el voltaje de salida de CC y emite la componente de error amplificada como una señal de componente de error de voltaje de salida; un circuito 10 síncrono de fuente de alimentación que somete el voltaje de salida de la fuente 1 de alimentación de CA a la rectificación de onda completa para obtener y emitir de esta manera una señal de onda de referencia sinusoidal; un multiplicador 11 que recibe la señal de componente de error de voltaje de salida desde el amplificador 9 de error de voltaje de salida y la señal de forma de onda de referencia sinusoidal desde el circuito 10 síncrono de fuente de alimentación y multiplica la señal de componente de error de voltaje de salida y la señal de forma de onda de referencia sinusoidal para emitir de esta manera el valor multiplicado como una señal de amplificación de error de voltaje de salida; un amplificador 12 de error de corriente que recibe una señal de corriente real generada a partir de una corriente que fluye a través de la resistencia 6 de derivación de detección de corriente y la señal de amplificación de error de voltaje de salida desde el multiplicador 11 y, a continuación, obtiene y amplifica una componente de error entre la señal de corriente real y la señal de amplificación de error de voltaje de salida y emite la componente de error amplificada como una señal de amplificación de error de corriente; un generador 13 de forma de onda triangular que genera una señal de forma de onda triangular para controlar la frecuencia de conmutación de los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores; un comparador 14 que recibe la señal de forma de onda triangular desde el generador 13 de forma de onda triangular y la señal de amplificación de error de corriente desde el amplificador 12 de error de corriente y compara la señal de forma de onda triangular y la señal de amplificación de error de corriente para emitir de esta manera una señal de accionamiento PWM; y un circuito 15 de activación de elemento de conmutación semiconductor que recibe la señal de accionamiento PWM desde el comparador 14 para activar y desactivar de esta manera, es decir, conmutar los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores según la señal de accionamiento PWM.

A continuación, se proporcionará una explicación del funcionamiento del circuito con referencia a las Figs. 2 y 3, es decir, el flujo de la corriente al condensador 7 de aplanamiento desde la fuente 1 de alimentación de CA. La Fig. 2 muestra un caso en el que el voltaje de salida de la fuente 1 de alimentación de CA es una media onda positiva, es decir, un caso en el que se aplica un voltaje positivo a la línea R de la fuente de alimentación de CA y se aplica un voltaje negativo a la línea S de la fuente 1 de alimentación de CA.

En la Fig. 2, cuando cada uno de los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores está en estado activado, una corriente de cortocircuito fluye a través de una trayectoria, es decir, un bucle de una línea a discontinua que parte desde la línea R de la fuente 1 de alimentación de CA y vuelve a la línea S de la fuente 1 de alimentación de CA a través del filtro 2 de ruido, la línea R1 del filtro 2 de ruido, el reactor 3, el elemento 5a de conmutación semiconductor, la resistencia 6 de derivación de detección de corriente, el elemento 4d rectificador, el reactor 3, la línea S1 del filtro 2 de ruido y el filtro 2 de ruido. De esta manera, la corriente de entrada desde la fuente 1 de alimentación de CA aumenta y la energía se acumula en el reactor 3.

Por el contrario, cuando cada uno de los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores está en un estado desactivado en la Fig. 2, una corriente fluye a través de una trayectoria, es decir, un bucle de una línea b de puntos que parte desde la línea R de la fuente 1 de alimentación de CA y vuelve a la línea S de la fuente 1 de alimentación de CA a través del filtro 2 de ruido, la línea R1 del filtro 2 de ruido, el reactor 3, el elemento 4e rectificador, el condensador 7 de

aplanamiento, la resistencia 6 de derivación de detección de corriente, el elemento 4d rectificador, el reactor 3, la línea S1 del filtro 2 de ruido y el filtro 2 de ruido, de manera que el condensador 7 de aplanamiento se cargue. En este caso, debido a que la energía acumulada en el reactor 3 es emitida a y se carga en el condensador 7 de aplanamiento junto con la energía suministrada desde la fuente 1 de alimentación de CA, la tensión de salida de CC aumenta. Además, debido a que la fuente 1 de alimentación de CA carga el condensador 7 de aplanamiento junto con el reactor 3, la corriente de entrada desde la fuente 1 de alimentación de CA se reduce con respecto al caso en el que la corriente de cortocircuito fluye a través del bucle de la línea a discontinua.

A continuación, la Fig. 3 muestra un caso en el que el voltaje de salida de la fuente 1 de alimentación de CA es una semionda negativa, es decir, un caso en el que el voltaje negativo se aplica a la línea R de la fuente 1 de alimentación de CA y el voltaje positivo se aplica a la línea S de la fuente 1 de alimentación de CA.

En la Fig. 3, cuando cada uno de los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores está en estado activado, una corriente de cortocircuito fluye a través de una trayectoria, es decir, un bucle de una línea c discontinua que parte desde la línea S de la fuente 1 de alimentación de CA y vuelve a la línea R de la fuente 1 de alimentación de CA a través del filtro 2 de ruido, la línea S1 del filtro 2 de ruido, el reactor 3, el elemento 5b de conmutación semiconductor, la resistencia 6 de derivación de detección de corriente, el elemento 4c rectificador, el reactor 3, la línea R1 del filtro 2 de ruido y el filtro 2 de ruido. De esta manera, la corriente de entrada desde la fuente 1 de alimentación de CA aumenta y la energía se acumula en el reactor 3.

Por el contrario, cuando cada uno de los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores está en el estado desactivado en la Fig. 3, una corriente fluye a través de una trayectoria, es decir, un bucle de una línea d de puntos que parte desde la línea S de la fuente 1 de alimentación de CA y vuelve a la línea R de la fuente 1 de alimentación de CA a través del filtro 2 de ruido, la línea S1 del filtro 2 de ruido, el reactor 3, el elemento 4f rectificador, el condensador 7 de aplanamiento, la resistencia 6 de derivación de detección de corriente, el elemento 4c rectificador, el reactor 3, la línea R1 del filtro 2 de ruido y el filtro 2 de ruido, de manera que el condensador 7 de aplanamiento se cargue. En este caso, debido a que la energía acumulada en el reactor 3 se emite a y se carga en el condensador 7 de aplanamiento junto con la energía suministrada desde la fuente 1 de alimentación de CA, el voltaje de salida de CC aumenta. Además, debido a que la fuente 1 de alimentación de CA carga el condensador 7 de aplanamiento junto con el reactor 3, la corriente de entrada desde la fuente 1 de alimentación de CA se reduce con respecto al caso en el que la corriente de cortocircuito fluye a través del bucle de la línea c discontinua.

Las operaciones indicadas anteriormente se repiten y el voltaje y la corriente de entrada de la fuente de alimentación se controlan de manera que tengan la misma fase, de manera que pueda mejorarse el factor de potencia de la fuente de alimentación. Además, debido a que se hace que la corriente de entrada tenga una forma de onda sinusoidal, una corriente armónica de una componente de alto orden contenida en la corriente de entrada, es decir, la corriente armónica de la fuente de alimentación puede reducirse y el voltaje de salida de CC aumenta. por la energía acumulada por el reactor 3. En el caso el que la fuente 1 de alimentación de CA tiene una CA de 100 V, el voltaje de CC convertido puede aumentarse a aproximadamente 400 V de CC, y el voltaje de CC se controla de manera variable dentro de este intervalo.

A continuación, se proporcionará una explicación acerca de una operación para controlar la corriente de entrada de manera que tenga una forma de onda sinusoidal. En el bloque de control mostrado en la Fig. 1, el amplificador 9 de error de voltaje de salida calcula una componente de error de voltaje de salida en base al voltaje de salida objetivo desde el generador 8 de voltaje de salida objetivo y el voltaje de salida de CC real detectado entre las líneas P-N para ajustar de esta manera el voltaje de salida de CC. Es decir, el amplificador 9 de error de voltaje de salida realiza un control para aumentar la energía acumulada en el reactor 3 mediante el aumento de la corriente de entrada cuando el voltaje de salida de CC es menor que el voltaje de salida objetivo, mientras que realiza un control para reducir la energía acumulada en el reactor 3 mediante la reducción de la corriente de entrada cuando el voltaje de salida de CC es mayor que el voltaje de salida objetivo.

A continuación, el multiplicador 11 emite la señal de amplificación de error de voltaje de salida de una forma de onda sinusoidal en base a la señal de componente de error de voltaje de salida desde el amplificador 9 de error de voltaje de salida y la señal de forma de onda de referencia sinusoidal desde el circuito 10 síncrono de fuente de alimentación. El circuito 10 síncrono de fuente de alimentación obtiene la señal de forma de onda de referencia sinusoidal convirtiendo el voltaje de una forma de onda sinusoidal que tiene la misma fase que la del voltaje entre las líneas R1-S1 detectado desde las líneas R1, S1 como la salida del filtro 2 de ruido, es decir, el voltaje de fuente de alimentación de la fuente 1 de alimentación de CA. El multiplicador 11 emite una corriente de una forma de onda sinusoidal síncrona con el voltaje de fuente de alimentación de la fuente 1 de alimentación de CA usando la señal de forma de onda de referencia sinusoidal de una forma de onda sinusoidal que tiene la misma fase que la del voltaje de fuente de alimentación de la fuente 1 de alimentación de CA. El factor de potencia de la fuente de alimentación se aproxima a 1 ya que la corriente de entrada de la fuente 1 de alimentación se convierte a la corriente que tiene la misma fase que la del voltaje de fuente de alimentación y síncrona con la misma. Además, la corriente armónica de un componente de alto orden contenida en la corriente de entrada, es decir, la corriente armónica de la fuente de alimentación se aproxima a 0 ya que la forma de onda de la

corriente de entrada de la fuente 1 de alimentación de CA se aproxima a una forma de onda sinusoidal. Aunque es deseable obtener la señal de forma de onda de referencia sinusoidal a partir de las líneas R1, S1 en el lado de salida del filtro 2 de ruido desde el cual se elimina el ruido, la señal de forma de onda de referencia sinusoidal puede obtenerse desde la línea R, S en el lado de entrada siempre y cuando no haya problemas de ruido, etc.

5 A continuación, el amplificador 12 de error de corriente calcula la señal de amplificación de error de corriente en base a la señal de forma de onda de referencia sinusoidal y la señal de corriente real para ajustar de esta manera una corriente de flujo real. Es decir, el amplificador 12 de error de corriente realiza un control para aumentar la corriente de flujo real cuando la señal de corriente real es menor que la señal de forma de onda de referencia sinusoidal, mientras que realiza un control para reducir la corriente de flujo real cuando la señal de corriente real es mayor que la señal de forma de onda de referencia sinusoidal.

10 Por último, el comparador 14 genera la señal de accionamiento PWM en base a la señal de amplificación de error de corriente desde el amplificador 12 de error de corriente y la señal de forma de onda triangular desde el generador 13 de forma de onda triangular. Los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores se activan y desactivan según la señal de accionamiento PWM generada desde el comparador 14. Es decir, la frecuencia de conmutación de los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores se controla según la señal de forma de onda triangular y la relación del período activado y el período desactivado de los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores se controla según la señal de amplificación de error de corriente. Además, tal como se ha explicado con referencia a las Figs. 2 y 3, cuando cada uno de los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores está en el estado activado, fluye la corriente de cortocircuito, de manera que la corriente de entrada desde la fuente 1 de alimentación de CA aumenta y la energía se acumula en el reactor 3. Por el contrario, cuando cada uno de los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores está en el estado desactivado, la corriente de entrada desde la fuente 1 de alimentación de CA se reduce y la energía que se ha acumulado en el reactor 3 se emite al lado del condensador 7 de aplanamiento para aumentar de esta manera el voltaje de salida de CC.

