

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 749 875**

51 Int. Cl.:

H02M 1/12 (2006.01)

H02M 1/42 (2007.01)

H02M 1/36 (2007.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **01.08.2008 PCT/JP2008/063835**

87 Fecha y número de publicación internacional: **04.02.2010 WO10013344**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **01.08.2008 E 08792048 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **25.09.2019 EP 2309635**

54 Título: **Convertidor de CA-CC, método de control del convertidor de CA-CC, dispositivo de excitación de motor, dispositivo de excitación de compresor, acondicionador de aire y dispositivo de suministro de agua caliente de tipo bomba de calor**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
24.03.2020

73 Titular/es:

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

72 Inventor/es:

**SHINOMOTO, YOSUKE;
TAKAHARA, HIDEKI;
HANDA, MASATO;
TANIKAWA, MAKOTO y
KASHIMA, MITSUO**

74 Agente/Representante:

ELZABURU, S.L.P

ES 2 749 875 T3

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

DESCRIPCIÓN

Convertidor de CA-CC, método de control del convertidor de CA-CC, dispositivo de excitación de motor, dispositivo de excitación de compresor, acondicionador de aire y dispositivo de suministro de agua caliente de tipo bomba de calor

Campo técnico

- 5 La presente invención se refiere a un aparato que convierte CA en CC.

Antecedentes de la técnica

10 Convencionalmente, como una técnica destinada a “obtener una unidad de alimentación de CC que reduzca los componentes armónicos de una corriente de entrada para mejorar de manera óptima el factor de potencia”, la técnica se propone de tal manera que “cuando una tensión de CA de una fuente de CA pasa en un punto cero, se hace que el medio de conmutación realice una operación de cierre después de un primer tiempo de retardo preestablecido con respecto al tiempo de paso y que el medio de conmutación realice una operación de apertura después de un segundo tiempo de retardo preestablecido con respecto al tiempo de paso.” (Bibliografía de patentes 1)

15 Además, como una técnica destinada a “reducir la velocidad de procesamiento en el control, mejorar el factor de potencia, reducir los armónicos y lograr un bajo coste al reducir la frecuencia de conmutación para lograr una frecuencia de conmutación mínima”, la técnica se propone de tal manera que “se proporciona un circuito 2 de rectificación que rectifica la tensión de una fuente 1 de CA, un condensador 4 de aplanamiento que aplanar la tensión de salida del circuito 2 de rectificación, un medio 6 de conmutación que está dispuesto en el lado de la fuente 1 de CA del condensador 4 de aplanamiento, un reactor 3 que está dispuesto en el lado de la fuente de alimentación desde el medio 6 de conmutación, un medio 10 de detección de la cantidad de carga que detecta la cantidad de carga de la carga conectada en paralelo al condensador 4 de aplanamiento, y un medio 8 de control que realiza el control de apertura y cierre del medio de conmutación al menos dos veces en medio ciclo de la fuente de alimentación en sincronización con el periodo de la fuente de alimentación de la fuente 1 de CA en un tiempo de apertura y cierre según la cantidad de carga.” (Bibliografía de patentes 2)

25 Además, como una técnica destinada a “proporcionar una unidad de alimentación que pueda regular sin problemas un amplio intervalo de tensión de salida a partir de una tensión por rectificación de onda completa a no menos que la tensión por rectificación duplicadora de tensión mientras se realiza la mejora del factor de potencia con una configuración simple y satisfaciendo restricciones en armónicos”, la técnica se propone de tal manera que “un conmutador SW1 conectado entre un terminal de entrada de un circuito 2 de rectificación y un punto de conexión entre los condensadores 4 y 5 para duplicador de tensión, y un conmutador SW2 conectado entre el otro terminal de entrada del circuito 2 de rectificación y el punto de conexión entre los condensadores 4 y 5 se proporcionan en una unidad de alimentación. En un modo de operación 1, el conmutador SW1 se controla continuamente para que esté encendido desde un tiempo de cruce por cero de una tensión de suministro solo durante un periodo de encendido, en el que la tensión varía según una tensión de salida, y el conmutador SW2 se controla para que esté siempre apagado. En un modo de operación 2, el conmutador SW1 se controla continuamente para que esté encendido desde un tiempo de cruce por cero de una tensión de suministro solo durante un periodo de encendido, y el conmutador SW2 se controla para que esté siempre encendido.” (Bibliografía de patentes 3)

40 Además, como técnica destinada a “proporcionar un aire acondicionado inversor capaz de lograr un aumento de la velocidad de rotación máxima de un compresor con una configuración simple, un alto factor de potencia, la supresión de armónicos y la expansión de un intervalo variable de una tensión de salida”, la técnica se propone de tal manera que “un circuito de condensadores conectado entre los dos terminales de salida de un circuito de rectificación, proporcionándose un primer medio 7 de conmutación conectado entre un terminal de entrada del circuito de rectificación y un punto de conexión en el circuito de condensadores, y un segundo medio de conmutación conectado entre el otro terminal de entrada del circuito de rectificación y el punto de conexión en el circuito de condensadores. Al conmutar de manera adecuada los medios primero y segundo 7 y 8 de conmutación, el alto factor de potencia y la supresión de armónicos se vuelven compatibles y se puede mejorar la máxima capacidad y la eficiencia del acondicionador de aire.” (Bibliografía de patentes 4)

50 Además, como técnica destinada a “hacer posible generar una tensión que sea igual o mayor que una tensión de entrada en un circuito convertidor que convierte una tensión de salida de una fuente 1 de CA sin usar un reactor y un condensador de gran capacidad”, la técnica se propone de tal manera que “en el circuito convertidor 100 que convierte la tensión de salida de la fuente 1 de CA, se proporciona un circuito 20 de rectificación para rectificar la tensión de salida de la fuente 1 de CA, unos condensadores primero y segundo 31 y 32 conectados en serie para aplanar la salida del circuito 20 de rectificación, y un circuito 40 de conmutación para conmutar la conexión entre los dos condensadores 31 y 32 anteriores y la fuente de CA de modo que la tensión de salida de la fuente 1 de CA se aplique alternativamente a los condensadores primero y segundo 31 y 32 con un periodo más corto que el de la fuente de CA.” (Bibliografía de patentes 5)

55 Además, como una técnica destinada a “proporcionar una unidad de alimentación que satisfaga las regulaciones de los armónicos de la línea de potencia y en la que el rendimiento y el factor de potencia de entrada de la unidad de alimentación puedan ser compatibles a alto nivel”, la técnica se propone de tal manera que “en una unidad de

alimentación que comprende: un circuito de rectificación, un circuito de condensadores constituido por una pluralidad de condensadores conectados en serie, que están conectados entre dos terminales de salida del circuito de rectificación, un primer medio de conmutación conectado entre cualquiera de los terminales de entrada del circuito de rectificación y un punto de conexión entre condensadores en el circuito de condensadores, un segundo medio de conmutación conectado entre el otro terminal de entrada del circuito de rectificación y un punto de conexión entre condensadores en el circuito de condensadores, y un medio de detección de cruce por cero que detecta un punto de cruce por cero de la fuente de CA, para cada medio ciclo de la fuente de CA, después de que los medios de conmutación primero y segundo se activen durante un tiempo predeterminado t_1 después de un punto de cruce por cero de la fuente de CA, y después de que el segundo medio de conmutación se desactive durante un tiempo predeterminado t_2 , los medios primero y segundo 7 y 8 de conmutación se desactiven.” (Bibliografía de patentes 6)

Se propone una técnica que controla que la corriente de entrada sea casi sinusoidal y suprime los armónicos para mejorar el factor de potencia mediante la operación PWM (modulación por ancho de impulsos) de alta frecuencia del medio de conmutación. (Bibliografía de patentes 7)

Como una técnica cuyo problema es que “en una configuración en la que se conectan un circuito de rectificación de onda completa constituido por una unidad de alimentación de CA monofásica y diodos, un reactor, un circuito en serie de condensadores, un conmutador bidireccional y una carga, cuando se hace que una corriente de entrada de CA tenga un factor de potencia alto al conmutar el conmutador bidireccional, la tensión del condensador conectado en serie se desequilibra durante un periodo de medio ciclo”, la técnica se propone de tal manera que “en una configuración tal que un reactor está conectado con uno de los terminales de entrada de CA de un circuito de rectificación de onda completa compuesto por una unidad de alimentación de CA monofásica y diodos, un circuito en serie de condensadores está conectado entre la salida de CC del circuito de rectificación de onda completa, los conmutadores bidireccionales 10 y 11 están conectados entre puntos de conexión internos del circuito en serie de condensadores y cada entrada de CA del circuito de rectificación de onda completa, y una carga 14 está conectada en paralelo con el circuito en serie de condensadores, respectivamente, se detectan las tensiones de los condensadores 12 y 13 conectados en serie y los conmutadores bidireccionales 10 y 11 se controlan de del estado activado al desactivado a alta frecuencia de tal manera que las tensiones se igualen.” (Bibliografía de patentes 8)

Se propone una técnica que suprime una corriente armónica al operar dos elementos de conmutación (Bibliografía no de patentes 1).

Lista de referencias

Bibliografía de patentes

Bibliografía de patentes 1: Publicación de solicitud de patente japonesa pendiente de examen n.º H07-7946

Bibliografía de patentes 2: Publicación de solicitud de patente japonesa pendiente de examen n.º 2000-125545

Bibliografía de patentes 3: Publicación de solicitud de patente japonesa pendiente de examen n.º 2003-9535

Bibliografía de patentes 4: Publicación de solicitud de patente japonesa pendiente de examen n.º 2004-129357

Bibliografía de patentes 5: Publicación de solicitud de patente japonesa pendiente de examen n.º 2005-110491

Bibliografía de patentes 6: Publicación de solicitud de patente japonesa pendiente de examen n.º 2008-99512

Bibliografía de patentes 7: Patente japonesa n.º 2140103

Bibliografía de patentes 8: Publicación de solicitud de patente japonesa pendiente de examen n.º 2008-22625

Bibliografía no de patentes 1: Shinichi Hoshi, Oguchi Kuniomi, “A Switching Pattern Decision Scheme for Single-phase Multi-level Rectifiers”, Actas del Congreso de la Sociedad de Aplicaciones Industriales de Japón 2005, n.º 1 - 61

Oguchi K *et al.* “A novel control method for single-phase slow switching multilevel rectifiers”, 13 de octubre de 2002, página 1966, XP032143359, describe un método de control para rectificadores monofásicos multinivel que cumplen con los estándares de limitación de corriente armónica con inductancias de filtro de entrada mínimas. El rectificador propuesto consiste en un circuito de alimentación principal de un puente de diodos y dos conmutadores de semiconductores auxiliares en paralelo con el circuito principal.

Bor-Ren Lin *et al.* “A New Control Scheme for Single-Phase PWM Multilevel Rectifier with Power-Factor Correction”, vol. 46, n.º 4, 1 de agosto de 1999, IP011023545, describe un esquema de control para un puente rectificador monofásico con modulación por ancho de impulsos de tres niveles. El circuito principal consta de un rectificador de puente de diodos, un inductor, dos conmutadores de alimentación de CA y dos condensadores.

El documento EP 0 932 249 A1 describe un convertidor en el que un circuito rectificador de onda completa está conectado a una fuente de alimentación de CA a través de un reactor y un condensador de aplanado y condensadores de sobretensión están conectados en serie entre sí y están conectados en paralelo entre los terminales de salida del

circuito. Además, se conecta un dispositivo de conmutación entre el terminal de entrada del circuito y el punto de conexión entre los condensadores de sobretensión, y se proporciona un dispositivo de control para controlar el dispositivo de conmutación de modo que el dispositivo de conmutación se pueda conmutar en cada medio ciclo de la tensión de la fuente de alimentación.

- 5 El documento EP 2184842 A1 divulga un convertidor de CA-CC que incluye un rectificador conectado a una fuente de alimentación de CA a través de un reactor, condensadores conectados en serie a través de los terminales de salida del rectificador, un primer conmutador bidireccional que tiene un extremo conectado a un terminal de entrada del rectificador y el otro extremo conectado a un punto de conexión de condensadores, un segundo conmutador bidireccional que tiene un extremo conectado al otro terminal de entrada del rectificador y el otro extremo conectado al otro extremo del primer conmutador bidireccional, y un circuito de control para accionar los conmutadores bidireccionales primero y segundo durante medio ciclo de la fuente de alimentación de CA para controlar una tensión introducida en el rectificador a una tensión deseada de salida.

Compendio de la invención

Problema técnico

- 15 Según una técnica descrita en la anterior bibliografía de patentes 1, un reactor se vuelve desventajosamente grande cuando se hace que la corriente armónica sea suprimida para que sea igual o menor que un valor restringido.

Según una técnica descrita en la anterior bibliografía de patentes 2, un reactor puede reducirse de tamaño sin cambiar el rendimiento de supresión de armónicos. Sin embargo, para aumentar las frecuencias de conmutación, el consumo de energía aumenta desventajosamente. Además, cuando aumenta la corriente de entrada, el reactor se vuelve desventajosamente grande aunque el valor de inductancia sea el mismo.

20 Según una técnica descrita en la anterior bibliografía de patentes 7, es posible suprimir los armónicos; sin embargo, dado que es el control de corriente en el que se detecta una corriente de entrada y se convierte en una forma de onda sinusoidal, se requiere un control de procesamiento de alta velocidad y se hace necesario el control PWM de alta frecuencia. El control PWM de alta frecuencia genera gran cantidad de ruido, lo que resulta en un aumento en el coste de las contramedidas para ruidos.

25 Se realiza un control analógico utilizando microordenadores de alto rendimiento de procesamiento y CI (circuitos integrados) dedicados para el procesamiento de control de alta velocidad, lo que resulta en configuraciones complicadas de circuitos periféricos y un aumento en el coste del circuito.

30 Según las técnicas descritas en las anteriores bibliografías de patentes 3 y 4, los intervalos variables de tensiones de CC se vuelven grandes; sin embargo, el problema de un reactor grande no se puede resolver debido a la conmutación de baja frecuencia.

35 Según la técnica descrita en la anterior bibliografía de patentes 5, la capacitancia de un condensador puede reducirse realizando una conmutación complementaria a frecuencias más altas que la frecuencia de la unidad de alimentación. Sin embargo, dado que es una conmutación complementaria para hacer que la capacitancia del condensador sea pequeña, es difícil reducir suficientemente la corriente armónica de la línea de alimentación.

Según la técnica descrita en la anterior bibliografía de patentes 6, es posible mejorar el factor de potencia de entrada; sin embargo, es difícil hacer que el reactor sea lo suficientemente pequeño.

40 Según la técnica descrita en la anterior bibliografía de patentes 8, el control de corriente se realiza mediante la detección y el control de la corriente como en la bibliografía de patentes 7, de modo que se requiere el control de armónicos PWM, lo que resulta en problemas de coste.

Con una técnica descrita en la bibliografía no de patentes 1, se obtiene una sincronización de ACTIVACIÓN/DESACTIVACIÓN del medio de conmutación usando una GA (edad gestacional). La GA necesita operaciones a largo plazo para obtener una solución óptima; por lo tanto, cada parámetro obtenido al ejecutar operaciones por adelantado debe almacenarse en memoria.

