

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 734 906**

51 Int. Cl.:

**H02M 5/458** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **16.09.2009 PCT/JP2009/066190**

87 Fecha y número de publicación internacional: **25.03.2010 WO10032761**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **16.09.2009 E 09814606 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **01.05.2019 EP 2339737**

54 Título: **Método de control de potencia para controlar un convertidor de alimentación de CA de tipo directo o un convertidor matricial directo**

30 Prioridad:

**22.09.2008 JP 2008242482**

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

**12.12.2019**

73 Titular/es:

**DAIKIN INDUSTRIES, LTD. (100.0%)  
Umeda Center Building 4-12 Nakazaki-Nishi 2-  
chome Kita-ku  
Osaka-shi, Osaka 530-8323, JP**

72 Inventor/es:

**SAKAKIBARA KENICHI**

74 Agente/Representante:

**ELZABURU, S.L.P**

ES 2 734 906 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

Método de control de potencia para controlar un convertidor de alimentación de CA de tipo directo o un convertidor matricial directo

### Campo técnico

- 5 La presente invención se refiere a una técnica para reducir los armónicos de una corriente de carga en lo que se denomina convertidor de potencia de CA.

### Antecedentes de la técnica

- 10 Como configuración de un convertidor de potencia CA-CA, generalmente se usa un convertidor de potencia CA de tipo indirecto. En un convertidor de potencia de CA de tipo indirecto, una CA comercial se convierte en una CC mediante un circuito rectificador y, adicionalmente, a través de un circuito estabilizador, se suministra energía a un convertidor de fuente de tensión, de modo que se obtiene una salida de CA del convertidor de la fuente de tensión.

Por otro lado, también se conoce un convertidor de potencia de CA de tipo directo, como un convertidor matricial, que realiza una conversión de CA a CA sin utilizar un circuito estabilizador. El convertidor matricial realiza la conversión CA-CA utilizando una conmutación en un grupo de elementos de conmutación.

- 15 Sin embargo, como se presenta en el Documento de Patente 5 y el Documento no de Patente 3 enumerados a continuación, el convertidor matricial puede controlar, aunque en realidad no tenga enlace de CC, una conmutación en el grupo de elementos de conmutación en función de una operación de una configuración en la que un convertidor de CA-CC virtual y un convertidor de CC-CA virtual se acoplan entre sí a través de un enlace de CC virtual que no tiene circuito estabilizador alguno. Este convertidor matricial se denomina convertidor matricial directo.

- 20 Como se presenta en el Documento no de Patente 1, también se ha propuesto como una realización del convertidor matricial una configuración en la que un convertidor de CA-CC y un convertidor de CC-CA se acoplan entre sí a través de un enlace de CC que no tiene circuito estabilizador alguno. Este convertidor matricial se denomina convertidor matricial indirecto.

- 25 Además, el Documento de Patente 6 introduce un inversor en el que, aunque se proporciona un condensador en un enlace de CC, la capacitancia del condensador se selecciona y configura para que sea tan pequeña que no funcione como un circuito estabilizador. Esta técnica presupone que una tensión del enlace de CC tiene fluctuaciones.

Por lo tanto, en la presente solicitud, independientemente de que se proporcione o no formalmente un enlace de CC o de que se proporcione formalmente un condensador, un circuito que realiza una conversión de alimentación de CA sin interposición de un circuito estabilizador real se denomina convertidor de potencia de CA de tipo directo.

- 30 En el convertidor de potencia de CA de tipo directo, no se requieren un condensador y un reactor que tengan un tamaño grande y una fluctuación de la tensión estabilizada causada por una frecuencia comercial y, por lo tanto, cabe esperar una reducción del tamaño del convertidor. Por lo tanto, en los últimos años, el convertidor de potencia de CA de tipo directo está atrayendo atención como un convertidor de potencia de última generación.

- 35 La necesidad de procesar la energía de la fluctuación en el convertidor de potencia de CA de tipo directo se menciona en el Documento no de Patente 2.

- 40 El Documento no de Patente 4 describe la minimización de la vibración de par en un sistema de accionamiento por motor de inducción alimentado por inversor de velocidad variable. En particular, se describe la minimización de la sexta componente armónica del par de vibración en un sistema de accionamiento por motor de inducción inversor utilizando una versión modificada de la técnica de escalada de Rosenbrock. Mediante una elección adecuada de las tensiones aplicadas y de una relación de par, son posibles reducciones en la vibración de par y una mejora en las características de par del sistema de accionamiento.

### Documentos de la técnica anterior

Documentos de patente

Documento de patente 1: Solicitud de patente japonesa en trámite nº 2005-27422

- 45 Documento de patente 2: Solicitud de patente japonesa en trámite nº 2007-110827

Documento de patente 3: Solicitud de patente japonesa en trámite nº 2007-312589

Documento de patente 4: Publicación de patente japonesa nº 6-81514 (1994)

Documento de patente 5: Solicitud de patente japonesa en trámite nº 2004-222338

Documento de Patente 6: Patente japonesa nº 4067021

Documentos no de patente

Documento no de patente 1: Lixiang Wei, Thomas. A Lipo, "A Novel Matrix Converter Topology With Simple Commutation", IEEE IAS 2001, vol.3, 2001, pp. 1749-1754.

5 Documento no de patente 2: "Trend of Direct AC/AC Converters and Related Technologies", Informe técnico nº 998 del Instituto de Ingenieros Eléctricos de Japón, pp. 24-25.

Documento no de patente 3: Rie Itoh e Isao Takahashi, "Decoupling Control of Input and Output Reactive Power of the Matrix Converter", IEEJ Technical Meeting on Semiconductor Power Converter, SPC-01-121, IEA-01-64.

10 Documento no de patente 4: Avadhanlu T V et al: "Torque Pulsation Minimization in a Variable Speed Inverter-Fed Induction Motor Drive System", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, IEEE Inc. Nueva York, EE. UU.; vol. PAS-100, nº 1, 1 de enero de 1979, páginas 13-19, XP 011171267.

**Compendio de la invención**

La invención se refiere a un método de control de la potencia para controlar un convertidor de potencia de CA de tipo directo según la reivindicación 1 y a un método de control de la potencia para controlar un convertidor matricial directo según la reivindicación 6. En las reivindicaciones dependientes se definen realizaciones preferidas.

15 **Problemas que debe resolver la invención**

Aquí, en caso de que se adopte un motor como carga del convertidor de potencia de CA de tipo directo, se emplea a menudo un devanado concentrado como un método de devanado en un devanado de inducido del motor. Esto se debe a que se requiere una reducción en la pérdida de cobre para mejorar la eficiencia y reducir la cantidad de cobre.

20 Sin embargo, el Documento de Patente 1 mencionado anteriormente señala el hecho de que una corriente (corriente de inducido) que fluye en un devanado de inducido que emplea el devanado concentrado contiene componentes armónicas, particularmente una componente de quinto orden y una componente de séptimo orden, causadas por una diferencia entre una tensión producida por un inversor y una tensión de una fuerza electromotriz inducida de una máquina eléctrica rotativa.

25 La Figura 9 es un gráfico que muestra el porcentaje de contenido de armónicos en una corriente del lado de entrada en un caso en el que la frecuencia de una tensión de salida de un convertidor de potencia cambia de 90Hz a 330Hz en una base de 30Hz cuando un motor incluye un devanado de inducido que emplea el devanado concentrado es excitado por un inversor. Se muestra que la aparición de armónicos se observa significativamente en el quinto orden y en el séptimo orden, independientemente de la frecuencia.

30 Existe el problema de que cuando una carga que causa dichas componentes armónicas es excitada en el convertidor de potencia de tipo directo, se produce una corriente armónica en el lado de la fuente de alimentación. Esto se debe a que, en un convertidor de potencia de tipo directo, incluso cuando se trata de un tipo que tiene un enlace de CC, se produce una fluctuación en la potencia activa, ya que no hay ningún elemento de almacenamiento de energía.

35 El Documento no de Patente 2 enumerado anteriormente menciona, con respecto a un convertidor de potencia de tipo directo, una relación entre la potencia activa y la potencia reactiva del lado de la fuente de alimentación y el lado de la carga, y una variación en la potencia activa instantánea en un caso en el que se produce la corriente armónica, y así explica la necesidad de un elemento de almacenamiento de energía en un enlace de CC. Sin embargo, no se sugiere ningún método específico para gestionar el convertidor de potencia de tipo directo (que tiene un enlace de CC pero que no tiene un condensador estabilizador).

40 El Documento de Patente 2 propone una técnica de superposición de una señal de compensación sobre un valor de instrucción de tensión en un aparato que realiza una conversión de CA a CA en una fuente de alimentación de CA monofásica. Sin embargo, no se muestra ningún método específico con respecto a la conversión de una CA polifásica. Además, la simple aplicación de la técnica descrita en el Documento de Patente 2 a la CA polifásica no es efectiva, como se describirá más adelante.

