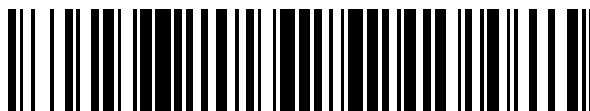


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 694 273**

51 Int. Cl.:

H02M 7/06 (2006.01)

H02M 7/217 (2006.01)

H02M 1/42 (2007.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **01.12.2008 PCT/JP2008/071762**

87 Fecha y número de publicación internacional: **10.06.2010 WO10064284**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **01.12.2008 E 08878546 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **03.10.2018 EP 2355329**

54 Título: **Convertidor de corriente alterna en corriente continua y controlador de motor eléctrico**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
19.12.2018

73 Titular/es:
MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION (100.0%)
7-3 Marunouchi 2-Chome, Chiyoda-ku
Tokyo 100-8310, JP

72 Inventor/es:
SHINOMOTO, YOSUKE;
SHIMOMUGI, TAKUYA;
KASHIMA, MITSUO y
TANIKAWA, MAKOTO

74 Agente/Representante:
ELZABURU, S.L.P

ES 2 694 273 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 corriente alterna en corriente continua y controlador de motor eléctrico

Campo técnico

La presente invención se refiere a un dispositivo que convierte una corriente alterna en una corriente continua.

5 Antecedentes

Con respecto a un circuito de fuente de alimentación de rectificación, se ha propuesto "un circuito de fuente de alimentación de rectificación que incluye: un rectificador, que rectifica una tensión de corriente alterna y genera una tensión de corriente continua; un reactor, conectado en serie a un lado de entrada de corriente alterna o a un lado de salida de corriente continua del rectificador; un condensador, al cual es aplicada la salida de tensión de corriente continua del rectificador o la salida de tensión de corriente continua a través del reactor, a través de un diodo, obteniendo el condensador una tensión de corriente continua suavizada; un elemento de conmutación, que establece un cortocircuito en el lado de salida de corriente continua del rectificador de manera directa o a través del reactor; un medio de control de la tensión, que genera una señal de control de la tensión de acuerdo con un valor de desviación entre una referencia de tensión y la tensión de corriente continua suavizada por el condensador; un medio de cálculo de la referencia actual, que calcula un producto de una señal de sincronización sinusoidal en sincronización con la tensión de corriente alterna, o una señal de sincronización de rectificación de onda completa sinusoidal y la señal de control de la tensión, y genera una señal de referencia actual; y un medio de comparación, que compara la señal de referencia de corriente y una corriente del lado de corriente alterna o una corriente del lado de corriente continua del rectificador, y genera una señal de activación para el control de ENCENDIDO / APAGADO del elemento de conmutación, en el que la tensión de salida de corriente continua se controla hasta un valor deseado a la vez que se controla una corriente de entrada de corriente alterna en una forma sinusoidal" (Documento de Patente 1).

Con respecto a un convertidor de corriente alterna en corriente continua, como una técnica para resolver un problema que "en una configuración en la que se formó un circuito rectificador de onda completa utilizando una fuente de alimentación de corriente alterna monofásica y un diodo, un reactor, un circuito en serie de condensadores, un conmutador bidireccional y una carga están conectados entre sí, la tensión del condensador conectado en serie se vuelve no uniforme durante un semiciclo cuando el factor de potencia de una corriente de entrada de corriente alterna mejora mediante la conmutación de un conmutador bidireccional", se ha propuesto que "en una configuración en la que un reactor está conectado entre una fuente de alimentación de corriente alterna monofásica y una entrada de corriente alterna de un circuito rectificador de onda completa formado utilizando un diodo, un circuito en serie de condensadores está conectado entre las salidas de corriente continua del circuito rectificador de onda completa, los conmutadores bidireccionales 10 y 11 están conectados entre un punto de conexión interno del circuito en serie de condensadores y cada entrada de corriente alterna del circuito rectificador de onda completa, y una carga 14 está conectada en paralelo con el circuito en serie de condensadores, se detectan tensiones de un condensador 12 y un condensador 13 que están conectados en serie y los conmutadores bidireccionales 10 y 11 están sujetos al control de ENCENDIDO / APAGADO en alta frecuencia, de modo que las tensiones detectados se vuelvan uniformes" (Documento de Patente 2).

Como técnica para el propósito de "obtener una fuente de alimentación de corriente continua capaz de reducir los componentes armónicos de una corriente de entrada y mejorar de manera óptima un factor de potencia", se ha propuesto que "cuando una tensión de corriente alterna de una fuente de alimentación de corriente alterna pasa por un punto cero, el medio de conmutación es accionado para cerrar después de que ha transcurrido un primer tiempo de retardo predeterminado desde el momento del paso, y el medio de conmutación es accionado para abrirse después de que haya transcurrido un segundo tiempo de retardo predeterminado desde el momento del paso" (Documento de Patente 3).

Como técnica para el propósito de "reducir una velocidad de un proceso de control, mejorar un factor de potencia, reducir un armónico y reducir los costes mediante la reducción del número de eventos de conmutación al mínimo necesario," se ha propuesto lo siguiente "la inclusión de un circuito rectificador 2, que rectifica una tensión de una fuente de alimentación de corriente alterna 1; un condensador de suavizado 4, que suaviza una tensión de salida del circuito rectificador 2; un medio de conmutación 6 dispuesto más hacia la fuente de alimentación de corriente alterna 1 que el condensador de suavizado 4; un reactor 3, dispuesto más hacia una fuente de alimentación que los medios de conmutación 6; un medio de detección de la cantidad de carga 10, que detecta una cantidad de carga de una carga conectada en paralelo con el condensador de suavizado 4; y un medio de control 8, que controla la apertura y el cierre del medio de conmutación en el momento de la apertura y el cierre de acuerdo con la cantidad de carga al menos dos veces durante el semiciclo de la fuente de alimentación en sincronización con la fuente de alimentación de corriente alterna 1" (Documento de Patente 4).

Como una técnica para el propósito de "habilitar, en un circuito convertidor que convierte una tensión de salida de una fuente de alimentación de corriente alterna 1, una tensión mayor que la tensión de entrada que se generará sin utilizar un reactor o un condensador de gran capacidad," se ha propuesto que "en un circuito convertidor 100 que

convierte una tensión de salida de una fuente de alimentación de corriente alterna 1, se incluyan un circuito rectificador 20, que rectifica la tensión de salida de la fuente de alimentación de corriente alterna 1; primero y segundo condensadores 31 y 32 conectados en serie que suavizan una salida del circuito rectificador 20; y un circuito de conmutación 40 que conmuta las conexiones entre los condensadores 31 y 32 y la fuente de alimentación de corriente alterna, de tal manera que la tensión de salida de la fuente de alimentación de corriente alterna 1 se aplica alternativamente a los condensadores primero y segundo 31 y 32 repetidamente en un ciclo más corto que el de la fuente de alimentación de corriente alterna" (Documento de Patente 5).

Como técnica para el propósito de "proporcionar una unidad de potencia eléctrica capaz de satisfacer una regulación sobre un armónico de la fuente de alimentación y proporcionar tanto el rendimiento de la impulsión de la unidad de potencia eléctrica como un factor de potencia de entrada a niveles altos", se ha propuesto proporcionar una "unidad de potencia eléctrica que incluya: un circuito rectificador; un circuito de condensadores que se forma utilizando una pluralidad de condensadores conectados en serie, y está conectado entre dos terminales de salida del circuito rectificador; un primer medio de conmutación conectado entre un terminal de entrada de un circuito rectificador y un punto de conexión entre los condensadores en el circuito de condensadores; un segundo medio de conmutación conectado entre el otro terminal de entrada del circuito rectificador y un punto de conexión entre los condensadores en el circuito de condensadores; y un medio de detección de paso por cero, que detecta un punto de paso por cero de una fuente de alimentación de corriente alterna, en el que para cada semiciclo de la fuente de alimentación de corriente alterna, ambos medios de conmutación primero y segundo están ENCENDIDOS durante un tiempo t1 predeterminado después del paso por cero de la fuente de alimentación de corriente alterna, entonces solo el segundo medio de conmutación está APAGADO durante un tiempo t2 predeterminado y, a partir de entonces, los medios de conmutación primero y segundo 8 están APAGADOS" (Documento de Patente 6).

Se ha propuesto también una técnica para controlar una corriente armónica a través de una operación de dos elementos de conmutación (Documento no de patente 1).

[Documento de Patente 1] Publicación de solicitud de patente japonesa examinada N° 7-89743(Resumen)

25 [Documento de Patente 2] Publicación de solicitud de patente japonesa no examinada N° 2008-22625(Resumen)

[Documento de patente 3] Publicación de solicitud de patente japonesa no examinada N° 7-7946 (Resumen)

[Documento de patente 4] Publicación de solicitud de patente japonesa no examinada N° 2000-125545(Resumen)

[Documento de patente 5] Publicación de solicitud de patente japonesa no examinada N° 2005-110491(Resumen)

[Documento de patente 6] Publicación de solicitud de patente japonesa no examinada N° 2008-99512 (Resumen)

30 [Documento de no patente 1] Shinichi Hoshi, Oguchi Kuniorni, "A Switching Pattern Decision Scheme for Single-phase Multi-level Rectifiers" (Conferencia Anual 2005 del I.E.E. de Japón, Industry Applications Society) N° 1-61 EP 2 309 635 A1 describe un convertidor CA-CC (AC-DC, Alternate Current – Direct Current en inglés) que comprende un rectificador conectado con una fuente de CA a través de un reactor, una pluralidad de condensadores conectados en serie entre los terminales de salida del rectificador, un primer medio de conmutación conectado entre el terminal de entrada del rectificador y un punto de conexión de una pluralidad de condensadores, un segundo medio de conmutación conectado entre otros terminales de entrada del rectificador y el punto de conexión de una pluralidad de condensadores y una pluralidad de diodos conectados con una pluralidad de condensadores en inverso – paralelo.

40 El documento JP 2008/172999 da a conocer otro convertidor de potencia Oguchi K et al: "A novel control method for single-phase slow switching multilevel rectifiers"; REGISTRO DE LA CONFERENCIA DE LA CONFERENCIA DE APLICACIONES DE LA INDUSTRIA IEEE de 2002; 37ª REUNIÓN ANUAL DE LA IAS; 13 a 18 de octubre de 2002, PITTSBURGH, PENNSYLVANIA, EE. UU.; 13 de octubre de 2002 (2002-10-13), páginas 1966-1973, XP010610147, DOI: 10.1109/IAS.2002.1043802 describe un método de control para rectificadores de múltiples niveles monofásicos.

El documento WO 20087026547 A1 describe un convertidor de tipo de control actual.

45 Descripción de la invención

Problemas a resolver por la invención

Aunque la técnica descrita en el Documento de Patente 1 anterior es capaz de controlar los armónicos, puesto que es un control de corriente en el que se detecta un valor instantáneo de una corriente de entrada y se hace sinusoidal de manera instantánea, se requiere un procesamiento de control de alta velocidad y, por lo tanto, se requiere un control mediante PWM de alta frecuencia. Puesto que el control mediante PWM de alta frecuencia produce muchos ruidos, el coste de resolver el problema de los ruidos aumenta.