- 45 En consecuencia, se necesita un periodo de desarrollo más largo y una mayor capacidad para almacenar cada parámetro a fin de aplicar la GA a los productos que tienen varios modelos.

La presente invención está hecha para resolver los problemas mencionados anteriormente y su objetivo es suprimir las corrientes armónicas para mejorar el factor de potencia a menor coste y reducir el tamaño de un reactor.

Solución al problema

- 50 La presente invención es como se define en las reivindicaciones independientes adjuntas. Se describen implementaciones adicionales en las reivindicaciones dependientes adjuntas, en la descripción y en las figuras.

Un convertidor de CA a CC según la presente invención incluye:

un reactor (5),

un rectificador (2) configurado para conectarse con una fuente (1) de CA a través de dicho reactor (5),

5 una pluralidad de condensadores (6, 7) que tienen una polaridad de tensión conectada entre los terminales de salida de dicho rectificador (2) en serie,

un primer medio (3) de conmutación conectado entre un terminal de entrada de dicho rectificador (2) y un punto de conexión de dicha pluralidad de condensadores (6, 7),

un segundo medio (4) de conmutación conectado entre el otro terminal de entrada de dicho rectificador (2) y el punto de conexión de dicha pluralidad de condensadores (6, 7),

10 una pluralidad de diodos (10, 11) conectados con dicha pluralidad de condensadores (6, 7) en paralelo inverso, estando invertida dicha polaridad de tensión,

un medio (20) de control configurado para accionar y controlar dicho primer medio (3) de conmutación y dicho segundo medio (4) de conmutación,

15 un primer detector (21) de tensión configurado para detectar una tensión de los terminales de salida del rectificador (2), que es una tensión de CC de salida, V_0 , que se aplicará a una carga (8) de CC, y enviar los resultados de detección al medio (20) de control;

un segundo detector (22) de tensión configurado para detectar la tensión, V_s , de dicha fuente (1) de CA y enviar los resultados de detección al medio (20) de control;

20 en el que el medio de control acciona y controla dicho primer medio (3) de conmutación y dicho segundo medio (4) de conmutación en función de los resultados de detección de dicho primer detector (21) de tensión y dicho segundo detector (22) de tensión,

25 en el que la sincronización de ACTIVACIÓN/DESACTIVACIÓN del primer medio (3) de conmutación y del segundo medio (4) de conmutación se determina en función de un ángulo de fase, ϕ , y una amplitud, V_2 , de una fuente de CA virtual, V_c , que toma niveles de tensión en relación con la tensión de salida de CC de 0, + $V_0/2$, - $V_0/2$, + V_0 y - V_0 ;

en el que el ángulo de fase ϕ de la fuente de CA virtual se calcula en base a la siguiente fórmula:

$$\phi = \tan^{-1} (\omega LI / V_1) \quad (\text{fórmula 6});$$

en el que la amplitud V_2 de la fuente de CA virtual se calcula en base a la siguiente fórmula:

$$V_2 = \sqrt{(V_1^2 + (\omega LI)^2)} \quad (\text{fórmula 7});$$

donde:

30 el valor de corriente I se basa en una diferencia entre un valor de control de la tensión de CC y la tensión de CC detectada V_0 del primer detector (21) de tensión;

el valor de tensión V_1 es un valor eficaz de tensión calculado usando los resultados de detección del segundo detector (22) de tensión;

ω : frecuencia angular;

L: inductancia del reactor (5);

35 calculándose el ángulo de fase de la fuente de CA usando un punto de cruce por cero de la tensión V_s de la fuente de CA detectada por el segundo detector (22) de tensión, y usándose cuando el medio (20) de control controla el ángulo de fase ϕ de la fuente de CA virtual;

40 de modo que durante cada medio periodo de dicha fuente de CA, la tensión entre los terminales de entrada de dicho rectificador se vuelve casi sinusoidal para hacer fluir una corriente causada por una diferencia de fase de la tensión de dicha fuente (1) de CA y la tensión entre los terminales de entrada de dicho rectificador (2) por cuatro estados de rectificación: un estado de rectificación de onda completa, un primer estado de rectificación de duplicador de tensión, un segundo estado de rectificación de duplicador de tensión y un estado de cortocircuito de la unidad de alimentación.

Efectos ventajosos de la invención

5 Según un convertidor de CA a CC de la presente invención, al controlar la sincronización de ACTIVACIÓN/DESACTIVACIÓN de los medios de conmutación primero y segundo, es posible producir una tensión de convertidor de tres niveles mientras se realiza un control de anchura temporal para producir una tensión de convertidor sinusoidal.

Así, la corriente que fluye a través del reactor se puede controlar para que sea sinusoidal, logrando un reactor de pequeño tamaño.

10 Dado que se produce una tensión de convertidor de tres niveles mientras se controla la anchura temporal, la operación de conmutación se puede realizar a baja frecuencia y el convertidor se puede usar de manera práctica y económica reduciendo el costo de las contramedidas de ruido de alta frecuencia.

Breve descripción de los dibujos

La figura 1 es un diagrama de circuito de un convertidor 100 de CA a CC según la realización 1.

La figura 2 es un diagrama que muestra una relación de operaciones entre una tensión de alimentación, una corriente de entrada y medios de conmutación.

15 La figura 3 es un diagrama de circuito que muestra de manera equivalente las operaciones del convertidor 100 de CA a CC.

La figura 4 es un diagrama que muestra una forma de onda de una tensión V_c de los terminales de entrada de un rectificador 2.

La figura 5 ilustra las operaciones del primer medio 3 de conmutación y del segundo medio 4 de conmutación.

20 La figura 6 es un diagrama que muestra una relación vectorial del circuito explicado en la figura 3.

La figura 7 es un diagrama de bloques de control del medio 20 de control.

La figura 8 es un diagrama que muestra variaciones del factor de potencia a través de cambios de tensión de una fuente 1 de CA.

25 La figura 9 es un diagrama de forma de onda que muestra una señal de modulación que especifica una sincronización de ACTIVACIÓN/DESACTIVACIÓN de cada medio de conmutación.

La figura 10 es un diagrama de circuito del convertidor 100 de CA a CC según la realización 3.

La figura 11 es un diagrama de bloques de control del medio 20 de control según la realización 4.

La figura 12 es un diagrama de circuito del convertidor 100 de CA a CC según la realización 5.

La figura 13 es un diagrama de circuito del convertidor 100 de CA a CC según la realización 6.

30 La figura 14 es un diagrama de bloques de control del medio 20 de control según la realización 6.

La figura 15 es un diagrama de circuito del convertidor 100 de CA a CC según la realización 7.

Lista de signos de referencia

- 1 fuente de CA
- 2 rectificador
- 35 3 primer medio de conmutación
- 4 segundo medio de conmutación
- 5 reactor
- 6 primer condensador
- 7 segundo condensador
- 40 8 carga de CC
- 10 primer diodo

- 11 segundo diodo
- 12 primera resistencia
- 13 segunda resistencia
- 14 rectificador de diodos
- 5 17 motor de imán permanente
- 18 inversor
- 19 porción de fijación de la tensión
- 20 medio de control
- 21 primer detector de tensión
- 10 22 segundo detector de tensión
- 23 porción de operación de valor eficaz
- 24 detector de corriente
- 25 detector de cruce por cero
- 26 porción de control del inversor

15 **Descripción de realizaciones**

Ejemplo 1

Esta realización no refleja la invención completa, pero puede ser considerada como un ejemplo útil para comprender la invención.

20 La figura 1 es un diagrama de circuito de un convertidor 100 de CA a CC según la realización 1. El circuito de la figura 1 incluye una fuente 1 de CA, un rectificador 2, un primer medio 3 de conmutación, un segundo medio 4 de conmutación, un reactor 5, un primer condensador 6, un segundo condensador 7, una carga 8 de CC, un primer diodo 10, un segundo diodo 11, una primera resistencia 12, una segunda resistencia 13, un medio 20 de control, un primer detector 21 de tensión, un segundo detector 22 de tensión y una porción 23 de operación de valor eficaz.

25 La fuente 1 de CA suministra energía de CA desde el exterior del convertidor 100 de CA a CC. El rectificador 2 rectifica la energía de CA de la fuente 1 de CA en energía de CC. Un extremo del primer medio 3 de conmutación está conectado con uno de los terminales de entrada del rectificador 2, y el otro extremo con el punto de conexión entre el primer condensador 6 y el segundo condensador 7. Un extremo del segundo medio 4 de conmutación está conectado con el otro de los terminales de entrada del rectificador 2, y el otro extremo con el punto de conexión entre el primer condensador 6 y el segundo condensador 7.

30 El reactor 5 está conectado entre la fuente 1 de CA y el primer medio 3 de conmutación o el segundo medio 4 de conmutación y tiene una función para suprimir una corriente armónica.

El primer condensador 6 está conectado con uno de los terminales de salida del rectificador 2.

El segundo condensador 7 está conectado con el otro terminal de salida del rectificador 2.

La carga 8 de CC está conectada con la salida del rectificador 2.

35 El primer diodo 10 está conectado con el primer condensador 6 en paralelo, el segundo diodo 11 con el segundo condensador 7 en paralelo.

La primera resistencia 12 está conectada con el primer condensador 6 en paralelo, la segunda resistencia 13 con el segundo condensador 7 en paralelo.

40 El primer diodo 10 y el segundo diodo 11 tienen una polaridad inversa al primer condensador 6 y al segundo condensador 7, estando conectados bajo una condición paralela inversa.

El primer medio de conmutación es un medio de conmutación bidireccional constituido por un IGBT (transistor bipolar de puerta aislada) 3a y un rectificador 3b de diodo, por ejemplo.

El segundo medio 4 de conmutación es un medio de conmutación bidireccional constituido por el IGBT 4a y el rectificador de diodo 4b de la misma manera.

El medio 20 de control excita y controla el primer medio 3 de conmutación y el segundo medio 4 de conmutación.

El medio 20 de control puede configurarse mediante soporte físico, como dispositivos de circuito que ofrecen su función, y mediante dispositivos de operación, como un microordenador y una CPU (Unidad Central de Procesamiento) y un soporte lógico que especifica sus operaciones.

- 5 El primer detector 21 de tensión detecta una tensión de los terminales de salida del rectificador 2 para enviar resultados de detección al medio 20 de control.

El segundo detector 22 de tensión detecta una tensión de la fuente 1 de CA para emitir resultados de detección al medio 20 de control.

- 10 La porción 23 de operación de valor eficaz calcula un valor eficaz que se describirá en la figura 6 para enviar resultados de cálculo al medio 20 de control.

La porción 23 de operación de valor eficaz puede configurarse mediante soporte físico, tal como un dispositivo de circuito que ofrece su función, o mediante un dispositivo de operación tal como un microordenador y una CPU y soporte lógico que especifica sus operaciones.

Se dan descripciones de las configuraciones del convertidor 100 de CA a CC según la Realización 1.

- 15 A continuación, se explicarán las operaciones del convertidor 100 de CA a CC según la Realización 1 a la vez que se compara con una técnica convencional.

La figura 2 es un diagrama que muestra una relación de operaciones entre una tensión de fuente, una corriente de entrada y medios de conmutación en la técnica anterior.

- 20 Aquí, como se describe en la bibliografía de patentes 3, se da un ejemplo en el que el primer medio 3 de conmutación realiza una operación de cortocircuito de un impulso con respecto a medio ciclo de la fuente de energía y el segundo medio 4 de conmutación está dispuesto para cambiar de una rectificación de onda completa a una rectificación de duplicador de tensión y viceversa.

La figura 2(a) muestra una forma de onda de tensión de suministro, la figura 2(b) una forma de onda de corriente de entrada y la figura 2(c) una forma de onda de operación del primer medio 3 de conmutación, respectivamente.

- 25 Una operación de cortocircuito de un impulso con respecto a medio ciclo de la fuente de energía produce una forma de onda de corriente de entrada con pico como la figura 2(b).

- 30 Una corriente fluye a través del primer medio 3 de conmutación activando el primer medio 3 de conmutación durante una anchura temporal predeterminada T_{on} después del transcurso de un retardo temporal predeterminado T_{dl} desde un punto de cruce por cero (un punto oscuro en la figura 2) de la tensión de la fuente y se añade una corriente con impulsos parásitos para producir la corriente de entrada con impulsos parásitos.

Dado que el segundo medio 4 de conmutación está dispuesto con el fin de conmutar la rectificación de onda completa y la rectificación del duplicador de tensión, puede configurarse mediante un conmutador mecánico tal como un relé.

- 35 El segundo medio 4 de conmutación permite que el convertidor de CA a CC tenga dos niveles de referencia de tensión de la tensión de CC de salida aplicada a la carga 8 de CC: la tensión por la rectificación de onda completa y la tensión por la rectificación del duplicador de tensión. Por lo tanto, el intervalo de control de la tensión de salida se puede ampliar.

Como se mencionó anteriormente, la relación de operación entre la tensión de la fuente, la tensión de entrada y los medios de conmutación en la técnica anterior se explica usando la figura 2.

- 40 Por otro lado, en el convertidor de CA a CC según la Realización 1, el propósito de la operación del primer medio 3 de conmutación es el mismo que el del segundo medio 4 de conmutación. A continuación, se darán descripciones de la operación del convertidor de CA a CC según la Realización 1.

La figura 3 es un diagrama de circuito que muestra de manera equivalente las operaciones del convertidor 100 de CA a CC.

- 45 El funcionamiento del convertidor 100 de CA a CC puede tratarse de manera equivalente a como si una fuente 9 de CA virtual estuviera conectada en serie con el reactor 5. Es decir, el primer medio 3 de conmutación y el segundo medio 4 de conmutación funcionan de modo que el convertidor 100 de CA a CC se vuelve equivalente a la fuente 9 de CA virtual.

A continuación, se explicará el funcionamiento de la fuente 9 de CA virtual.

- 50 Una corriente eléctrica I que fluye a través del reactor 5 se define por una diferencia de tensión entre la fuente 1 de CA y la fuente 9 de CA virtual.

Como la corriente del reactor I es una cantidad sinusoidal, la ecuación de circuito de la figura 3 está representada como sigue por la (fórmula 1).

$$j\omega LI = V_s - V_c \quad (\text{fórmula 1})$$

donde,

φ : frecuencia angular

5 L: inductancia del reactor 5

j: número imaginario

V_s : tensión de la fuente 1 de CA

V_c : tensión de la fuente 9 de CA virtual

10 Se supone que la tensión V_s de la fuente 1 de CA y la tensión V_c de la fuente 9 de CA virtual tienen una forma sinusoidal y están representadas tal como sigue por la (fórmula) 2 y la (fórmula 3).

$$V_s = \sqrt{2V_1 \text{sen}(\omega t)} \quad (\text{fórmula 2})$$

$$V_c = \sqrt{2V_2 \text{sen}(\omega t - \varphi)} \quad (\text{fórmula 3})$$

donde,

φ : diferencia de fase entre V_s y V_c

Cuando se supone $V_1 = V_2$, la corriente del reactor I se puede expresar tal como sigue mediante la (fórmula 4).

$$I = 1/(j\omega L) 2 \cos(\varphi/2) \cos(\omega t - \varphi/2) \quad (\text{fórmula 4})$$

15 La diferencia de fase φ entre V_s y V_c no cambia: $\cos(\omega t - \varphi/2)$ se convierte en una constante. La parte constante de la fórmula 4 se define colectivamente por K; la corriente del reactor I se puede representar de la siguiente manera por la fórmula 5.

$$I = -j K \cos(\omega t - \varphi/2) \quad (\text{fórmula 5})$$

Como se mencionó anteriormente, la ecuación del circuito de la figura 3 se representa usando la tensión V_c de la fuente 9 de CA virtual.