45 Por lo tanto, un objeto de la presente solicitud es reducir la fluctuación de la potencia activa causada por componentes armónicas de orden de número impar en una corriente que fluye en una carga inductiva ejemplificada por un motor cuando se comunica una tensión de CA a la carga. Esto lleva a la supresión de la fluctuación de la potencia activa de un enlace de CC en un convertidor de potencia de tipo directo que tiene el enlace de CC pero no tiene un condensador estabilizador y, por lo tanto, se pueden suprimir los armónicos de la fuente de alimentación.

**Medios para resolver los problemas**

50 Un método de control de convertidor de potencia según la presente invención es un método para controlar un convertidor (9) de potencia de CA de tipo directo que tiene una primera tensión de CA ( $V_r$ ,  $V_s$ ,  $V_t$ ) introducida en el mismo y produce una segunda tensión de CA ( $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$ ) en función de la primera tensión de CA.

5 Según un primer aspecto del mismo, el convertidor de potencia de tipo directo incluye un circuito rectificador (3) que tiene la primera tensión de CA introducida en el mismo y que genera una tensión rectificada ( $V_{cc}$ ), y un inversor de fuente de tensión que tiene la tensión rectificada introducida en el mismo y que produce la segunda tensión de CA ( $V_u, V_v, V_w$ ). Una tasa de control de tensión  $K_s$  del inversor de la fuente de tensión tiene una componente de CC  $K_{s1}$  y una componente de CA  $K_{s6} \cdot \cos(6\omega_L t)$  cuya frecuencia  $6\phi/2\pi t$  es seis veces la frecuencia fundamental  $\phi/2\pi t$  de la segunda tensión de CA.

10 Según un segundo aspecto del mismo, en el primer aspecto, una relación  $K_{s6}/K_{s1}$  del valor absoluto  $K_{s6}$  de la componente de CA de la tasa de control de tensión con respecto a la componente de CC  $K_{s1}$  de la tasa de control de tensión es igual a una relación del valor absoluto  $I_{L5}$  de una componente armónica de quinto orden de una corriente que fluye en el lado de salida del inversor (4) de la fuente de tensión con respecto al valor absoluto  $I_L$  de una componente de onda fundamental de la corriente.

15 Según un tercer aspecto del mismo, en el primer aspecto, una relación  $K_{s6}/K_{s1}$  del valor absoluto  $K_{s6}$  de la componente de CA de la tasa de control de tensión con respecto a la componente de CC  $K_{s1}$  de la tasa de control de tensión es igual a una relación de la suma del valor absoluto  $I_{L5}$  de una componente armónica de quinto orden y el valor absoluto  $I_{L7}$  de una componente armónica de séptimo orden de una corriente que fluye en el lado de salida del inversor (4) de la fuente de tensión con respecto al valor absoluto  $I_L$  de una componente de onda fundamental de la corriente.

20 Según un cuarto aspecto del mismo, en los aspectos primero a tercero, la segunda tensión de CA ( $V_u, V_v, V_w$ ) tiene tres fases, y la tasa de control de tensión  $K_s$  se actualiza en cada sección de 60 grados de una fase  $\phi$  de la segunda tensión de corriente alterna.

25 Según un quinto aspecto del mismo, en los aspectos primero a cuarto, el inversor (4) de la fuente de tensión se controla mediante una modulación por anchura de impulsos basada en un resultado de comparación entre una portadora (C) y una onda de señal ( $V_u^*, V_v^*, V_w^*$ ), y la onda de señal se determina según una modulación vectorial espacial basada en la tasa de control de tensión  $K_s$  y un valor de instrucción ( $v^*, \phi^*, f^*$ ) de cada una de la amplitud, la fase, y la frecuencia de la segunda tensión de CA.

30 Según un sexto aspecto del mismo, el convertidor de potencia de tipo directo es un convertidor matricial (MCV) directo, y en un control virtual de CA/CC/CA del mismo, se dan por sentados un circuito rectificador virtual (3) para rectificar virtualmente la primera tensión de CA para obtener una tensión virtual rectificada y un inversor (4) de fuente de tensión virtual para obtener la segunda tensión de CA de la tensión rectificada virtual. Una tasa de control de tensión  $K_s$  del inversor de la fuente de tensión virtual tiene una componente de CC  $K_{s1}$  y una componente de CA  $K_{s6} \cdot \cos(6\omega_L t)$  cuya frecuencia  $6\phi/2\pi t$  es seis veces la frecuencia fundamental  $\phi/2\pi t$  de la segunda tensión de CA.

35 Según un séptimo aspecto del mismo, en el sexto aspecto, una relación  $K_{s6}/K_{s1}$  del valor absoluto  $K_{s6}$  de la componente de CA de la tasa de control de tensión con respecto a la componente de CC  $K_{s1}$  de la tasa de control de tensión es igual a una relación del valor absoluto  $I_{L5}$  de una componente armónica de quinto orden de una corriente que fluye en el lado de salida del inversor virtual (4) de la fuente de tensión con respecto al valor absoluto  $I_L$  de una componente de onda fundamental de la corriente.

40 Según un octavo aspecto del mismo, en el sexto aspecto, una relación  $K_{s6}/K_{s1}$  del valor absoluto  $K_{s6}$  de la componente de CA de la tasa de control de tensión con respecto a la componente de CC  $K_{s1}$  de la tasa de control de tensión es igual a una relación de la suma del valor absoluto  $I_{L5}$  de una componente armónica de quinto orden y el valor absoluto  $I_{L7}$  de una componente armónica de séptimo orden de una corriente que fluye en el lado de salida del inversor virtual (4) de la fuente de tensión con respecto al valor absoluto  $I_L$  de una componente de onda fundamental de la corriente.

45 Según un noveno aspecto del mismo, en los aspectos sexto a octavo, la segunda tensión de CA ( $V_u, V_v, V_w$ ) tiene tres fases, y la tasa de control de tensión ( $K_s$ ) se actualiza en cada sección de 60 grados de una fase ( $\phi$ ) de la segunda tensión de CA.

50 Según un décimo aspecto del mismo, en los aspectos sexto a noveno, el inversor virtual (4) de la fuente de tensión se controla mediante una modulación por anchura de impulsos basada en un resultado de comparación entre una portadora (C) y una onda de señal ( $V_u^*, V_v^*, V_w^*$ ), y la onda de señal se determina según una modulación vectorial espacial basada en la tasa de control de tensión ( $K_s$ ) y un valor de instrucción ( $v^*, \phi^*, f^*$ ) de cada una de la amplitud, la fase y la frecuencia de la segunda tensión de CA.

Un primer aspecto del convertidor (9) de potencia según la presente invención es un convertidor de potencia de CA de tipo directo controlado por el método de control del convertidor de potencia según uno cualquiera de los aspectos primero a quinto, e incluye el circuito rectificador (3) y el inversor de la fuente de tensión (4).

55 Un segundo aspecto del convertidor (9) de potencia según la presente invención es un convertidor matricial (MCV) directo controlado por el método de control del convertidor de potencia según uno cualquiera de los aspectos sexto a décimo.

Estos y otros objetos, características, aspectos y ventajas de la presente invención se harán más evidentes a partir de la siguiente descripción detallada de la presente invención cuando es tomada junto con los dibujos adjuntos.

**Efectos de la invención**

5 En el primer aspecto del método de control del convertidor de potencia según la presente invención, se reduce una fluctuación en la potencia activa causada por componentes armónicas de orden impar de una corriente que fluye en una carga inductiva cuando se aplica la segunda tensión de CA a la carga.

En el segundo aspecto del método de control del convertidor de potencia según la presente invención, se reduce efectivamente una fluctuación en la potencia activa causada por la componente armónica de quinto orden de la corriente que fluye en la carga.

10 En un tercer aspecto del método de control del convertidor de potencia según la presente invención, se reduce efectivamente una fluctuación en la potencia activa causada por la componente armónica de quinto orden y la componente armónica de séptimo orden de la corriente que fluye en la carga.

15 En el cuarto aspecto del método de control del convertidor de potencia según la presente invención, el valor máximo de la componente de onda fundamental de una tensión de salida se incrementa sin hacer que la amplitud de la orden de tensión supere la amplitud de la portadora.

En el quinto aspecto del método de control del convertidor de potencia según la presente invención, el efecto del método de control según los aspectos primero a cuarto se obtiene en la modulación del vector espacial.

En el convertidor de potencia según la presente invención, se obtienen los efectos del método de control según los aspectos primero a quinto.

20 **Breve descripción de los dibujos**

La Figura 1 es un diagrama de circuito que muestra una configuración de un convertidor de potencia de tipo directo al que es aplicable la presente invención;

la Figura 2 es un diagrama de bloques que muestra la configuración de una sección de control del inversor;

la Figura 3 es un gráfico que muestra la relación entre las instrucciones de tensión y las señales de puerta;

25 la Figura 4 es un gráfico que muestra las instrucciones de tensión;

la Figura 5 es un gráfico que muestra tensiones y corrientes;

la Figura 6 es un espectro de una corriente de línea;

la Figura 7 es un gráfico que muestra tensiones y corrientes;

la Figura 8 es un espectro de una corriente de línea;

30 la Figura 9 es un gráfico que muestra el porcentaje de contenido de armónicos en una corriente del lado de entrada;

la Figura 10 es un diagrama de circuito que muestra una configuración de un convertidor matricial directo al que es aplicable la presente invención; y

la Figura 11 es un diagrama de bloques que muestra un circuito que genera una señal para controlar un convertidor matricial directo.