20 Repitiendo la operación indicada anteriormente con la frecuencia de conmutación, es decir, un período de conmutación para conmutar los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores, se controlan la corriente de entrada y el voltaje de salida de CC.

25 Debido a que los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores son accionados por la señal de accionamiento PWM, el estado cambiante de la corriente de entrada cambia según la duración del tiempo de repetición de la operación de activación y desactivación, es decir, el período de conmutación. Es decir, cuando el período de conmutación es largo, debido a que los tiempos de activación y desactivación dentro del período de conmutación se vuelven también largos, un tiempo de cambio de la corriente se vuelve largo y una cantidad cambiante de la corriente se vuelve grande. De esta manera, tal como se muestra en la Fig. 4A, la corriente de entrada se convierte en una corriente que tiene una forma de onda aproximadamente sinusoidal, es decir, una corriente sinusoidal que tiene un gran rizado de corriente. Por el contrario, cuando el período de conmutación es corto, debido a que los tiempos de activación y desactivación dentro del período de conmutación se acortan también, el tiempo de cambio de la corriente pasa a ser corto y la cantidad de cambio de la corriente pasa a ser pequeña. De esta manera, tal como se muestra en la Fig. 4B, la corriente de entrada se convierte en una corriente que tiene una forma de onda sinusoidal suave, es decir, una corriente sinusoidal que tiene un pequeño rizado de corriente.

30 Aunque se previene que el rizado de corriente fluya en el lado de la fuente 1 de alimentación de CA mediante la provisión de un circuito de filtro, configurado por una bobina normal, etc., en el interior del filtro 2 de ruido, para eliminar la componente de rizado de corriente, el tamaño del circuito para eliminar el rizado de corriente aumenta a medida que aumenta el rizado de corriente.

35 En el aparato de fuente de alimentación de CC, es necesario aproximar la forma de onda de la corriente de entrada a una forma de onda sinusoidal más precisa con el fin de aumentar el factor de potencia de la fuente de alimentación y suprimir la corriente armónica de la fuente de alimentación. Para este fin, es necesario aumentar la frecuencia de conmutación. Es decir, es necesario, mediante un aumento de la frecuencia de conmutación, realizar un control de tiempo preciso del control PWM para generar de esta manera la corriente con una forma de onda sinusoidal precisa y reducir también el rizado de corriente y reducir de esta manera la influencia del circuito de filtro para eliminar la componente de rizado de corriente. De esta manera, se previene que la corriente de entrada, de la que se elimina el rizado de corriente, se distorsione con relación a la forma de onda sinusoidal y se previene que cause la desviación con relación a la fase sincrónica, etc.

40 Sin embargo, en la configuración del semiconductor de una técnica relacionada, cuando la operación de conmutación (operación de activación y desactivación) del semiconductor de conmutación se realiza a alta velocidad con el fin de aumentar la frecuencia de conmutación, una corriente innecesaria fluye entre la conmutación del estado de flujo de corriente, lo que resulta en una pérdida de una transición de estado.

La pérdida de la transición de estado en la que una corriente de circuito innecesaria fluye en el momento de la operación de conmutación se explicará con referencia a la Fig. 5. La Fig. 5 muestra el elemento 4e rectificador mostrado en las Figs. 1 y 2, el elemento 5a de conmutación semiconductor y la periferia del mismo. En la figura, al igual que en la Fig. 2, cuando el elemento 5a de conmutación semiconductor está activado, la corriente fluye a través de la trayectoria de la línea a discontinua. En contraste, cuando el elemento 5a de conmutación semiconductor está desactivado, la corriente fluye a través de la trayectoria de la línea b de puntos. En la Fig. 5, K indica un terminal catódico del elemento 4e rectificador, A indica un terminal anódico del elemento 4e rectificador, C indica un terminal colector del elemento 5a de conmutación semiconductor, E indica un terminal emisor del elemento 5a de conmutación semiconductor y G indica un terminal de puerta del elemento 5a de conmutación semiconductor.

10 Cuando el elemento 5a de conmutación semiconductor está en el estado desactivado, el elemento 4e rectificador se coloca en un estado activado debido a que al terminal A anódico del elemento 4e rectificador se le aplica un voltaje mayor que el del terminal K catódico del mismo, es decir, se aplica un voltaje de polarización directo. De esta manera, una corriente fluye hacia el terminal K catódico desde el terminal A anódico. En este caso, cuando se aplica una señal de activación al terminal G de puerta del elemento 5a de conmutación semiconductor, el elemento 5a de conmutación semiconductor pasa a un estado de conducción entre el terminal colector y el terminal emisor para de esta manera hacer fluir una corriente hacia el terminal E emisor desde el terminal C colector. Sin embargo, el voltaje del terminal A anódico del elemento 4e rectificador cambia gradualmente a un valor inferior al voltaje del terminal K catódico, es decir, un voltaje de polarización inverso. Además, el elemento 4e rectificador realiza gradualmente la transición de estado desde el estado conductor de corriente a un estado de interrupción o bloqueo de corriente. Es decir, el elemento 4e rectificador pasa durante un corto tiempo al estado conductor que no puede operar en cooperación con el elemento 5a de conmutación semiconductor y, por lo tanto, una corriente fluye hacia el terminal E emisor del elemento 5a de conmutación semiconductor desde el terminal K catódico del elemento 4e rectificador, tal como se muestra mediante una línea e continua en la Fig. 5. En otras palabras, se genera una corriente de recuperación inversa en el elemento 4e rectificador y fluye al elemento 5a de conmutación semiconductor. El elemento 5a de conmutación semiconductor se coloca de manera activa en el estado conductor entre el terminal colector y el terminal emisor del mismo en respuesta a la señal de activación introducida al terminal G de puerta del mismo. Por el contrario, el movimiento de cargas eléctricas es causado en el interior del elemento 4e rectificador debido a la diferencia de voltaje y al flujo de corriente causado por la operación de conmutación del elemento 5a de conmutación semiconductor, el elemento 4e rectificador bloquea de manera pasiva la condición actual. De esta manera, la operación del elemento rectificador es lenta.

30 De esta manera, en los estados activado y desactivado del elemento 5a de conmutación semiconductor, además del estado de flujo de corriente a través de la trayectoria de la línea a discontinua y el estado de flujo de corriente a través de la trayectoria de la línea b de puntos, hay un estado en el que la corriente fluye a través de la trayectoria de la línea e continua en el momento de la operación de conmutación del elemento 5a de conmutación semiconductor, en particular, en el momento en el que se produce la transición de estado desde el estado desactivado al estado activado, es decir, después del tiempo de la operación de activación. Sin embargo, tal como se ha explicado con referencia a la Fig. 2, incluso si la corriente fluye a través de la trayectoria de la línea e continua, debido a que todavía no se realiza la carga o descarga de energía del reactor 3, no se produce el aumento o la disminución de la entrada. En otras palabras, debido a que esta corriente de recuperación inversa es irrelevante para la mejora del factor de potencia de la fuente de alimentación, la supresión de la corriente armónica de la fuente de alimentación y el ajuste del voltaje de salida de CC, la corriente que fluye a través de la trayectoria de la línea e continua es una corriente de operación innecesaria.

Por otra parte, surgen ciertos problemas cuando una corriente de recuperación inversa fluye a través de la trayectoria de la línea e continua mostrada en la Fig. 5.

45 Por ejemplo, la Fig. 6 muestra formas de onda de voltaje entre el terminal colector y el terminal emisor del elemento de conmutación semiconductor y, en particular, muestra formas de onda de voltaje cuando el elemento de conmutación semiconductor se activa. Cuando el elemento de conmutación semiconductor está en el estado desactivado, debido a que el estado entre el terminal colector y el terminal emisor del mismo es el mismo que el estado abierto de un conmutador, se aplica el voltaje máximo entre estos terminales y, por lo tanto, se interrumpe la corriente que fluye entre estos terminales. Por el contrario, cuando el elemento de conmutación semiconductor está en el estado activado, debido a que el estado entre el terminal colector y el terminal emisor del mismo a través de los cuales el elemento de conmutación semiconductor hace fluir la corriente es el mismo que el estado cerrado de un conmutador, la diferencia de voltaje entre estos terminales pasa a ser 0 y, de esta manera, fluye corriente entre estos terminales.

55 Aunque no se muestra en la Fig. 6, la corriente de recuperación inversa que fluye en el momento de la activación del elemento de conmutación semiconductor cambia abruptamente, es decir, tiene un gran valor di/dt de cambio temporal. De esta manera, esta corriente causa una resonancia LC con un componente (L) de reactancia y un componente (C) de capacitancia de un circuito periférico, de manera que esta corriente aparece como un voltaje de enlace, es decir, un voltaje de vibración, tal como se muestra en la Fig. 6B. Este voltaje de enlace actúa como ruido electromagnético para inducir de esta manera una operación errónea en un circuito periférico o interferir con la transmisión de una señal. En

particular, cuando se aumenta la frecuencia de conmutación, aumenta la frecuencia de generación del voltaje de enlace, lo cual es un gran problema a resolver con el fin de realizar la conmutación de alta velocidad. Para este fin, aunque no se muestra en las Figs. 1 a 3, se adjunta un componente de contramedida al ruido como una contramedida al ruido electromagnético. Normalmente, un componente electrónico, tal como un núcleo de ferrita que actúa como una bobina de choque a ser fijada fácilmente a un cableado en un circuito, se usa como este componente de contramedida. Estos componentes de contramedidas al ruido difieren en sus efectos dependiendo de la configuración real del circuito o de la disposición del cableado, incluso cuando la configuración de un circuito mostrada en la figura es la misma. De esta manera, debido a que el componente de contramedida al ruido tiene características particulares con respecto a la configuración real del circuito, se omite la ilustración del mismo. Debido a que este componente de contramedida es irrelevante para la eficiencia de la mejora del factor de potencia de la fuente de alimentación, la reducción de la corriente armónica de la fuente de alimentación y el ajuste del voltaje de salida de CC que debe conseguir este circuito y control, este componente de contramedida simplemente aumenta el peso, el tamaño y el coste del aparato de fuente de alimentación de CC y reduce la eficiencia del circuito.

Además, debido a que la corriente de recuperación inversa pasa a través del elemento de conmutación semiconductor, la pérdida se genera en el elemento de conmutación semiconductor debido a la corriente innecesaria que no contribuye a ninguna mejora del factor de potencia de la fuente de alimentación, la reducción de la corriente armónica de la fuente de alimentación y el ajuste del voltaje de salida de CC. De esta manera, aumenta una cantidad de calor generada en el elemento de conmutación semiconductor. La eficiencia del aparato de fuente de alimentación de CC se degrada debido a la pérdida innecesaria y se requiere un aparato de refrigeración, tal como un disipador de calor que tenga un tamaño innecesario, debido al calor generado por la pérdida. Teóricamente es suficiente seleccionar el elemento de conmutación semiconductor que está configurado por un chip semiconductor diseñado, es decir, que tiene una capacidad o un tamaño necesarios en vista de las corrientes mostradas en las Figs. 2 y 3. Sin embargo, como el diseño real, con el fin de poner en práctica la realización ejemplar, es necesario seleccionar el elemento de conmutación semiconductor que está configurado por un chip semiconductor que tiene una capacidad o un tamaño excesivos con el fin de proporcionar resistencia al calor en vista de la componente de corriente que fluye en la operación distinta de la operación de control teórica. En particular, este es un gran problema a resolver con el fin de conseguir el aumento de la frecuencia de conmutación.