Puesto que el control analógico se realiza con un microordenador de alto rendimiento y un IC dedicado (circuito integrado) para el procesamiento de control de alta velocidad, la configuración del circuito periférico se complica y, por lo tanto, el coste del circuito aumenta.

5 Aunque la técnica descrita en el Documento de Patente 2 anterior realiza un control mediante PWM de alta frecuencia similar al del Documento de Patente 1 utilizando dos conmutadores direccionales, tiene el mismo problema que el del Documento de Patente 1, puesto que se detecta un valor instantáneo de la corriente de entrada para el control.

Con la técnica descrita en el Documento de Patente 3 anterior, existe un problema de que el tamaño del reactor aumenta en un intento de controlar la corriente armónica por debajo de un valor regulado.

10 Con la técnica descrita en el Documento de Patente 4 anterior, se puede proporcionar un reactor más compacto sin ningún cambio en el rendimiento del control de los armónicos. Sin embargo, existe un problema de un mayor consumo de energía debido al mayor número de eventos de conmutación. También existe el problema de que se requiere un reactor más grande para un cierto valor de inductancia cuando se aumenta la corriente de entrada.

15 Con la técnica descrita en el Documento de Patente 5 anterior, se puede proporcionar un condensador de menor capacitancia realizando un cambio complementario a una frecuencia más alta que la frecuencia de alimentación. Sin embargo, puesto que es una conmutación complementaria para reducir la capacitancia del condensador, es difícil reducir lo suficiente la corriente armónica de la fuente de alimentación.

Con la técnica descrita en el Documento de Patente 6 anterior, se puede mejorar el factor de potencia de entrada, pero es difícil proporcionar un reactor suficientemente compacto.

20 La técnica descrita en el Documento No de Patente 1 anterior obtiene por adelantado los tiempos de ENCENDIDO / APAGADO del medio de conmutación utilizando GA (algoritmo genético – Genetic Algorithm, en inglés). Sin embargo, puesto que el GA requiere un cálculo que utilice mucho tiempo en obtener la solución óptima, es necesario almacenar por adelantado, en una unidad de almacenamiento, cada uno de los parámetros obtenidos por medio de un cálculo.

25 Por consiguiente, lleva mucho tiempo desarrollar la técnica para una aplicación a un producto con múltiples modelos, y también requiere una gran capacitancia para el almacenamiento de cada uno de los parámetros.

La presente invención se realizó para resolver los problemas descritos anteriormente y un objeto de la misma es proporcionar un convertidor de corriente alterna en corriente continua capaz de controlar una corriente armónica y mejorar un factor de potencia con costes reducidos.

30 **Medios para resolver los problemas**

Un convertidor de corriente alterna en corriente continua de acuerdo con la presente invención incluye: un rectificador, conectado a una fuente de alimentación de corriente alterna a través de un reactor; dos condensadores, conectados en serie entre los terminales de salida del rectificador; un primer conmutador, conectado entre un terminal de entrada del rectificador y un punto de conexión de los condensadores; un segundo conmutador, conectado entre el otro terminal de entrada del rectificador y el punto de conexión de los condensadores; diodos, inversamente conectados en paralelo con los condensadores; un detector de tensión, que detecta las tensiones de los terminales de los condensadores; un detector de corriente, que detecta la entrada de corriente de la fuente de alimentación de corriente alterna; y un medio de control, que acciona y controla el primer conmutador y el segundo conmutador, en el que el control significa accionar y controlar el primer conmutador y el segundo conmutador de tal manera que las tensiones de los terminales de los condensadores son fijas y se mejora el factor de potencia de la fuente de alimentación.

Ventajas

45 De acuerdo con el convertidor de corriente alterna en corriente continua según la presente invención, se puede generar una tensión de convertidor de tres niveles bajo control mediante el ancho del tiempo y se puede generar una tensión de convertidor sinusoidal a través del control de los tiempos de ENCENDIDO / APAGADO del primer medio de conmutación y el segundo medio de conmutación.

Con esto, puesto que la corriente que circula a través del reactor se puede controlar en manera sinusoidal, se puede mejorar un factor de potencia y se puede proporcionar un reactor más compacto.

50 Además, puesto que la tensión del convertidor de tres niveles es enviada bajo control mediante el ancho del tiempo, una operación de conmutación se puede realizar a baja frecuencia, por lo que un coste de resolver un problema de un ruido de alta frecuencia se puede reducir, y se puede conseguir una aplicación práctica con costes reducidos.

Breve descripción de los dibujos

- [figura 1] La figura 1 es un diagrama de circuito de un convertidor de corriente alterna en corriente continua 100 de acuerdo con la realización 1.
- 5 [figura 2] La figura 2 es un diagrama de circuito equivalente que ilustra un accionamiento del convertidor de corriente alterna en corriente continua 100.
- [figura 3] La figura 3 ilustra una forma de onda de una tensión V_c entre los terminales de entrada de un rectificador 2.
- [figura 4] La figura 4 ilustra los funcionamientos de un primer medio de conmutación 3 y un segundo medio de conmutación 4.
- 10 [figura 5] La figura 5 es un diagrama de bloques que ilustra una configuración interna del medio de control 20.
- [figura 6] La figura 6 es un diagrama de forma de onda de una señal de modulación que determina la temporización del ENCENDIDO / APAGADO de cada uno de los medios de conmutación.
- [figura 7] La figura 7 ilustra un ejemplo de un diagrama de bloques de control que implementa el control mediante PWM descrito anteriormente.
- 15 [figura 8] La figura 8 es un diagrama de circuito de un convertidor de corriente alterna en corriente continua 100 de acuerdo con la realización 3.
- [figura 9] figura 9 es un diagrama de circuito de un convertidor de corriente alterna en corriente continua 100 de acuerdo con la realización 5.

Números de referencia

- | | | |
|----|----|--|
| 20 | 1 | fuelle de alimentación de corriente alterna |
| | 2 | rectificador |
| | 3 | primer medio de conmutación |
| | 4 | segundo medio de conmutación |
| | 5 | reactor |
| 25 | 6 | primer condensador |
| | 7 | segundo condensador |
| | 8 | carga |
| | 10 | primer diodo |
| | 11 | segundo diodo |
| 30 | 14 | segundo rectificador |
| | 20 | medio de control |
| | 21 | detector de tensión |
| | 22 | detector de corriente |
| | 23 | detector de paso por cero de la fuente de alimentación |
| 35 | 24 | medio de control del inversor |
| | 25 | CPU |

Mejores modos para llevar a cabo la invención

Realización 1

La figura 1 es un diagrama de circuito de un convertidor de corriente alterna en corriente continua 100 de acuerdo con la realización 1 de la presente invención.

- 5 El circuito ilustrado en la figura 1 incluye una fuente de alimentación de corriente alterna 1, un rectificador 2, un primer medio de conmutación 3, un segundo medio de conmutación 4, un reactor 5, un primer condensador 6, un segundo condensador 7, una carga de corriente continua 8, un primer diodo 10, un segundo diodo 11, una primera resistencia 12, una segunda resistencia 13, un medio de control 20, un detector de tensión 21, un detector de corriente 22 y un detector de paso por cero de la fuente de alimentación 23.
- 10 La fuente de alimentación de corriente alterna 1 suministra alimentación de corriente alterna desde el exterior del convertidor de corriente alterna en corriente continua 100.
- El rectificador 2 rectifica la alimentación de corriente alterna de la fuente de alimentación de corriente alterna 1 en corriente continua.
- 15 Un extremo del primer medio de conmutación 3 está conectado a un terminal de entrada del rectificador 2, y el otro extremo del mismo está conectado a un punto de conexión del primer condensador 6 y el segundo condensador 7.
- Un extremo del segundo medio de conmutación 4 está conectado al otro terminal de entrada del rectificador 2, y el otro extremo del mismo está conectado a un punto de conexión del primer condensador 6 y el segundo condensador 7.
- 20 El reactor 5 está conectado entre la fuente de alimentación de corriente alterna 1 y el primer medio de conmutación 3 o el segundo medio de conmutación 4, y tiene la función de controlar una corriente armónica.
- El primer condensador 6 está conectado a un terminal de salida del rectificador 2.
- El segundo condensador 7 está conectado al otro terminal de salida del rectificador 2.
- La carga de corriente continua 8 está conectada a una salida del rectificador 2.
- 25 El primer diodo 10 está conectado en paralelo con el primer condensador 6, y el segundo diodo 11 está conectado en paralelo con el segundo condensador 7.
- La primera resistencia 12 está conectada en paralelo con el primer condensador 6, y la segunda resistencia 13 está conectada en paralelo con el segundo condensador 7.
- El primer diodo 10 y el segundo diodo 11 tienen una polaridad que es opuesta a la del primer condensador 6 y el segundo condensador 7 y, por lo tanto, están conectados en un estado llamado inversamente paralelo.
- 30 El primer medio de conmutación 3 es, por ejemplo, un medio de conmutación bidireccional formado utilizando un IGBT (transistor bipolar de puerta aislada – Insulated Gate Bipolar Transistor, en inglés) 3a y un rectificador de diodo 3b.
- De manera similar, el segundo medio de conmutación 4 es un medio de conmutación bidireccional formado utilizando un IGBT 4a y un rectificador de diodo 4b.
- 35 El medio de control 20 acciona y controla el primer medio de conmutación 3 y el segundo medio de conmutación 4.
- El medio de control 20 puede estar formado utilizando hardware, tal como un dispositivo de circuitos que implementa la función o, alternativamente, puede estar formado utilizando una unidad aritmética, tal como un microordenador o una CPU (unidad central de procesamiento – Central Processing Unit, en inglés) y un software que define un funcionamiento de la unidad aritmética.
- 40 El detector de tensión 21 detecta la tensión del terminal de salida del rectificador 2 y genera los resultados del medio de control 20.
- El detector de corriente 22 detecta el valor instantáneo I_s de una corriente de entrada que entra en el convertidor de corriente alterna en corriente continua 100 desde la fuente de alimentación de corriente alterna 1, y envía los resultados de la detección al medio de control 20.
- 45 El detector de paso por cero de la fuente de alimentación 23 detecta una fase θ de la fuente de alimentación y envía los resultados de la detección al medio de control 20.
- La configuración del convertidor de corriente alterna en corriente continua 100 de acuerdo con la realización 1 se ha descrito anteriormente en el presente documento.

A continuación, se describirá un funcionamiento del convertidor de corriente alterna en corriente continua 100 de acuerdo con la realización 1.

La figura 2 es un diagrama de circuito equivalente que ilustra un funcionamiento del convertidor de corriente alterna en corriente continua 100.

5 El funcionamiento del convertidor de corriente alterna en corriente continua 100 se puede considerar equivalente al de una fuente de alimentación de corriente alterna virtual 9 ilustrado en la figura 2 conectada en serie con el reactor 5. En particular, el primer medio de conmutación 3 y el segundo medio de conmutación 4 funcionan de manera tal que el convertidor de corriente alterna en corriente continua 100 es equivalente a la fuente de alimentación de corriente alterna virtual 9.