35 **Realización para llevar a cabo la invención**

A. Configuración del convertidor de potencia de tipo directo

La Figura 1 es un diagrama de circuito que muestra una configuración de un convertidor 9 de potencia de tipo directo al que es aplicable la presente invención. El convertidor 9 de potencia de tipo directo incluye un convertidor 3, un inversor 4 y un par de líneas de alimentación de CC L1, L2 que se conectan entre sí.

40 El convertidor 3 funciona como un circuito de rectificación y rectifica las tensiones de CA trifásicas (aquí, la fase R, la fase S y la fase T) Vr, Vs, Vt, y comunica una tensión Vcc rectificada al par de líneas de alimentación de CC L1, L2.

45 El convertidor 3 es, por ejemplo, un rectificador de la fuente de corriente y es operado por una modulación por anchura de impulsos. El convertidor 3 tiene varias vías de corriente que están conectadas en paralelo entre sí entre las líneas de alimentación de CC L1, L2. Una de las vías de corriente del convertidor 3 correspondiente a la fase R incluye un par de elementos de conmutación Srp, Srm que están conectados en serie entre sí entre las líneas de suministro de energía de CC L1, L2. Se aplica una tensión Vr a un punto de conexión entre los elementos de conmutación Srp, Srm.

- Una de las vías de corriente del convertidor 3 correspondiente a la fase S incluye un par de elementos de conmutación Ssp, Ssn que están conectados en serie entre sí entre las líneas de suministro de energía de CC L1, L2. Se aplica una tensión Vs a un punto de conexión entre los elementos de conmutación Ssp, Ssn. Una de las vías de corriente del convertidor 3 correspondiente a la fase T incluye un par de elementos de conmutación Stp, Stn que están conectados en serie entre sí entre las líneas de suministro de energía de CC L1, L2. Se aplica una tensión Vt a un punto de conexión entre los elementos de conmutación Stp, Stn.
- Los elementos de conmutación Srp, Ssp, Stp y los elementos de conmutación Srm, Ssn, Stn están conectados al lado de la línea de alimentación de CC L1 y al lado de la línea de alimentación de CC L2, respectivamente.
- El inversor 4 es, por ejemplo, un inversor de fuente de tensión y funciona mediante una modulación por anchura de impulsos según un control vectorial espacial instantáneo (en lo sucesivo, denominado simplemente "control vectorial"). El inversor 4 produce tensiones de CA trifásicas (aquí, fase U, fase V y fase W).
- El inversor 4 tiene varias vías de corriente que están conectadas en paralelo entre sí entre las líneas de alimentación de CC L1, L2.
- Una de las vías de corriente del inversor 4 correspondiente a la fase U incluye un par de elementos de conmutación Sup1, Sun1 que están conectados en serie entre sí entre las líneas de suministro de energía de CC L1, L2. Se obtiene una tensión de salida Vu a partir de un punto de conexión entre los elementos de conmutación Sup1, Sun1. Una de las vías de corriente del inversor 4 correspondiente a la fase V incluye un par de elementos de conmutación Svp, Svn que están conectados en serie entre sí entre las líneas de suministro de energía de CC L1, L2. Se obtiene una tensión de salida Vv a partir de un punto de conexión entre los elementos de conmutación Svpl, Svn1. Una de las vías de corriente del inversor 4 correspondiente a la fase W incluye un par de elementos de conmutación Swp, Swn que están conectados en serie entre sí entre las líneas de suministro de energía de CC L1, L2. Se obtiene una tensión de salida Vw de un punto de conexión entre los elementos de conmutación Swp, Swn.
- Los elementos de conmutación Sup, Svp, Swp están conectados a la línea de alimentación de CC del lado L1. En lo sucesivo, estos elementos de conmutación se denominan elementos de conmutación laterales de ramal alto. Los elementos de conmutación Sun, Svn, Swn están conectados a la línea de alimentación de CC del lado L2. En lo sucesivo, estos elementos de conmutación se denominan elementos de conmutación laterales de ramal bajo. Es decir, el potencial de la línea de alimentación de CC L1 es mayor que el potencial de la línea de alimentación de CC L2.
- La configuración de los propios elementos de conmutación mencionados anteriormente, Srp, Ssp, Stp, Srm, Ssn, Stn, Sup, Svp, Swp, Sun, Svn, Swn es conocida y está ilustrada, por ejemplo, en el Documento no de Patente 1.
- El inversor 4 se opera bajo control vectorial. Las operaciones de los elementos de conmutación Sup, Svp, Swp, Sun, Svn, Swn se controlan en función de las señales de puerta Sup\*, Svp\*, Swp\*, Sun\*, Svn\*, Swn\*, que son señales de control. Se proporcionará una descripción basada en la suposición de que, cuando estas señales de puerta toman el valor lógico "1"/"0", los elementos de conmutación correspondientes se convierten en conductores/no conductores. Excepto en un llamado tiempo muerto, las señales de puerta Sup\*, Svp\*, Swp\* toman valores complementarios a las señales de puerta Sun\*, Svn\*, Swn\*. Es decir, utilizando un subíndice q para representar colectivamente los subíndices u, v, w, la suma lógica exclusiva de las señales Sqp\*, Sqn\* es "1".
- El subíndice x de un vector Vx (x = número entero de 0 a 7) que se puede adoptar en dicho control vectorial está dado por  $4 \cdot \text{Sup}^* + 2 \cdot \text{Svp}^* + \text{Swp}^*$ . Por ejemplo, cuando ninguno de los elementos de conmutación lateral de ramal alto Sup, Svp, Swp es conductor, todos los elementos de conmutación lateral de ramal bajo Sun, Svn, Swn son conductores. En este caso, se establece  $x = 0$ , y el inversor 4 está en un vector V0 que es un estado de un vector cero.
- Por el contrario, cuando todos los elementos de conmutación laterales de ramal alto Sup, Svp, Swp son conductores, ninguno de los elementos de conmutación laterales de ramal bajo Sun, Svn, Swn es conductor. En este caso, se establece  $x = 7$ , y el inversor 4 está en un vector V7, que es otro estado del vector cero diferente del vector V0.
- Una carga 2 es una carga inductiva y está conectada al inversor 4. Siendo específicos, la carga 2 es un motor que tiene bobinas trifásicas conectadas en Y y a las que se aplican las tensiones Vu, Vv, Vw. En el diagrama del circuito, una componente de resistencia de cada una de las bobinas trifásicas se muestra como una resistencia que está conectada en serie con esta bobina. Las corrientes iu, iv, iw fluyen en las bobinas correspondientes a la fase U, la fase V y la fase W, respectivamente. Estas corrientes son monitorizadas por un sensor de corriente (no mostrado).
- La Figura 2 es un diagrama de bloques que muestra la configuración de una sección 6 de control del inversor. La sección 6 de control del inversor genera señales de puerta Sup\*, Svp\*, Swp\*, Sun\*, Svn\*, Swn\*.
- La sección 6 de control del inversor incluye una sección 601 de generación de instrucciones de tensión, una sección 604 de generación de portadora, una sección 603 de comparación y una sección 609 de generación de señales de puerta.
- A la sección 601 de generación de instrucciones de tensión, se introducen un ángulo  $\theta_r$  (que funciona como una señal de sincronización de la fuente de alimentación) que indica la fase de la tensión Vr, un valor de instrucción f\* de una

frecuencia de operación del inversor 4, un valor de instrucción de tensión  $v^*$ , y un valor de instrucción de fase  $\varphi^*$ , y en función de ellos, se generan las instrucciones de tensión  $Vu^*$ ,  $Vv^*$ ,  $Vw^*$  del inversor 4 con referencia a la fase de la tensión  $Vr$ .

5 La sección 603 de comparación compara las instrucciones de tensión  $Vu^*$ ,  $Vv^*$ ,  $Vw^*$  con una portadora C. Normalmente, se adopta una onda triangular como portadora C. En función del resultado de esta comparación, la sección 609 de generación de señales de puerta genera las señales de puerta  $Sup^*$ ,  $Svp^*$ ,  $Swp^*$ ,  $Sun^*$ ,  $Svn^*$ ,  $Swn^*$ .

La Figura 3 es un gráfico que muestra la relación entre las instrucciones de tensión  $Vu^*$ ,  $Vv^*$ ,  $Vw^*$  y las señales de puerta  $Sup^*$ ,  $Svp^*$ ,  $Swp^*$ ,  $Sun^*$ ,  $Svn^*$ ,  $Swn^*$ . Aquí, se adopta como portadora C una onda triangular que tiene el valor mínimo -1 y el valor máximo 1.