Además, debido a que esta corriente innecesaria finalmente aumenta la corriente de entrada desde la fuente 1 de alimentación de CA pero no contribuye a la salida de la fuente de alimentación de CC, existe un problema en el sentido de que esta corriente innecesaria simplemente reduce la eficiencia del circuito.

Este fenómeno de generación de corriente de recuperación inversa ocurre también en el caso de la Fig. 3 con la misma teoría y explicación que en la Fig. 5 simplemente sustituyendo el elemento 4e rectificador y el elemento 5a de conmutación semiconductor en la Fig. 5 por el elemento 4f rectificador y el elemento 5b de conmutación semiconductor, respectivamente.

Con el fin de reducir la corriente de recuperación inversa y realizar la operación de conmutación a alta velocidad, en el circuito de la Fig. 1, se aplica un diodo de barrera Schottky (en adelante denominado SBD) a cada uno de los elementos 4e, 4f rectificadores cada uno de los cuales es lento en la operación de conmutación. Esto es debido a que el SBD tiene cargas eléctricas de recuperación inversa pequeñas, y su tiempo de recuperación inversa es corto, es decir, su corriente de recuperación inversa es pequeña y es capaz de realizar la operación de bloqueo de alta velocidad.

El SBD es un diodo que utiliza la unión Schottky, mientras que el diodo rectificador como elemento rectificador general utiliza una unión PN. En la unión PN, el transporte de corriente es realizado principalmente por los portadores minoritarios en el interior de un semiconductor. En contraste, en la unión Schottky, debido a que el transporte de corriente es realizado por los portadores mayoritarios, la unión Schottky tiene la característica de que un valor de la caída de voltaje en sentido directo hacia el terminal de cátodo desde el terminal de ánodo es pequeño y la velocidad de conmutación es alta. Sin embargo, la unión Schottky tiene el inconveniente de que la corriente de fuga en la dirección inversa es grande cuando se aplica un voltaje elevado en la dirección inversa al terminal de ánodo desde el terminal de cátodo y el voltaje nominal en la dirección inversa es bajo. De esta manera, el SBD no se ha empleado en circuitos de alto voltaje/corriente elevada, que están conectados directamente a la fuente de alimentación de CA durante el uso, debido a que la pérdida causada por la corriente de fuga es grande y el SBD no puede soportar el voltaje aplicado. El SBD normal supone un compromiso en el sentido de que cuando la densidad de portadores de la capa de deriva se reduce con el fin de mantener el voltaje nominal en la dirección inversa, la caída de voltaje en la dirección directa aumenta. Por el contrario, cuando se aumenta la densidad de portadores de la capa de deriva con el fin de suprimir la caída de voltaje en sentido directo, la corriente de fuga en la dirección inversa aumenta y el voltaje nominal en la dirección inversa se degrada o se reduce. Sin embargo, cuando se usa la unión Schottky entre carburo de silicio (en adelante denominado SiC) o nitruro de galio (en adelante denominado GaN) como semiconductor y metal, tal como titanio, en lugar de la unión Schottky entre silicio (Si) como semiconductor y el metal que constituye el SBD normal, puede reducirse la corriente de fuga en la dirección inversa. Además, la corriente de fuga en la dirección inversa puede reducirse mientras se mantiene el voltaje

nominal en la dirección inversa en combinación con una configuración o un método tales que la interfaz donde el semiconductor y el metal se unen sea extremadamente plana para uniformar de esta manera la altura de la barrera Schottky, que es la barrera de potencial formada en la interfaz, es decir, para suprimir de esta manera un fenómeno por el cual tanto los átomos metálicos como los átomos semiconductores pasan y se difunden a través de la interfaz debido a la reacción química interfacial y, por lo tanto, la altura de la barrera Schottky varía en las partes respectivas de la interfaz. Según dicha configuración, cada uno de entre el voltaje nominal en dirección inversa y la corriente de fuga en dirección inversa se mejora mientras se mantienen las características del SBD de la técnica relacionada en lo que referente a la caída de voltaje en sentido directo y la operación de conmutación a alta velocidad. Además, debido a que el SBD puede soportar el voltaje aplicado de la fuente de alimentación de CA y tiene una pequeña pérdida de corriente de fuga, este SBD puede emplearse en un circuito de alto voltaje/corriente elevada. En otras palabras, puede formarse un SBD SiC que es un SBD que usa SiC que puede usarse en un circuito de alto voltaje/corriente elevada. Este SBD SiC se usa como cada uno de los elementos 4e, 4f rectificadores en la Fig. 1. Puede obtenerse un SBD que tiene los mismos efectos cuando se usa GaN en lugar de SiC.

Por consiguiente, mediante el empleo de dicho SBD, el elemento de conmutación semiconductor puede realizar sin problemas la operación de conmutación en cooperación con el elemento rectificador sin reemplazar el elemento de conmutación semiconductor, es decir, incluso usando el elemento de conmutación semiconductor de la técnica relacionada, de manera que pueda realizarse la operación de conmutación a alta velocidad del elemento de conmutación semiconductor.

Incluso si el SBD SiC, en el que se mejoran las características de conmutación, se emplea en un circuito rectificador, la función rectificadora del diodo no cambia. De esta manera, cuando el SBD SiC se usa como cada uno de los elementos rectificadores, no solo se realiza la operación de conmutación a alta velocidad, sino que también se suprime la caída de voltaje en sentido directo ya que se ajusta la densidad de portadores de la capa de deriva. De esta manera, la propia pérdida debida a la caída de voltaje en sentido directo de cada uno de los elementos 4e, 4f rectificadores se reduce y, de esta manera, también puede suprimirse una cantidad de calor generado desde los mismos.

Además, debido a que el chip semiconductor se forma usando SiC, el voltaje nominal de ruptura dieléctrica del chip semiconductor es casi 10 veces mayor que el del silicio (Si). Además, la densidad de corriente a la que debe hacerse frente puede hacerse grande y, de esta manera, la corriente máxima puede ser más elevada en comparación con el silicio. De esta manera, el voltaje nominal puede aumentarse mediante la formación de la capa de deriva para garantizar el voltaje nominal con SiC y la corriente puede aumentarse sin cambiar el área del chip semiconductor. En el caso de formación de chips semiconductores que tienen casi el mismo voltaje nominal y corriente máxima, el chip semiconductor formado por SiC puede hacerse de pequeño tamaño en comparación con el chip semiconductor formado por silicio (Si) mediante el adelgazamiento de la capa para garantizar el voltaje nominal y mediante la reducción del área para el paso de la corriente.

Además, debido a que el chip semiconductor está formado por SiC, la resistencia al calor puede mejorarse de manera que el chip semiconductor pueda ser operado a una temperatura de aproximadamente 300 grados Celsius en comparación con el chip semiconductor formado por silicio (Si) que tiene una eficiencia similar, cuya limitación térmica es de aproximadamente 200 grados centígrados. Además, debido a que la conductividad térmica del chip semiconductor formado por SiC es casi tres veces mayor que la del chip semiconductor formado por silicio (Si), puede mejorarse la capacidad de disipación de calor.

Tal como se ha descrito anteriormente, debido a que cada uno de los elementos 4e, 4f rectificadores, a través de los cuales fluye una gran corriente de recuperación inversa en respuesta a la operación de conmutación del elemento correspondiente de entre los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores, está formado por el SBD SiC, una cantidad de cargas eléctricas de recuperación inversa pasa a ser bastante pequeña y, de esta manera, el tiempo de recuperación inverso pasa a ser bastante corto. Es decir, debido a que una cantidad de la corriente de recuperación inversa pasa a ser bastante pequeña, la pérdida de conmutación de cada uno de los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores puede hacerse pequeña. Por ejemplo, para el SBD SiC con un voltaje nominal inverso de 600 V y una corriente directa nominal de 6 A, que se usa generalmente en el caso de un voltaje de entrada de 100 V de CA de la fuente de alimentación de CA, una cantidad de las cargas eléctricas de recuperación inversa es casi de 20 nC, que es bastante pequeña en comparación con entre 150 y 1.500 nC en el caso del diodo de unión PN normal. De esta manera, una cantidad de la corriente de recuperación inversa pasa a ser también pequeña en el SBD SiC.

La Fig. 7 es un diagrama que muestra gráficos que representan la pérdida del único elemento IGBT como elemento de conmutación semiconductor en el caso en el que se usa un diodo de unión PN de silicio general y en el caso en el que se usa el SBD SiC como elemento rectificador para un circuito convertidor de tipo medio puente que emplea semiconductores con un voltaje nominal inverso de aproximadamente 600 V y una corriente directa nominal de aproximadamente 20 A eficaces, que es popular en el acondicionador de aire que tiene una entrada de 100 V de CA de la fuente de alimentación de CA. Según los gráficos, cuando el SBD SiC se usa en lugar del diodo de unión PN de silicio general, se admite una reducción de la pérdida de aproximadamente 4,5 W en el caso de accionamiento a la frecuencia

máxima de conmutación de corriente de 24 kHz. Debido a que hay dos elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores, la pérdida puede mejorarse en aproximadamente 9 W en total, lo que corresponde a aproximadamente el 60% de la pérdida durante la operación de activación. Además de la pérdida de conmutación de los elementos de conmutación semiconductores mostrados en la Fig. 7, la pérdida de los elementos rectificadores, es decir, la pérdida de los SBDs SiC, tal como la pérdida debida a la caída de voltaje en sentido directo, se redujo en aproximadamente 3 W. De esta manera, debido a que la pérdida de aproximadamente 12 W puede mejorarse en la totalidad del circuito, el circuito que emplea los SBDs SiC puede contribuir en gran medida, cuando se aplica al acondicionador de aire que requiere el ahorro de energía y la mejora de eficiencia.

Cuando la frecuencia de conmutación es la misma que la frecuencia de corriente, esta mejora de pérdida puede causar la reducción de tamaño de un componente de disipación de calor, por ejemplo, un disipador de calor, lo que contribuye también a la facilidad de restricción de la ubicación de montaje, la reducción del coste y la reducción de tamaño de los componentes eléctricos. Además, puede reducirse una cantidad de compuesto de silicio, es decir, grasa de disipación de calor a colocar entre el disipador de calor y los elementos de conmutación semiconductores o los elementos rectificadores. De manera similar, una lámina de disipación de calor a ser intercalada entre el disipador de calor y los elementos de conmutación semiconductores o los elementos rectificadores puede reemplazarse por otra que tenga una gran resistencia térmica, de manera que el circuito pueda fabricarse con un coste bajo. Además, la superficie de contacto entre el disipador de calor y los elementos de conmutación semiconductores o los elementos rectificadores se ha sido aplanada extremadamente por el proceso de fresado, etc., con el fin de mantener una resistencia de contacto tan pequeña como sea posible. Sin embargo, cuando hay un margen en la eficiencia de refrigeración, tal como se ha descrito anteriormente, puede eliminarse el proceso, tal como el proceso de fresado que requiere mucho tiempo, de manera que el circuito pueda fabricarse con un bajo coste adicional.

Además, mediante la aplicación de los efectos indicados anteriormente de la reducción de una cantidad de generación de calor, la frecuencia de conmutación puede aumentarse a un valor que eleva una cantidad de generación de calor casi al grado actual, mientras se mantiene el estado actual del aparato de refrigeración.

Además, de manera similar, mediante la aplicación de los efectos indicados anteriormente de la reducción de una cantidad de generación de calor, la corriente de entrada puede aumentarse a un valor que eleva una cantidad de generación de calor a casi el grado actual para aspirar de esta manera a la gran capacidad del circuito, mientras se mantienen los estados actuales del aparato de refrigeración y la frecuencia de conmutación.