10 A continuación, se describirá un funcionamiento de la fuente de alimentación de corriente alterna virtual 9.

Una corriente I que circula a través del reactor 5 se define por una diferencia de tensión entre la fuente de alimentación de corriente alterna 1 y la fuente de alimentación de corriente alterna virtual 9.

Puesto que una corriente del reactor I es una cantidad de corriente alterna, una ecuación del circuito de la figura 3 está representada por la siguiente (Ecuación 1):

15 [Ecuación 1]

$$j\omega LI = V_s - V_c \dots \text{(Ecuación 1)}$$

en donde

ω : frecuencia angular

L : inductancia del reactor 5

20 j : número imaginario

V_s : tensión de la fuente de alimentación de corriente alterna 1

V_c : tensión de la fuente de alimentación de corriente alterna virtual 9.

25 La tensión V_s de la fuente de alimentación de corriente alterna 1 y la tensión V_c de la fuente de alimentación de corriente alterna virtual 9, que se supone son, ambas, sinusoidales, se representan mediante las siguientes (Ecuación 2) y (Ecuación 3):

[Ecuación 2]

$$V_s = \sqrt{2} \cdot V_1 \cdot \text{sen}(\omega t) \dots \text{(Ecuación 2)}$$

$$V_c = \sqrt{2} \cdot V_2 \cdot \text{sen}(\omega t - \Phi) \dots \text{(Ecuación 3)}$$

en donde

30 Φ : diferencia de fase entre V_s y V_c .

Si se supone que $V_1 = V_2$, la corriente del reactor I está representada por la siguiente (Ecuación 4):

[Ecuación 3]

$$I = 1/(j\omega L) \cdot 2 \cdot \text{sen}(\Phi/2) \cdot \cos(\omega t - \Phi/2) \dots \text{(Ecuación 4)}$$

35 Si no hay ningún cambio en la diferencia de fase Φ entre V_s y V_c , $\text{sen}(\Phi/2)$ es una constante. Si se supone que una parte constante de (Ecuación 4) se denota de forma colectiva por K , la corriente del reactor I se representa mediante la siguiente (Ecuación 5):

[Ecuación 4]

$$I = -j \cdot K \cdot \cos(\omega t - \Phi/2) \dots \text{(Ecuación 5)}$$

40 Tal como se describió anteriormente, la ecuación del circuito de la figura 3 se ha representado utilizando la tensión V_c de la fuente de alimentación de corriente alterna virtual 9.

La anterior (Ecuación 5) proporciona el siguiente hallazgo.

Es decir, cuando la tensión V_c de la fuente de alimentación de corriente alterna virtual 9 se genera en forma sinusoidal tal como se representa en la Ecuación 3, la corriente del reactor L , que es una corriente de entrada, será sinusoidal. En consecuencia, se controla una corriente armónica.

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

Por lo tanto, las ondas armónicas de la corriente de entrada pueden ser controladas y el factor de potencia se puede mejorar controlando adecuadamente la amplitud de la tensión V_2 de la fuente de alimentación de corriente alterna virtual y la diferencia de fase Φ y generando la tensión sinusoidal V_c .

10 Por lo tanto, en la realización 1, el primer medio de conmutación 3 y el segundo medio de conmutación 4 son activados y controlados de tal manera que la tensión V_c entre los terminales de entrada del rectificador 2 se hace sustancialmente sinusoidal.

A continuación, se describirán los funcionamientos del primer medio de conmutación 3 y el segundo medio de conmutación 4 para hacer que la tensión V_c sea sustancialmente sinusoidal.

La figura 3 ilustra una forma de onda de la tensión V_c entre los terminales de entrada del rectificador 2.

15 La tensión V_c toma estados de salida de tres niveles de 0, $V_{cc}/2$ y V_{cc} , tal como se ilustra en la figura 3, como resultado de los funcionamientos del primer medio de conmutación 3 y el segundo medio de conmutación 4. Lo mismo se aplica a la polaridad opuesta. V_{cc} es una tensión de corriente continua de salida aplicada a la carga de corriente continua 8.

20 Los funcionamientos del primer medio de conmutación 3 y del segundo medio de conmutación 4 cuando la tensión V_c toma estados de salida de tres niveles se describirán haciendo referencia a la siguiente figura 4.

La figura 4 ilustra los funcionamientos del primer medio de conmutación 3 y del segundo medio de conmutación 4. A continuación, se describirá cada estado de conmutación de la figura 4.

(a) Tanto el primer medio de conmutación 3 como el segundo medio de conmutación 4 están ENCENDIDOS

25 En el estado de la figura 4(a), tanto el primer medio de conmutación 3 como el segundo medio de conmutación 4 están ENCENDIDOS. En este estado, se ha establecido un cortocircuito entre los terminales de entrada del rectificador 2 y, por lo tanto, la tensión $V_c = 0$. Una sección (1) en la figura 3 corresponde a este estado.

(b) El primer medio de conmutación 3 está ENCENDIDO y el segundo medio de conmutación 4 está APAGADO

30 En el estado de la figura 4(b), el primer medio de conmutación 3 está ENCENDIDO y el segundo medio de conmutación 4 está APAGADO. En este estado, la tensión V_c entre los terminales de entrada del rectificador 2 es equivalente a las tensiones de los terminales del segundo condensador 7.

Por lo tanto, la tensión V_c es la mitad de la tensión de corriente continua V_{cc} de salida y, por lo tanto, $V_c = V_{cc}/2$. Una sección (2) en la figura 3 corresponde a este estado.

(c) El primer medio de conmutación 3 está APAGADO y el segundo está ENCENDIDO

35 En el estado de la figura 4(c), el primer medio de conmutación 3 está APAGADO y el segundo medio de conmutación 4 está ENCENDIDO. En este estado, la tensión V_c a través de los terminales de entrada del rectificador 2 es igual a las tensiones de los terminales a través del primer condensador 6.

Por lo tanto, la tensión V_c es la mitad de la tensión de corriente continua V_{cc} de salida y, por lo tanto, $V_c = V_{cc}/2$. Una sección (2) en la figura 3 corresponde a este estado.

(d) Tanto el primer medio de conmutación 3 como el segundo medio de conmutación 4 están APAGADOS

40 En el estado de la figura 4(d), el primer medio de conmutación 3 y el segundo medio de conmutación 4 están APAGADOS. En este estado, el rectificador 2 entra en un estado de rectificación de onda completa.

Por lo tanto, la tensión V_c entre los terminales de entrada del rectificador 2 es equivalente a las tensiones de los terminales del primer condensador 6 y del segundo condensador 7 y, por lo tanto, la tensión $V_c = V_{cc}$. Una sección (3) en la figura 3 corresponde a este estado.

45 Con cada medio de conmutación accionado y controlado tal como se ilustra en las figuras 4(a) a 4(d), la tensión V_c entre los terminales de entrada, es decir, la tensión del convertidor V_c , del rectificador 2 puede adoptar estados de tensión de tres niveles.

Controlando adecuadamente los tiempos de los estados de tensión de tres niveles se puede generar una forma de onda de las tensiones de las secciones (1) a (3) de la figura 3 y, por lo tanto, se puede generar V_c en una forma sustancialmente sinusoidal.

5 Las figuras 4(e) a 4(h) son similares a las figuras 4(a) a 4(d), excepto por la polaridad invertida de la fuente de alimentación de corriente alterna 1. Las figuras 4(e) a 4(h) corresponden a las secciones (1)' a (3)' de la figura 3.

Anteriormente en el presente documento, se han descrito los funcionamientos del primer medio de conmutación 3 y del segundo medio de conmutación 4 para hacer la tensión V_c sustancialmente sinusoidal.

10 Tal como se ha descrito anteriormente, en la realización 1 se pretende reducir una frecuencia de conmutación y controlar la corriente armónica, proporcionando de este modo un reactor 5 más compacto haciendo que el número de niveles de la tensión de salida (es decir, tres niveles de tensión de 0, $V_{cc}/2$ y V_{cc}) sean mayores que los de la técnica relacionada.

Por conveniencia de la explicación, una operación detallada del medio de control 20 se describirá en la realización 2.

15 Tal como se describió anteriormente, según la realización 1, el primer medio de conmutación 3 y el segundo medio de conmutación 4 pueden ser activados y controlados tal como se ilustra en las figuras 3 y 4, y la tensión V_c entre los terminales de entrada, es decir, la tensión V_c del convertidor, del rectificador 2 puede ser generada en una forma sustancialmente sinusoidal de tres niveles de tensión.

De este modo, un reactor 5 más compacto puede estar provisto de una baja frecuencia de conmutación en comparación con la técnica de la técnica relacionada, en la que el medio de conmutación es accionado una o varias veces con respecto a un semiciclo de la fuente de alimentación.

20 De acuerdo con la realización 1, puesto que se proporciona un mayor número de niveles de la tensión de salida, se puede llevar a cabo un control mediante PWM para realizar la activación y el control a una frecuencia de conmutación baja de, por ejemplo, alrededor de 1 kHz a 5 kHz.

De este modo, se puede suprimir un aumento en el coste de resolver un problema de ruido, por ejemplo, en el control mediante PWM de alta frecuencia.

25 Esto se debe a que la corriente de entrada se puede controlar para que sea sustancialmente sinusoidal simplemente generando la tensión del convertidor V_c en forma sinusoidal sin ningún control de la corriente de entrada. Es decir, puesto que no se realiza ningún control del control de la corriente de entrada, se elimina la necesidad de una operación de control de alta frecuencia.

Realización 2

30 En la realización 1, se ha descrito que la corriente de entrada es sustancialmente sinusoidal mediante la generación de la tensión del convertidor V_c en una forma sustancialmente sinusoidal, por lo que se controla el armónico.

En la realización 2 de la presente invención, se describirá en detalle un bloque de control del medio de control 20. Las configuraciones del circuito son las mismas que las descritas en la realización 1.

35 La figura 5 es un diagrama de bloques que ilustra una configuración interna de un medio de control 20. El bloque de control de la figura 5 es un ejemplo de una configuración de control que genera una PWM sin comparar de manera instantánea un valor instantáneo de la corriente de entrada con un valor de comando sinusoidal. A continuación, en el presente documento, se describirá una configuración de la figura 5.

40 Un controlador PI 30 recibe una diferencia entre la tensión de corriente continua V_{cc} detectada por el detector de tensión 21 y un valor de comando de tensión de corriente continua V_{cc}^* que es un valor predeterminado que se establece de antemano, y ejecuta un cálculo de control PI tal que V_{cc} se acerca a V_{cc}^* . Un comando de control se genera como un valor de comando de corriente $p I_p^*$ de eje.

45 Un convertidor PQ 31 recibe un valor instantáneo I_s de la corriente de entrada detectada por el detector de corriente 22 y una fase θ del suministro de energía detectada por detector de paso por cero de la fuente de alimentación 23 y separa, utilizando estos valores, el valor instantáneo I_s de la corriente de entrada en una componente de potencia activa (una componente del eje p) I_p y una componente de potencia reactiva (una componente del eje q) I_q de la corriente de entrada y genera las componentes separadas.

A continuación, en el presente documento, se dará una explicación complementaria sobre una conversión de PQ.

Aunque la conversión PQ se utiliza típicamente para convertir, por ejemplo, una corriente trifásica en una corriente biaxial, la conversión PQ se utiliza en la I_s , que es una corriente monofásica en la realización 2.