10 Un ciclo de la portadora C es  $\tau_0$ , y los periodos de tiempo  $\tau_0$ ,  $\tau_4$ ,  $\tau_6$ ,  $\tau_7$  son periodos de tiempo en los cuales los vectores  $V_0$ ,  $V_4$ ,  $V_6$ ,  $V_7$  se adoptan, respectivamente, como un aspecto de conmutación del inversor 4. Por ejemplo, cuando el vector  $V_0$  es adoptado como el aspecto de conmutación del inversor 4, cualquiera de las señales de puerta  $Sup^*$ ,  $Svp^*$ ,  $Swp^*$  se desactiva. En otras palabras, el período de tiempo  $\tau_0$  es un período de tiempo en el que la portadora C es mayor que cualquiera de las instrucciones de tensión  $Vu^*$ ,  $Vv^*$ ,  $Vw^*$ .

15 Más específicamente, cuando la portadora C es igual o menor que la instrucción de tensión  $Vu^*$ , se activa la señal de puerta  $Sup^*$ ; cuando la portadora C es igual o menor que la instrucción de tensión  $Vv^*$ , se activa la señal de puerta  $Svp^*$ ; y cuando la portadora C es igual o menor que la instrucción de tensión  $Vw^*$ , se activa la señal de puerta  $Swp^*$ . Dado que las instrucciones de tensión  $Vu^*$ ,  $Vv^*$ ,  $Vw^*$  se comparan con la portadora C, también se conocen como ondas de señal.

20 Así, las instrucciones de tensión  $Vu^*$ ,  $Vv^*$ ,  $Vw^*$  se determinan según una modulación vectorial espacial basada en los respectivos valores de instrucción  $v^*$ ,  $\varphi^*$ ,  $f^*$ . Sin embargo, las instrucciones de tensión  $Vu^*$ ,  $Vv^*$ ,  $Vw^*$  también se determinan en función de una tasa de control de tensión  $K_s$  que se describirá más adelante.

#### B. Reducción de armónicos

25 En primer lugar, se describirán los armónicos en el consumo de energía de la carga 2. Las tensiones  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$  y las corrientes (en adelante, "corrientes de carga")  $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$  que se aplican y fluyen en la carga 2 se pueden matematizar como las siguientes expresiones (1) y (2) sin pérdida de generalidad. Esto se debe a que la carga 2 es una carga inductiva y la fluctuación de potencia que se produce en ella es causada por los armónicos de las corrientes de carga  $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ . Como se muestra en la Figura 9, un armónico de quinto orden es una componente principal de las componentes armónicas y, por lo tanto, solo se considerará aquí el armónico de quinto orden.

$$\begin{aligned} V_u &= \sqrt{2}E_u \cos \omega_L t \\ V_v &= \sqrt{2}E_v \cos(\omega_L t - 2\pi/3) \end{aligned} \quad \dots (1)$$

30 
$$V_w = \sqrt{2}E_w \cos(\omega_L t + 2\pi/3)$$

$$\begin{aligned} i_u &= \sqrt{2}I_u \cos \omega_L t + \sqrt{2}I_{u5} \cos 5\omega_L t \\ i_v &= \sqrt{2}I_v \cos(\omega_L t - 2\pi/3) + \sqrt{2}I_{v5} \cos 5(\omega_L t - 2\pi/3) \end{aligned} \quad \dots (2)$$

$$i_w = \sqrt{2}I_w \cos(\omega_L t + 2\pi/3) + \sqrt{2}I_{w5} \cos 5(\omega_L t + 2\pi/3)$$

35 Aquí, se introducen una frecuencia de salida  $\omega_L/2\pi$  del inversor 4, valores efectivos  $E_u$ ,  $E_v$ ,  $E_w$  de las respectivas tensiones  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$ , valores efectivos  $I_u$ ,  $I_v$ ,  $I_w$  de componentes de onda fundamentales de las respectivas corrientes  $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ , valores efectivos  $I_{u5}$ ,  $I_{v5}$ ,  $I_{w5}$  de las componentes armónicas de quinto orden de las respectivas corrientes  $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ , y un tiempo  $t$ . Además, para simplificar, se supone aquí que no hay retraso en la fase de corriente.

En consecuencia, las potencias  $P_u$ ,  $P_v$ ,  $P_w$  de las respectivas fases están representadas por la expresión (3).

$$\begin{aligned} P_u &= E_u I_u (1 + \cos 2\omega_L t) + E_u I_{u5} \cos 6\omega_L t + E_u I_{u5} \cos 4\omega_L t \\ P_v &= E_v I_v (1 + \cos 2(\omega_L t - 2\pi/3)) + \\ &\quad E_v I_{v5} \cos 6(\omega_L t - 2\pi/3) + E_v I_{v5} \cos 4(\omega_L t - 2\pi/3) \end{aligned} \quad \dots (3)$$

$$\begin{aligned} P_w &= E_w I_w (1 + \cos 2(\omega_L t + 2\pi/3)) + \\ &\quad E_w I_{w5} \cos 6(\omega_L t + 2\pi/3) + E_w I_{w5} \cos 4(\omega_L t + 2\pi/3) \end{aligned}$$

Se puede considerar que, en estado estacionario, los valores efectivos  $E_u$ ,  $E_v$ ,  $E_w$  toman valores iguales entre sí y, por lo tanto, el valor se define como  $E_L$ . De la misma manera, se supone que cualquiera de los valores efectivos  $I_u$ ,  $I_v$ ,  $I_w$  toma el valor  $I_L$ , y que cualquiera de los valores efectivos  $I_{u5}$ ,  $I_{v5}$ ,  $I_{w5}$  toma el valor  $I_{L5}$ . Así, una potencia  $P_L$  que representa la suma de las potencias  $P_u$ ,  $P_v$ ,  $P_w$  está representada por la expresión (4).

$$P_L = 3E_L I_L + 3E_L I_{L5} \cos 6\omega_L t + E_L I_{L5} \cos 4\omega_L t + E_L I_{L5} \cos 4(\omega_L t - 2\pi/3) + E_L I_{L5} \cos 4(\omega_L t + 2\pi/3) \dots (4)$$

$$= 3E_L I_L + 3E_L I_{L5} \cos 6\omega_L t$$

En la expresión (4), el primer término indica la potencia resultante de las componentes de onda fundamentales de las corrientes  $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ , y el segundo término indica la potencia resultante de las componentes armónicas de quinto orden de las corrientes  $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ . Como se ve en la expresión (4), el segundo término indica una componente de fluctuación del consumo de potencia  $P_L$  de la carga 2. Por lo tanto, el objeto de la invención de la presente solicitud se puede lograr reduciendo el valor  $3E_L I_{L5} \cos 6\omega_L t$  en el segundo término.

Según la técnica descrita en el Documento de Patente 2, se muestra un método para realizar la compensación armónica de una corriente de carga mediante la superposición de una señal de compensación en una instrucción de tensión de un inversor. La señal de compensación tiene una frecuencia resultante del producto del número de pares de polos en el motor eléctrico y el número de rotaciones del motor eléctrico que se multiplica por un número entero. Sin embargo, no se muestra la relación entre esta componente armónica y la componente armónica de quinto orden y la componente armónica de séptimo orden señalada en el Documento de Patente 1.

Cuando se supone que el armónico que ha de reducirse en el Documento de Patente 2 es idéntico a la componente armónica de quinto orden y la componente armónica de séptimo orden señalada en el Documento de Patente 1, y además se supone que la técnica descrita en el Documento de Patente 2 se aplica simplemente a una CA polifásica, se realizará una corrección del armónico de quinto orden individualmente en cada una de las tensiones  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$  y se establecerá el valor representado por la expresión (5).

$$V_u = \sqrt{2}E_u \cos \omega_L t - \sqrt{2}E_{u5} \cos 5\omega_L t$$

$$V_v = \sqrt{2}E_v \cos(\omega_L t - 2\pi/3) - \sqrt{2}E_{v5} \cos 5(\omega_L t - 2\pi/3) \dots (5)$$

$$V_w = \sqrt{2}E_w \cos(\omega_L t + 2\pi/3) - \sqrt{2}E_{w5} \cos 5(\omega_L t + 2\pi/3)$$

Aquí se introducen los valores efectivos  $E_{u5}$ ,  $E_{v5}$ ,  $E_{w5}$  de los valores de corrección de los armónicos de quinto orden de las tensiones respectivas  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$ .