Suponiendo que la frecuencia de conmutación se mantiene al valor actual, en el circuito de alto voltaje/corriente elevada usado en la conversión directa de la fuente de alimentación de CA, en el momento del diseño se ha seleccionado el elemento de conmutación semiconductor configurado por el chip semiconductor de manera que el chip semiconductor tenga una capacidad o tamaño excesivo con el fin de obtener la resistencia térmica en vista del valor de corriente teórico o superior. Sin embargo, según la configuración indicada anteriormente, debido a que una cantidad de las cargas eléctricas de recuperación inversa pasa a ser pequeña, el elemento de conmutación semiconductor que tiene el chip semiconductor más pequeño que el diseñado actualmente puede realizar una operación suficiente del circuito.

Además, suponiendo que la frecuencia de conmutación se mantiene al valor actual, según la configuración indicada anteriormente, el período de tiempo del fenómeno mostrado en la Fig. 6A pasa a ser más corto y la amplitud del voltaje de enlace, es decir, la componente de voltaje con vibración mostrada en la Fig. 6B pasa a ser más pequeña. De esta manera, se reduce también el grado de ruido generado y se suprime el obstáculo de la transmisión de la señal. Por lo tanto, debido a que es posible reducir el número, el peso y el tamaño requeridos de las bobinas de choque, debido a que los componentes de contramedida para el ruido pueden reducirse, puede reducirse también la pérdida de potencia debida a los componentes de resistencia de las bobinas de choque, lo que contribuye a la alta eficiencia del aparato de fuente de alimentación de CC.

Cuando la frecuencia de conmutación se aumenta mediante la realización de la operación de conmutación a alta velocidad, según la Fig. 7 que muestra la relación entre la frecuencia de conmutación y la pérdida del único elemento IGBT como elemento de conmutación semiconductor, en el caso en el que se usa el SBD SiC, la pérdida durante la activación del elemento de conmutación semiconductor puede aumentarse a aproximadamente 9 W (la pérdida del elemento individual es de aproximadamente 4,5 W) para aumentar de esta manera la frecuencia de conmutación en comparación con el diodo de unión PN de silicio actual. Este aumento de la pérdida corresponde a un aumento de aproximadamente 10 kHz. Es decir, como la totalidad del circuito, mediante el empleo del SBD SiC, la pérdida de aproximadamente 12 W puede aumentarse mediante el uso de la mejora de la pérdida de aproximadamente 12 W debido a la pérdida en el momento de la activación y la pérdida de la caída de voltaje en sentido directo. De esta manera, cuando este aumento de la pérdida se usa para el aumento de la frecuencia de conmutación, la frecuencia de conmutación puede aumentarse a aproximadamente 35 kHz a 40 kHz desde la frecuencia de conmutación de aproximadamente 20 kHz a 25 kHz de la técnica relacionada. En otras palabras, puede conseguirse la frecuencia de conmutación de 25 kHz o superior, que ha sido difícil de conseguir manteniendo el circuito y la configuración de la técnica relacionada, de manera que puede obtenerse un aparato de fuente de alimentación de CC que consigue un factor de alta

potencia de la fuente de alimentación y una reducción de la corriente armónica de la fuente de alimentación.

Según el aumento de la frecuencia de conmutación, en la conmutación de la trayectoria de corriente, por ejemplo, la conmutación entre las trayectorias de la línea a discontinua y la línea b de puntos mediante la operación de activación/desactivación de un solo tiempo explicada en las Figs. 2 y 3, el tiempo y la cantidad de carga y descarga de la energía del reactor 3 pasan a ser más corto y más pequeña. De esta manera, debido a que la capacitancia del reactor 3 puede hacerse pequeña, pueden reducirse también el tamaño y el peso del mismo. Suponiendo que la frecuencia de conmutación se eleva para ser aproximadamente el doble, por ejemplo, a aproximadamente 40 kHz desde aproximadamente 20 kHz, la capacitancia, es decir, un valor de reactancia del reactor 3 puede hacerse aproximadamente de 220 μ H, es decir, se reduce en aproximadamente un 50% (aproximadamente la mitad). Cuando el núcleo del reactor 3 es el mismo, debido a que el número de vueltas puede reducirse a la mitad, la cantidad usada del devanado de cobre puede reducirse y, por lo tanto, puede reducirse también el coste del mismo. Además, debido a que la pérdida de cobre del reactor puede reducirse a la mitad, puede mejorarse la eficiencia global. Aunque hay una diferencia según el material del núcleo y del devanado del reactor 3, en el caso del acondicionador de aire para hacer fluir una corriente elevada, debido a que una cantidad de la pérdida del reactor es grande, el grado de mejora de la eficiencia debida a la reducción a la mitad de la pérdida de cobre es bastante grande. Además, debido al aumento de la frecuencia de conmutación, debido a que el material altamente magnético y de alta frecuencia, que tiene bajos efectos a baja frecuencia, puede usarse como material de núcleo, puede reducirse el núcleo. De esta manera, cuando se diseña de nuevo el circuito que incluye el núcleo, cuyo valor de reactancia se establece para ser casi la mitad, en el circuito de alto voltaje/corriente elevada usado para la conversión directa de la fuente de alimentación de CA, el reactor puede diseñarse para tener pequeño tamaño y poca pérdida en comparación con el reactor actual. Como resultado, no solo puede reducirse el coste del reactor, sino que también puede relajarse la restricción de la ubicación de montaje del reactor 3, que ha sido un componente que genera una gran cantidad de calor y además puede reducirse el tamaño del componente eléctrico.

Además, debido a que puede reducirse una cantidad del rizado de corriente debido al aumento de la frecuencia de conmutación, puede reducirse el tamaño y el peso del filtro 2 de ruido. Al igual que el reactor 3, suponiendo que la frecuencia de conmutación se aumenta a aproximadamente 40 kHz desde aproximadamente 20 kHz, el rizado de corriente contenido en la corriente de entrada explicado con referencia a la Fig. 4 puede hacerse de aproximadamente 5 A, es decir, puede reducirse en aproximadamente un 50% (aproximadamente la mitad) tal como se muestra en la Fig. 8. De esta manera, en el circuito de filtro para eliminar el rizado de corriente configurado por la bobina normal, etc., proporcionados en el interior del filtro 2 de ruido de manera que no deje fluir el rizado de corriente en el lado de la fuente 1 de alimentación de CA. El tamaño del circuito de filtro para eliminar el rizado de corriente puede reducirse de manera que la bobina normal pueda diseñarse nuevamente con el fin de reducir el valor de capacitancia de la misma a la mitad. Además, debido a que los componentes constituyentes del circuito están formados por el material de alta frecuencia, todo el volumen del circuito pasa a ser pequeño. De esta manera, en el circuito de alto voltaje/corriente elevada usado para la conversión directa de la fuente de alimentación de CA, puede reducirse el tamaño, el peso y el coste del filtro 2 de ruido.

Además, debido a que el control de tiempo del control PWM puede realizarse de manera precisa debido al aumento de la frecuencia de conmutación, el rendimiento del circuito de filtro para eliminar el rizado de corriente puede reducirse mediante la reducción del rizado de corriente y puede reducirse el grado de influencia del circuito de filtro que afecta a la fase de la corriente, etc. De esta manera, incluso si se elimina el rizado de corriente de la corriente de entrada, puede hacerse que la corriente de entrada después de la eliminación se aproxime a la forma de onda sinusoidal precisa. Como consecuencia, no puede causarse la desviación con relación a la fase síncrona, etc., con respecto al voltaje de la fuente de alimentación y, por lo tanto, pueden conseguirse un alto factor de potencia de la fuente de alimentación y una baja corriente armónica de la fuente de alimentación.

Además, debido a que el circuito se realiza de manera que se usa el SBD SiC para los elementos 4e, 4f rectificadores que operan en cooperación con los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores, el circuito puede materializarse sin realizar un gran cambio de diseño en el que los elementos 4c, 4d rectificadores restantes y los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores se cambian con relación a los componentes constituyentes semiconductores de la técnica relacionada.

Aunque la descripción descrita anteriormente se ha realizado como el ejemplo en el que el SBD SiC se usa para los elementos 4e, 4f rectificadores que operan en cooperación con los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores y es más eficaz en la operación de conmutación a alta velocidad, el SBD SiC puede usarse también para los elementos 4c, 4d rectificadores. Cuando el SBD SiC se usa para los elementos 4c, 4d rectificadores, debido a las características de mejora de la caída de voltaje en sentido directo del SBD SiC, puede reducirse también la pérdida de los elementos 4c, 4d rectificadores y puede mejorarse la eficiencia de la totalidad del circuito. Por supuesto, puede reducirse el tamaño del aparato de refrigeración tal como el disipador de calor correspondiente a los elementos 4c, 4d rectificadores debido a la reducción de la pérdida de los elementos 4c, 4d rectificadores. Debido a que la influencia sobre la operación de

conmutación a alta velocidad es pequeña en lo que se refiere a los elementos 4c, 4d rectificadores, es posible no usar el diodo de la configuración SBD para cada uno de estos elementos rectificadores, siempre y cuando cada uno de estos elementos rectificadores se forme usando SiC.

5 Cada uno de los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores puede formarse usando SiC. Cuando cada uno de los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores se forma usando SiC o GaN, se obtienen elementos de conmutación semiconductores cada uno de los cuales tiene una banda prohibida amplia, de manera que pueda conseguirse un alto voltaje nominal con un chip semiconductor de pequeño tamaño. Además, debido a que la caída de voltaje en sentido directo, es decir, una resistencia interior durante el flujo de la corriente a través de cada uno de los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores se reduce, la pérdida de cada uno de los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores se reduce. El tamaño del aparato de refrigeración tal como el disipador de calor correspondiente a los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores puede reducirse debido a la reducción de la pérdida de los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores. En el caso el que cada uno de los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores y los elementos 4c, 4d, 4e, 4f rectificadores están fijados al mismo disipador de calor y se forman usando SiC o GaN, puede reducirse el tamaño global del disipador de calor, lo que contribuye a relajar la restricción de la estructura de disipación de calor.

Además, cuando cada uno de los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores y los elementos 4c, 4d, 4e, 4f rectificadores se forman usando SiC, puede mejorarse la propiedad de resistencia de los mismos con respecto a un alto voltaje y una corriente elevada.

20 Por ejemplo, cuando la operación de conmutación se realiza a alta velocidad y alta frecuencia, se genera un voltaje de sobrecarga o una corriente de sobrecarga que puede causar un problema. Sin embargo, incluso cuando dicha corriente de sobrecarga entra al lado del aparato de fuente de alimentación de CC desde el lado de la fuente 1 de alimentación de CA o la corriente de sobrecarga se genera y se transmite desde otro dispositivo, tal como un circuito de accionamiento para un ventilador o un compresor conectado al condensador 7 de aplanamiento, prácticamente ninguno de los elementos 4e, 4f rectificadores se rompe cuando se forma usando SiC. Además, cuando cada uno de los elementos 4c, 25 4d, 4e y 4f rectificadores se forma usando SiC, incluso si los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores funcionan incorrectamente debido a un voltaje de sobrecarga o una corriente de sobrecarga, la operación de rectificación normal puede realizarse mediante usando los elementos 4c, 4d, 4e y 4f rectificadores. De esta manera, debido a que es posible suministrar la energía eléctrica a otros dispositivos, hay tiempo suficiente para almacenar el estado y la causa, etc., del fallo en una memoria de control y determinar la parada o la continuación en lo que se refiere a la fuente de alimentación.

30 Por supuesto, cuando cada uno de los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores y los elementos 4c, 4d, 4e, 4f rectificadores se forman usando SiC, es posible proporcionar el aparato de fuente de alimentación de CC con una menor probabilidad de fallo.