A partir de la (fórmula 5), se puede decir lo siguiente.

20 Es decir, cuando la tensión V_c de la fuente 9 de CA virtual se emite sinusoidalmente como se representa por la (fórmula 3), la corriente I del reactor, en otras palabras, la corriente de entrada se vuelve sinusoidal. De este modo, la corriente armónica puede ser suprimida.

Cuando la diferencia de fase entre la corriente de entrada y la fuente 1 de CA se convierte en cero, el factor de potencia de la fuente de potencia se convierte en el 100%.

25 En consecuencia, controlando adecuadamente una amplitud de tensión V_2 de la fuente de CA virtual y la diferencia de fase φ para producir la tensión sinusoidal V_c , se pueden suprimir los armónicos de la corriente de entrada y se puede mejorar el factor de potencia.

En la Realización 1, el primer medio 3 de conmutación y el segundo medio 4 de conmutación son excitados y controlados de modo que la tensión V_c entre los terminales de entrada del rectificador 2 se vuelve casi sinusoidal.

30 Se darán descripciones del funcionamiento del primer medio 3 de conmutación y del segundo medio 4 de conmutación para hacer que la tensión V_c sea casi sinusoidal.

La figura 4 es un diagrama que muestra la forma de onda de una tensión de los terminales de entrada V_c de un rectificador 2.

35 La tensión V_c toma tres niveles de condiciones de salida, tensión 0, $V_0/2$ y V_0 mostrados en la figura 4 según la operación del primer medio 3 de conmutación y el segundo medio 4 de conmutación. Pasa igual con respecto a una polaridad inversa. Además, V_0 es una tensión de CC de salida aplicada a la carga 8 de CC.

Las operaciones del primer medio 3 de conmutación y del segundo medio 4 de conmutación se explicarán a continuación en la figura 5 cuando se toman las condiciones de salida de estos tres niveles.

La figura 5 ilustra las operaciones del primer medio 3 de conmutación y del segundo medio 4 de conmutación. Cada estado de conmutación de la figura 5 se explicará tal como sigue.

- 5 (a) El primer medio 3 de conmutación y el segundo medio 4 de conmutación se activan simultáneamente
- En el estado de la figura 5(a), el primer medio 3 de conmutación y el segundo medio 4 de conmutación se activan simultáneamente. En este estado, entre los terminales de entrada del rectificador 2 están en cortocircuito, lo que da como resultado una tensión $V_c = 0$. Eso corresponde al intervalo de la figura 4(1).
- (b) El primer medio 3 de conmutación está activado y el segundo medio 4 de conmutación está desactivado
- 10 En el estado de la figura 5(b), el primer medio 3 de conmutación está activado y el segundo medio 4 de conmutación está desactivado. En este estado, la tensión V_c entre los terminales de entrada del rectificador 2 es igual a la tensión a través del segundo condensador 7.
- En consecuencia, la tensión V_c se convierte en la mitad de la tensión V_0 de CC de salida: $V_c = V_0/2$. Eso corresponde al intervalo de la figura 4(2).
- 15 (c) El primer medio 3 de conmutación está desactivado y el segundo medio 4 de conmutación está activado
- En el estado de la figura 5(c), el primer medio 3 de conmutación está desactivado y el segundo medio 4 de conmutación está activado. En este estado, la tensión V_c entre los terminales de entrada del rectificador 2 es igual a la tensión en el primer condensador 6.
- En consecuencia, la tensión V_c se convierte en la mitad de la tensión V_0 de CC de salida: $V_c = V_0/2$. Eso
- 20 corresponde al intervalo de la figura 4(2).
- (d) El primer medio 3 de conmutación y el segundo medio 4 de conmutación son desactivados simultáneamente
- En el estado de la figura 5(d), el primer medio 3 de conmutación y el segundo medio 4 de conmutación son desactivados simultáneamente. En este estado, el rectificador 2 se convierte en una condición de rectificación de onda completa.
- 25 En consecuencia, la tensión V_c entre los terminales de entrada del rectificador 2 se vuelve igual a la tensión a través del primer condensador 6 y el segundo condensador 7, y la tensión $V_c = V_0$. Eso corresponde al intervalo de la figura 4(3).
- Como se muestra en las figuras 5(a) a 5(d), al excitar y controlar cada medio de conmutación, la tensión V_c entre los terminales de entrada del rectificador 2, que es la tensión V_c del convertidor, puede tomar condiciones de tensión de
- 30 tres niveles.
- Al controlar adecuadamente la sincronización de estas condiciones de tensión de 3 niveles, se pueden generar formas de onda de tensión como los intervalos (1) a (3) en la figura 4 y se puede producir V_c casi sinusoidalmente.
- Además, las figuras 5(e) a 5(h) difieren de las figuras 5(a) a 5(d) solo porque la polaridad de la fuente 1 de CA se invierte. Las figuras 5(e) a 5(h) corresponden a los intervalos (1)' a (3)' en la figura 4.
- 35 Como se mencionó anteriormente, se explican las operaciones del primer medio 3 de conmutación y del segundo medio 4 de conmutación para hacer que la tensión V_c sea casi sinusoidal.
- Como se explicó anteriormente, en la Realización 1, al hacer que el nivel de tensión de salida sea de etapas múltiples (3 niveles: 0, $V_0/2$ y V_0) en comparación con la técnica anterior, la frecuencia de conmutación se reduce y se suprime la corriente armónica para permitir que se reduzca de tamaño el reactor 5.
- 40 Por lo tanto, según la Realización 1, excitando y controlando el primer medio 3 de conmutación y el segundo medio 4 de conmutación como se explica en las figuras 4 y 5, la tensión V_c entre los terminales de entrada del rectificador 2, es decir, la tensión V_c del convertidor, puede producirse casi sinusoidalmente.
- De este modo, mientras se hace que la frecuencia de conmutación sea baja, puede reducirse el tamaño del reactor 5 en comparación con una técnica convencional, en la que los medios de conmutación se hacen funcionar una o varias veces durante medio ciclo de la fuente de tensión.
- 45 Según la Realización 1, dado que la tensión de salida está hecha para que tenga múltiples niveles, es posible realizar un control PWM en el que la excitación y el control se realizan a una frecuencia de conmutación baja de, por ejemplo, 1 kHz a 5kHz.

De este modo, se puede evitar el aumento de costes para la reducción de ruido en tal realización, al realizarse un control PWM de alta frecuencia.

5 Esto se logra porque la corriente de entrada puede controlarse casi sinusoidalmente solo produciendo sinusoidalmente la tensión V_c del convertidor sin controlar la corriente de entrada. Es decir, la operación de control de alta frecuencia se vuelve innecesaria debido a que no hay control de la corriente de entrada.

Realización 2

En la Realización 1, se explica que al producir sinusoidalmente la tensión V_c del convertidor, la tensión de entrada se hace casi sinusoidal y se pueden suprimir los armónicos.

10 En la Realización 2, se darán descripciones del control del valor de la tensión V_0 de CC de salida del convertidor 100 de CA a CC. La configuración del circuito del convertidor 100 de CA a CC es la misma que la de la Realización 1.

En las condiciones de las figuras 5(b), 5(c), 5(f) y 5(g) explicadas en la Realización 1, el punto de conexión del primer condensador 6 y el segundo condensador 7 está conectado con un extremo de la fuente 1 de CA. Por lo tanto, se forma la misma configuración de circuito que la rectificación del duplicador de tensión.

15 Al igual que esas condiciones, cuando solo se activa cualquiera de los medios de conmutación, en otras palabras, controlando adecuadamente la relación para que sea $V_c = V_0/2$, es posible controlar que el valor de la tensión V_0 de CC de salida sea igual o mayor que un valor de tensión de CC obtenido por la rectificación de onda completa.

En la bibliografía no de patentes 1, se dan descripciones de una técnica en la que el control se realiza mediante la obtención de un tiempo de operación de los medios de conmutación por adelantado mediante cálculo.

20 Se puede establecer un tiempo de ACTIVACIÓN/DESACTIVACIÓN de los medios de conmutación según el ángulo de fase sin límite; por lo tanto, existen innumerables candidatos para soluciones obtenidas por cálculo. Era prácticamente difícil obtener la sincronización de ACTIVACIÓN/DESACTIVACIÓN para que la tensión V_0 de CC de salida fuera un valor deseado bajo el supuesto anterior.

Por consiguiente, en la bibliografía no de patentes 1, se propone un método en el que, usando GA, se busca una sincronización óptima de ACTIVACIÓN/DESACTIVACIÓN.

25 Sin embargo, nunca se ha encontrado ningún método para buscar la sincronización de ACTIVACIÓN/DESACTIVACIÓN capaz de hacer que la tensión V_0 de CC de salida sea un valor deseado además de suprimir los armónicos.

30 Además, en el caso de productos cuyas condiciones de carga en la operación cambian o cuyo número de modelos es demasiado grande, es difícil poner en práctica un método para buscar una solución óptima a partir de sincronizaciones de ACTIVACIÓN/DESACTIVACIÓN existentes de manera infinita.

En la Realización 2, la sincronización de ACTIVACIÓN/DESACTIVACIÓN se determina mediante un control de retroalimentación en lugar de obtener la sincronización de ACTIVACIÓN/DESACTIVACIÓN mediante cálculo por adelantado. A continuación, se explicará un método para determinar la sincronización de ACTIVACIÓN/DESACTIVACIÓN en la Realización 2.

35 La figura 6 es un diagrama que muestra una relación vectorial del circuito explicado en la figura 3.

Debido al efecto del reactor 5, la corriente I del reactor se convierte en un retraso de fase contra la tensión V_s de la fuente 1 de CA. Se genera una caída de tensión $j\omega LI$ en el reactor 5 para que sea ortogonal a la corriente del reactor I . El resultado de la suma vectorial de la tensión entre los terminales de entrada del rectificador 2, que es la tensión V_c del convertidor con la caída de tensión $j\omega LI$, coincide con la tensión V_s de la fuente 1 de CA.

40 Para producir la tensión V_c del convertidor para que el factor de potencia sea 1, la tensión V_s debe ser ortogonal a la caída de tensión $j\omega LI$, como se muestra en la figura 6(b).

Es decir, el ángulo de fase de la tensión V_c del convertidor solo debe controlarse de modo que el desfase φ contra la fuente 1 de CA de la tensión V_c del convertidor se convierta en la (fórmula 6) de la siguiente manera.

$$\varphi = \tan^{-1} (\omega LI / V_1) \quad \text{(fórmula 6)}$$

45 Una amplitud V_2 de la tensión V_c del convertidor solo debe producirse para que sea el valor de la (fórmula 7) de la siguiente manera.

$$V_2 = \sqrt{V_1^2 + (\omega LI)^2} \quad \text{(fórmula 7)}$$

Cuando se configura un sistema de control para que un ángulo de fase y una amplitud de la tensión V_0 de CC de salida se determinen de manera única, se pueden generar señales de funcionamiento del primer medio 3 de

conmutación y del segundo medio 4 de conmutación aplicando modulación de onda de diente de sierra, modulación de onda triangular, modulación de vector espacial y modulación dipolar.

La figura 7 es un diagrama de bloques de control del medio 20 de control. Aquí se da un ejemplo para realizar el control PI.

- 5 Se introduce una diferencia en un controlador PI entre un valor de control de la tensión de CC y un valor de detección V_0 de la tensión de CC por un primer detector 21 de tensión. La salida del controlador PI es un valor de control de corriente I^* .

Al sustituir el valor de control de corriente I^* en la (fórmula 6) y la (fórmula 7) anteriores, se puede calcular el ángulo de fase φ y la amplitud V_2 .

- 10 La sincronización de ACTIVACIÓN/DEACTIVACIÓN del primer medio 3 de conmutación y del segundo medio 4 de conmutación puede determinarse en función del ángulo de fase φ y de la amplitud V_2 obtenidos por el procedimiento anterior.

A continuación, se explicará un método para hacer frente al cambio de la fuente 1 de CA.

- 15 El ángulo de fase φ es una función de la tensión V_s y la corriente I de entrada de la fuente 1 de CA. Cuando la tensión V_s de la fuente 1 de CA se suministra según un valor nominal (200 V, por ejemplo), la fuente 1 de CA puede controlarse con el valor de V_1 en el bloque de control explicado en la figura 7 como el valor nominal.

Sin embargo, en caso de que la tensión de la fuente 1 de CA varíe y se convierta en un valor diferente de la tensión nominal, cuando el control se realiza con el valor de V_1 en el bloque de control de la figura 7 como valor nominal, el factor de potencia no se convierte en 1 para ser bajado.

- 20 Este fenómeno se explicará como sigue utilizando la figura 8.

La figura 8 es un diagrama que muestra las variaciones del factor de potencia a través de los cambios de la tensión de la fuente 1 de CA. La tensión nominal de la fuente 1 de CA se especifica como V_a .

La figura 8(a) muestra un diagrama vectorial cuando la tensión V_s es mayor que la tensión nominal V_a , y la figura 8(b) el diagrama vectorial cuando la tensión V_s es menor que la tensión nominal V_a .

- 25 En el estado de la figura 8(a), la corriente I de entrada se convierte en una fase retrasada, y no es posible controlar con el factor de potencia = 1.

En el estado de la figura 8(b), la corriente I de entrada se convierte en una fase avanzada y tampoco es posible controlar con el factor de potencia = 1.

- 30 Es decir, se descubre que cuando la corriente I de entrada se convierte en una fase retrasada y una fase avanzada, el factor de potencia se reduce.

Para mantener un efecto de mejora del factor de potencia, solo se tiene que detectar el factor de potencia para mantener el estado del factor de potencia = 1. Para detectar el factor de potencia, generalmente es necesario detectar tanto la tensión V_s como la corriente I de entrada de la fuente 1 de CA.

- 35 Sin embargo, con el convertidor 100 de CA a CC según la Realización 2, el control se realiza en función del principio de la figura 3, de modo que las relaciones vectoriales de cada valor se conviertan en la figura 6(b): la reducción del factor de potencia debida a variaciones de la fuente 1 de tensión de CA solo se puede controlar detectando la tensión V_s de la fuente 1 de CA.

Por otro lado, la amplitud V_2 de la tensión V_c del convertidor está sujeta a variaciones de tensión de la fuente 1 de CA como la diferencia de fase φ ; sin embargo, solo debe detectarse la tensión V_s de la fuente 1 de CA.