Las potencias  $P_u$ ,  $P_v$ ,  $P_w$ , excepto las componentes de onda fundamentales, que se obtienen en función de las expresiones (5) y (2), están representadas por la expresión (6).

$$P_{u5} = -E_{u5} I_{u5} (1 + \cos 10\omega_L t) - E_{u5} I_u \cos 6\omega_L t - E_{u5} I_u \cos 4\omega_L t + E_u I_{u5} \cos 6\omega_L t + E_u I_{u5} \cos 4\omega_L t$$

$$P_{v5} = -E_{v5} I_{v5} (1 + \cos 10(\omega_L t - 2\pi/3)) - E_{v5} I_v \cos 6(\omega_L t - 2\pi/3) - E_{v5} I_v \cos 4(\omega_L t - 2\pi/3) + E_v I_{v5} \cos 6(\omega_L t - 2\pi/3) + E_v I_{v5} \cos 4(\omega_L t - 2\pi/3) \dots (6)$$

$$P_{w5} = -E_{w5} I_{w5} (1 + \cos 10(\omega_L t + 2\pi/3)) - E_{w5} I_w \cos 6(\omega_L t + 2\pi/3) - E_{w5} I_w \cos 4(\omega_L t + 2\pi/3) + E_w I_{w5} \cos 6(\omega_L t + 2\pi/3) + E_w I_{w5} \cos 4(\omega_L t + 2\pi/3)$$

Por lo tanto, cuando se supone que cualquiera de los valores efectivos  $E_u$ ,  $E_v$ ,  $E_w$  toma el valor  $E_L$ , cualquiera de los valores efectivos  $I_u$ ,  $I_v$ ,  $I_w$  toma el valor  $I_L$ , y cualquiera de los valores efectivos  $I_{u5}$ ,  $I_{v5}$ ,  $I_{w5}$  toma el valor  $I_{L5}$ , la potencia  $P_L$ , que representa la suma de las potencias  $P_u$ ,  $P_v$ ,  $P_w$  está representada por la expresión (7).

$$P_L = 3E_L I_L + P_{u5} + P_{v5} + P_{w5} = 3E_L I_L - 3E_L I_{L5} \dots (7)$$

Por lo tanto, no se produce la fluctuación de la potencia  $P_L$ . Sin embargo, la corrección debe realizarse teniendo en cuenta el cambio de fase de cada fase también con respecto a cada una de las tensiones  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$ . Además, para reducir también el armónico de séptimo orden, el armónico de séptimo orden también tiene que ser corregido. Tal corrección de las tensiones  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$  es problemática.



En esta realización, por lo tanto, se proporciona una técnica para reducir una fluctuación de potencia sin la necesidad de considerar un cambio de fase de cada fase. También se propone un proceso en el que su método es casi el mismo, no solo en caso de que se realice una corrección de la fluctuación con respecto al armónico de quinto orden, sino también en el caso del armónico de séptimo orden. Esto se basa en primer lugar en los siguientes resultados. El término de fluctuación de la potencia  $P_L$  en el caso de que solo se consideren las componentes armónicas de séptimo orden de las corrientes de carga  $i_u, i_v, i_w$  se expresa de manera similar a la del término de fluctuación (el segundo término de la expresión (4)) de la potencia  $P_L$  en el caso de que solo se consideren las componentes armónicas de quinto orden de las corrientes de carga  $i_u, i_v, i_w$ .

Cuando se introduce un valor efectivo  $I_{L7}$  de las componentes armónicas de séptimo orden de las corrientes de carga  $i_u, i_v, i_w$ , la potencia  $P_L$  en caso de que solo se consideren las componentes armónicas de séptimo orden de las corrientes  $i_u, i_v, i_w$ , se representa con la expresión (8).

$$P_L = 3E_L I_L + 3E_L I_{L7} \cos 6\omega_L t + E_L I_{L7} \cos 8\omega_L t + E_L I_{L7} \cos 8(\omega_L t - 2\pi/3) + E_L I_{L7} \cos 8(\omega_L t + 2\pi/3) \dots (8) = 3E_L I_L + 3E_L I_{L7} \cos 6\omega_L t$$

En la expresión (8), en comparación con la expresión (4), el valor efectivo  $I_{L5}$  se sustituye con el valor efectivo  $I_{L7}$ . Es decir, se ha revelado que en cualquiera de los dos casos en los que la componente armónica de la corriente de carga es la de quinto orden o la de séptimo orden, el término de fluctuación de la potencia  $P_L$  varía como una componente de sexto orden de la frecuencia de salida del inversor 4.

En vista de estos hallazgos, el inventor ha concebido una idea técnica completamente nueva de que las tensiones  $V_u, V_v, V_w$  se corrijan con un armónico de sexto orden. A continuación se dará una descripción específica.

Se realiza individualmente una corrección del armónico de sexto orden en cada una de las tensiones  $V_u, V_v, V_w$ , y se establece el valor representado por la expresión (9).

$$V_u = \sqrt{2}[E_u - E_{u6} \cos 6\omega_L t] \cos \omega_L t$$

$$V_v = \sqrt{2}[E_v - E_{v6} \cos 6\omega_L t] \cos(\omega_L t - 2\pi/3) \dots (9)$$

$$V_w = \sqrt{2}[E_w - E_{w6} \cos 6\omega_L t] \cos(\omega_L t + 2\pi/3)$$

En la expresión (5), se añade simplemente un término de corrección de la fase opuesta como término de corrección. Por otro lado, en la expresión (9), el valor efectivo de la frecuencia fundamental se corrige en un valor de corrección que tiene la componente armónica de sexto orden. Tomando la tensión  $V_u$  como ejemplo, se corrige el valor efectivo  $E_u$  de la componente de onda fundamental, modificando así el valor efectivo a  $(E_u - E_{u6} \cdot \cos 6\omega_L t)$ .

Según lo representado por la expresión (2), cuando solo se consideran las componentes armónicas de quinto orden de las corrientes de carga  $i_u, i_v, i_w$ , la potencia  $P_u$  está representada por la expresión (10).

$$P_u = E_u I_u (1 + \cos 2\omega_L t) - E_{u6} I_u (2 \cos 6\omega_L t + \cos 4\omega_L t + \cos 8\omega_L t) / 2 + E_u I_{u5} (\cos 6\omega_L t + \cos 4\omega_L t) \dots (10) - E_{u6} I_{u5} (1 + \cos 2\omega_L t + \cos 10\omega_L t + \cos 12\omega_L t) / 2$$

El valor efectivo  $E_u$  de la componente de onda fundamental se determina cuando se establece la instrucción de tensión  $V_u^*$  en la sección 601 de generación de instrucciones de tensión. Dado que la corriente de carga  $i_u$  puede ser monitorizada por el sensor de corriente, los valores  $I_u, I_{u5}$  pueden ser conocidos. Así, en la sección 601 de generación de instrucciones de tensión, se establece el coeficiente  $E_{u6}$  del valor de corrección para que satisfaga la expresión (11).

$$E_{u6} I_u = E_u I_{u5} \dots (11)$$

En consecuencia, el término de fluctuación de la expresión (10) es  $E_{u6} I_{u5} \cdot (1/2) \cdot (1 + \cos 12\omega_L t)$ . Dado que, en estado estacionario, cualquiera de los valores efectivos  $I_{u5}, I_{v5}, I_{w5}$  toma el valor  $I_{L5}$ , cualquiera de los coeficientes  $E_{u6}, E_{v6}, E_{w6}$  toma el valor  $E_{L6}$ . Por lo tanto, la potencia  $P_L$ , que representa de la suma de los consumos de energía, se representa mediante la expresión (12).

$$P_L = 3E_L I_L - 3E_{L6} I_{L5} \cos^2 6\omega_L t \dots (12)$$

En la expresión (12), los coeficientes  $E_{L6}, I_{L5}$  en el término de fluctuación de la potencia  $P_L$  representan la magnitud de la componente armónica de sexto orden y la componente armónica de quinto orden, respectivamente. Estos son más pequeños que los valores efectivos  $E_L, I_L$  de las componentes de onda fundamentales. Por lo tanto, el término de

5 fluctuación de la expresión (12) se reduce, en comparación con el término de fluctuación de la expresión (4), que indica un caso en el que no se realiza ninguna compensación en la tensión. Por ejemplo, en caso de que se adopte como carga 2 un motor que utiliza el devanado concentrado, el valor de  $I_{L5}/I_L$  es de aproximadamente el 5%. En este momento, a partir de la expresión (12), el valor de  $E_{L6}/E_L$  también es aproximadamente el 5% y, por lo tanto, el término de fluctuación es  $3 \times 0,05 \times 0,05 = 0,075\%$ , cuya influencia es insignificante.

En un caso en el que las tensiones de CA  $V_u, V_v, V_w$  se aplican a la carga inductiva 2 de esta manera, se reduce la fluctuación de la potencia activa causada por componentes armónicas de orden impar de la corriente de carga.

10 Además, al realizar la compensación indicada por la expresión (9), el término de fluctuación se reduce, aunque está incluida en la corriente de carga no solo la componente armónica de quinto orden, sino también la componente armónica de séptimo orden. A continuación se describen las ventajas de esto.