35 En el caso en el que cada uno de los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores es un transistor, tal como un IGBT, cuando la señal de accionamiento PWM para activar el elemento de conmutación semiconductor se introduce al mismo para aplicar un voltaje en sentido directo, es decir, se aplica un voltaje de polarización directo entre los terminales colector y emisor del mismo, el transistor hace fluir la corriente en sentido directo al terminal E emisor desde el terminal C colector. Sin embargo, cuando se aplica un voltaje en la dirección inversa, es decir, se un voltaje de polarización inverso aplica entre los terminales colector y emisor del elemento de conmutación semiconductor, el elemento de conmutación semiconductor no deja fluir la corriente en la dirección inversa hacia el terminal C colector desde el terminal E emisor. De esta manera, incluso cuando se introduce la misma señal de accionamiento PWM a los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores para activar y desactivar simultáneamente estos elementos independientemente del voltaje de polarización directo o del voltaje de polarización inverso aplicado entre los terminales colector y emisor de cada uno de los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores según el voltaje positivo o negativo de la fuente 1 de alimentación de CA, debido a que no surge ninguna trayectoria, excepto una trayectoria para hacer fluir la corriente a través de solo uno de los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores, no surge ningún problema de que la corriente que fluye entre los terminales colector y emisor esté bloqueada.

40 Al igual que el dispositivo inversor general para convertir una corriente de CC a una corriente de CA para el accionamiento de un motor, etc., se supone un circuito que está configurado de manera que se proporcionen elementos de conmutación semiconductores cuyos lados de colector están conectados a la línea P y que constituyen un brazo superior y se proporcionen también elementos de conmutación semiconductores cuyos lados de emisor están conectados a la línea N y que constituyen un brazo inferior, en el que los lados de emisor del brazo superior y los lados de colector del brazo inferior están conectados para constituir de esta manera un conjunto de brazos formados por los brazos superior e inferior, y en el que este circuito está configurado por tres brazos y seis elementos de conmutación semiconductores en el caso del accionamiento de un motor trifásico, por ejemplo. En este circuito, cuando uno de los brazos superior e inferior realiza la operación de conmutación, las corrientes de recuperación inversas fluyen a los diodos conectados en paralelo a cada uno de los brazos superior e inferior. Sin embargo, es bastante difícil y requiere mucho

tiempo predecir y diseñar con antelación la relación entre las corrientes de recuperación inversas de los seis diodos y los elementos de conmutación semiconductores a través de cada uno de los cuales fluye la correspondiente corriente de entre las corrientes de recuperación inversas. Además, en el control PWM para realizar el control de frecuencia para cambiar la velocidad de rotación para accionar el motor y realizar el control de voltaje para cambiar el voltaje de salida, el patrón de impulsos de la señal de accionamiento PWM es complicado y surge un patrón tal que dos o más brazos superiores e inferiores realizan simultáneamente la operación de conmutación para hacer fluir las corrientes. Es decir, debido a que la operación cooperativa con los elementos de conmutación semiconductores es complicada, no es fácil diseñar o cambiar el control en vista de la influencia del cambio dv/dt de voltaje y el cambio di/dt de corriente y el flujo de corriente. De esta manera, en un dispositivo inversor general, el ruido no puede reducirse siempre, incluso cuando los diodos se forman usando SiC.

Por el contrario, el aparato de fuente de alimentación de CC para convertir la corriente de CC de la fuente de alimentación de CA en corriente de CA según la realización ejemplar de la presente invención está configurado para que la operación de conmutación sea realizada por el elemento de conmutación semiconductor que está conectado en paralelo a la conexión en serie del lado del electrodo negativo del circuito 4 rectificador y la resistencia 6 de derivación de detección de corriente, es decir, el elemento de conmutación semiconductor que está conectado a la línea N. Según esta configuración, la corriente de entrada se controla en un estado en el que el voltaje de la fuente de alimentación de CA tiene un valor efectivo constante y la frecuencia de conmutación es casi constante para realizar de esta manera el control para mejorar el factor de potencia de la fuente de alimentación, para suprimir la corriente armónica de la fuente de alimentación y para cambiar el voltaje de salida de CC. De esta manera, el patrón de impulsos de la señal de accionamiento PWM para el control PWM no se complica, sino que es simple. De esta manera, es fácil aplicar la contramedida a los componentes que operan de manera cooperativa con los elementos de conmutación semiconductores para realizar el diseño o para cambiar el control para suprimir el voltaje de enlace o la corriente de enlace, es decir, un voltaje o una corriente que resuena con el componente LC para causar la vibración. No surge el problema de que la operación de control sea obstruya y se produzca un fallo en la configuración del circuito incluso cuando cada uno de los elementos 4e, 4f rectificadores se forma usando el SBD SiC.

Aunque en la configuración indicada anteriormente, la resistencia 6 de derivación de detección de corriente se proporciona para detectar de manera común las corrientes de la media onda positiva y la media onda negativa en las Figs. 2 y 3, pueden proporcionarse de manera independiente resistencias de derivación para la media onda positiva y la media onda negativa respectivamente para detectar las corrientes de las medias ondas positivas y negativas de una manera conmutada. Además, en lugar de la resistencia de derivación, puede emplearse un sensor de corriente tal como un transformador de corriente o un circuito espejo de corriente incorporado en el elemento de conmutación semiconductor.

Además, la mejora de la pérdida debida a la reducción de la corriente de recuperación inversa puede utilizarse como contramedida para el ruido electromagnético.

La pérdida de conmutación de cada uno de los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores aumenta cuando se realiza un cambio en el que la velocidad de conmutación, es decir, la velocidad de activación o desactivación de cada uno de los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores se retrasa, es decir, el valor de resistencia de una resistencia de puerta no mostrada, etc., conectada al terminal de puerta, aumenta. Por otra parte, el cambio di/dt de corriente de recuperación inversa durante la activación de cada uno de los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores pasa también a ser lento, de manera que se suprime el ruido electromagnético. En el caso de retraso de la velocidad de activación o desactivación de cada uno de los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores a pesar de que la pérdida de aproximadamente 12 W aumenta para compensar la mejora indicada anteriormente de la pérdida de aproximadamente 12 W obtenida mediante la formación de la parte rectificadora usando el SBD SiC, el cambio dv/dt de voltaje entre los terminales de colector y emisor de cada uno de los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores puede suprimirse a casi la mitad, con propósitos de cálculo, siempre y cuando la eficiencia sea la misma. Aunque la eficiencia del aparato de fuente de alimentación de CC es casi la misma que la convencional, debido a que el ruido de radiación cerca de los 100 MHz, en particular, puede suprimirse en gran medida, pueden reducirse el número requerido, el peso y el tamaño de las bobinas de choque como componente de contramedida para el ruido.

Tal como se ha descrito anteriormente, cada uno de los elementos rectificadores que operan cooperativamente con los elementos de conmutación semiconductores está configurado por SBD formado usando SiC o GaN, que está formado con una unión Schottky que tiene bajas cargas eléctricas de recuperación inversa y baja corriente de recuperación inversa y, por lo tanto, es capaz de realizar la operación de conmutación a alta velocidad y, que puede soportar la ruptura dieléctrica incluso cuando se aplica el voltaje de CA de aproximadamente 100 V a 240 V de la fuente de alimentación de CA o el voltaje de CC obtenido rectificando, suavizando y aumentando la salida de la alimentación de CA y convirtiéndola a un voltaje del doble o más de la fuente de alimentación de CA partiendo de casi el voltaje de la fuente de alimentación de CA. De esta manera, la frecuencia de conmutación puede aumentarse incluso en el circuito al que se aplica el voltaje de la fuente de alimentación de CA, de manera que puede reducirse la componente de rizado de corriente en la corriente

de entrada de la fuente de alimentación de CA, y puede suprimirse la parte de eliminación de rizado de corriente, es decir, puede suprimirse la influencia del circuito sobre la corriente de entrada. Por consiguiente, es posible obtener el aparato de fuente de alimentación de CC que puede suprimir la corriente armónica de la fuente de alimentación con un alto factor de potencia de la fuente de alimentación según el diseño teórico, es decir, según el control del circuito de control.

Además, debido a que el elemento rectificador que opera de manera cooperativa con el elemento de conmutación semiconductor está formado por el SBD SiC, es posible obtener un aparato de fuente de alimentación de CC que puede suprimir la corriente armónica de la fuente de alimentación con un alto factor de potencia de la fuente de alimentación sin grandes cambios en la configuración del circuito y en los componentes de circuito de la técnica relacionada.

La Fig. 9 muestra otra realización ejemplar según la presente invención en la que una parte o la totalidad del circuito convertidor de tipo medio puente está moldeada con resina aislante e integrada como un único módulo 20. La configuración básica de esta realización ejemplar es la misma que la primea realización ejemplar.

En la Fig. 9, un bastidor de plomo que tiene un espesor de cableado suficientemente grande en comparación con el cableado de película delgada acopla el circuito 4 rectificador, los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores y la resistencia 6 de derivación de detección de corriente que son componentes electrónicos a través de los cuales fluye una elevada corriente, a continuación, estos componentes conectados de esta manera por el cable de alambre son moldeados juntos por la resina aislante e integrados para formar el módulo 20. Los elementos 20a a 20g del módulo 20 actúan como terminales de fijación a placa para fijar el módulo a la placa y actúan también como electrodos para el paso de corrientes y para la transmisión de señales al módulo. El módulo 20 se fija sobre el cableado de película delgada de la placa de circuito a través de los terminales 20a a 20g de fijación a placa por medio de soldadura, de manera que el módulo se conecte a través del cableado de película delgada de la placa de circuito a otros componentes electrónicos tales como el condensador 7 de aplanamiento. Cuando el módulo 20 está fijado a la placa, en el caso en el que este módulo es un módulo de tipo en línea doble donde los terminales 20a a 20g de fijación a placa se proporcionan en ambos lados del módulo de una forma de paralelepípedo rectangular, por ejemplo, el módulo 20 se suelda de manera que la superficie metálica del mismo que continúa desde el bastidor de plomo y en el lado opuesto de la otra superficie orientada hacia la palca esté expuesta de manera que la superficie metálica actúa para disipar el calor del módulo. El disipador de calor para la disipación de calor está fijado a la superficie metálica para realizar la disipación de calor de manera más eficiente. Debido a que la superficie metálica de este módulo está expuesta con el fin de mejorar la estructura de disipación de calor, la superficie metálica puede no estar expuesta, pero puede estar moldeada por completo por la resina aislante en el caso en el que la eficiencia de la disipación de calor es buena. Además, aunque la explicación se proporciona para el caso del módulo de tipo en línea dual, puede emplearse un módulo de tipo en línea individual en lugar del mismo. En este caso, el disipador de calor se fija también sobre la superficie metálica expuesta del módulo 20 para realizar de esta manera la disipación de calor. Debido a que la operación es la misma que la de la Fig. 1, se omitirá la explicación de la misma.