- 40 Por el diagrama vectorial de la figura 6(b), se encuentra que la tensión de la fuente 1 de CA que ha de detectarse es un valor eficaz de tensión de la fuente 1 de CA.

Por lo tanto, una porción 23 de operación de valor eficaz calcula un valor eficaz de tensión de la fuente 1 de CA basándose en un valor de detección del segundo detector 22 de tensión y el medio 20 de control usa el valor de cálculo para realizar el control.

- 45 La porción 23 de operación de valor eficaz detecta el ángulo de fase de la fuente 1 de CA usando un punto de cruce por cero de la tensión de la fuente 1 de CA detectado por el segundo detector 22 de tensión. El medio 20 de control usa el ángulo de fase de la fuente 1 de CA cuando se controla el ángulo de fase de la tensión V_c del convertidor.

- 50 Luego, para sincronizar el ángulo de fase φ con la fase de la fuente 1 de CA, puede emplearse un circuito PLL (enlace de control de fase). De este modo, es posible mejorar la precisión del ángulo de fase φ para reducir aún más la corriente de armónicos.

Según el procedimiento explicado anteriormente, se puede decidir la tensión V_c del convertidor.

En función de la tensión V_c decidida del convertidor, puede emplearse, por ejemplo, una modulación unipolar general como un método para decidir la sincronización de ACTIVACIÓN/DESACTIVACIÓN del primer medio 3 de conmutación y del segundo medio 4 de conmutación.

- 5 La figura 9 es un diagrama de forma de onda que muestra una señal de modulación que especifica la sincronización de ACTIVACIÓN/DESACTIVACIÓN de cada medio de conmutación. Se darán descripciones de la figura 9 como sigue.

La figura 9(a) muestra una señal de modulación del primer medio 3 de conmutación. La figura 9(b) muestra una señal de modulación del segundo medio 4 de conmutación. Las formas de onda sinusoidales en las figuras 9(a) y 9(b) son la tensión V_c del convertidor.

- 10 Dado que un valor absoluto del lado negativo del electrodo corresponde al valor del lado positivo del electrodo, se puede decir que la señal modular de la figura es un método de modulación unipolar.

En la figura 9(a), el primer medio 3 de conmutación se desactiva en el intervalo en el que la tensión V_c del convertidor es mayor que una onda triangular, que es una onda portadora.

- 15 La figura 9(c) es la sincronización de ACTIVACIÓN/DESACTIVACIÓN del primer medio 3 de conmutación. El lado alto está activado y el lado bajo está desactivado.

Dado que el segundo medio 4 de conmutación está en el lado negativo de la tensión V_c del convertidor, la forma de onda de la señal de modulación se convierte en la figura 9(b), que es la inversa en 180 grados de la fase de la figura 9(a).

- 20 De la misma manera que en la figura 9(c), se puede obtener la forma de onda de la figura 9(d), que es la sincronización de ACTIVACIÓN/DESACTIVACIÓN del segundo medio 4 de conmutación.

La tensión V_c del convertidor se puede obtener sumando las formas de onda de las figuras 9(c) y 9(d).

Sin embargo, en las figuras 9(c) y 9(d), el lado alto de los medios de conmutación está activado; por lo tanto, en aras de una explicación simple, la suma se realiza siendo 0 el lado alto y siendo 1 el lado bajo.

Entonces, se puede obtener la tensión fragmentada V_c del convertidor de la figura 9(e).

- 25 Como se explicó anteriormente, es posible decidir la sincronización de ACTIVACIÓN/DESACTIVACIÓN del primer medio 3 de conmutación y del segundo medio 4 de conmutación en función de la tensión V_c del convertidor aplicando modulación unipolar.

Se dan descripciones del método de modulación que decide la sincronización de ACTIVACIÓN/DESACTIVACIÓN del primer medio 3 de conmutación y del segundo medio 4 de conmutación.

- 30 A continuación, se explica la distribución de la sincronización de ACTIVACIÓN/DESACTIVACIÓN del primer medio 3 de conmutación y del segundo medio 4 de conmutación.

Las figuras 5(b) y 5(c) tienen la misma polaridad de la fuente 1 de CA y $V_c = V_0/2$, respectivamente, estando en lo que se denomina, una condición de rectificación de duplicador de tensión. Esto implica que dos condiciones de circuito para ser $V_c = V_0/2$ tienen que ser configuradas en la misma polaridad de la fuente 1 de CA.

- 35 En cuanto a la configuración del circuito de las figuras, dos condensadores están conectados en serie y, en las condiciones de las figuras 5(b) y 5(c), cualquiera de los condensadores debe estar cargado.

Cuando solo se carga un condensador lateral, la tensión a través de los terminales del condensador pierde equilibrio, se pierde la condición $V_c = V_0/2$ y la tensión V_c del convertidor se distorsiona. La distorsión de V_c hace que la corriente I de entrada también se distorsione y la corriente armónica ya no se pueda suprimir.

- 40 En consecuencia, se requiere una operación bien equilibrada para el primer medio 3 de conmutación y el segundo medio 4 de conmutación de modo que el primer condensador 6 y el segundo condensador 7 se carguen mientras se mantiene el equilibrio y V_c se convierte en la mitad de la tensión V_0 de CC de salida.

- 45 Contrariamente a lo anterior, en la modulación unipolar explicada en la figura 9, se generan alternativamente el estado en el que solo el primer medio 3 de conmutación está activado y el estado en el que solo el segundo medio 4 de conmutación está activado. Por lo tanto, se puede evitar el problema anterior y se puede decir que la modulación unipolar es un método de modulación adecuado para la configuración del presente circuito.

Una distribución bien equilibrada de la sincronización de operación de los medios de conmutación puede permitir que se empleen otros métodos de modulación, tales como la modulación bipolar, la modulación dipolar y la modulación de la onda en diente de sierra.

Se dan descripciones de la distribución de la sincronización de operación de los medios de conmutación. A continuación, se explicarán un primer diodo 10 y un segundo diodo 11.

5 El primer diodo 10 y el segundo diodo 11 no conducen y se produce un estado DESACTIVADO en una condición normal, en la cual el primer condensador 6 y el segundo condensador 7 conectados en paralelo tienen cargas para tener una tensión positiva, de modo que no estén conectados virtualmente.

Por otro lado, en la condición en la que no se suministra tensión alguna desde la fuente 1 de CA y se disipa cierta potencia en la carga 8 de CC, el primer condensador 6 y el segundo condensador 7 pierden cargas.

10 Entonces, la carga 8 de CC consume uniformemente las cargas del primer condensador 6 y el segundo condensador 7 conectados en serie. Cuando hay variaciones en la capacitancia del primer condensador 6 y el segundo condensador 7, las cargas en cualquiera de los condensadores se consumen y las cargas permanecen en el otro condensador. Como resultado, la tensión V_0 de CC de salida no se vuelve 0.

Dado que la carga 8 de CC consume cargas hasta que la tensión V_0 de CC de salida se vuelve 0, el condensador cuyas cargas se consumen primero se carga negativamente; es decir, se aplicará una tensión negativa.

15 Sin embargo, no pueden aplicarse tensiones negativas a los condensadores electrolíticos que tienen una polaridad de tensión.

Por lo tanto, conectando el primer diodo 10 y el segundo diodo 11 en paralelo inverso respectivamente a cada condensador, se controla la tensión negativa aplicada para que no exceda una caída de tensión en la dirección directa del diodo.

De este modo, se pueden evitar fallos del condensador y se puede mejorar la fiabilidad.

20 Como se mencionó anteriormente, el convertidor 100 de CA a CC según la Realización 2 incluye un primer detector 21 de tensión que detecta la tensión V_0 de CC de salida y un segundo detector 22 de tensión que detecta la tensión V_s de fuente de CA para realizar el control basado en estos valores detectados.

De este modo, aunque la tensión de la fuente 1 de CA cambie, se puede mantener el efecto de mejora del factor de potencia.

25 El convertidor 100 de CA a CC según la Realización 2 puede obtener una tensión V_0 de CC de salida deseada realizando un control de retroalimentación que realiza la retroalimentación de los valores detectados de la tensión de CC para controlar los valores de control.

30 El convertidor 100 de CA a CC según la Realización 2 puede distribuir adecuadamente la sincronización de operación de cada medio de conmutación para producir casi sinusoidalmente la tensión V_c del convertidor para suprimir la corriente armónica usando un método de modulación tal como la modulación unipolar.

Realización 3

La figura 10 es un diagrama de circuito del convertidor 100 de CA a CC según la realización 3.

En el circuito de la figura 10, la configuración de los medios de conmutación se cambia con respecto a la configuración del circuito de la figura 1. Otras configuraciones son iguales que en la figura 1.

35 En el circuito de la figura 10, los IGBT 3a y 4a, que son un elemento de conmutación unidireccional, pueden realizar una operación equivalente a los medios de conmutación bidireccionales explicados en la figura 1 a través de una función del rectificador 14 de diodos.

40 Por consiguiente, en la configuración de circuito de la figura 10, se puede realizar la misma operación de control que las explicadas en las Realizaciones 1 y 2. Sin embargo, la Realización 3 es solo una realización de la invención cuando se realiza la operación de control según la Realización 2.

Debido a la configuración del circuito como en la figura 10, cuando los IGBT 3a y 4a realizan la operación de ACTIVACIÓN, el número de diodos en los que fluye la corriente llega ser la mitad de la figura 1. Por lo tanto, puede hacerse que la pérdida de conducción del diodo sea la mitad de la configuración del circuito de la figura 1.

De este modo, se puede mejorar la eficiencia de conversión del convertidor 100 de CA a CC.

45 Realización 4

Se darán descripciones para controlar la operación que corrige la caída de tensión de los medios de conmutación en el estado activado.

La figura 11 es un diagrama de bloques de control del medio 20 de control según la realización 4.

El bloque de control (no mostrado) explicado en la figura 7 está conectado con la etapa izquierda de la figura 11. En el bloque de control de la figura 11, se introducen un ángulo de fase φ y una amplitud V_2 producida por el bloque de control de la figura 7.

El funcionamiento del bloque de control de la figura 11 se explicará como sigue.

5 La tensión V_c del convertidor se produce en función de la tensión a través del primer condensador 6 y el segundo condensador 7. Sin embargo, como se muestra en el circuito de las figuras 1 y 10, el rectificador 2 compuesto por semiconductores y cada medio de conmutación están conectados entre los terminales de entrada del rectificador 2 y a través de cada condensador.

10 Cuando los semiconductores se activan, dado que se genera una caída de tensión en el estado activado, se produce como tensión V_c del convertidor una tensión que es igual o menor que la tensión en cada condensador.

Luego, la amplitud V_2 se corrige usando el valor de tensión correspondiente a la caída de tensión en el estado activado del semiconductor y el control PWM se realiza usando un valor después de la corrección. De este modo, se puede corregir la cantidad de error para el valor de tensión correspondiente a la caída de tensión en el estado activado.

15 Específicamente, el valor de control de tensión de la tensión del convertidor puede obtenerse calculando una relación de la tensión corregida por la caída de tensión en el estado activado hasta la tensión V_0 de CC de salida para multiplicarla por la curva sinusoidal de la tensión V_c del convertidor.

La anterior operación de control puede representarse mediante el bloque de control de la mitad izquierda de la figura 11.

20 Cuando se la representa simplemente, la sincronización de ACTIVACIÓN/DESACTIVACIÓN de los medios de conmutación explicados en la figura 9 puede representarse mediante el bloque de control de la mitad derecha de la figura 11.

En lo anterior se dan descripciones de la caída de tensión en el estado activado de los medios de conmutación.

25 A continuación, se explicará el procedimiento de puesta en marcha del convertidor 100 de CA a CC según la Realización 4. En primer lugar, se explicará la supresión de una corriente de irrupción. Luego, se explicará la supresión de un aumento brusco en la tensión de CC de salida.

Cuando tanto el primer medio 3 de conmutación como el segundo medio 4 de conmutación están DESACTIVADOS y la carga 8 de CC consume energía eléctrica, la corriente fluye hacia cada condensador en el estado de rectificación de onda completa como en la figura 5(d).

30 Luego, cuando se activan el primer medio 3 de conmutación y el segundo medio 4 de conmutación, una corriente de carga fluye a través del primer condensador 6 y el segundo condensador 7. La corriente de carga se convierte en una gran corriente de irrupción en el momento de puesta en marcha del la convertidor 100 de CA a CC.

Se considera que la gran corriente es la corriente de irrupción generada por un cambio en el estado de rectificación del estado de rectificación de onda completa al estado de rectificación de duplicador de tensión cuando se activa el primer medio 3 de conmutación o el segundo medio 4 de conmutación.

35 Una gran corriente de irrupción en el momento de puesta en marcha del convertidor 100 de CA a CC impone una tensión en cada parte del convertidor 100 de CA a CC, como en cada medio de conmutación y el rectificador 2. Por lo tanto, es deseable que la corriente de irrupción se suprima tanto como sea posible.

Por consiguiente, en la Realización 4, se empleará la tensión de corrección de caída de tensión en el estado activado mencionada anteriormente.

40 Se darán descripciones de un método para suprimir la corriente de irrupción usando la tensión de corrección de caída de tensión en el estado activado.

En general, dado que la caída de tensión en el estado activado de un semiconductor es un valor positivo, la tensión de corrección de caída de tensión en el estado activado se convierte en un valor positivo. Cuando el valor se hace negativo, se produce una tensión más alta que la amplitud V_2 obtenida por el bloque de control de la figura 7.

45 Aumentar la amplitud V_2 de la tensión V_c del convertidor es aumentar la tasa de un estado de rectificación para producir la tensión V_0 de CC, es decir, aumentar la tasa del estado de rectificación para que sea $V_c = V_0$. Eso significa aumentar la tasa del estado de rectificación de las figuras 5(d) y 5(h).

En las figuras 5(d) y 5(h), cada medio de conmutación está en el estado DESACTIVADO. Es un estado en el que la corriente fluye a través del condensador en el estado de rectificación de onda completa.

En consecuencia, al hacer que la tensión de corrección de caída de tensión en el estado activado sea un valor negativo poco realista, aumenta la tasa del estado de las figuras 5(d) y 5(h), es decir, el estado de rectificación de onda completa, y es posible reducir la tasa en la que solo un medio de conmutación se activa para convertirse en el estado de duplicador de tensión.

5 De este modo, se puede suprimir la generación de la corriente de irrupción.

En lo que antecede se dan descripciones de un método para suprimir la corriente de irrupción.

A continuación, se explica un método para suprimir un aumento brusco en la tensión de CC de salida.

10 Cuando se pone en marcha el convertidor 100 de CA a CC, la diferencia de fase ϕ entre la tensión V_c del convertidor y la tensión V_s de la fuente 1 de CA se restablece a 0. La tensión V_0 de CC de salida aumenta después de la puesta en marcha.

Para aumentar la tensión V_0 de CC de salida, la diferencia de fase ϕ puede retrasarse. Por lo tanto, el control se realiza de tal manera que la diferencia de fase ϕ se retrasa después de la puesta en marcha del convertidor 100 de CA a CC. Luego, un aumento brusco en la tensión de CC de salida puede causar la interrupción del sistema de control en algunos casos.