Cuando las corrientes de carga  $i_u, i_v, i_w$  incluyen tanto la componente armónica de quinto orden como la componente armónica de séptimo orden, las corrientes de carga  $i_u, i_v, i_w$  están representadas por la expresión (13).

$$\begin{aligned} i_u &= \sqrt{2}I_u \cos \omega_L t + \sqrt{2}I_{u5} \cos 5\omega_L t + \sqrt{2}I_{u7} \cos 7\omega_L t \\ i_v &= \sqrt{2}I_v \cos(\omega_L t - 2\pi/3) + \sqrt{2}I_{v5} \cos 5(\omega_L t - 2\pi/3) \\ &\quad + \sqrt{2}I_{v7} \cos 7(\omega_L t - 2\pi/3) \quad \dots (13) \\ i_w &= \sqrt{2}I_w \cos(\omega_L t + 2\pi/3) + \sqrt{2}I_{w5} \cos 5(\omega_L t + 2\pi/3) \\ &\quad + \sqrt{2}I_{w7} \cos 7(\omega_L t + 2\pi/3) \end{aligned}$$

15 Por lo tanto, utilizando la tensión  $V_u$  indicada por la expresión (9), la potencia  $P_u$  está representada por la expresión (14).

$$\begin{aligned} P_u &= E_u I_u (1 + \cos 2\omega_L t) - E_{u6} I_u (2 \cos 6\omega_L t + \cos 4\omega_L t + \cos 8\omega_L t) / 2 \\ &\quad + E_u I_{u5} (\cos 6\omega_L t + \cos 4\omega_L t) \\ &\quad - E_{u6} I_{u5} (1 + \cos 2\omega_L t + \cos 10\omega_L t + \cos 12\omega_L t) / 2 \quad \dots (14) \\ &\quad + E_u I_{u7} (\cos 6\omega_L t + \cos 8\omega_L t) \\ &\quad - E_{u6} I_{u7} (1 + \cos 2\omega_L t + \cos 12\omega_L t + \cos 14\omega_L t) / 2 \end{aligned}$$

Dado que la corriente de carga  $i_u$  puede ser monitorizada por el sensor de corriente, los valores  $I_u, I_{u5}, I_{u7}$  pueden ser conocidos. Así, en la sección 601 de generación de instrucciones de tensión, el coeficiente  $E_{u6}$  del valor de corrección se establece para que satisfaga la expresión (15).

20 
$$E_{u6} I_u = E_u (I_{u5} + I_{u7}) \quad \dots (15)$$

En consecuencia, el término de fluctuación de la expresión (14) es  $E_{u6}(I_{u5}+I_{u7}) \cdot (1/2) \cdot (1+\cos 12\omega_L t)$ . Dado que, en el estado estacionario, cualquiera de los valores efectivos  $I_{u5}, I_{v5}, I_{w5}$  toma el valor  $I_{L5}$  y cualquiera de los valores efectivos  $I_{u7}, I_{v7}, I_{w7}$  toma el valor  $I_{L7}$ , cualquiera de los coeficientes  $E_{u6}, E_{v6}, E_{w6}$  toma el valor  $E_{L6}$ . Por lo tanto, la potencia  $P_L$ , que representa la suma de los consumos de energía, se representa mediante la expresión (16).

25 
$$P_L = 3E_L I_L - 3E_{L6} (I_{u5} + I_{u7}) \cos^2 6\omega_L t \quad \dots (16)$$

30 En la expresión (16), los coeficientes  $E_{L6}, (I_{L5}+I_{L7})$  en el término de fluctuación de la potencia  $P_L$  representan la magnitud de la componente armónica de sexto orden y la magnitud de la suma de la componente armónica de quinto orden y la componente armónica de séptimo orden, respectivamente. Estos son más pequeños que los valores efectivos  $E_L, I_L$  de las componentes fundamentales de la onda. Por lo tanto, se reduce el término de fluctuación de la expresión (16), de manera similar a la expresión (12).

Por lo anterior, al adoptar la expresión (9) para establecer la instrucción de tensión, el término de fluctuación de potencia se reduce no solo en un caso en el que la corriente de carga tiene la componente armónica de quinto orden, sino también en un caso en el que la corriente de carga tiene la componente armónica de séptimo orden.

35 Como se desprende de la forma de la expresión (9), la tensión  $V_u$  toma un valor obtenido por un valor efectivo ( $E_u - E_{u6} \cdot \cos 6\omega_L t$ ) que es modulado por el  $\cos \omega_L t$ . Por lo tanto, al adoptar  $(Ks1 - Ks6 \cdot \cos 6\varphi)$  como la tasa de control de tensión  $Ks$  de la sección 601 de generación de instrucciones de tensión, se puede obtener la instrucción de tensión  $V_u^*$  correspondiente a la tensión  $V_u$  mencionada anteriormente. Aquí, se establece una relación de  $Ks6/Ks1 = E_{u6}/E_u$ .

Según la expresión (9), una relación  $(Ks6/Ks1)$  del valor absoluto de una componente de CA con respecto a una componente de CC de la tasa de control de tensión es igual a una relación  $(I_{L5}/I_L)$  del valor absoluto de la componente

armónica de quinto orden de la corriente de carga con respecto al valor absoluto de la componente de onda fundamental de la corriente de carga. Según la expresión (12), una relación ( $K_{s6}/K_{s1}$ ) del valor absoluto de la componente de CA con respecto a una componente de CC de la tasa de control de tensión es igual a una relación ( $(I_{L5}+I_{L7})/I_L$ ) de la suma del valor absoluto de la componente armónica de quinto orden y el valor absoluto de la componente armónica de séptimo orden de la corriente de carga con respecto al valor absoluto de la componente de onda fundamental de la corriente de carga. Aquí, para que el valor máximo de la tasa de control de tensión  $K_s$  pueda ser igual o menor que 1, es deseable que el valor de  $K_{s1}+K_{s6}$  se haga igual o menor que 1.

Es decir, la tasa de control de tensión  $K_s$  del inversor 4 tiene la componente de CC  $K_{s1}$  y la componente de CA ( $-K_{s6}\cdot\cos(6\omega_L t)$ ), y esta componente de CA tiene una frecuencia ( $6\varphi/2\pi t$ ) de seis veces la frecuencia fundamental ( $\varphi/2\pi t$ ) de las tensiones de CA  $V_u, V_v, V_w$  producidas por el inversor 4.

Por ejemplo, como instrucciones de tensión  $V_u^*, V_v^*, V_w^*$  del inversor 4 en un caso en el que no se incluye la componente de CA, se puede adoptar una forma de onda (en lo sucesivo denominada "forma de onda pseudotrapezoidal") que exhibe reiteradamente  $\sqrt{3}\cdot K_s\cdot\text{sen}(\theta-\pi/6) \rightarrow K_s\cdot\text{sen}(\theta) \rightarrow K_s\cdot\text{sen}(\theta-\pi/3) \rightarrow \sqrt{3}K_s\cdot\text{sen}(\theta-\pi/6) \rightarrow K_s\cdot\text{sen}(\theta) \rightarrow K_s\cdot\text{sen}(\theta-\pi/3) \rightarrow \dots$  cada vez que la fase aumenta en 60 grados, como se ilustra en los Documentos de Patente 3 y 4 (aquí, los ángulos de fase  $\theta$  se desplazan entre sí en  $2\pi/3$ ). Como se describe en el Documento de Patente 4, la adopción de tal forma de onda pseudotrapezoidal puede aumentar el valor máximo de la componente de onda fundamental de una tensión que puede producirse sin que la amplitud de las instrucciones de tensión  $V_u^*, V_v^*, V_w^*$  supere la amplitud de la portadora C.

Como resultado, un vector adoptado en el inversor 4 transita reiteradamente de cualquiera de las siguientes maneras: (i)  $V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow \dots$ , (ii)  $V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_2 \rightarrow \dots$ , (iii)  $V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow \dots$ , (iv)  $V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_1 \rightarrow \dots$ , (v)  $V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_1 \rightarrow \dots$ , y (vi)  $V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_4 \rightarrow \dots$

Como se describió anteriormente, los ángulos de fase de las instrucciones de tensión  $V_u^*, V_v^*, V_w^*$  (es decir, las fases) que tienen las formas de onda pseudotrapezoidales se desplazan entre sí 120 grados, que es un múltiplo entero de 60 grados. Por lo tanto, como instrucciones de tensión  $V_u^*, V_v^*, V_w^*$ , se muestra una forma de onda representada por una expresión que varía cada vez que la fase aumente 60 grados. En otras palabras, basta con que la tasa de control de tensión  $K_s$  se actualice en cada sección de 60 grados de la fase  $\varphi$  de las tensiones  $V_u, V_v, V_w$  producidas por el inversor 4 (es decir, cada vez que se actualizan los seis patrones de tránsito). Además, las componentes armónicas correspondientes a tres fases se compensan colectivamente. Normalmente, el ángulo de fase  $\varphi$  se controla para que coincida con el valor de instrucción  $\varphi^*$  de la fase. Por lo tanto, la sección 601 de generación de instrucciones de tensión puede actualizar la tasa de control de tensión  $K_s$  en función del valor de instrucción  $\varphi^*$ .