Tal como se ha descrito anteriormente, debido a que el circuito 4 rectificador, los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores y la resistencia 6 de derivación de detección de corriente están moldeados juntos por la resina aislante e integrados para formar el módulo 20, el tamaño de la placa puede hacerse pequeño en comparación con el caso en el que estos componentes constituyentes se forman sobre la placa de cableado de película delgada. En particular, la configuración indicada anteriormente puede utilizarse eficazmente para un electrodoméstico tal como un acondicionador de aire que usa un voltaje elevado y una corriente elevada, es decir, aproximadamente 100 V a 240 V de CA y aproximadamente 20 A de la fuente de alimentación de CA y aproximadamente 400 V de CC de la salida de conversión de CC y que se requiere que esté alojada en un espacio de pequeño tamaño. Aunque se requiere que el cableado de película delgada de aproximadamente 100 V a 240 V de CA y de aproximadamente 20 A de la fuente de alimentación de CA y aproximadamente 400 V de CC de la salida de conversión de CC tenga una anchura de patrón grande, una gran distancia de fuga y una gran distancia espacial, dicha restricción puede eliminarse cuando el módulo se forma de la manera indicada anteriormente. De esta manera, puede reducirse el tamaño del aparato.

Además, debido a que los elementos semiconductores pueden montarse como un único componente de módulo, la propiedad de montaje puede mejorarse en comparación con el caso en el que los elementos semiconductores respectivos se montan sobre la placa de circuito mediante soldadura.

Además, aunque se proporciona una explicación del ejemplo en el que cada uno de los elementos 4e, 4f rectificadores está formado por el SBD SiC, cada uno de los elementos 4c, 4d rectificadores y los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores pueden formarse usando SiC. En este caso, pueden obtenerse los mismos efectos que se han explicado con referencia a la Fig. 1.

Debido a que cada uno de los elementos 4e, 4f rectificadores está formado por el SBD SiC, puede suprimirse la pérdida del lado de los elementos 5a, 5b de conmutación semiconductores. Además, debido a que se reduce la cantidad de calor generada por el propio SBD SiC, el mecanismo de disipación de calor puede simplificarse, de manera que puede

reducirse el tamaño del módulo 20. Además, debido a que no es necesario realizar un diseño en vista de la predicción de la pérdida debida a una corriente innecesaria, pueden seleccionarse chips semiconductores suficientemente pequeños según el diseño teórico, de manera que puede reducirse adicionalmente el tamaño del módulo 20.

5 Además, debido a que los elementos semiconductores que generan calor pueden fijarse a la disipación de calor individual integrando estos elementos como un módulo, el mecanismo de disipación puede concentrarse y reducirse y, por lo tanto, el procedimiento de montaje/ensamblado puede realizarse de manera eficiente.

10 En el caso de realizar la contramedida para el ruido generado debido al aumento adicional de la frecuencia, debido a que las fuentes de ruido están concentradas en el módulo individual y el circuito periférico del mismo, el ruido puede blindarse concéntricamente dentro de un rango pequeño. De esta manera, la contramedida para el ruido puede realizarse fácilmente con un bajo coste.

Además, debido a que no solo se reducen las pérdidas, sino que también se mejoran tanto la propiedad de resistencia al calor como la propiedad de disipación de calor debido al empleo del SiC, puede realizarse un blindaje parecido a un estado sellado. De esta manera, las contramedidas pueden realizarse de manera flexible.

15 Dicha contramedida con relación al seguimiento debido al polvo o a materias obstaculizantes puede realizarse también a bajo coste debido a la reducción de tamaño y al módulo sin realizar ampliamente las contramedidas. Además, debido a que la pérdida se reduce y a la propiedad de resistencia al calor mejorada debido al empleo del SiC, la contramedida puede realizarse incluso si el rendimiento del mecanismo de disipación de calor para el módulo, tal como una trayectoria de viento, se degrada.

20 Además, aunque el aparato para la fuente de alimentación de CA de 100 V CA y 200 V de CA para Japón y el aparato para la fuente de alimentación de 240 V de CA para el extranjero se han diseñado de manera independiente, debido a que resulta fácil aumentar la propiedad de resistencia de voltaje del módulo debido al empleo del SiC, el aparato puede hacer frente a los diversos tipos de fuentes de alimentación usados en el mundo mediante el empleo del módulo individual. De esta manera, debido a que el aparato puede hacer frente a la fuente de alimentación, tal como la fuente de alimentación de CA de 100 V a 240 V de CA, pueden mejorarse la conveniencia y la eficiencia del diseño de los productos.

25 Además, incluso en el caso de una fabricación independiente de los circuitos y de los aparatos para las fuentes de alimentación respectivas con el fin de hacer frente a 100 V de AC y 200 V de AC, por ejemplo, y proporcionar los productos, debido a que los circuitos y los aparatos pueden fabricarse simplemente intercambiando el componente del módulo, el diseño del aparato puede hacerse común a las fuentes de alimentación respectivas.

30 Además, en el caso de montar el módulo 20 en la placa de circuito, debido a que el tamaño del módulo 20 es pequeño, un área del bucle de circuito por el cableado de película delgada en la placa de cableado de película delgada pasa a ser pequeña y, por lo tanto, la longitud del cableado pasa a ser corta. De esta manera, se hace posible suprimir el ruido de radiación causado por la inductancia de cableado del cableado de película delgada y la operación errónea debida al ruido de radiación. Además, es posible emplear una configuración tal que la resistencia 6 de derivación de detección de corriente no se proporcione en el interior del módulo 20, sino que se proporcione fuera del mismo para facilitar de esta manera el ajuste del nivel de detección de corriente cambiando el valor de resistencia de la resistencia 6 de derivación de detección de corriente. Además, es posible emplear una configuración tal que el circuito de accionamiento para los elementos de conmutación semiconductores se incorpore en el interior del módulo para acoplar directamente de esta manera la señal de control al módulo 20.

40 Si es necesario, la resistencia 6 de derivación de detección de corriente puede estar integrada también en el interior del módulo 20 y moldeada junto con los elementos semiconductores como un módulo de señal.

45 Tal como se ha descrito anteriormente, el tamaño de la placa de cableado de película delgada formada montando el módulo en la placa de circuito puede reducirse debido a la reducción del tamaño del módulo, de la estructura de contramedida para el ruido y la estructura de contramedida para la disipación de calor. De esta manera, es posible obtener el aparato de fuente de alimentación de CC de bajo coste, de pequeño tamaño, de alta eficiencia y alto rendimiento, con un bajo grado de generación de ruido y con una alta fiabilidad en lo referente a operaciones erróneas, etc.

50 Con respecto a los elementos de conmutación semiconductores en el interior del módulo, al menos cada uno de los elementos rectificadores que operan de manera cooperativa con los elementos de conmutación semiconductores está configurado por un SBD formado usando SiC o GaN, que está formado por una unión Schottky con cargas eléctricas de recuperación inversa pequeñas y una corriente de recuperación inversa pequeña y, por lo tanto, capaz de realizar la operación de conmutación a alta velocidad y, que puede soportar la ruptura dieléctrica incluso cuando se aplica el voltaje de CA de aproximadamente 100 V a 240 V de la fuente de alimentación de CA o el voltaje de CC obtenido rectificando,

5 suavizando y aumentando la salida de la fuente de alimentación de CA y convirtiéndolo a un voltaje del doble o más de la fuente de alimentación de CA a partir de casi el voltaje de la fuente de alimentación de CA. De esta manera, la frecuencia de conmutación puede aumentarse incluso en el circuito al que se aplica el voltaje de la fuente de alimentación de CA, de manera que pueda reducirse la componente de rizado de corriente en la corriente de entrada de la fuente de alimentación de CA, y pueda suprimirse la parte de eliminación de rizado de corriente, es decir, puede suprimirse la influencia del circuito sobre la corriente de entrada. Por consiguiente, es posible obtener el aparato de fuente de alimentación de CC que puede suprimir la corriente armónica de la fuente de alimentación con un alto factor de potencia de la fuente de alimentación según el diseño teórico, es decir, según el control del circuito de control.

10 Aunque las realizaciones ejemplares de la presente invención se han explicado tomando como ejemplo un acondicionador de aire, la presente invención puede aplicarse a otros dispositivos que usan la fuente de alimentación de CC, tal como un soplador de aire para realizar la limpieza con aire y el granallado por aire, un dispositivo de refrigeración tal como un congelador, un refrigerador o una vitrina, y un calentador de agua para proporcionar agua caliente. Además, la presente invención puede aplicarse también de manera similar a un congelador o a un acondicionador de aire que usa agua y salmuera, tal como un enfriador.

15

REIVINDICACIONES

1. Aparato de fuente de alimentación de CC que comprende:

un circuito rectificador que incluye,

una primera parte (4e) rectificadora,

5 una segunda parte (4f) rectificadora,

una tercera parte (4c) rectificadora, y

una cuarta parte (fd) rectificadora,

en el que la primera parte rectificadora y la segunda parte rectificadora están conectadas a un terminal (P) de electrodo positivo del circuito rectificador de manera que sean paralelas entre sí,

10 la tercera parte rectificadora y la cuarta parte rectificadora están conectadas a un terminal (N) de electrodo negativo del circuito rectificador de manera que sean paralelas entre sí,

un extremo de una fuente de alimentación de CA está conectado entre la primera parte rectificadora y la tercera parte rectificadora, y

15 otro extremo de la fuente de alimentación de CA está conectado entre la segunda parte rectificadora y la cuarta parte rectificadora;

una parte de detección de corriente (6) que está conectada al terminal de electrodo negativo del circuito rectificador y que detecta una corriente que fluye a través del circuito rectificador;

una primera parte (5a) de conmutación que está conectada en paralelo a la parte de detección de corriente y la tercera parte rectificadora;

20 una segunda parte (5b) de conmutación que está conectada en paralelo a la parte de detección de corriente y la cuarta parte rectificadora;

una parte (8-12) de control que genera una señal de control para controlar una relación entre un período activado y un período desactivado de cada una de entre la primera parte de conmutación y la segunda parte de conmutación;

25 una parte (14) comparadora que compara la señal de control con una señal de forma de onda triangular para controlar una frecuencia de conmutación de 25 kHz o más de la primera parte de conmutación y la segunda parte de conmutación para generar una señal de control PWM; y

una parte (15) de accionamiento que acciona la primera parte de conmutación y la segunda parte de conmutación según la señal de control PWM,

30 caracterizado por que cada una de entre la primera parte rectificadora que opera de manera cooperativa con la primera parte de conmutación y la segunda parte rectificadora que opera de manera cooperativa con la segunda parte de conmutación es un elemento semiconductor que formado usando una unión Schottky formada entre carburo de silicio o nitruro de galio y metal y tiene una propiedad de resistencia de voltaje con respecto a un voltaje de la fuente de alimentación de CA

35 y en el caso el que una corriente fluye hacia un terminal de cátodo de la primera parte rectificadora desde un terminal de ánodo de la primera parte rectificadora, cuando se aplica una señal de activación a un terminal de puerta de la primera parte de conmutación, se genera una corriente de recuperación inversa en la primera parte rectificadora y fluye a la primera parte de conmutación, y

40 en el caso en el que una corriente fluya hacia un terminal de cátodo de la segunda parte rectificadora desde un terminal de ánodo de la segunda parte rectificadora, cuando se aplica una señal de activación a un terminal de puerta de la segunda parte de conmutación, se genera una corriente de recuperación inversa en la segunda parte rectificadora y fluye a la segunda parte de conmutación;

en el que cada una de entre la tercera parte rectificadora y la cuarta parte rectificadora está formada por carburo de silicio o nitruro de galio;

45

en el que cada una de entre la primera parte de conmutación y la segunda parte de conmutación está formada por carburo de silicio o nitruro de galio; y

en el que cada una de entre la tercera parte rectificadora y la cuarta parte rectificadora no está formada usando una unión Schottky formada entre el carburo de silicio o el nitruro de galio y el metal.