15 Por consiguiente, en la Realización 4, la diferencia de fase ϕ se establece como un lado de fase adelantada (-10 grados, por ejemplo) en el momento de la puesta en marcha del convertidor 100 de CA a CC.

De este modo, ya sea que la carga 8 de CC sea una carga ligera o pesada, es posible suprimir un aumento brusco en la tensión de CC de salida para lograr una puesta en marcha suave.

20 Como se mencionó anteriormente, según la Realización 4, dado que el control se realiza mientras se corrige la caída de tensión en el estado activado de los medios de conmutación, el factor de potencia de la fuente de energía se puede mejorar (del 4 al 7%, por ejemplo) más que el tiempo sin la corrección.

Según la Realización 4, es posible aumentar la tasa del estado de rectificación de onda completa para suprimir la generación de la corriente de irrupción haciendo que la tensión de corrección de caída de tensión en el estado activado sea un valor negativo al poner en marcha el convertidor 100 de CA a CC.

25 Después de la puesta en marcha, al hacer que la tensión de corrección de caída de tensión en el estado activado sea un valor positivo como de costumbre, a la vez que se logra una puesta en marcha suave, se puede demostrar el efecto de mejora del factor de potencia mencionado anteriormente.

30 Según la Realización 4, es posible suprimir un aumento abrupto en la tensión de CC de salida después de la puesta en marcha porque se hace que la diferencia de fase ϕ sea un valor negativo en el momento de poner en marcha el convertidor 100 de CA a CC.

Realización 5

Esta realización no es parte de la invención, sino solo un ejemplo para comprender mejor la invención. La figura 12 es un diagrama de circuito del convertidor 100 de CA a CC según la realización 5.

35 El circuito de la figura 12 incluye un detector 24 de corriente y un detector 25 de cruce por cero en lugar del segundo detector 22 de tensión y la porción 23 de operación de valor eficaz en la configuración del circuito explicada en la figura 1.

En la configuración del circuito explicada en la figura 1, a la reducción del factor de potencia debida a los cambios de tensión de la fuente 1 de CA se le hace frente usando los resultados de detección del segundo detector 22 de tensión.

40 En la Realización 5, la corriente de entrada se detecta usando el detector 24 de corriente en lugar de lo anterior. Usando los resultados de detección, se acomete la reducción del factor de potencia.

Como se explica en las figuras 8(a) y 8(b), cuando la fase de la corriente de entrada está en una fase retrasada, la tensión V_s de la fuente 1 de CA se hace mayor que la tensión nominal V_a . En el caso de una fase avanzada, la tensión V_s de la fuente 1 de CA se vuelve más pequeña que la tensión nominal V_a .

45 Por lo tanto, en primer lugar, la corriente de entrada se detecta usando el detector 24 de corriente para detectar un ángulo de fase instantáneo θ (representado por ωt en las Realizaciones 1 a 4) de la fuente 1 de CA.

Suponiendo que la forma de onda de tensión de la fuente 1 de CA está representada por una función seno, es posible detectar un punto de cruce por cero del ángulo de fase instantáneo θ utilizando los resultados de detección del detector 25 de cruce por cero.

50 Calculando el $\cos \theta$ a partir del ángulo de fase para multiplicarlo por la corriente de entrada, se puede obtener la componente reactiva de la fuente 1 de CA.

Cuando la componente reactiva de la corriente de entrada es 0, el factor de potencia = 1. Cuando la diferencia de fase ϕ entre la tensión V_c del convertidor y la tensión de alimentación V_s se retrasa demasiado, la componente reactiva de la corriente de entrada se vuelve positiva. Cuando la diferencia de fase ϕ es demasiado avanzada, la componente reactiva de la corriente de entrada se vuelve negativa.

- 5 Por lo tanto, la amplitud V_2 se corrige solo por la cantidad de generación de la corriente reactiva, de la misma manera que la tensión de corrección de caída de tensión en el estado activado explicada en la Realización 4. De este modo, el control de retroalimentación se hace efectivo para que la fase de la corriente de entrada se convierta en la misma fase que la de la fuente 1 de CA para evitar que se reduzca el factor de potencia.

- 10 Cuando se detecta el factor de potencia de la fuente de alimentación utilizando la tensión y la corriente de la fuente 1 de CA, se puede detectar la disminución del factor de potencia; sin embargo, no es posible detectar si la fase está avanzada o retrasada. Por lo tanto, no se decide fácilmente si hay que hacer que la tensión de corrección sea positiva o negativa.

En cuanto a la componente reactiva de la corriente, dado que un signo cambia según una fase avanzada o una fase retrasada, la polaridad de la tensión de corrección se puede obtener fácilmente.

- 15 Realización 6

La figura 13 es un diagrama de circuito del convertidor 100 de CA a CC según la realización 6.

Al ser diferente de la configuración del circuito de la Realización 5, el circuito de la figura 13 usa simultáneamente el segundo detector 22 de tensión y el detector 24 de corriente.

- 20 De este modo, aunque exista una variación de detección, por ejemplo, de aproximadamente un 5 al 10% en el segundo detector 22 de tensión o en el detector 24 de corriente, el bloque de control, explicado a continuación en la figura 14, puede suprimir la disminución del factor de potencia.

La figura 14 es un diagrama de bloques de control del medio 20 de control según la realización 6.

- 25 Como se muestra en la figura 14, en la Realización 6, cuando cambia la tensión de suministro, se detecta el valor eficaz de la tensión de suministro, y al mismo tiempo, se detecta la componente reactiva de la corriente de entrada. Estos valores detectados se utilizan para el control.

De este modo, se suprime el efecto de las variaciones de detección del segundo detector 22 de tensión y el detector 24 de corriente y se hace posible una puesta en marcha suave del convertidor 100 de CA a CC.

- 30 El diagrama de bloques de control de la figura 14 está configurado de tal manera que la amplitud V_2 se corrige de la misma manera que la tensión de corrección de caída de tensión en el estado activado para que la componente reactiva de la corriente de entrada sea 0, sin embargo, puede configurarse para calcular directamente la amplitud V_2 .

En el último caso, solo es necesario calcular la diferencia de fase ϕ de la corriente reactiva para realizar el control de la tensión de CC de salida utilizando la amplitud V_2 .

La configuración del circuito y el bloque de control explicados anteriormente realizan un control de retroalimentación para que la tensión de CC de salida se convierta en una constante basada en el principio explicado en la figura 3.

- 35 Se pueden usar otras configuraciones de circuito y bloques de control si pueden realizar un control de retroalimentación de la tensión de CC de salida basado en un principio similar para mejorar el factor de potencia y suprimir la corriente de armónicos incluso cuando existen cambios en las tensiones de la fuente de alimentación y variaciones de detección del detector.

Realización 7

- 40 La figura 15 es un diagrama de circuito del convertidor 100 de CA a CC según la realización 7.

En el circuito de la figura 15, la carga 8 de CC en el diagrama del circuito explicado en la figura 13 se reemplaza por el inversor 18 y el motor 17 de imán permanente. Además, se proporciona una porción 19 de fijación de la tensión en el extremo de salida del convertidor 100 de CA a CC. Además, se proporciona una porción 26 de control del inversor que controla el funcionamiento del inversor 18.

- 45 La porción 26 de control del inversor puede estar constituida por soporte físico, como un dispositivo de circuito que cumple su función, o puede estar configurada por un dispositivo de operación, como un microordenador y una CPU, y un soporte lógico que especifica su funcionamiento.

El "medio de supresión del aumento de tensión" según la Realización 7 corresponde a la porción 19 de fijación de la tensión.

El “medio de desaceleración del motor” corresponde al medio 20 de control, el inversor 18 y la porción 26 de control del inversor.

5 El funcionamiento del convertidor 100 de CA a CC según la Realización 7 es casi el mismo que el explicado en las Realizaciones 1 a 6. Se darán descripciones para la sustitución de la carga por el inversor 18 y el motor 17 de imán permanente en particular.

En primer lugar, se explicará que utilizando el circuito de la figura 15 como excitador del motor, se puede mejorar el grado de libertad en un diseño de motor. Posteriormente, se darán descripciones de una configuración que suprime un aumento de tensión anormal instantáneo, luego una operación que excita el motor de manera segura.

(1) Grado de libertad en el diseño del motor

10 Cuanto menor es la corriente necesaria para generar el mismo par, menor es la pérdida en el cobre (una resistencia por el cuadrado de la corriente) del motor.

Por ejemplo, en el caso de un motor síncrono de imán permanente, un par por un imán permanente se incrementa al aumentar la constante de tensión inducida del motor; por lo tanto, se puede generar el mismo par cuando se reduce la corriente.

15 Cuando se reduce la corriente, se demuestran efectos que reducen la pérdida de conducción y la pérdida de conmutación del inversor que excita el motor.

En consecuencia, se dice que aumentar la tensión inducida constante en el motor para reducir la corriente es lo más efectivo para medios de alta eficiencia.

20 Al igual que un motor utilizado para un acondicionador de aire, si un motor está diseñado para funcionar con alta eficiencia durante una rotación de baja velocidad durante un tiempo de operación prolongado, aumenta la constante de tensión inducida del motor.

En el caso de una rotación del motor a alta velocidad en el momento de enfriamiento rápido y calentamiento rápido, dado que una constante de tensión inducida mayor requiere una tensión más alta a la misma velocidad de rotación, también aumenta la tensión de CC necesaria para que el inversor accione el motor.

25 Hubo restricciones en el pasado para diseñar la especificación del motor teniendo en cuenta la relación entre la velocidad máxima de rotación y la tensión de CC.

30 Como se mencionó anteriormente, es posible mejorar la eficiencia del motor al aumentar la tensión de CC para aumentar la constante de tensión inducida. Por el contrario, cuando se aumenta la tensión V_0 de CC de salida del convertidor 100 de CA a CC para suministrar la alta tensión de CC, se reduce la eficiencia de conversión del convertidor 100 de CA a CC.

En otras palabras, el factor de potencia del convertidor 100 de CA a CC se reduce extremadamente y aumenta la corriente armónica.

35 Por ejemplo, cuando se realiza un control PWM de alta frecuencia como en la técnica descrita en la bibliografía de patentes 7, la tensión V_0 de CC de salida puede aumentarse. Sin embargo, la pérdida aumenta otro tanto, excediendo el efecto de reducción de pérdida del convertidor 100 de CA a CC.

Debido a las razones anteriores, con la técnica convencional, es difícil proporcionar un excitador de motor de alta eficiencia incluso cuando se aumenta la tensión de CC para aumentar la tensión inducida constante.

40 Por otro lado, con el convertidor 100 de CA a CC según la presente invención, dado que la operación de control se puede realizar a una frecuencia portadora baja, se hace posible la operación de conversión de alta eficiencia al suprimir la disminución del factor de potencia al tiempo que aumenta la tensión de salida.

De este modo, el motor se puede diseñar para que tenga una mejor eficiencia en una operación de baja velocidad y cuando se opera el motor a alta velocidad, la tensión de CC de salida del convertidor 100 de CA a CC se puede aumentar para asegurar la velocidad máxima de rotación.

45 En consecuencia, es posible mejorar la eficiencia en la excitación a baja velocidad, en otras palabras, en uso normal sin disminuir el rendimiento del aire acondicionado incluso en el momento de la operación de sobrecarga, como el enfriamiento rápido y el calentamiento rápido.

50 Además, en el momento de la rotación a alta velocidad y la rotación a baja velocidad del motor, dado que la tensión de CC requerida es diferente, por ejemplo, en el caso de la rotación a baja velocidad, el método de control convencional como el de la figura 2 a veces puede ser adecuado para su uso en lugar del control en el que se producen ondas casi sinusoidales de tres niveles como en la figura 4.

Para hacer frente a lo anterior, se proporciona un sensor para detectar la velocidad de rotación del motor 17 de imán permanente y una porción de operación para obtener la velocidad de rotación por operación.

5 Con el medio 20 de control, el motor 17 de imán permanente, el inversor 18 y el convertidor 100 de CA a CC pueden ser totalmente eficientes cambiando el método para controlar entre el método de la figura 2 y el de la figura 4 según la velocidad de rotación del motor 17 de imán permanente.

Además, en el método de control de la figura 2, la operación de impulsos en varias veces se puede realizar para cada medio ciclo de la fuente de alimentación. Sin embargo, es preferible un número impulsos que no aumente la cantidad de generación de ruido.

10 En lugar de la velocidad de rotación del motor 17 de imán permanente, se puede detectar la tensión aplicada, y se puede cambiar el método de control entre el método de la figura 2 y el de la figura 4.

(2) Supresión del aumento de tensión anormal instantáneo

Como se mencionó anteriormente, un motor que tiene una alta constante de tensión inducida produce una gran cantidad de generación de energía cuando se realiza el funcionamiento libre a alta velocidad de rotación. Este fenómeno se vuelve problemático en el momento de detener el motor 17 de imán permanente.

15 Cuando el motor 17 de imán permanente se detiene durante la rotación de alta velocidad, la cantidad de energía generada por la energía de rotación se suministra desde el motor 17 de imán permanente al primer condensador 6 y el segundo condensador 7 a través del inversor 18.

El convertidor 100 de CA a CC según la presente invención es un convertidor del tipo de regeneración; por lo tanto, no se puede consumir ninguna energía suministrada.

20 En consecuencia, por la energía generada en el momento de detener el motor 17 de imán permanente, aumenta la tensión de CC de salida, que es la tensión a través del primer condensador 6 y el segundo condensador.

Para evitar un aumento extremo en la tensión de CC de salida, cuando se detiene el motor 17 de imán permanente, es necesario detener el motor después de la desaceleración de modo que no ocurra un aumento extremo en la tensión.

Sin embargo, el motor 17 de imán permanente a veces se desincroniza hasta pararse debido a un par deficiente.

25 En este caso, no hay mucho tiempo para desacelerar el motor 17 de imán permanente, y alguna constante de tensión inducida del motor 17 de imán permanente puede causar que se aplique a cada condensador la tensión que excede la tensión de resistencia del primer condensador 6 y el segundo condensador 7.

Por lo tanto, el convertidor 100 de CA a CC según la Realización 7 está equipado con una porción 19 de fijación de la tensión que suprime un aumento de tensión anormal instantáneo.

30 La porción 19 de fijación de tensión puede estar constituida por una abrazadera de sobretensión, un absorbedor de sobretensión o un circuito en serie de una resistencia y un IGBT. Se pueden usar otras configuraciones que pueden suprimir el aumento de tensión anormal instantáneo.

(3) Operación que opera establemente el motor

35 Cuando se baja la tensión de la fuente 1 de CA, el convertidor 100 de CA a CC realiza el control de modo que la tensión de CC de salida sea constante hasta un límite de control de la tensión de CC de salida. Sin embargo, la tensión de la fuente se reduce más allá del límite de control, la tensión de CC de salida no se puede aumentar, lo que resulta en la disminución de la tensión de CC de salida.