Además, la componente de CA de la tasa de control de tensión  $K_s$  varía a una frecuencia de 6 (=  $3 \times 2$ ) veces la frecuencia de las tensiones de CA  $V_u, V_v, V_w$ . Por lo tanto, incluso en la forma de onda pseudotrapezoidal que tiene tres fases desplazadas entre sí 120 grados ( $2\pi/3$ ), se puede adoptar el mismo valor que la componente de CA de la tasa de control de tensión  $K_s$  sin un cambio de fase (porque se hace  $\cos 6(\varphi \pm 2\pi/3) = \cos 6\varphi$ ).

Ni que decir tiene, las instrucciones de tensión  $V_u^*, V_v^*, V_w^*$  se generan en función de los respectivos valores de instrucción  $v^*, \varphi^*, f^*$  de la amplitud, la fase y la frecuencia de las tensiones de CA  $V_u, V_v, V_w$ . Las instrucciones de tensión  $V_u^*, V_v^*, V_w^*$  se generan mediante un método conocido, salvo que la tasa de control de tensión  $K_s$  incluye la componente de CA.

La Figura 4 es un gráfico que muestra las instrucciones de tensión  $V_u^*, V_v^*, V_w^*$  en el caso de que se haga  $K_{s1} = 0,45$  y  $K_s = 0,65$ . En una sección en la que la fase  $\varphi$  va de 0 a 60 grados, se hacen  $V_u^* = K_s\cdot\text{sen}(\varphi+\pi/3)$ ,  $V_v^* = \sqrt{3}\cdot K_s\cdot\text{sen}(\varphi-\pi/6)$ , y  $V_w^* = -K_s\cdot\text{sen}(\varphi+\pi/3)$ .

En la Figura 4, se muestra una relación de cada uno de los periodos de tiempo  $\tau_0, \tau_4, \tau_6, \tau_7$  en los ángulos de fase correspondientes al gráfico mostrado en la Figura 3 con respecto al ciclo  $\tau_0$  de la portadora C. Con referencia también a la Figura 3, la portadora C es una onda triangular que transita en un intervalo de -1 a 1, y existe una relación lineal entre el transcurso del tiempo y una variación en la tensión. Por lo tanto, una diferencia entre los valores de las ondas de señal o una diferencia entre el valor máximo 1 y el valor mínimo -1 de la portadora C es proporcional a un periodo de tiempo en el que aparece el vector.

Aquí, un patrón del tránsito del vector es el patrón mencionado anteriormente (i). Así, los vectores  $V_4, V_6$  aparecen dos veces en un ciclo de la portadora C. En la Figura 4, los periodos de tiempo en los que aparecen estos vectores se indican mediante  $2\tau_4/\tau_0, 2\tau_6/\tau_0$ , respectivamente.

En un caso en el que la portadora C toma un valor desde el valor de la fase máxima de la onda de señal hasta el valor máximo 1 de la propia portadora C, se adopta el vector  $V_0$ . En el caso en el que la portadora C toma un valor desde el valor de la fase mínima de la onda de señal hasta el valor mínimo -1 de la propia portadora C, se adopta el vector  $V_7$ . En el caso en el que la portadora C toma un valor entre el valor de la fase máxima y el valor de la fase intermedia de las ondas de señal, o un valor entre el valor de la fase mínima y el valor de la fase intermedia de las ondas de señal, se adoptan diferentes vectores según los patrones (i) a (vi) del tránsito de los vectores. En la Figura 4, estos

vectores adoptados se indican, además, como el signo de referencia  $S_x$  (el subíndice  $x$  es igual al subíndice del vector  $V_x$ ).

5 Cada una de la Figura 5 y la Figura 7 es un gráfico que muestra una tensión rectificada  $V_{cc}$ , una tensión de fase  $R V_r$ , una corriente de línea de fase  $R I_r$  y una corriente de carga de fase  $U i_u$ . Cada una de la Figura 6 y la Figura 8 muestra un espectro de la corriente de línea  $I_r$ . La Figura 5 y la Figura 6 muestran un caso en el que la tasa de control de tensión  $K_s$  tiene solo la componente de CC  $K_{s1}$ . La Figura 7 y la Figura 8 muestran un caso en el que la tasa de control de tensión  $K_s$  no solo tiene la componente de CC  $K_{s1}$ , sino también la componente de CA ( $-K_{s6} \cdot \cos 6\phi$ ).

10 En el espectro, una frecuencia  $f_0$  que alcanza su punto máximo en el lado de orden inferior representa una frecuencia de la tensión  $V_r$  del lado de entrada. Aquí, se adopta  $f_0 = 50$  (Hz). En el espectro, las frecuencias  $f_2, f_3$  que alcanzan su punto máximo en un intervalo de 1 a 1,2 kHz son iguales a las frecuencias  $6 \cdot f_1 - f_0, 6 \cdot f_1 + f_0$ , respectivamente, en las que se introduce la frecuencia  $f_1$  de la tensión  $V_u$  del lado de salida. La razón para ello se describirá más adelante. Aquí, se establece  $f_1 = 180$  (Hz) y, por lo tanto, se establecen  $f_2 = 1030$  (Hz) y  $f_3 = 1130$  Hz.

15 Tal como se describe mediante el uso de las expresiones (4) y (8), según los hallazgos del inventor, en cualquiera de los dos casos donde el término de fluctuación de la potencia  $P_L$  es resultado de la componente armónica de quinto orden o de la componente armónica de séptimo orden de la corriente de carga, la fluctuación se produce a una frecuencia de seis veces la frecuencia de salida  $\omega_L/2\pi$ . Incluso cuando la tensión rectificada  $V_{cc}$  es controlada para que sea constante, una corriente que fluye en un enlace de CC varía en  $\cos 6\omega_L t$ . Aquí, cuando se usa como convertidor 3 un convertidor de fuente de corriente, en consideración de una relación de conducción de corriente de cada fase, la corriente que fluye en el enlace de CC se modula mediante una onda sinusoidal, para convertir así una corriente de entrada en una onda sinusoidal (véanse, por ejemplo, el Documento no de Patente 1 y el Documento de Patente 3). Más específicamente, se introduce una frecuencia angular  $\omega_s$  de las tensiones  $V_r, V_s, V_t$ , y la modulación se realiza utilizando  $\cos \omega_s t$ . En consecuencia, la corriente de entrada  $I_r$  fluctúa en  $\cos \omega_s t \cdot \cos 6\omega_L t$ . Esta componente de fluctuación se expresa como  $\cos \omega_s t \cdot \cos 6\omega_L t = (1/2)(\cos(6\omega_L t - \omega_s t) + \cos(6\omega_L t + \omega_s t))$ . Así, como se describió anteriormente, se produce un pico en el espectro a una frecuencia de  $6 \cdot f_1 - f_0, 6 \cdot f_1 + f_0$ .

25 Incluso cuando hay una fluctuación de la tensión rectificada  $V_{cc}$ , el pico espectral causado por la componente armónica de quinto orden y/o la componente armónica de séptimo orden de la corriente de carga se reduce en un caso mostrado en la Figura 8, en comparación con un caso mostrado en la Figura 6. Por lo tanto, se observa visualmente que los armónicos de la fuente de alimentación se suprimen al reducir el término de fluctuación de la potencia  $P_L$ .

30 Ni que decir tiene que esta realización no se limita a un caso en el que una corriente que fluye en el enlace de CC cuando se usa como convertidor 3 un convertidor de la fuente de corriente está modulada por una onda sinusoidal. Esto se debe a que, según lo indicado por las expresiones (1) y (2), esta realización considera una fluctuación de potencia basada en los armónicos de una corriente de carga, y propone un método de control deseable basado en las tensiones  $V_u, V_v, V_w$  y las corrientes  $i_u, i_v, i_w$  del lado de carga. En otras palabras, se puede decir que en las tensiones  $V_u, V_v, V_w$  y las corrientes  $i_u, i_v, i_w$  se incluye una influencia de la conmutación del convertidor 3.

35 Además, no está limitada a un caso en el que las instrucciones de tensión  $V_u^*, V_v^*, V_w^*$  tengan formas de onda pseudotrapezoidales. Siempre que la tasa de control de tensión  $K_s$  tenga la componente de CC  $K_{s1}$  y la componente de CA ( $K_{s6} \cdot \cos(6\omega_L t)$ ), los efectos ya descritos mediante el uso de expresiones matemáticas también se pueden obtener con otras formas de onda.

40 Un sistema de circuito principal al que es aplicable esta realización no se limita a un caso en el que el enlace de CC se proporciona como se ilustra en la Figura 1. Es decir, esta realización puede aplicarse también a un convertidor de potencia de CA de tipo directo de un sistema de enlace de CC virtual presentado en el Documento de Patente 5 y en el Documento no de Patente 3.

45 La Figura 10 es un diagrama de circuito que muestra una configuración de otro convertidor de potencia de tipo directo al que es aplicable esta realización. Aquí, se muestra un convertidor matricial MCV directo como un ejemplo del convertidor de potencia de tipo directo.