50 Si la corriente trifásica se convierte en una corriente de eje pq , una componente activa y una componente reactiva pueden tomarse como valores instantáneos. Sin embargo, es conocido que, si la conversión PQ se aplica a la

corriente monofásica, un resultado de conversión pulsará al doble de la frecuencia de la fuente de alimentación de corriente alterna 1 (por ejemplo, Publicación de Solicitud de Patente Japonesa No Examinada N° 1-174274).

Por lo tanto, el valor instantáneo de la corriente de eje pq no se puede aplicar directamente al control de corriente monofásico.

- 5 Por lo tanto, en la realización 2, para eliminar la pulsación al doble de la frecuencia de la fuente de alimentación de corriente alterna 1, se aplican filtros de paso bajo (LPF – Low Pass Filter, en inglés) 32a y 32b a una salida del convertidor pq 31. Con esto, la pulsación incluida en el resultado de la conversión PQ se puede eliminar, y se puede ejecutar un cálculo de control apropiado.

- 10 Las salidas de los LPF 32a y 32b se convierten en una corriente I_p , componente de potencia activa, y una corriente I_q , componente de potencia reactiva, de I_s , que es una corriente monofásica.

Puesto que la componente de potencia reactiva I_q se convierte en 0 cuando el factor de potencia de la fuente llega al 100%, la salida del controlador PI 30 que controla la tensión de corriente continua V_{cc} al valor de comando V_{cc}^* debe convertirse en el propio valor de comando I_p^* de la corriente de la componente de potencia activa.

- 15 Por lo tanto, una diferencia con la corriente de la componente de potencia activa I_p es introducida en el controlador PI 33 y el cálculo de control se ejecuta de manera tal que la salida del controlador PI 30 se convierte en la propia I_p^* . De manera similar, puesto que la corriente de la componente de potencia reactiva I_q también debería convertirse en 0, la diferencia de I_q y 0 es introducida en el controlador PI 34, y se ejecuta el cálculo de control.

- 20 Las salidas del controlador PI 33 y el controlador PI 34 son una tensión de comando V_p^* del componente de potencia activa y una tensión de comando V_q^* del componente de potencia reactiva. Un convertidor de pq inverso 35 realiza una conversión PQ inversa de estos valores de comando utilizando la fase de suministro de energía θ .

Como resultado, el factor de potencia de la fuente se convierte en 100%, es decir, la componente de potencia reactiva de la corriente se convierte en 0. Además, se obtiene un valor de comando V_c^* de las tensiones de los terminales de la fuente de alimentación de corriente alterna virtual 9, que se convierte en la tensión de corriente continua establecida previamente.

- 25 Se puede utilizar un circuito de PLL (bucle bloqueado en fase – Phase Locked Loop, en inglés) u otros circuitos para sincronizar el ángulo de fase θ con la fase de la fuente de alimentación de corriente alterna 1. Con esto, la precisión en el ángulo de fase θ se puede mejorar y la corriente armónica se puede reducir aún más.

Con el procedimiento descrito anteriormente, se puede determinar el valor de comando V_c^* de la tensión del convertidor.

- 30 Como técnica para determinar los tiempos de ENCENDIDO / APAGADO del primer medio de conmutación 3 y del segundo medio de conmutación 4 de acuerdo con el valor de comando V_c^* determinado de la tensión del convertidor, puede utilizarse una modulación unipolar típica, por ejemplo.

La figura 6 es un gráfico de forma de onda de una señal de modulación que determina los tiempos de ENCENDIDO / APAGADO de cada medio de conmutación. A continuación, en el presente documento, se describirá la figura 6.

- 35 La figura 6(a) es una señal de modulación del primer medio de conmutación 3 y la figura 6(b) es una señal de modulación del segundo medio de conmutación 4. Las formas de onda sinusoidales en las figuras 6(a) y 6(b) son valores de tensión de comando del convertidor V_c^* .

- 40 Puesto que un valor absoluto en un lado de electrodo negativo está de acuerdo con el de un lado de electrodo positivo, se puede decir que las señales de modulación en las figuras 6(a) y 6(b) cumplen con un método de modulación unipolar.

En la figura 6(a), el primer medio de conmutación 3 está APAGADO en una sección en la que la tensión del convertidor V_c^* es mayor que una onda triangular que es una onda portadora.

La figura 6(c) ilustra los tiempos de ENCENDIDO / APAGADO del primer medio de conmutación 3. Un lado superior corresponde a ENCENDER y un lado inferior corresponde a APAGAR.

- 45 Puesto que el segundo medio de conmutación 4 se convierte en un lado negativo para el convertidor tensión de comando V_c^* , la forma de onda de la señal de modulación es la ilustrada en la figura 6(b) y tiene una fase invertida 180 grados con respecto a la de la figura 6(a).

Una forma de onda de la figura 6(d) que son los tiempos de ENCENDIDO / APAGADO del segundo medio de conmutación 4 se obtiene de la misma manera que en la figura 6(c).

La tensión de comando del convertidor V_c^* se obtiene asimismo sumando las formas de onda de las figuras 6(c) y 6(d). Sin embargo, puesto que el lado superior corresponde a la activación del medio de conmutación en las figuras 6(c) y 6(d), la suma se realiza siendo 0 el lado superior y siendo 1 el lado inferior, para facilitar la explicación.

A continuación, se obtiene una tensión de comando de convertidor V_c^* cortado, ilustrado en la figura 6(e).

- 5 Tal como se describió anteriormente, los tiempos de ENCENDIDO / APAGADO del primer medio de conmutación 3 y del segundo medio de conmutación 4 se pueden determinar de acuerdo con el valor de comando de tensión del convertidor V_c^* por medio de la aplicación de la modulación unipolar.

10 La figura 7 ilustra un ejemplo de un diagrama de bloques de control que implementa el control mediante PWM descrito anteriormente. Con el bloque de control ilustrado en la figura 5, se pueden generar señales de activación para los IGBT 3a y 3b y se puede implementar el control mediante PWM descrito anteriormente.

El sistema de modulación para la determinación de los tiempos de ENCENDIDO / APAGADO del primer medio de conmutación 3 y del segundo medio de conmutación 4 se ha descrito anteriormente.

15 Tal como se describió anteriormente, en la realización 2, la tensión del convertidor V_c entre los terminales de entrada del rectificador 2 se convierte en una tensión de corte de tres niveles tal como se ilustra en la figura 6(e) por medio de la operación de PWM del primer medio de conmutación 3 y del segundo medio de conmutación 4. Cuando se filtra la tensión de corte, se obtiene una tensión de forma de onda sustancialmente sinusoidal.

Puesto que la tensión de corte tiene tres etapas, se aumenta la resolución de la tensión en comparación con una forma de onda de corte de dos etapas. Por lo tanto, bajo la misma resolución de la tensión, la frecuencia portadora de la PWM puede reducirse aún más.

20 En la realización 2, el control mediante PWM no se ejecuta comparando el valor instantáneo de la corriente de entrada I_s con el valor de comando de la corriente de entrada sinusoidal y haciendo que estos valores se acerquen entre sí, sino que se ejecuta el control ilustrado en la figura 5.

25 Es decir, suponiendo que la salida del controlador PI 30 se convierte en I_p^* cuando el factor de potencia de la fuente es del 100%, la comparación se realiza con la tensión de corriente continua V_{cc} indirectamente por medio del controlador PI 30 sin ninguna comparación entre el valor de comando de la corriente sinusoidal de entrada y el valor instantáneo I_s .

Por lo tanto, puesto que el control no se ejecuta cuando se compara siempre el valor instantáneo I_s cambiante y el valor de comando, no es necesario ningún proceso de cálculo de alta velocidad y, por lo tanto, el control de la corriente se puede implementar en un proceso aritmético de baja velocidad.

30 Aunque resulta difícil realizar el control de la corriente instantánea tal como se describió anteriormente cuando la fuente de alimentación monofásica experimenta la conversión PQ, este problema se resuelve con la configuración del circuito con la tensión del convertidor V_c de tres niveles de tensión y, por lo tanto, el control de corriente mediante la PWM de baja frecuencia se consigue en la realización 2.

35 Por lo tanto, el control de la corriente que, típicamente, requiere una PWM de alta frecuencia de 15 kHz a 20 kHz o mayor puede implementarse, por ejemplo, mediante el control de PWM de baja frecuencia, de aproximadamente 1 kHz a 5 kHz.

Por lo tanto, un aumento en el coste de resolver el problema de un ruido causado por el control mediante PWM de alta frecuencia se puede suprimir y, se puede conseguir una aplicación práctica a menores costes.

40 La técnica de control de la realización 2 se puede considerar como una técnica para conseguir una tensión de salida deseada y el factor de potencia de 1 suministrando la tensión de corriente continua V_{cc} de salida de nuevo al medio de control 20 para activar y controlar cada medio de conmutación.

A este respecto, una técnica de control de un medio de conmutación en los tiempos de funcionamiento que se obtiene de antemano por medio de un cálculo, se describe en el documento no de patente 1 mencionado anteriormente.

45 Puesto que los tiempos de ENCENDIDO / APAGADO del medio de conmutación se pueden configurar de manera infinita de acuerdo con el ángulo de fase, el número de candidatos de solución obtenidos mediante el cálculo es infinito. Bajo este supuesto, ha sido en la práctica muy difícil obtener los tiempos de ENCENDIDO / APAGADO para hacer que la tensión de corriente continua V_{cc} de salida tenga un valor deseado.

50 A continuación, se propone una técnica de búsqueda de los tiempos óptimos de ENCENDIDO / APAGADO utilizando GA en el documento no de patente 1.

Sin embargo, aún no se ha encontrado ninguna técnica que busque los tiempos de ENCENDIDO / APAGADO en la que la tensión de corriente continua V_{cc} de salida se puede configurar en un valor deseado además de que se puede controlar el armónico.

- 5 Además, esta técnica para buscar la solución óptima entre el número infinito de candidatos tiempos de ENCENDIDO / APAGADO es difícil de poner en práctica en productos con diferentes condiciones de carga para la operación y productos con múltiples modelos.

Puesto que los tiempos de ENCENDIDO / APAGADO se determinan mediante el control de la retroalimentación, no mediante un cálculo, en la realización 2, una aplicación práctica es fácil incluso para productos con diferentes condiciones de carga para la operación y productos con múltiples modelos.

10 Realización 3

La figura 8 es un diagrama de circuito de un convertidor de corriente alterna en corriente continua 100 de acuerdo con la realización 3 de la presente invención.

En el circuito de la figura 8, una configuración del medio de conmutación cambia con respecto a la configuración del circuito de la figura 1. Otras configuraciones son iguales que las de la figura 1.

- 15 Un "primer rectificador" y un "segundo rectificador" en la realización 3 corresponden al rectificador 2.

En el circuito de la figura 8, los IGBT 3a y 4a, que son elementos de conmutación de conducción unidireccional, pueden realizar operaciones equivalentes a las de los medios de conmutación bidireccionales ilustrados en la figura 1 por medio de una función del rectificador 14 de diodos.