40 Si el motor 17 de imán permanente continúa girando a la misma velocidad de rotación incluso cuando se baja la tensión de CC de salida, el motor 17 de imán permanente se desfasa hasta detenerse debido a un par bajo causado por una tensión de CC deficiente.

Entonces, el medio 20 de control ordena a la porción de control del inversor 26 que controle el inversor 18 para desacelerar el motor 17 de imán permanente cuando el segundo medio de detección 22 de tensión detecta la disminución de la tensión de la fuente.

45 Luego, la energía de regeneración por la desaceleración del motor 17 de imán permanente se regenera en el primer condensador 6 y el segundo condensador 7 para aumentar la tensión de CC de salida.

De este modo, se puede asegurar la tensión de CC necesaria y no se produce una desincronización en el motor 17 de imán permanente.

50 Además, una caída en la velocidad de rotación del motor 17 de imán permanente hace que una disminución en el valor de tensión de CC sea un límite para la salida; por lo tanto, el motor 17 de imán permanente apenas se desincroniza hasta detenerse.

Como se mencionó anteriormente, en la Realización 7, se configura un aparato de excitación de motor que acciona un motor que tiene una constante alta de tensión inducida usando el convertidor 100 de CA a CC.

De este modo, se mejora la eficiencia operativa de todo el aparato de excitación del motor y se puede mejorar el efecto de ahorro de energía.

- 5 Según la Realización 7, la porción 19 de fijación de tensión suprime un aumento de tensión anormal instantáneo para proteger el primer condensador 6 y el segundo condensador 7 de una tensión excesiva.

Además, según la Realización 7, se puede evitar que el motor se desincronice hasta detenerse porque se hace que el motor se detenga después de la desaceleración.

- 10 Por ejemplo, es deseable que el motor continúe la operación sin parar tanto como sea posible, porque la detención del motor provoca un aumento de la temperatura en un congelador, aumentando la temperatura de almacenamiento cuando el motor se usa en un congelador y similares.

En la realización 7, dado que el segundo detector 22 de tensión se usa para detectar una caída en la tensión fuente para hacer que el convertidor 100 de CA a CC y el inversor 18 funcionen de manera cooperativa, es posible proporcionar un excitador de motor que es difícil de detener incluso cuando ocurre un fallo instantáneo de energía.

- 15 También es posible proporcionar un excitador de compresor que accione un compresor utilizando el motor.

Realización 8

El convertidor 100 de CA a CC explicado en las Realizaciones 1 a 7 puede utilizarse para una unidad de alimentación para la carga que consume energía eléctrica en CC.

- 20 Por ejemplo, el convertidor es aplicable a electrodomésticos electrónicos en general, como un aire acondicionado, una máquina de congelación, una lavadora y secadora, un refrigerador, un deshumidificador, un calentador de agua tipo bomba de calor, una vitrina y una aspiradora. Además, también es aplicable a un motor de ventilador, un respirador y un secador de manos.

REIVINDICACIONES

1. Un convertidor (100) de CA a CC que comprende:

un reactor (5),

un rectificador (2) configurado para conectarse con una fuente (1) de CA a través de dicho reactor (5),

5 una pluralidad de condensadores (6, 7) que tienen una polaridad de tensión conectada entre terminales de salida de dicho rectificador (2) en serie,

un primer medio (3) de conmutación conectado entre un terminal de entrada de dicho rectificador (2) y un punto de conexión de dicha pluralidad de condensadores (6, 7),

10 un segundo medio (4) de conmutación conectado entre el otro terminal de entrada de dicho rectificador (2) y el punto de conexión de dicha pluralidad de condensadores (6, 7),

una pluralidad de diodos (10, 11) conectados con dicha pluralidad de condensadores (6, 7) en paralelo inverso, estando invertida dicha polaridad de tensión,

un medio (20) de control configurado para excitar y controlar dicho primer medio (3) de conmutación y dicho segundo medio (4) de conmutación,

15 un primer detector (21) de tensión configurado para detectar una tensión de los terminales de salida del rectificador (2), que es una tensión de CC de salida, V_0 , que se aplicará a una carga (8) de CC, y enviar los resultados de la detección al medio (20) de control;

un segundo detector (22) de tensión configurado para detectar la tensión, V_s , de dicha fuente (1) de CA y enviar los resultados de la detección al medio (20) de control;

20 en el que el medio de control acciona y controla dicho primer medio (3) de conmutación y dicho segundo medio (4) de conmutación en función de los resultados de detección de dicho primer detector (21) de tensión y dicho segundo detector (22) de tensión,

25 en el que la sincronización de ACTIVACIÓN/DESACTIVACIÓN del primer medio (3) de conmutación y del segundo medio (4) de conmutación se determina basándose en un ángulo de fase, φ , y una amplitud, V_2 , de una fuente de CA virtual, V_c , que toma niveles de tensión en relación con la tensión de salida de CC de 0, $+V_0/2$, $-V_0/2$, $+V_0$ y $-V_0$;

en el que el ángulo de fase φ de la fuente de CA virtual se calcula basándose en la siguiente fórmula:

$$\varphi = \tan^{-1} (\omega LI / V_1) \quad (\text{fórmula 6});$$

en el que la amplitud V_2 de la fuente de CA virtual se calcula basándose en la siguiente fórmula:

$$V_2 = \sqrt{V_1^2 + (\omega LI)^2} \quad (\text{fórmula 7});$$

donde:

30 el valor de corriente I se basa en una diferencia entre un valor de control de la tensión de CC y la tensión de CC detectada V_0 del primer detector (21) de tensión;

el valor de tensión V_1 es un valor eficaz de tensión calculado usando los resultados de detección del segundo detector (22) de tensión;

ω : frecuencia angular;

35 L: inductancia del reactor (5);

en el que el ángulo de fase de la fuente de CA se calcula usando un punto de cruce por cero de la tensión V_s de la fuente de CA detectada por el segundo detector (22) de tensión, y se usa cuando el medio (20) de control controla el ángulo de fase φ de la fuente de CA virtual;

40 de modo que durante cada medio periodo de dicha fuente de CA, la tensión entre los terminales de entrada de dicho rectificador se vuelve casi sinusoidal para hacer fluir una corriente causada por una diferencia de fase de la tensión de dicha fuente (1) de CA y la tensión entre los terminales de entrada de dicho rectificador (2) por cuatro estados de rectificación; un estado de rectificación de onda completa, un primer estado de rectificación de duplicador de tensión, un segundo estado de rectificación de duplicador de tensión y un estado de cortocircuito de la unidad de alimentación.

2. El convertidor (100) de CA a CC de la reivindicación 1, en el que se proporciona una pluralidad de resistencias (12, 13) conectadas con dichos condensadores (6, 7).
3. El convertidor (100) de CA a CC de la reivindicación 1 o 2 en el que dicho medio (20) de control está configurado para accionar y controlar dicho primer medio (3) de conmutación y dicho segundo medio (4) de conmutación para controlar la tensión entre los terminales de entrada de dicho rectificador (2) basándose en los resultados de detección de dicho primer detector (21) de tensión y dicho segundo detector (22) de tensión, de modo que la tensión a través de dicha pluralidad de condensadores (6, 7) se convierte en una tensión deseada.
4. El convertidor (100) de CA a CC de la reivindicación 1 o 2, que comprende:
 - un primer detector (24) de corriente que detecta la corriente de dicha fuente (1) de CA, en el que dicho medio (20) de control acciona y controla dicho primer medio (3) de conmutación y dicho segundo medio (4) de conmutación para controlar la tensión entre los terminales de entrada de dicho rectificador (2) basándose en los resultados de detección de dicho primer detector (21) de tensión, dicho segundo detector (22) de tensión, y dicho primer detector (24) de corriente, de modo que la tensión a través de dicha pluralidad de condensadores (6, 7) se convierte en una tensión deseada.
5. El convertidor (100) de CA a CC de la reivindicación 3 o 4, en el que dicho medio (20) de control está configurado para controlar la amplitud de la tensión entre terminales de entrada a través de dicho rectificador (2) y la diferencia de fase de la tensión de dicha fuente (1) de CA y la tensión entre los terminales de entrada a través de dicho rectificador (2) para controlar la tensión de los terminales a través de dicha pluralidad de condensadores (6, 7) para que sea una tensión deseada.
6. El convertidor (100) de CA a CC de la reivindicación 4, en el que dicho medio (20) de control está configurado para controlar la amplitud de la tensión entre los terminales de entrada a través de dicho rectificador (2) y la diferencia de fase de la tensión de dicha fuente (1) de CA y la tensión entre los terminales de entrada a través de dicho rectificador (2) de modo que una componente reactiva de la corriente detectada por dicho primer detector (24) de corriente se convierte en 0 para controlar la tensión de los terminales a través de dicha pluralidad de condensadores (6, 7) para que sea una tensión deseada.
7. El convertidor (100) de CA a CC de la reivindicación 5 o 6, en el que dicho medio (20) de control está configurado para corregir el valor de la tensión V_2 correspondiente a la caída de tensión de dicho rectificador (2), dicho primer medio (3) de conmutación y dicho segundo medio (4) de conmutación.
8. El convertidor (100) de CA a CC de la reivindicación 7, en el que dicho medio (20) de control está configurado para establecer el valor de corrección de dicha caída de tensión en un valor tal que la tensión de los terminales a través de dicha pluralidad de condensadores (6, 7) se convierta en una tensión deseada solo cuando dicho convertidor (100) de CA a CC comience a funcionar.
9. Un excitador de motor que comprende:
 - el convertidor (100) de CA a CC de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8, un motor (17) de imán permanente, y un inversor (18) configurado para convertir la energía de CC que dicho convertidor (100) de CA a CC produce en energía de CA para excitar dicho motor (17) de imán permanente, en el que dicho inversor (18) está configurado para detener dicho motor (17) de imán permanente después de desacelerar la velocidad de rotación de dicho motor (17) de imán permanente a una velocidad de rotación predeterminada o inferior al detener dicho motor (17) de imán permanente.

10. Un excitador de motor que comprende:
- el convertidor (100) de CA a CC de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8,
 - un motor (17) de imán permanente,
 - un inversor (18) configurado para convertir la energía de CC que dicho convertidor (100) de CA a CC produce en energía de CA para excitar dicho motor (17) de imán permanente, y
 - un medio de supresión de aumento de tensión configurado para suprimir un aumento brusco de la tensión de dicha pluralidad de condensadores (6, 7).
- 5
11. Un excitador de motor que comprende:
- el convertidor (100) de CA a CC de la reivindicación 3 o 4,
 - un motor (17) de imán permanente,
 - un inversor (18) configurado para convertir la energía de CC que dicho convertidor (100) de CA a CC produce en energía de CA para excitar dicho motor (17) de imán permanente,
 - un medio de desaceleración del motor configurado para desacelerar dicho motor (17) de imán permanente para evitar la detención de dicho motor (17) de imán permanente cuando dicho segundo medio de detección de tensión detecta la tensión que es igual o menor que una tensión predeterminada.
- 10
- 15
12. Un excitador de compresor que comprende:
- el convertidor (100) de CA a CC de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8,
 - un motor (17) de imán permanente, y
 - un inversor (18) configurado para convertir la energía de CC que dicho convertidor (100) de CA a CC produce en energía de CA para excitar dicho motor (17) de imán permanente, en el que dicho motor (17) de imán permanente está configurado para excitar un compresor.
- 20
13. Un excitador de compresor que comprende:
- el convertidor (100) de CA a CC de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8,
 - un motor (17) de imán permanente,
 - un inversor (18) configurado para convertir la energía de CC que dicho convertidor (100) de CA a CC produce en energía de CA para excitar dicho motor (17) de imán permanente, y
 - un medio configurado para detectar una velocidad de rotación o una tensión aplicada de dicho motor (17) de imán permanente, en el que dicho medio (20) de control está configurado para activar al menos uno de dicho primer medio (3) de conmutación y dicho segundo medio (4) de conmutación al menos una vez durante medio ciclo de dicho motor cuando o bien la velocidad de rotación de dicho motor (17) de imán permanente o bien una tensión aplicada se convierte en un valor predeterminado o menor.
- 25
- 30
14. Un acondicionador de aire que comprende un excitador de compresor según cualquiera de las reivindicaciones 12 y 13, en el que
- 35
- el excitador del compresor hace circular un refrigerante.
15. Un calentador de agua de tipo bomba de calor que comprende un excitador de compresor según cualquiera de las reivindicaciones 12 y 13, en el que
- el excitador del compresor está configurado para hacer circular un refrigerante para calentar agua.