- 5 2. Aparato de fuente de alimentación de CC según la reivindicación 1, en el que la primera parte de conmutación y la segunda parte de conmutación están integradas para formar un módulo.
3. Aparato de refrigeración que acciona un soplador de aire o un compresor usando una salida de CC suministrada desde el aparato de fuente de alimentación de CC según la reivindicación 1 o 2.
- 10 4. Aparato acondicionador de aire que acciona un soplador de aire o un compresor usando una salida de CC suministrada desde el aparato de fuente de alimentación de CC según la reivindicación 1 o 2.

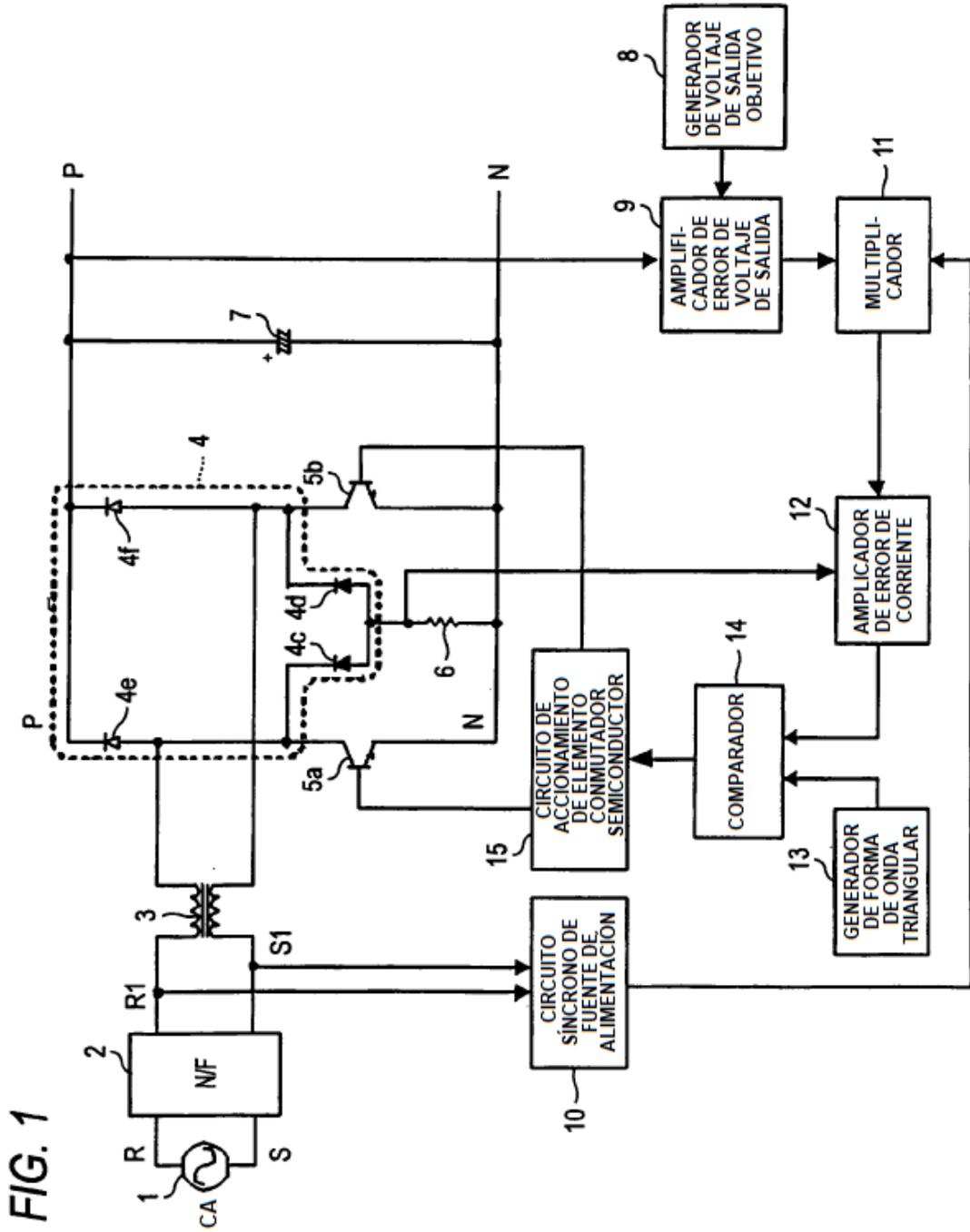


FIG. 2

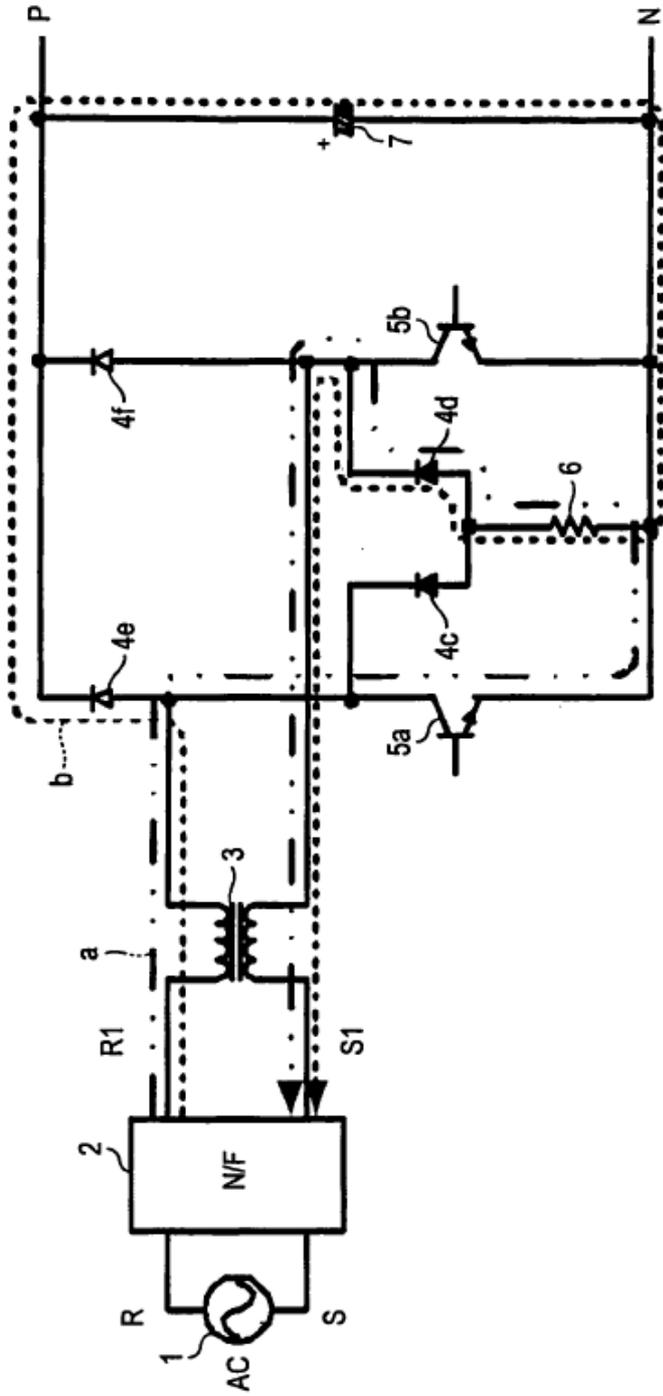