- 20 Por lo tanto, la misma operación de control que las descritas en las realizaciones 1 y 2 se puede realizar en la configuración del circuito de la figura 8.

Con la configuración del circuito ilustrada en la figura 8, puesto que el número de diodos a través de los cuales circula una corriente cuando los IGBT 3a y 4a están encendidos es la mitad del número de diodos en la figura 1, una pérdida de conducción de los diodos puede reducirse a la mitad de la de la configuración del circuito de la figura 1.

- 25 Por consiguiente, la eficiencia de la conversión del convertidor de corriente alterna en corriente continua 100 se puede mejorar.

La configuración del convertidor de corriente alterna en corriente continua 100 de acuerdo con la realización 3 se ha descrito anteriormente.

A continuación, se describirá un primer diodo 10 y un segundo diodo 11.

- 30 En un estado normal en el que el primer condensador 6 y el segundo condensador 7 que están conectados en paralelo entre sí tienen carga eléctrica y tienen una tensión positiva, el primer diodo 10 y el segundo diodo 11 no conducen y están en estado APAGADO y, por lo tanto, son sinónimo de no estar conectados.

Sin embargo, en un estado en el que no se suministra tensión desde la fuente de alimentación de corriente alterna 1 y el consumo de energía en la carga de corriente continua 8 no es 0, la carga eléctrica del primer condensador 6 y el segundo condensador 7 se elimina.

- 35 En este momento, la carga de corriente continua 8 consume la carga eléctrica de manera uniforme del primer condensador 6 y del segundo condensador 7 que están conectados en serie. Si el primer condensador 6 y el segundo condensador 7 no son de la misma capacitancia, la carga eléctrica permanece en uno de los condensadores incluso después de que se consuma la carga eléctrica del otro y, por lo tanto, la tensión de corriente continua V_{cc} de salida no es 0.

- 40 Puesto que la carga de corriente continua 8 continúa el consumo de la carga eléctrica hasta que la tensión de corriente continua V_{cc} de salida se convierte en 0, una cantidad de carga del condensador cuya carga eléctrica se ha consumido antes se convierte en negativa y, por lo tanto, se aplica una tensión negativa.

Sin embargo, no se permite la aplicación de la tensión negativa a un condensador electrolítico que tenga una polaridad de tensión.

- 45 Por lo tanto, se suprime que la cantidad de aplicación de la tensión negativa excede una cantidad de caída de tensión directa del diodo al conectar el primer diodo 10 y el segundo diodo 11 en inversamente paralelo con cada condensador.

Con esto, se puede evitar un fallo del condensador y se puede mejorar la fiabilidad. Debe agregarse que este efecto se produce también en las realizaciones 1 y 2.

Realización 4

En la realización 4 de la presente invención, por lo tanto, se describirá el control de una corriente entrante y un método para iniciar el funcionamiento del convertidor de corriente alterna en corriente continua 100.

5 Cuando tanto el primer medio de conmutación 3 como el segundo medio de conmutación 4 están APAGADOS y la carga de corriente continua 8 está consumiendo energía eléctrica, una corriente circula a través de cada condensador en un estado de rectificación de onda completa, tal como se ilustra en la figura 4(d).

10 En este estado, cuando el primer medio de conmutación 3 y el segundo medio de conmutación 4 están ENCENDIDOS, una corriente de carga circula a través del primer condensador 6 y del segundo condensador 7. La corriente de carga se convierte en una gran corriente de arranque tras el arranque del convertidor de corriente alterna en corriente continua 100.

Esta gran corriente se considera una corriente de arranque generada cuando cualquiera del primer medio de conmutación 3 y el segundo medio de conmutación 4 están ENCENDIDOS y, por lo tanto, el estado de rectificación se cambia del estado de rectificación de onda completa a un estado de rectificación duplicador de tensión.

15 Puesto que la gran corriente entrante que circula tras el arranque del convertidor de corriente alterna en corriente continua 100 provoca tensiones en cada sección, tal como cada medio de conmutación y el rectificador 2, del convertidor de corriente alterna en corriente continua 100, es preferible controlar la corriente entrante tanto como sea posible.

Se describirá una técnica para controlar la corriente entrante haciendo referencia a la figura 2.

20 Una corriente de entrada I de la fuente de alimentación de corriente alterna 1 se determina mediante una diferencia de tensión entre la fuente de alimentación de corriente alterna 1 y la fuente de tensión virtual 9. Por lo tanto, es obvio que, si la tensión de la fuente de tensión virtual 9 es mayor que la de la fuente de alimentación de corriente alterna 1 tras el inicio del funcionamiento de cada medio de conmutación, no circula ninguna corriente entrante.

25 Por lo tanto, en la realización 4, el medio de control 20 lleva a cabo un control de tal manera que la tensión de comando V_c^* enviado desde el bloque de control ilustrado en la figura 5 resulte ser mayor que la tensión de la fuente de alimentación de corriente alterna 1, y que la fase sea la misma que la de la fuente de alimentación de corriente alterna 1 tras el inicio del control del accionamiento del primer medio de conmutación 3 y del segundo medio de conmutación 4.

Puesto que el control PI se utiliza en el medio de control 20, la integración del control PI se utiliza como técnica para implementar el control descrito anteriormente.

30 El medio de control 20 establece, como un valor inicial de un integrador, un valor tal que la tensión de comando V_c^* resulte ser más alto que la tensión de la fuente de alimentación de corriente alterna 1 y que la fase sea la misma que la de la fuente de alimentación de corriente alterna 1.

Con esto, ninguna corriente entrante circula tras el inicio de cada medio de conmutación y, por lo tanto, se puede conseguir un arranque suave.

35 En particular, si una tensión de comando del eje q V_q^* se establece en 0, la tensión de comando V_c^* entra en la misma fase con la fuente de alimentación de corriente alterna 1. Además, si la tensión de comando del eje p V_p^* de la tensión de comando V_c^* es mayor que V_s , una tensión mayor que la de la fuente de alimentación de corriente alterna 1 puede ser generada como V_c^* .

40 Aunque no se ilustra, puesto que la tensión de la fuente de alimentación de corriente alterna 1 fluctúa, también es posible detectar la tensión de la fuente de alimentación de corriente alterna 1 y establecer un valor mayor que la tensión detectada como la tensión de comando del eje p V_p^* . Alternativamente, se puede establecer una tensión obviamente más alta que una tensión nominal, por ejemplo, una tensión de 1,3 a 1,5 o más veces de 200 V. No hace falta comentar que se puede obtener un efecto equivalente en cualquiera de los dos métodos.

La técnica de control de la corriente entrante se ha descrito anteriormente.

45 A continuación, se describirá una técnica para controlar un aumento rápido de la tensión de corriente continua de salida.

50 Tras el arranque del convertidor de corriente alterna en corriente continua 100, la diferencia de fase Φ entre la tensión V_c del convertidor y la tensión V_s de la fuente de alimentación de corriente alterna 1 se restablece a 0 y la tensión de corriente continua V_{cc} de salida aumenta después del arranque del convertidor de corriente alterna en corriente continua 100.

Puesto que la diferencia de fase Φ se retrasa preferiblemente para aumentar la tensión de corriente continua V_{cc} de salida, el control se realiza para retrasar la diferencia de fase Φ después del arranque del convertidor de corriente

alterna en corriente continua 100. En este momento, la tensión de corriente continua de salida puede aumentar rápidamente y, en algunos casos, se puede producir una fluctuación de péndulo en el sistema de control.

5 Por lo tanto, en la realización 4, la diferencia de fase Φ se establece hacia una fase principal (por ejemplo, -10 grados) tras el arranque del convertidor de corriente alterna en corriente continua 100. En particular, el medio de control 20 envía la tensión de comando V_c^* de tal manera que, por ejemplo, la corriente de la componente de potencia reactiva de la corriente de entrada resulta ser 0 o menor.

Con esto, la carga de corriente continua 8 es una carga ligera o una carga pesada, un rápido aumento en la tensión de corriente continua de salida después del arranque se puede controlar y se puede conseguir un arranque suave.

10 Alternativamente, el medio de control 20 puede ejecutar el control de tal manera que el valor de comando de la tensión de corriente continua V_c^* aumenta suavemente. También en este caso, de manera similar, se puede controlar un rápido aumento en la tensión de corriente continua de salida después del arranque y se puede conseguir un arranque suave.

Realización 5

15 La figura 9 es un diagrama de circuito de un convertidor de corriente alterna en corriente continua 100 de acuerdo con la realización 5 de la presente invención.

20 El circuito de la figura 9 es un circuito en el que la carga de corriente continua 8 en el diagrama de circuito ilustrado en la figura 1 de la realización 1 se reemplaza mediante un inversor 16 y un motor de imán permanente 15. Se proporciona una sección de mantenimiento de la tensión 17 en un terminal de salida del convertidor de corriente alterna en corriente continua 100. Asimismo, se proporciona un medio de control del inversor 24 que controla el funcionamiento del inversor 16.

El medio de control del inversor 24 puede formarse utilizando hardware, tal como un dispositivo de circuito que implementa la función o, alternativamente, puede formarse utilizando un circuito integrado de semiconductores, tal como un microordenador o una CPU y un software que define una operación del circuito integrado de semiconductores.

25 El medio de control del inversor 24 y el medio de control 20 pueden formarse utilizando una unidad aritmética, tal como una sola CPU, y un software que define un funcionamiento de la unidad aritmética, y pueden formarse de manera integrada.

30 A continuación, en el presente documento, se dará una descripción bajo el supuesto de que el medio de control del inversor 24 y el medio de control 20 están integrados con la CPU 25. En este caso, el medio de control del inversor 24 está integrado con una parte del convertidor de corriente alterna en corriente continua 100.

Una técnica para integrar el medio de control del inversor 24 y el medio de control 20 entre sí se describirán más adelante.

35 Un funcionamiento del convertidor de corriente alterna en corriente continua 100 de acuerdo con la realización 5 es sustancialmente el mismo que el descrito en las realizaciones 1 a 4. Especialmente, la sustitución de la carga mediante el inversor 16 y el motor de imán permanente 15 se describirán a continuación.

Primero, se describirá la capacidad de proporcionar grados de libertad adicionales en el diseño del motor eléctrico utilizando el circuito de la figura 9 como un controlador de motor eléctrico. Posteriormente, se describirá una configuración para controlar un aumento anormal instantáneo de la tensión y, a continuación, se describirá una técnica para integrar el medio de control del inversor 24 con el medio de control 20.

40 (1) Con respecto al grado de libertad en el diseño de un motor eléctrico

Con un motor eléctrico, cuanto menor sea la corriente necesaria para generar el mismo par, menor será la pérdida de cobre (el cuadrado de la resistencia multiplicado por la corriente).

45 Por ejemplo, en el caso de un motor síncrono de imán permanente, ya que el par por el imán permanente aumenta cuando aumenta la constante de tensión electromotriz del motor eléctrico, se puede generar el mismo par con una corriente más baja.

Además, a medida que se reduce la corriente, se presentará también un efecto de reducción de la pérdida de conducción y la pérdida de conmutación del inversor que acciona el motor eléctrico.

Por consiguiente, se puede decir que el aumento de la constante de tensión electromotriz del motor eléctrico y la reducción de la corriente es el medio más efectivo para aumentar la eficiencia.