FIG. 1

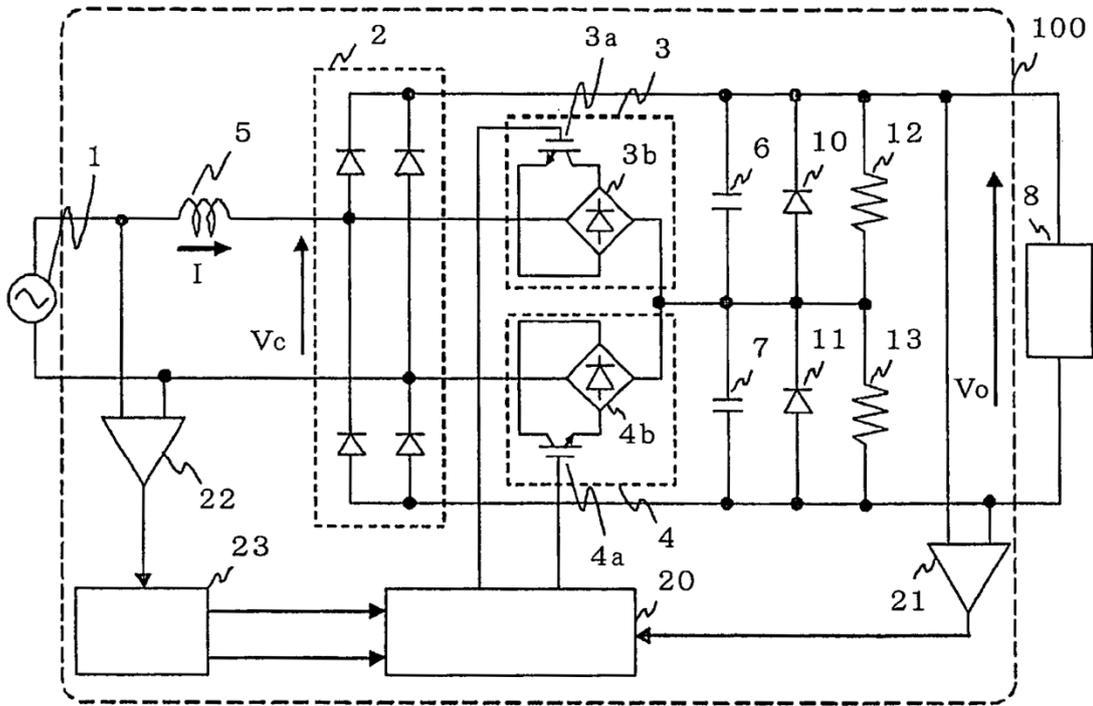


FIG. 2

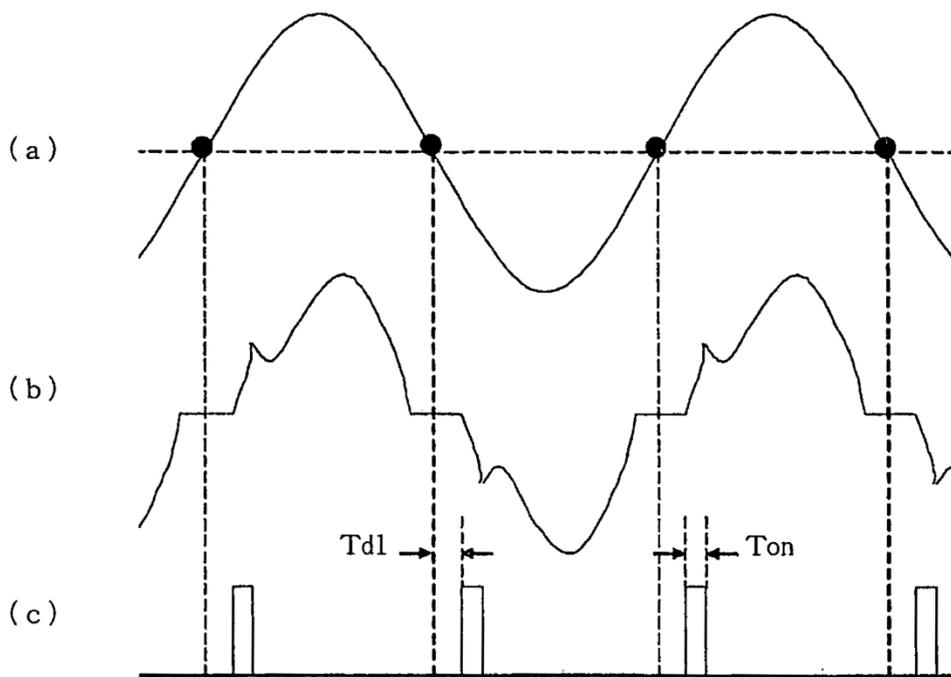


FIG. 3

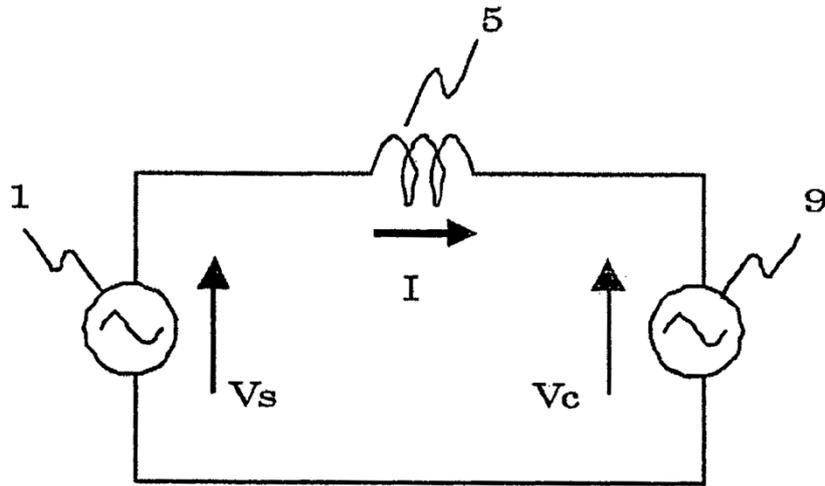


FIG. 4

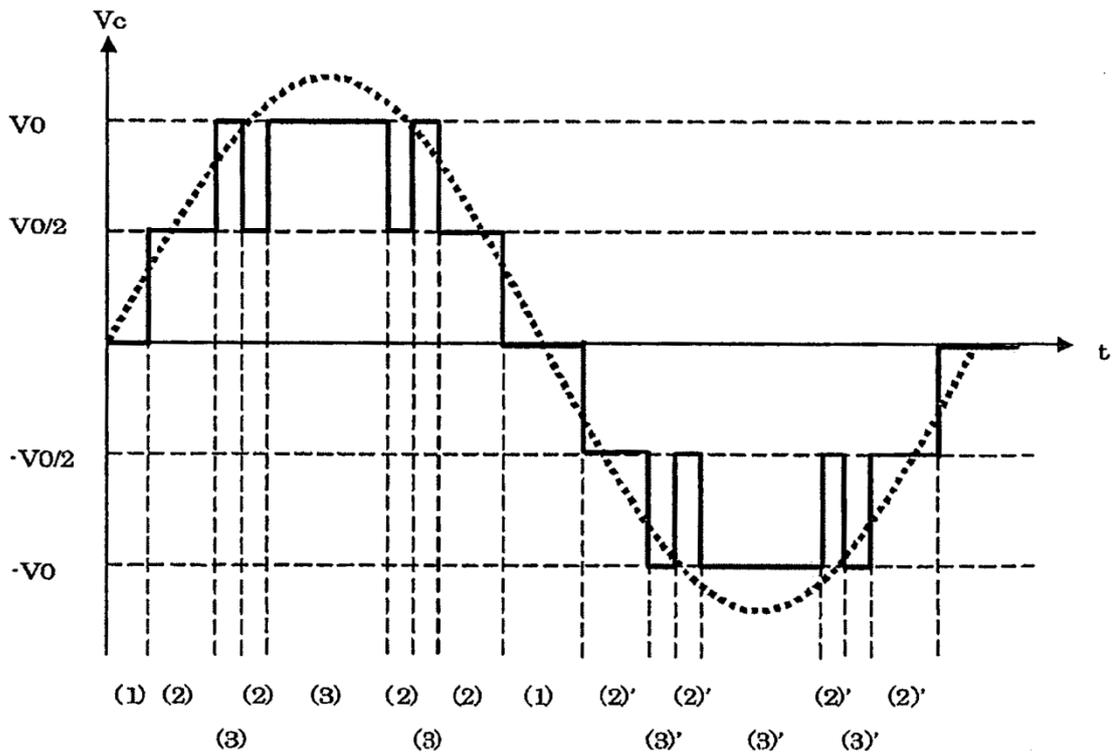


FIG. 5

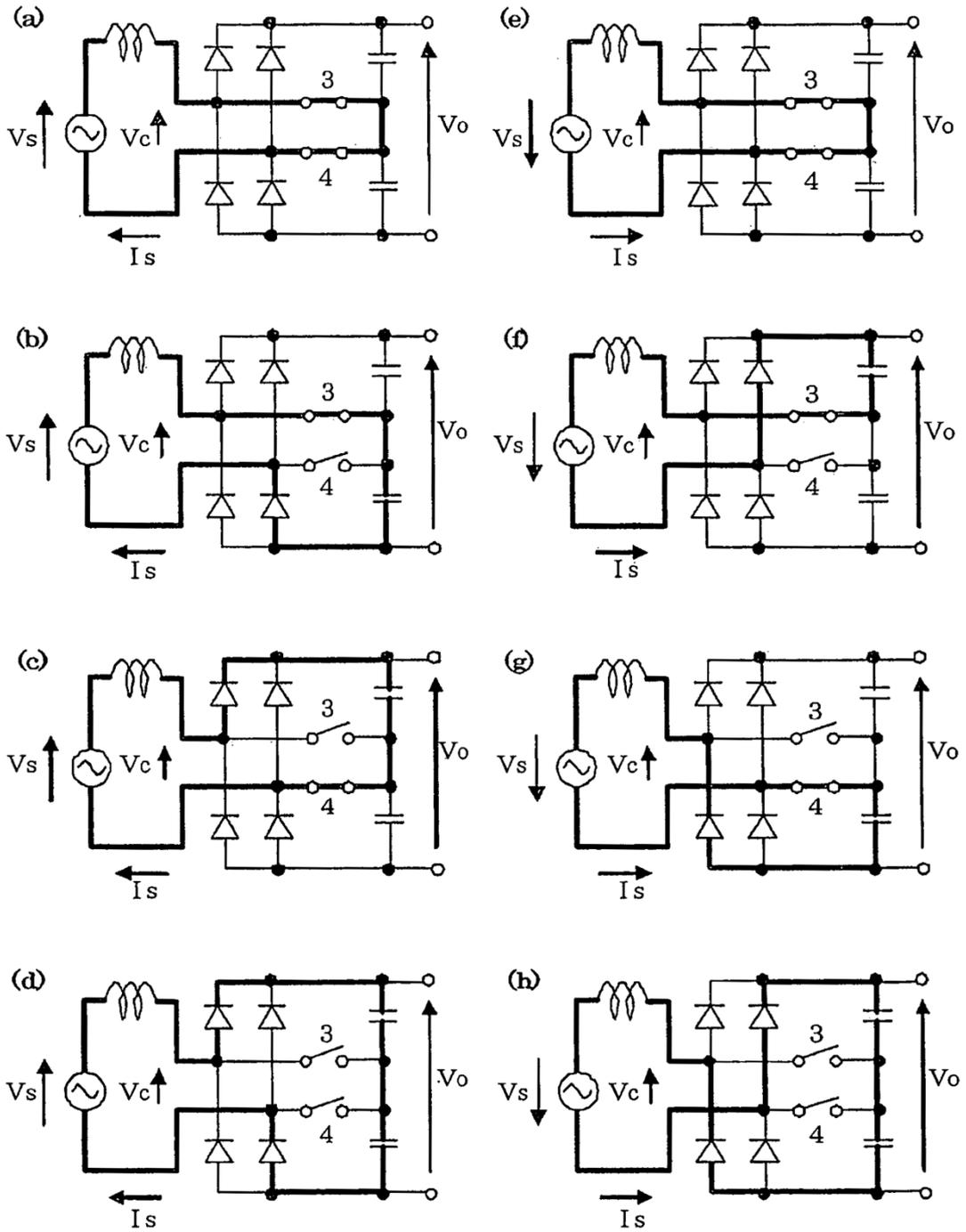


FIG. 6

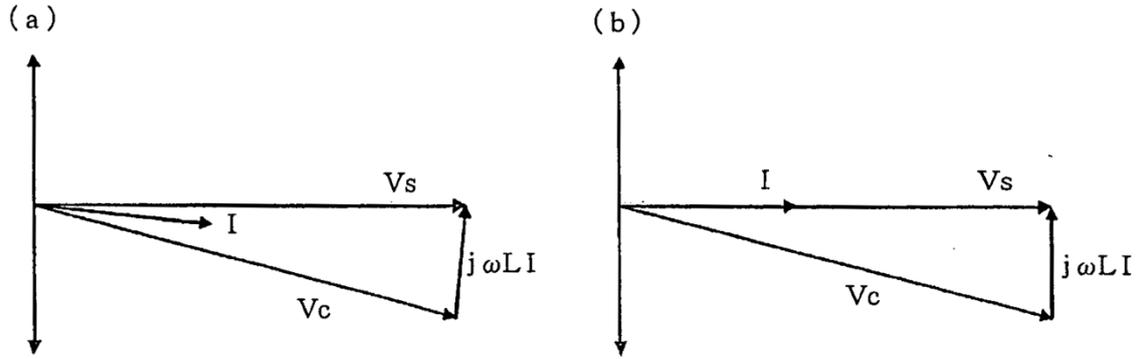


FIG. 7

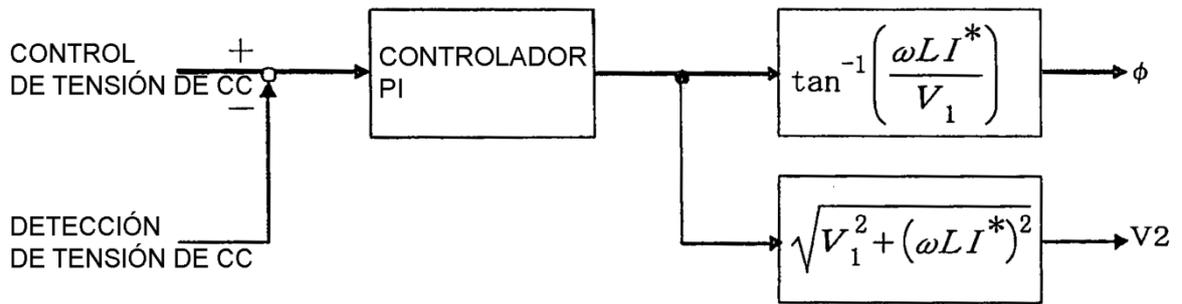


FIG. 8