FIG. 3

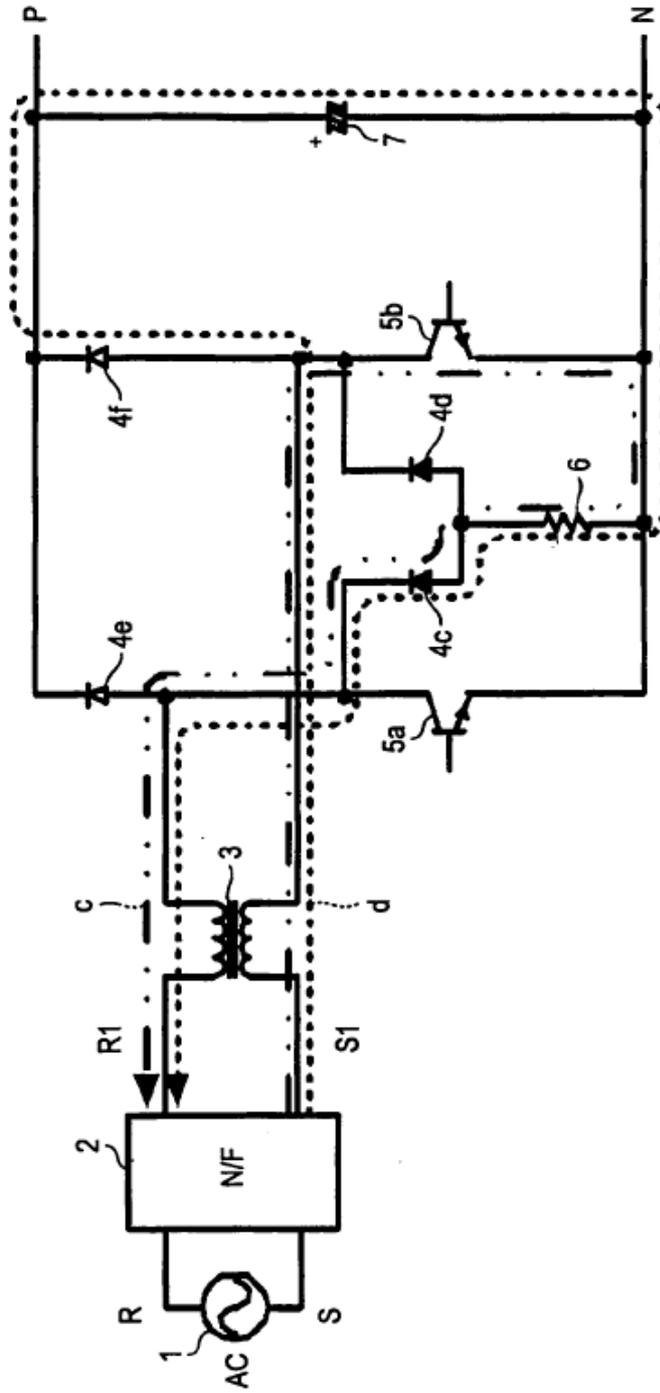


FIG. 4A

FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN BAJA

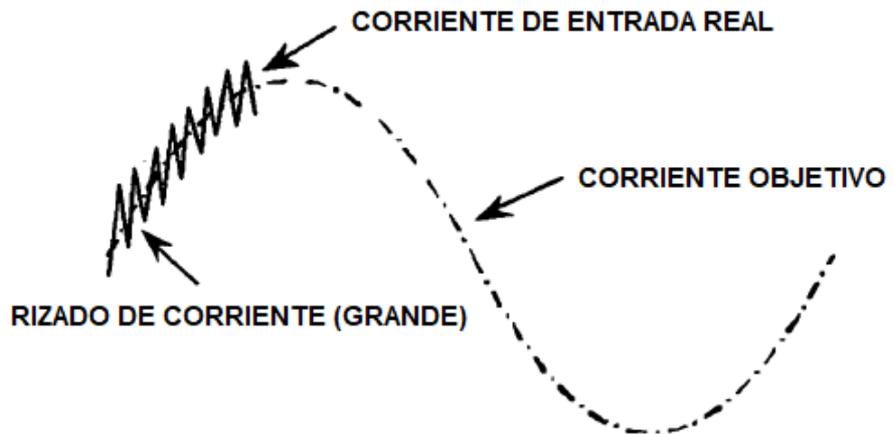


FIG. 4B

FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN ALTA

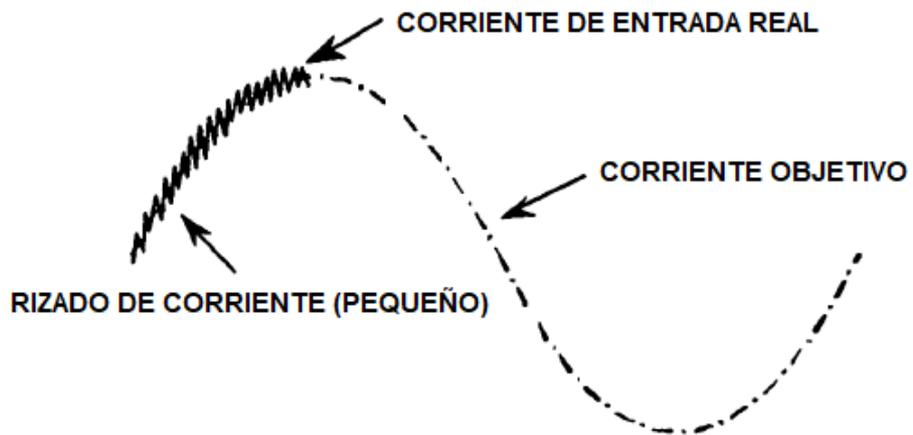


FIG. 5

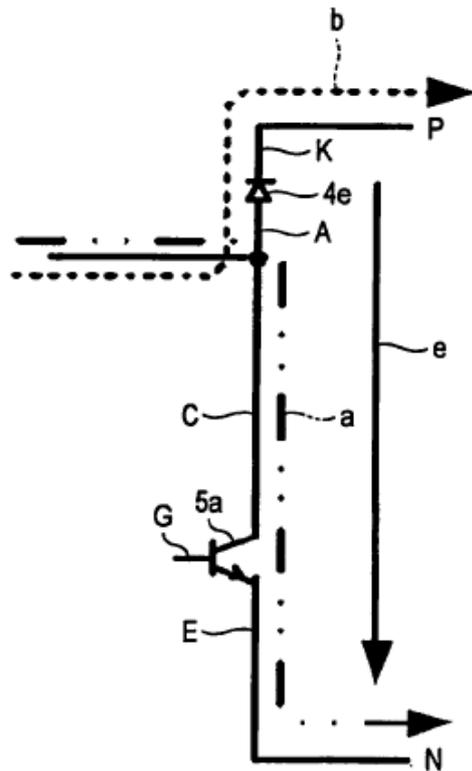


FIG. 6A

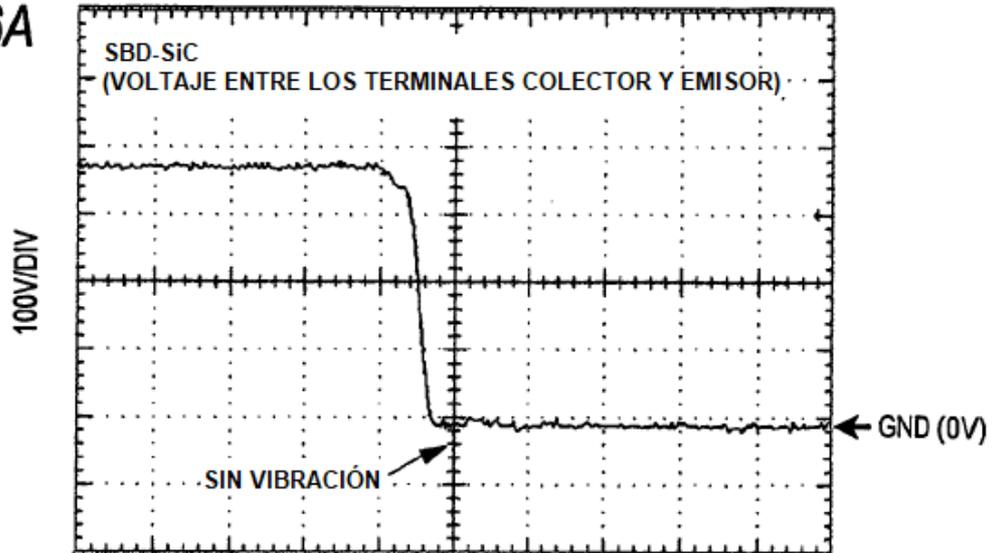


FIG. 6B

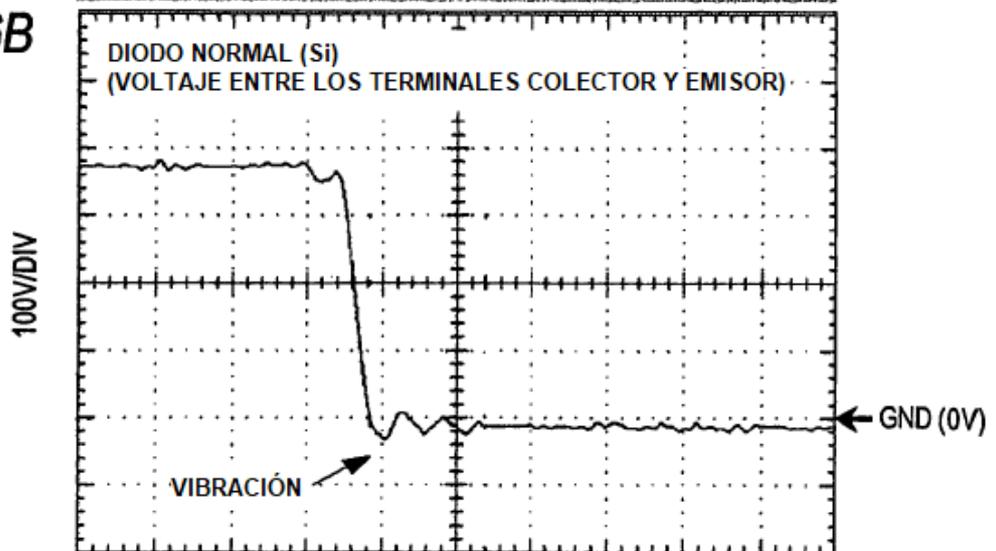


FIG. 7

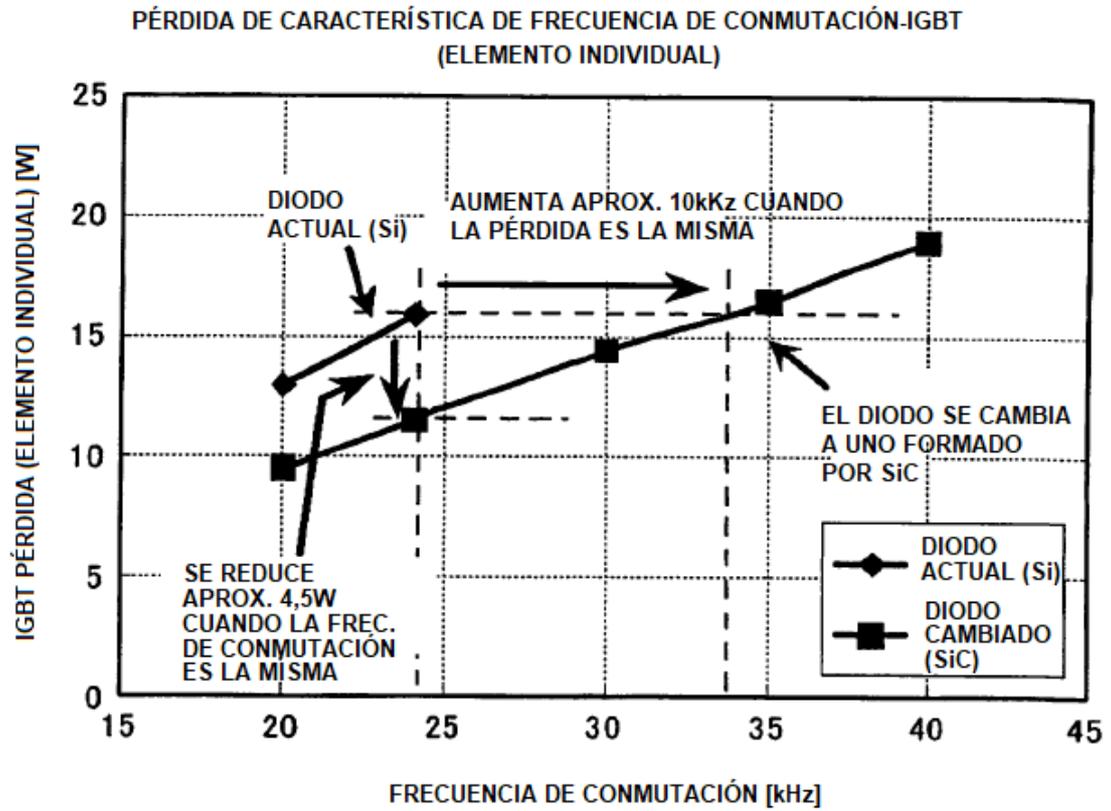


FIG. 8

CARACTERES DE FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN/RIZADO DE CORRIENTE ΔI /VALOR L DE CAPACITANCIA DE REACTOR

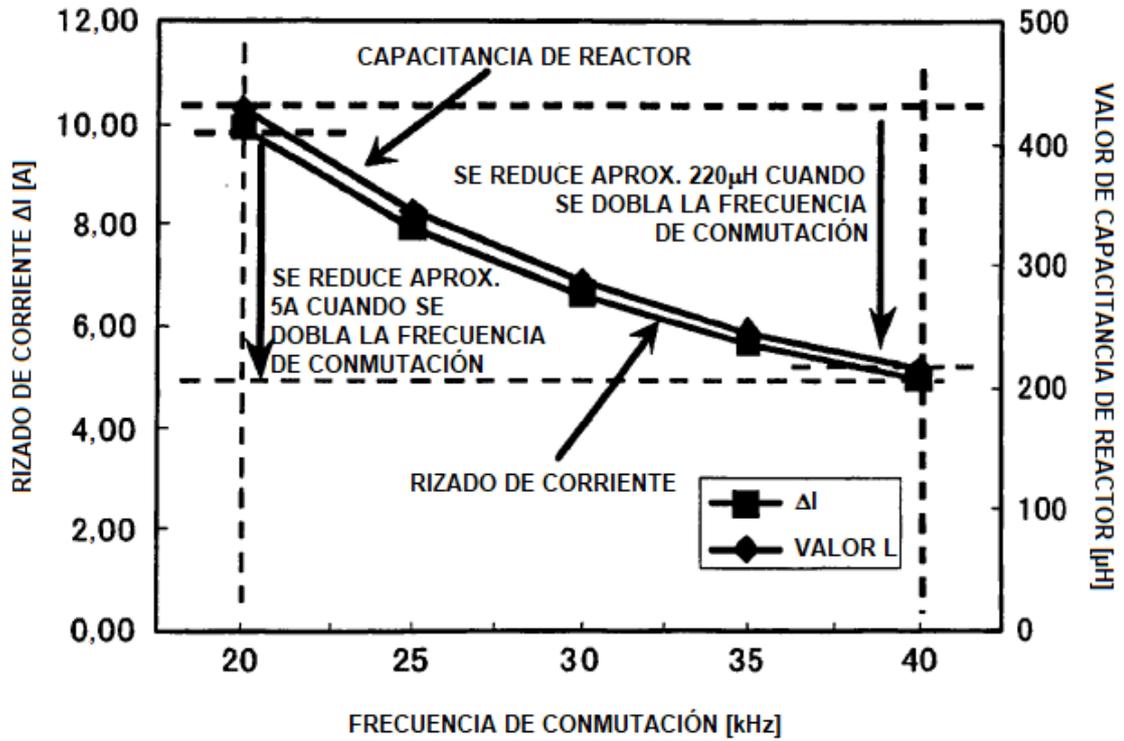


FIG. 9