Cuando el motor eléctrico está diseñado de tal manera que la eficiencia aumenta en el momento de la rotación a baja velocidad con un tiempo de funcionamiento prolongado, tal como en un motor eléctrico utilizado para un acondicionador de aire, la constante de tensión electromotriz del motor eléctrico aumenta.

- 5 Puesto que la tensión necesaria en un cierto número de rotaciones aumenta a medida que la constante de tensión electromotriz aumenta en un caso en el que el motor eléctrico experimenta una rotación a alta velocidad para un enfriamiento rápido o un calentamiento rápido, la tensión de corriente continua necesaria para que el inversor accione el motor eléctrico también aumenta.

En el pasado, existían restricciones en el diseño de la especificación del motor eléctrico bajo la consideración de una relación entre el número máximo de rotaciones y la tensión de corriente continua.

- 10 Aunque la eficiencia del motor eléctrico puede aumentar aumentando la tensión de corriente continua y haciendo que la tensión electromotriz sea alta tal como se ha descrito anteriormente, la eficiencia de conversión del convertidor de corriente alterna en corriente continua 100 disminuirá cuando la tensión de corriente continua V_{cc} de salida del convertidor de corriente alterna en corriente continua 100 aumenta para proporcionar la tensión de corriente continua alta.
- 15 Es decir, un factor de potencia del convertidor de corriente alterna en corriente continua 100 disminuye significativamente y la corriente armónica aumenta.

- 20 Si la conmutación se realiza varias veces durante un semiciclo de la fuente de alimentación, tal como en las técnicas descritas en los documentos de patente 3 y 4, solo se puede mostrar un pequeño efecto de que la tensión de corriente continua se incrementa en una cantidad correspondiente a la caída de tensión del reactor 5. Si la tensión de la corriente continua aumenta en una cantidad adicional, el factor de potencia disminuirá significativamente y la corriente armónica aumentará.

Por la razón descrita anteriormente, ha sido difícil con la técnica relacionada proporcionar un controlador de motor eléctrico altamente eficiente, incluso aumentando la tensión de corriente continua y haciendo que la tensión electromotriz sea alta.

- 25 Sin embargo, en el convertidor de corriente alterna en corriente continua 100 de acuerdo con la presente invención, puesto que la operación de control se puede realizar a una baja frecuencia portadora, la tensión de salida aumenta mientras que el factor de potencia se reduce, de modo que se realiza una operación de conversión altamente eficiente en comparación con los convertidores de corriente alterna en corriente continua en los que se aumenta la tensión, tal como en las técnicas descritas en los documentos de patente 1 y 2.
- 30 Esto significa que el efecto de ahorro se puede mostrar de manera efectiva cuando el inversor 16 que acciona el motor de imán permanente 15 está conectado como la carga de corriente continua 8 del convertidor de corriente alterna en corriente continua 100 de la presente invención.

- 35 Con esto, cuando el motor eléctrico está diseñado de tal manera que la eficiencia aumenta durante las operaciones de baja velocidad, y se hace que gire a una alta velocidad, se puede garantizar el número máximo de rotaciones aumentando la tensión de CC de salida del convertidor de corriente alterna en corriente continua 100.

Por lo tanto, la eficiencia durante las operaciones de baja velocidad, es decir, durante las operaciones normales puede mejorarse sin que se deteriore el rendimiento del acondicionador de aire incluso durante operaciones de sobrecarga, tales como enfriamiento rápido y calentamiento rápido.

- 40 De acuerdo con esto, cuando un controlador de motor eléctrico que acciona un motor eléctrico con una constante de tensión electromotriz alta es proporcionado por el convertidor de corriente alterna en corriente continua 100 de la presente invención, se mejora la eficiencia de funcionamiento de todo el motor eléctrico y se puede proporcionar un producto de alto ahorro de energía.

(2) Control del aumento anormal instantáneo de la tensión

- 45 El motor de imán permanente 15 puede detenerse debido, por ejemplo, a un fallo en el motor de imán permanente 15 o en el inversor 16, o a un ruido.

En este caso, para ciertas constantes de tensión electromotriz del motor de imán permanente 15, una tensión que excede la presión soportada del primer condensador 6 y el segundo condensador 7 puede ser aplicada a cada condensador por la energía cuando el motor de imán permanente 15 no está en funcionamiento.

- 50 A continuación, el convertidor de corriente alterna en corriente continua 100 de acuerdo con la realización 5 incluye una sección de mantenimiento de la tensión 17 que controla un aumento anormal instantáneo en la tensión.

La sección de mantenimiento de la tensión 17 se puede formar utilizando, por ejemplo, un protector de sobrecarga, un amortiguador de tensión o un circuito en serie de una resistencia y un IGBT. También se pueden utilizar otras configuraciones capaces de controlar una sobrecarga de energía instantánea.

(3) Técnica para integrar el medio de control del inversor 24 y el medio de control 20

5 El medio de control 20 y el medio de control del inversor 24 tienen diferentes objetos que controlar y, por lo tanto, pueden realizar el control mediante PWM para diferentes frecuencias portadoras. Además, se puede utilizar un valor de detección detectado, por ejemplo, por cada detector para el control tanto del medio de control 20 como del medio de control del inversor 24.

10 Por ejemplo, la tensión de corriente continua V_{cc} detectada por el detector de tensión 21 es utilizada tanto por el medio de control del inversor 24 como por el medio de control 20.

Cuando se toma el valor de detección en la CPU 25, es necesario realizar una detección en un tiempo de muestreo predeterminado. Normalmente, es preferible que el tiempo de muestreo predeterminado esté sincronizado con el tiempo de la PWM.

15 Es decir, cuando el medio de control 20 y el medio de control del inversor 24 realizan el control mediante PWM en las diferentes frecuencias portadoras, se considera preferible la obtención del valor de detección para dos tiempos de muestreo diferentes de acuerdo con cada una de las frecuencias.

Sin embargo, cuando se proporcionan dos tiempos de muestreo diferentes para cada uno del medio de control 20 y el medio de control del inversor 24, se deben requerir dos terminales para detectar el mismo valor, lo que resulta en un aumento en el coste.

20 Entonces, en la realización 5, la CPU 25 está formada como sigue.

El convertidor de corriente alterna en corriente continua 100 controla la tensión de corriente continua V_{cc} para activar y controlar el motor de imán permanente 15. A continuación, en la realización 5, un primer valor de detección del medio de detección de tensión 21 es la primera entrada al medio de control del inversor 24.

25 La CPU 25 muestra, en el momento en que el medio de control del inversor 24 realiza el control mediante PWM, el valor de detección de los medios de detección de tensión 21 y lo entrega al medio de control del inversor 24.

El medio de control 20 obtiene el valor de detección del medio de control del inversor 24 en el momento en que el medio de control 20 realiza el control mediante PWM.

Con la técnica descrita anteriormente, solo se requiere un único terminal para la obtención del mismo valor de detección y, por lo tanto, un aumento en el coste causado por tener los terminales redundantes se puede suprimir.

30 El suministro del valor de detección del medio de detección de tensión 21 al medio de control del inversor 24 se basa primero en las siguientes razones.

El inversor 16 acciona el motor de imán permanente 15 en respuesta a la aplicación de la tensión de corriente continua. Es decir, el valor de detección del medio de detección de tensión 21 se considera un valor de detección de la tensión de entrada para el medio de control del inversor 24.

35 Por el contrario, el valor de detección del medio de detección de tensión 21 se considera, para el convertidor de corriente alterna en corriente continua 100, como un resultado del control constante por el convertidor de corriente alterna en corriente continua 100.

En consecuencia, es necesario en la serie de tiempo de un regulador suministrar el valor de detección al medio de control del inversor 24, primero.

40 Mientras que la corriente de entrada I_s es el resultado del funcionamiento del motor 15 para el inversor 16, el convertidor de corriente alterna en corriente continua 100 utiliza la corriente de entrada I_s como el valor de entrada en el cálculo de control para una mejora en el factor potencia.

45 De este modo, la CPU 25 obtiene el valor de detección del detector de corriente 22 en el momento en que el medio de control 20 realiza el control mediante PWM. El medio de control del inversor 24 obtiene el valor de detección del medio de control 20.

Con la técnica descrita anteriormente, el valor de detección utilizado para el control se puede llevar al control tanto del medio de control 20 como del medio de control del inversor 24 sobre la base de la prioridad y la necesidad sin ningún aumento en los puertos de detección redundantes de la CPU 25.

Con esto, el medio de control 20 y el medio de control del inversor 24 pueden integrarse con un solo circuito integrado de semiconductores, tal como la CPU 25, sin ningún aumento en el coste y, por lo tanto, se puede mostrar un efecto adicional de la reducción de costes.

Realización 6

- 5 El convertidor de corriente alterna en corriente continua 100 descrito en las realizaciones 1 a 5 se puede utilizar para unidades de energía eléctrica para cargas que consumen energía eléctrica de corriente continua.

Por ejemplo, el convertidor de corriente alterna en corriente continua 100 se puede aplicar a la electrónica general del hogar, tal como un aire acondicionado, un congelador, una lavadora / secadora, un refrigerador, un deshumidificador, un calentador de agua con bomba de calor, una vitrina y una aspiradora. Además, el convertidor

- 10 de corriente alterna en corriente continua 100 se puede aplicar asimismo a un motor de ventilador, a un ventilador y a un secador de manos.

REIVINDICACIONES

1. Un convertidor de corriente alterna en corriente continua, que comprende:

un rectificador (2), conectado a una fuente de alimentación de corriente alterna monofásica (1) a través de un reactor (5);

5 dos condensadores (6, 7), conectados en serie entre los terminales de salida del rectificador (2);

un primer conmutador, conectado entre un terminal de entrada del rectificador (2) y un punto de conexión de los condensadores (6, 7);

un segundo conmutador, conectado entre el otro terminal de entrada del rectificador (2) y el punto de conexión de los condensadores (6, 7);

10 diodos (10, 11), conectados inversamente en paralelo con los condensadores (6, 7);

un detector de tensión (21), que detecta las tensiones de los terminales de los condensadores (6, 7);

un detector de corriente (22), que detecta una entrada de corriente monofásica de la fuente de alimentación de corriente alterna monofásica (1); y

un medio de control (20), que acciona y controla el primer conmutador y el segundo conmutador,

15 en el que el medio de control (20) acciona y controla el primer conmutador y el segundo conmutador de tal manera que las tensiones de los terminales de los condensadores (6, 7) son fijadas y se mejora el factor de potencia de la fuente de alimentación utilizando una componente de potencia activa y una componente de potencia reactiva obtenidas por conversión de los resultados de detección del detector de corriente (22) y de los resultados de detección del detector de tensión (21), caracterizado por que

20 el medio de control (20) convierte el resultado de la detección del detector de corriente (22) en una corriente de componente de potencia activa y una corriente de componente de potencia reactiva, y realiza un control tal que las tensiones de los terminales de los condensadores (6, 7) son fijadas utilizando la corriente de la componente de potencia activa,

25 el medio de control (20) incluye un medio (32a, 32b) que elimina una componente de pulsación que tiene el doble de la frecuencia de la de la fuente de alimentación de corriente alterna monofásica (1) y que está incluida en la corriente de la componente de potencia activa y la corriente de la componente de potencia reactiva, y

30 el medio de control (20) acciona y controla el primer medio de conmutación (3) y el segundo medio de conmutación (4) en base a una componente de potencia activa (I_p) y una componente de potencia reactiva (I_q) que son componentes que quedan después de eliminar la componente de pulsación de la corriente de la componente de potencia activa y la corriente de la componente de potencia reactiva, de tal modo que la tensión del convertidor entre los terminales de entrada del rectificador 2 se convierte en una tensión de corte de tres niveles.