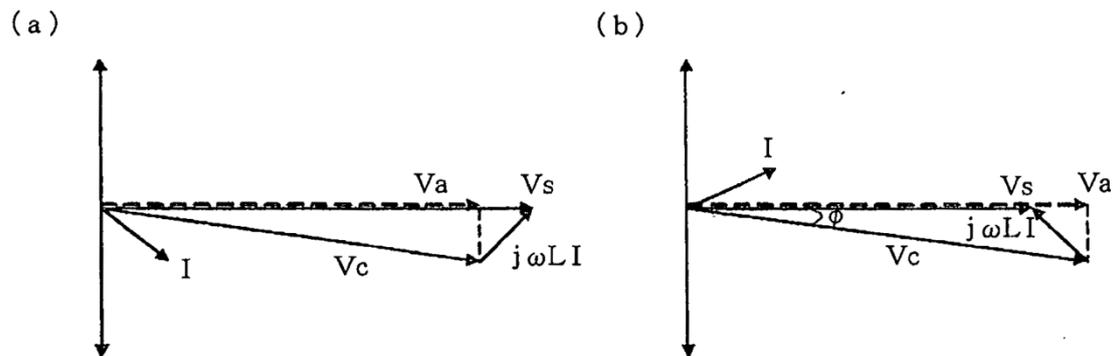


FIG. 9

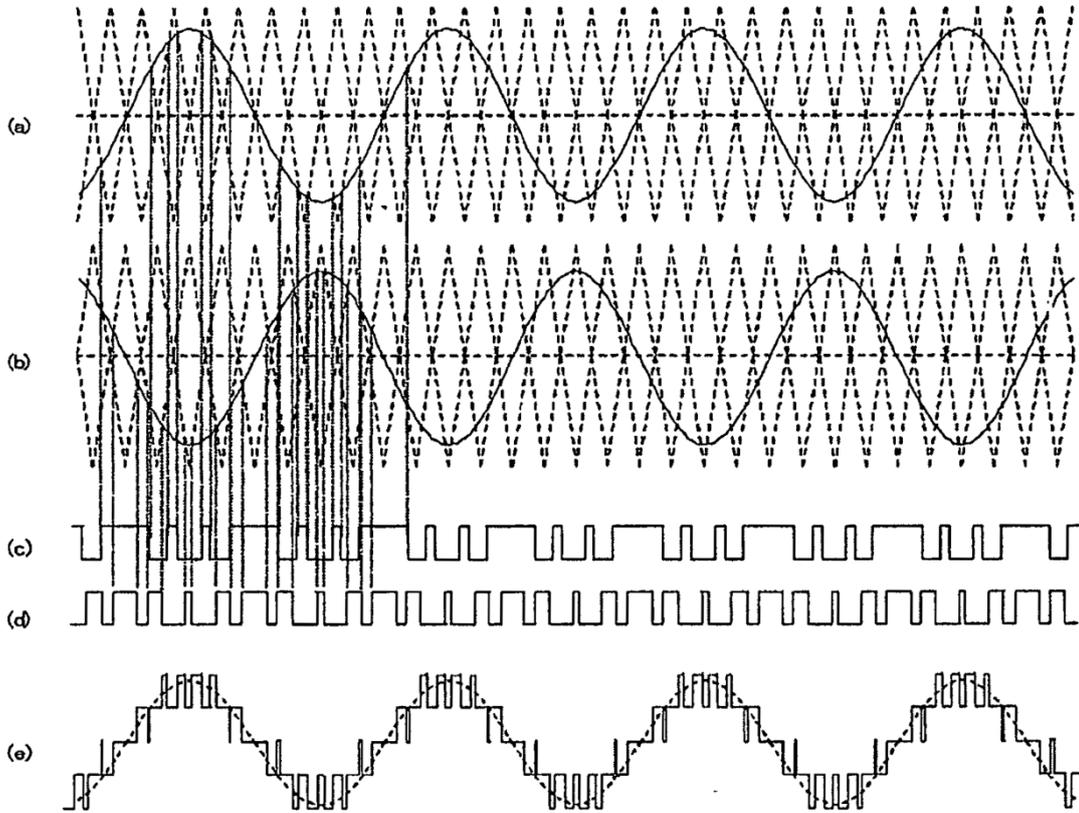


FIG. 10

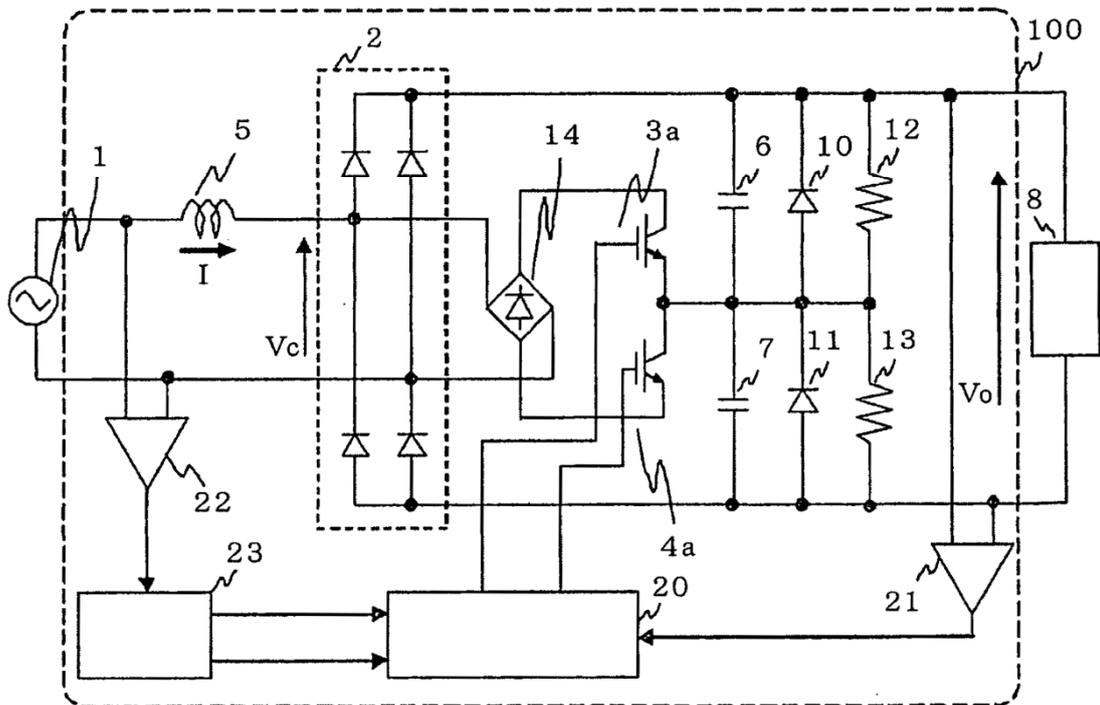


FIG. 11

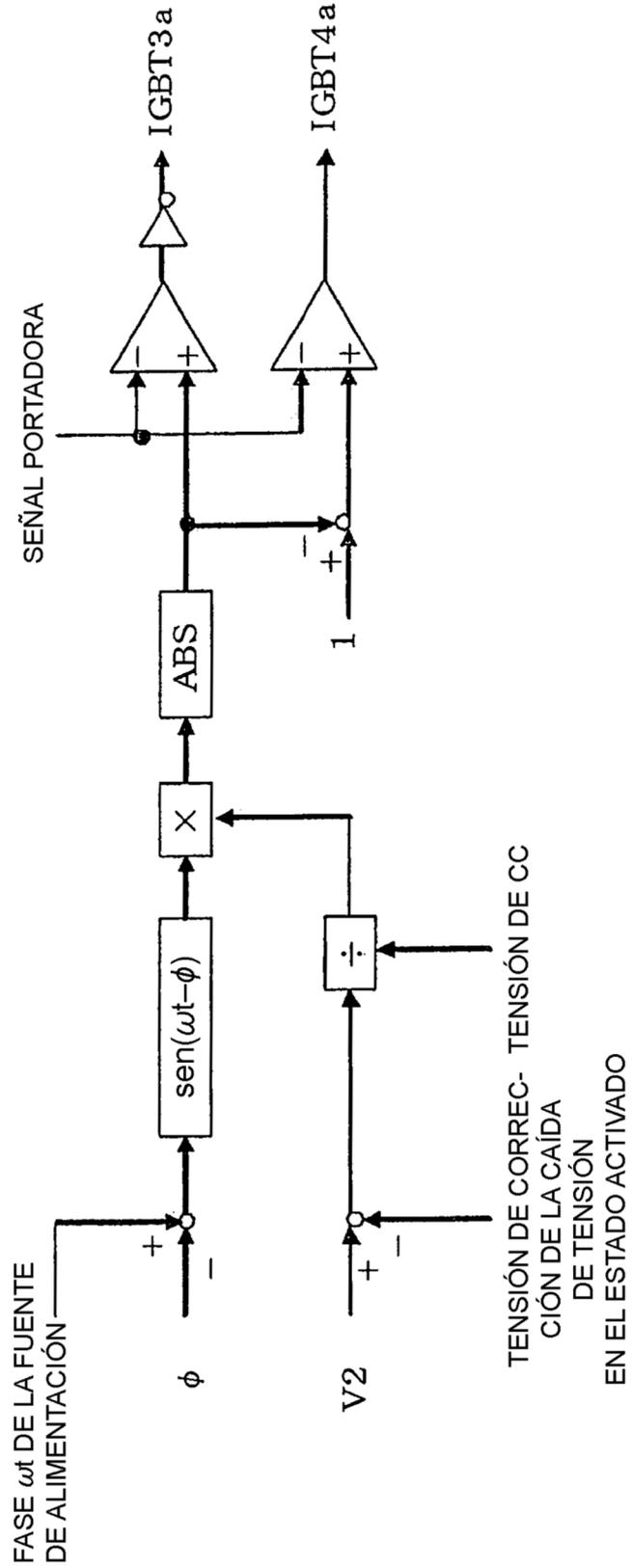


FIG. 12

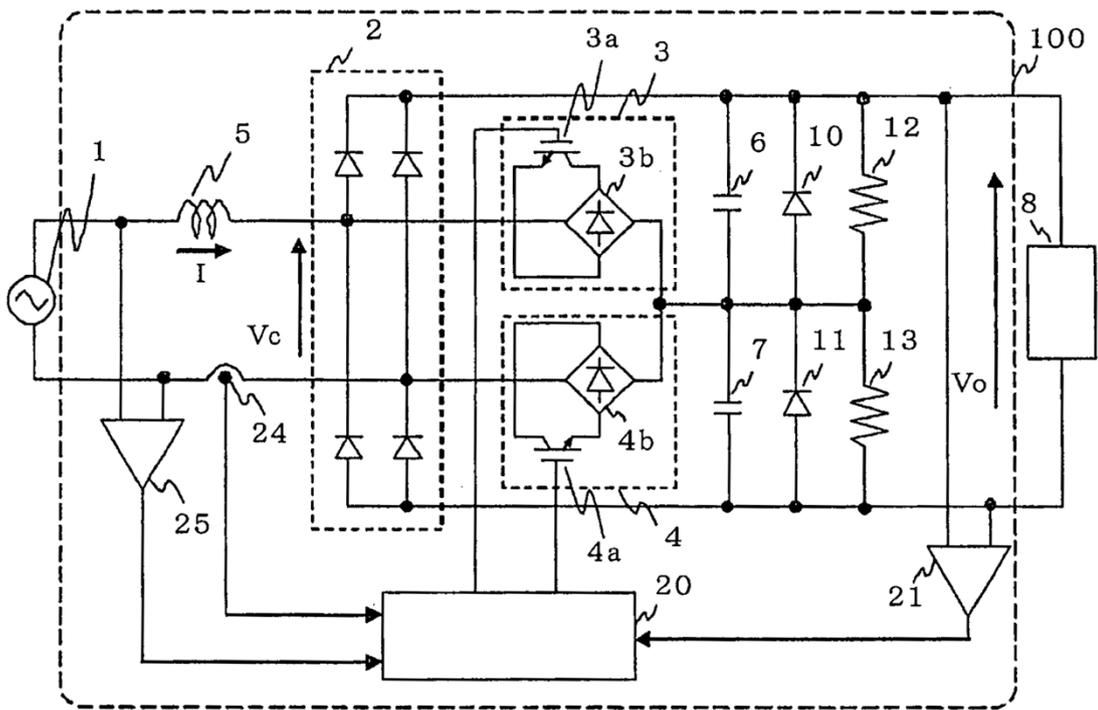


FIG. 13

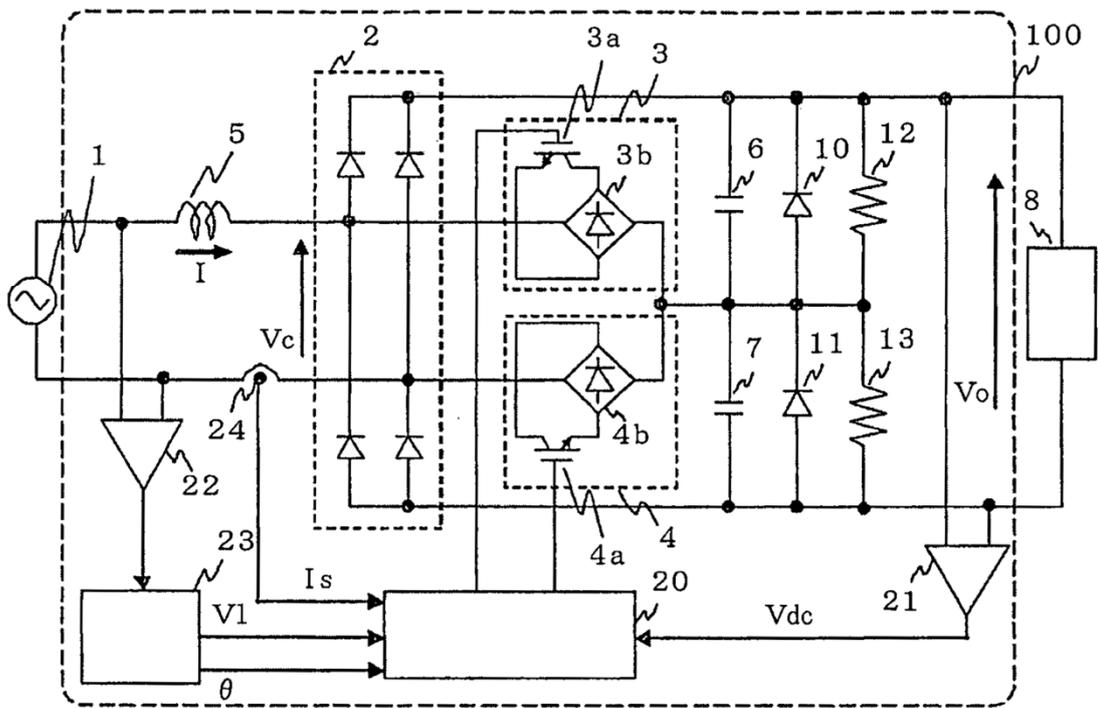


FIG. 14

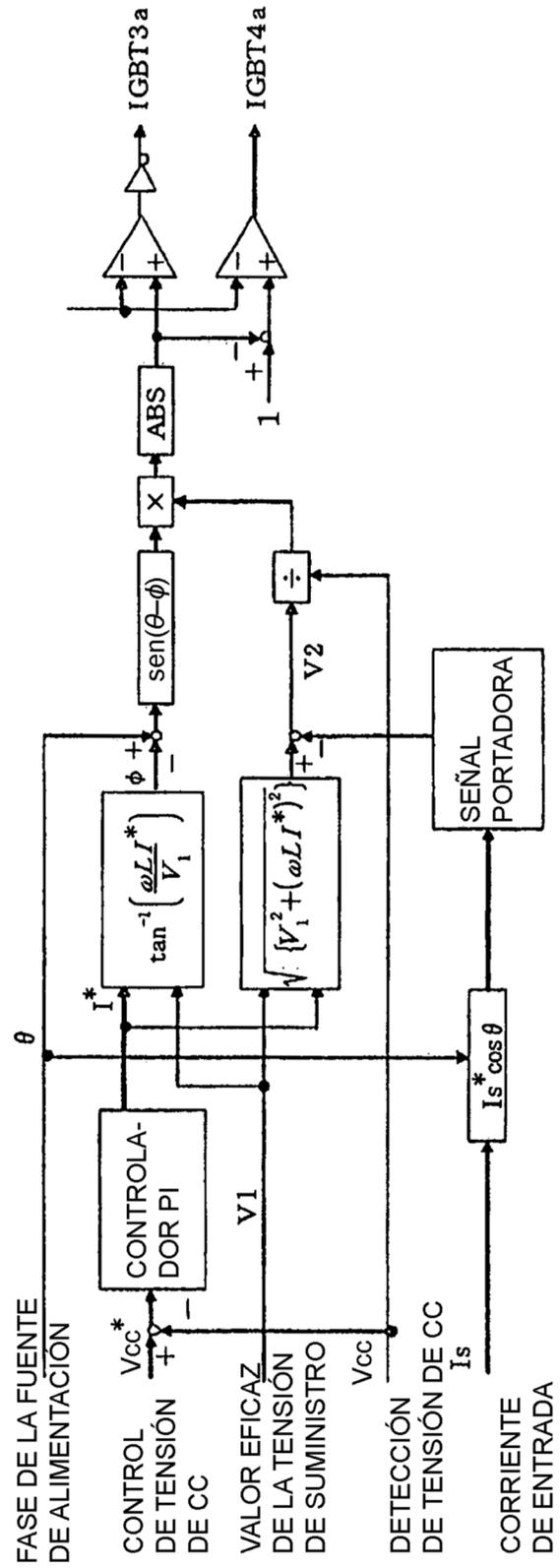


FIG. 15