2. Un convertidor de corriente alterna en corriente continua, que comprende:

35 un primer rectificador, conectado a una fuente de alimentación de corriente alterna monofásica (1) a través de un reactor (5);

un segundo rectificador (14), conectado en paralelo al primer rectificador;

dos condensadores (6, 7), conectados en serie entre los terminales de salida del primer rectificador;

dos conmutadores, conectados en serie entre los terminales de salida del segundo rectificador (14);

diodos (10, 11), conectados inversamente en paralelo con los condensadores (6, 7);

40 un detector de tensión (21), que detecta las tensiones de los terminales de los condensadores (6, 7);

un detector de corriente (22), que detecta una entrada de corriente monofásica de la fuente de alimentación de corriente alterna monofásica (1); y

un medio de control (20), que acciona y controla los dos conmutadores,

45 en el que un punto de conexión de los condensadores (6, 7) y un punto de conexión de los conmutadores están conectados, y el medio de control (20) acciona y controla el primer conmutador y el segundo conmutador de tal manera que las tensiones de los terminales de los condensadores (6, 7) son fijadas y se mejora el factor de potencia

de la fuente de alimentación utilizando una componente de potencia activa y una componente de potencia reactiva obtenida por conversión de los resultados de detección del detector de corriente (22) y los resultados de detección del detector de tensión (21), caracterizado por que

5 el medio de control (20) convierte el resultado de la detección del detector de corriente (22) en una corriente de componente de potencia activa y una corriente de componente de potencia reactiva, y realiza un control tal que las tensiones de los terminales de los condensadores (6, 7) son fijadas utilizando la corriente de la componente de potencia activa,

10 el medio de control (20) incluye un medio (32a, 32b) que elimina una componente de pulsación que tiene el doble de frecuencia que la de la fuente de alimentación de corriente alterna monofásica (1) y que está incluido en la corriente de la componente de potencia activa y corriente de la componente de potencia reactiva, y

15 el medio de control (20) acciona y controla el primer medio de conmutación (3) y el segundo medio de conmutación (4) en base a una componente de potencia activa (I_p) y una componente de potencia reactiva (I_q), que son componentes que quedan después de eliminar la componente de pulsación de la corriente de la componente de potencia activa y la corriente de la componente de potencia reactiva, de tal modo que la tensión del convertidor entre los terminales de entrada del rectificador (2) se convierte en una tensión de corte de tres niveles.

20 3. El convertidor de corriente alterna en corriente continua de la reivindicación 1 o 2, en el que el medio de control (20) acciona y controla los conmutadores de tal manera que, durante un semiciclo de la fuente de alimentación de corriente alterna monofásica (1), los rectificadores toman cuatro estados de rectificación que son un estado de rectificación de onda completa, un estado de rectificación del primer duplicador de tensión, un estado de rectificación del segundo duplicador de tensión y un estado de cortocircuito de la fuente de alimentación.

4. El convertidor de corriente alterna en corriente continua de la reivindicación 3, en el que el medio de control (20) controla un factor de potencia de la fuente de alimentación utilizando la corriente de la componente de potencia reactiva.

25 5. El convertidor de corriente alterna en corriente continua de una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, en el que el medio de control (20) calcula un valor de comando de una tensión de la componente activa de la tensión entre los terminales de entrada de los rectificadores utilizando la corriente de la componente de potencia activa, calcula un valor de comando de una tensión de la componente de potencia reactiva de la tensión entre los terminales de entrada de los rectificadores utilizando la corriente de la componente de potencia reactiva, calcula una tensión de comando entre los terminales de entrada de los rectificadores utilizando estos valores, y acciona y controla el primer conmutador bidireccional y el segundo conmutador de tal modo que la tensión entre los terminales de entrada de los rectificadores se acerca al valor de comando.

30

35 6. El convertidor de corriente alterna en corriente continua de una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, en el que el medio de control (20) realiza el control, tras el arranque de la activación y el control de los conmutadores, de tal manera que la tensión de comando de la componente de potencia activa de la tensión entre los terminales de entrada de los rectificadores resulta ser más alta que la tensión de la fuente de alimentación de corriente alterna monofásica (1).

40 7. El convertidor de corriente alterna en corriente continua de una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6, en el que el medio de control (20) realiza el control, tras el arranque de la activación y el control de los conmutadores, de tal modo que la tensión de comando de la componente de potencia reactiva de la tensión entre los terminales de entrada de los rectificadores se convierte en 0.

8. El convertidor de corriente alterna en corriente continua de una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7, en el que el medio de control (20) genera, tras el arranque de la activación y el control de los conmutadores, un valor de comando de tensión de la tensión entre los terminales de entrada de los rectificadores, de tal manera que la componente de potencia reactiva de la corriente de entrada se convierte en 0 o menor.

45 9. Un activador de motor eléctrico, que comprende:

el convertidor de corriente alterna en corriente continua de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8;

un inversor, que convierte la salida de potencia de corriente continua del convertidor de corriente alterna en corriente continua en potencia de corriente alterna, y activa un motor eléctrico de imán permanente; y

un medio de control del inversor (24), que controla un funcionamiento del inversor,

50 en el que el medio de control (20) y el medio de control del inversor (24) se implementan en un solo circuito integrado de semiconductores.

10. El controlador de motor eléctrico de la reivindicación 9, en el que el circuito integrado de semiconductores obtiene los resultados de detección del detector de tensión (21) en sincronización con el tiempo de control mediante PWM ejecutado por el medio de control de inversor (24), y obtiene los resultados de detección del detector de corriente (22) en sincronización los tiempos del control mediante PWM ejecutado por el medio de control (20).

FIG. 1

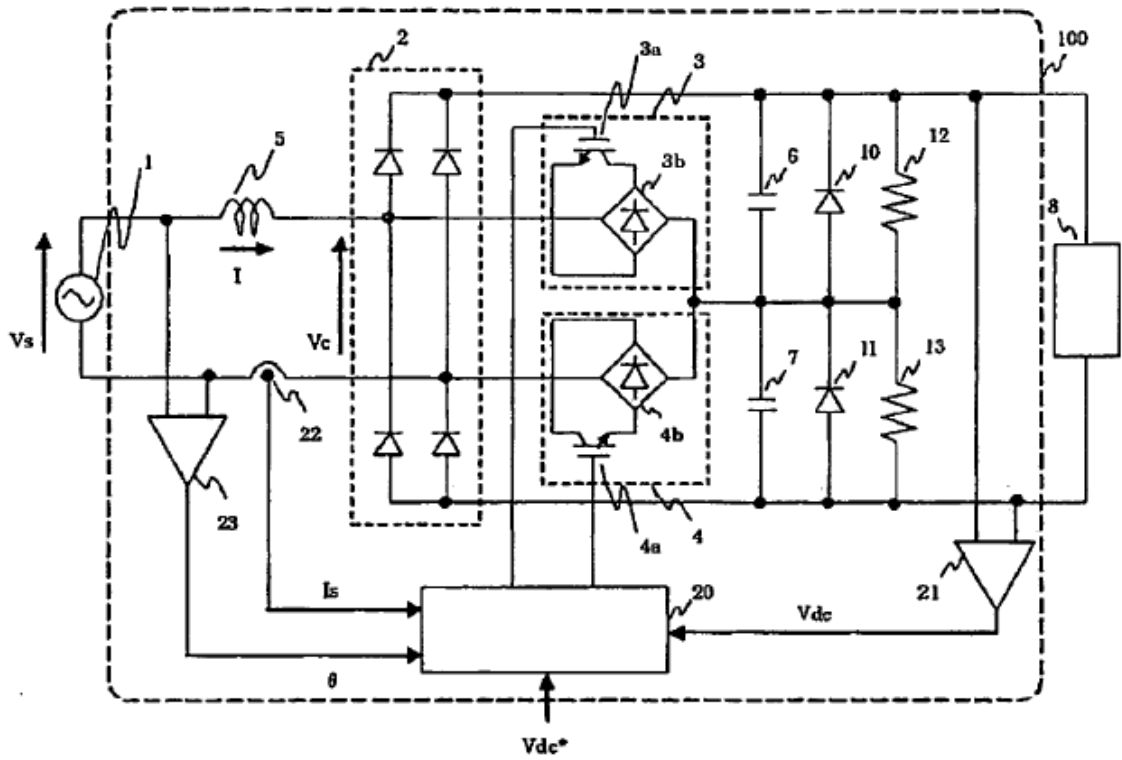


FIG. 2

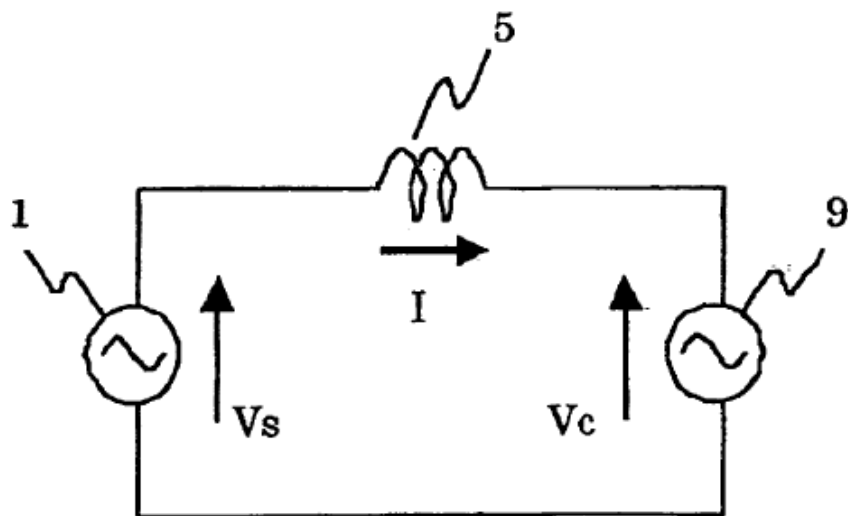


FIG. 3

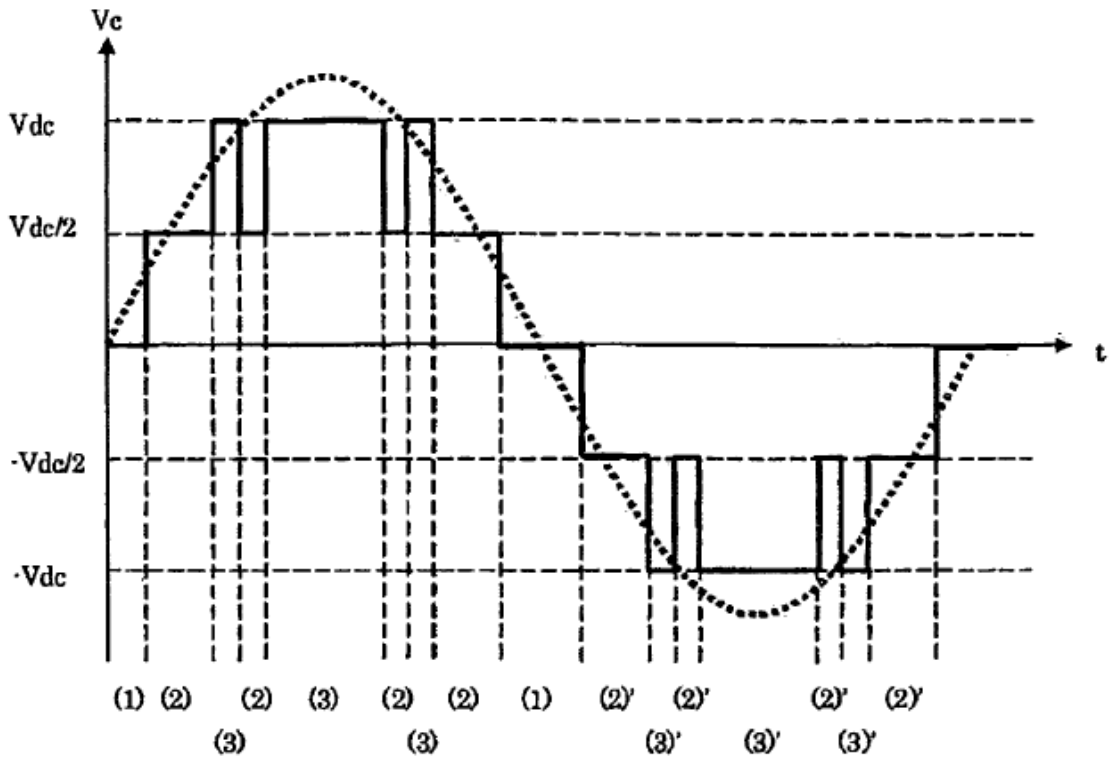


FIG. 4

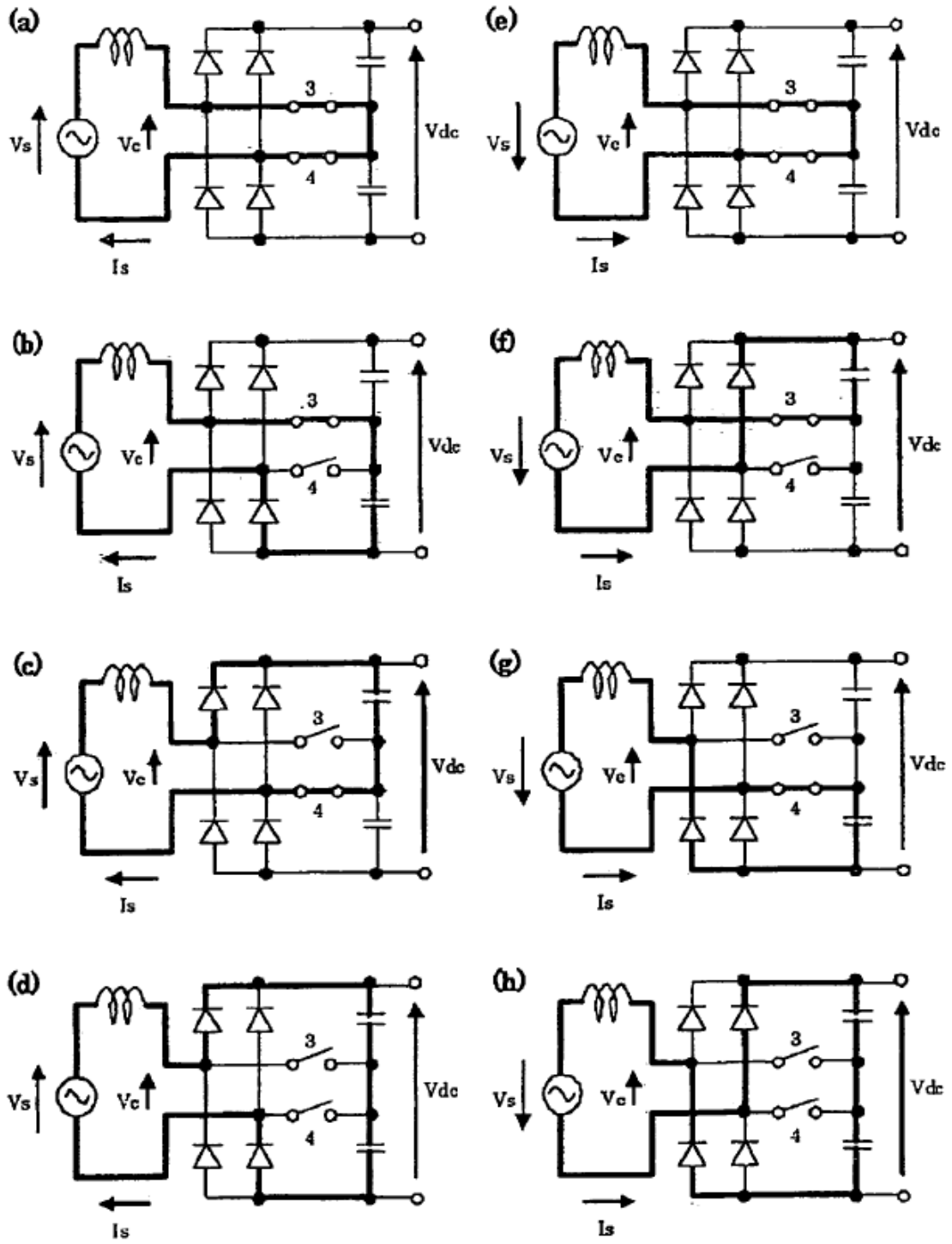


FIG. 5

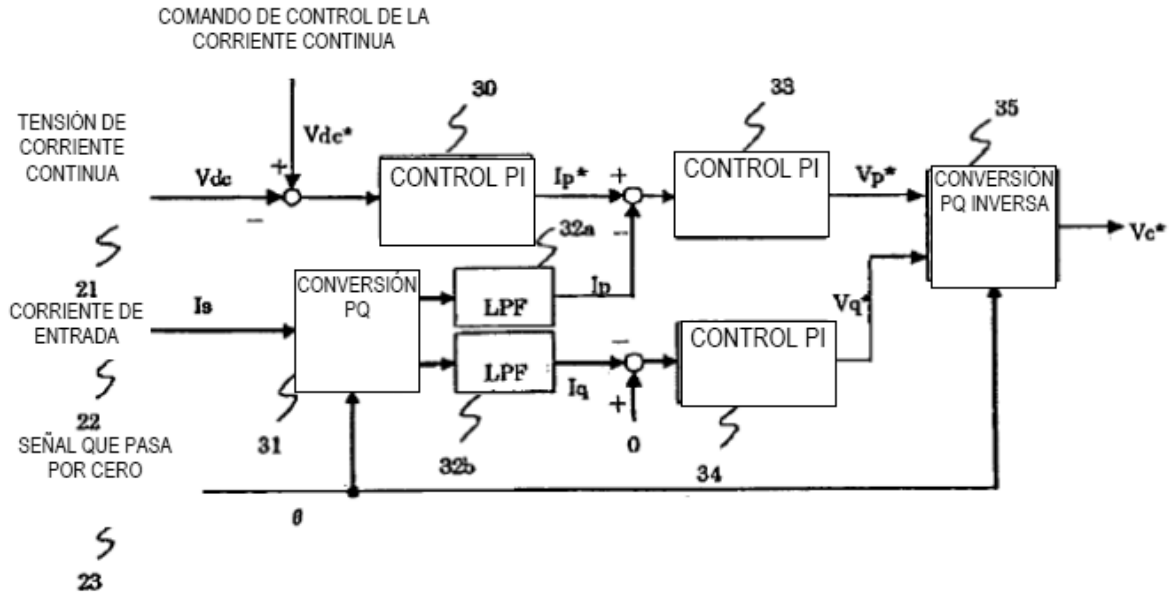


FIG. 6

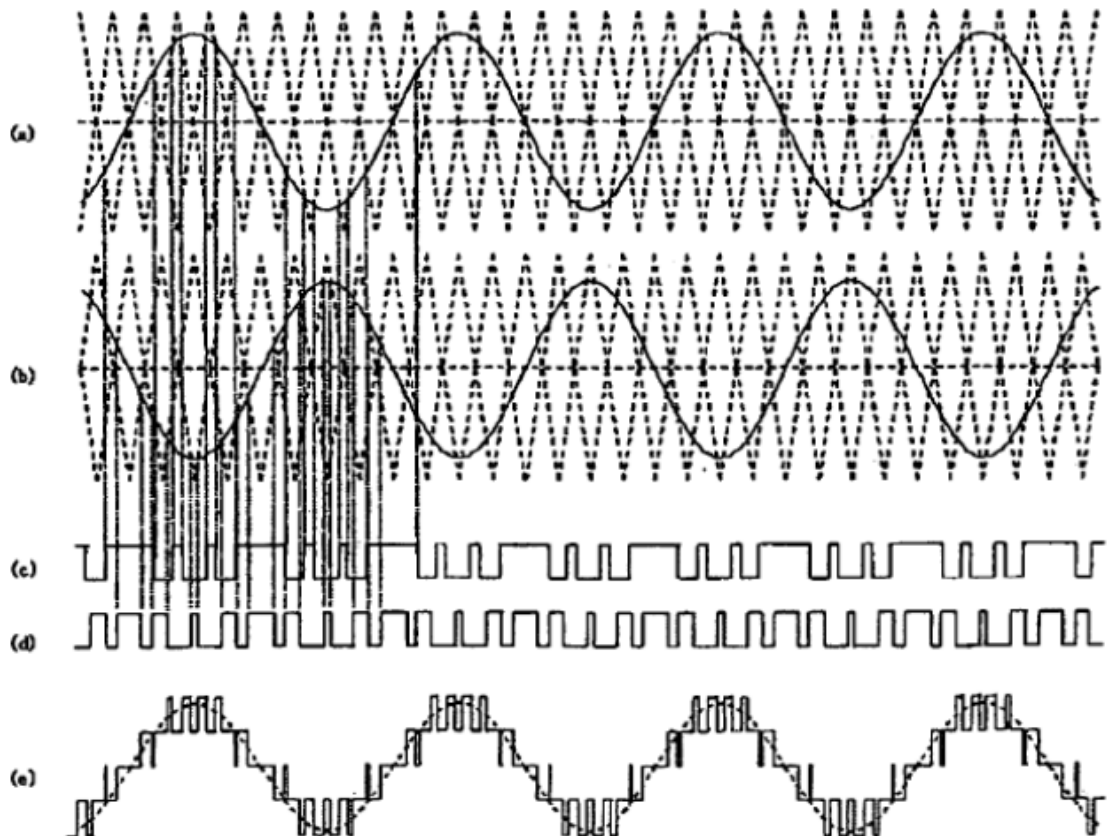


FIG. 9