El convertidor matricial directo MCV tiene extremos de entrada  $P_r, P_s, P_t$  y extremos de salida  $P_u, P_v, P_w$ . Las tensiones de CA  $V_r, V_s, V_t$  se introducen en los extremos de entrada  $P_r, P_s, P_t$ , respectivamente. Las tensiones de salida de CA trifásicas  $V_u, V_v, V_w$  son comunicadas desde los extremos de salida  $P_u, P_v, P_w$ , respectivamente.

50 El convertidor matricial directo MCV tiene elementos de conmutación  $Sur, Sus, Sut, Svr, Svs, Svt, Swr, Sws, Swt$ . Los tres elementos de conmutación  $Sur, Sus, Sut$  están conectados entre el extremo de salida  $P_u$  y los extremos de entrada  $P_r, P_s, P_t$ , respectivamente. Los tres elementos de conmutación  $Svr, Svs, Svt$  están conectados entre el extremo de salida  $P_v$  y los extremos de entrada  $P_r, P_s, P_t$ , respectivamente. Los tres elementos de conmutación  $Swr, Sws, Swt$  están conectados entre el extremo de salida  $P_w$  y los extremos de entrada  $P_r, P_s, P_t$ , respectivamente.

55 En caso de que el método de control según esta realización se aplique al convertidor matricial MCV directo, se adopta un control virtual de CA/CC/CA. En este control virtual de CA/CC/CA, por ejemplo, el convertidor 3 y el inversor 4 mostrados en la Figura 1 son proporcionados virtualmente. Se puede suponer que un par de líneas de alimentación de CC  $L_1, L_2$  es un enlace de CC virtual que conecta entre sí el convertidor 3 y el inversor 4. Así, en el control virtual

- CA/CC/CA adoptado para el convertidor matricial MCV directo, se supone que el convertidor 3 es un circuito rectificador virtual para rectificar virtualmente las tensiones de CA Vr, Vs, Vt para obtener una tensión virtual rectificada Vcc, y se supone que el inversor 4 es un inversor de fuente de tensión virtual para obtener las tensiones de CA Vu, Vv, Vw de la tensión virtual rectificada Vcc. De la misma manera que se describió anteriormente, las señales de puerta Sup\*, Svp\*, Swp\*, Sun\*, Svn\*, Swn\* se generan para que la componente de CC Ks1 y la componente de CA Ks6·cos(6ω<sub>L</sub>t) con la frecuencia 6φ/2πt, que es seis veces la frecuencia fundamental φ/2πt de las tensiones de CA Vu, Vv, Vw, puedan ser incluidas en la tasa de control de tensión Ks del inversor de la fuente de tensión virtual. Un método para generar estas señales de puerta es según se ha descrito anteriormente, y se controla una operación del inversor 4 que actúa como inversor de tensión virtual.
- En cuanto a la conmutación del convertidor 3 que sirve como circuito rectificador virtual, de la misma manera que la conmutación del convertidor 3 real, las señales de puerta Srp\*, Ssp\*, Stp\*, Srn\*, Ssn\*, Stn\* para controlar la conducción/falta de conducción de los elementos de conmutación Srp, Ssp, Stp, Srn, Ssn, Stn se obtienen, por ejemplo, con referencia al Documento no de Patente 1 y al Documento de patente 3.
- La Figura 11 es un diagrama de bloques que muestra un circuito que genera una señal para controlar un convertidor matricial directo. Este circuito está configurado de tal manera que se proporciona adicionalmente una sección 5 de control del convertidor a la sección 6 de control del inversor que se muestra en la Figura 2. La sección 5 de control del convertidor incluye una sección 51 de generación de la señal de instrucción de tensión en forma de onda trapezoidal, una sección 52 de comparación, una sección 55 de generación de portadora y una sección 53 de conversión de lógica de puerta de la fuente de corriente.
- La sección 51 de generación de la señal de instrucción de tensión en forma de onda trapezoidal genera señales de instrucción de tensión en forma de onda trapezoidal Vr\*, Vs\*, Vt\* basadas en la señal de sincronización de la fuente de alimentación θr. La sección de generación de portadora 55 genera una portadora C1. En la sección 52 de comparación, las señales de instrucción de tensión en forma de onda trapezoidal Vr\*, Vs\*, Vt\* y la portadora C1 se comparan entre sí. Un resultado de esta comparación es convertido por la sección 53 de conversión de la lógica de la puerta de la fuente de corriente, y se obtienen las señales de puerta Srp\*, Ssp\*, Stp\*, Srn\*, Ssn\*, Stn\*.
- La conversión realizada por la sección 53 de conversión lógica de puerta de la fuente de corriente es necesaria, porque el convertidor 3 es un tipo de fuente de corriente y, así, una señal de instrucción dada a la sección 52 de comparación es una señal de instrucción de tensión. Sus detalles no están directamente relacionados con el método de control de esta realización, y son técnicas bien conocidas según el Documento no de Patente 1, el Documento de Patente 3 y similares. Por lo tanto, los detalles se omiten aquí.
- Una sección 56 de síntesis de lógica de puerta realiza la transformación matricial en las señales de puerta Srp\*, Ssp\*, Stp\*, Srn\*, Ssn\*, Stn\*, Sup\*, Svp\*, Swp\*, Sun\*, Svn\*, Swn\* en función de la siguiente expresión, y las envía como señales de conmutación de la sección de conversión de tipo directo MCV.

$$\begin{bmatrix} S13 & S23 & S33 \\ S12 & S22 & S32 \\ S11 & S21 & S31 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Sup^* & Sun^* \\ Svp^* & Svn^* \\ Swp^* & Swn^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Srp^* & Ssp^* & Stp^* \\ Srn^* & Ssn^* & Stn^* \end{bmatrix} \quad \dots (17)$$

- Las señales de conmutación S11, S12, S13, S21, S22, S23, S31, S32, S33 son señales de conmutación para los elementos de conmutación Sur, Sus, Sut, Svr, Svs, Svt, Swr, Sws, Swt, respectivamente. La razonabilidad de esta transformación matricial ya es bien conocida por el Documento de Patente 5 y el Documento no de Patente 3.
- Como se presentó en el Documento de Patente 6, una aplicación a un circuito de conversión que use un condensador bastante pequeño puede ser aceptable. Alternativamente, el lado de entrada del convertidor 3 que se comunica al enlace de CC puede ser una entrada monofásica o una entrada polifásica.

**Descripción de los números de referencia**

- 2 carga
- 3 convertidor
- 4 inversor
- 9 convertidor de potencia de CA de tipo directo
- Vr, Vs, Vt, Vu, Vv, Vw tensión de CA
- C portadora
- Vu\*, Vv\*, Vw\* instrucción de tensión

**REIVINDICACIONES**

1. Un método de control de convertidor de potencia para controlar un convertidor (9) de potencia de CA de tipo directo, comprendiendo dicho convertidor (9) de potencia de CA de tipo directo:
- 5 un circuito rectificador (3) que tiene una primera tensión de CA ( $V_r$ ,  $V_s$ ,  $V_t$ ) introducida en el mismo y que produce una tensión rectificadora ( $V_{cc}$ ); y
- un inversor (4) de fuente de tensión en el que se introduce dicha tensión rectificadora y que produce una segunda tensión de CA ( $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$ ),
- caracterizado por
- controlar dicho inversor (4) de la fuente de tensión con
- 10 una tasa de control de tensión  $K_s$  que tiene una componente de CC  $K_{s1}$  y una componente de CA  $K_{s6} \cdot \cos(6\omega_L t)$  cuya frecuencia  $6\varphi/2\pi t$  es seis veces la frecuencia fundamental  $\varphi/2\pi t$  de dicha segunda tensión de CA, siendo  $\omega_L$  la frecuencia angular fundamental de la segunda tensión de CA, siendo  $\varphi$  la fase de la segunda tensión de CA y siendo  $t$  el tiempo.
2. El método de control del convertidor de potencia según la reivindicación 1 en el que
- 15 una relación  $K_{s6}/K_{s1}$  del valor absoluto  $K_{s6}$  de dicha componente de CA de dicha tasa de control de tensión con respecto a dicha componente de CC  $K_{s1}$  de dicha tasa de control de tensión es igual a una relación de un valor absoluto  $I_{L5}$  de una componente armónica de quinto orden de una corriente que fluye en el lado de salida de dicho inversor (4) de la fuente de tensión con respecto a un valor absoluto  $I_L$  de una componente de onda fundamental de dicha corriente.
- 20 3. El método de control del convertidor de potencia según la reivindicación 1 en el que
- una relación  $K_{s6}/K_{s1}$  del valor absoluto  $K_{s6}$  de dicha componente de CA de dicha tasa de control de tensión con respecto a dicha componente de CC  $K_{s1}$  de dicha tasa de control de tensión es igual a una relación de una suma del valor absoluto  $I_{L5}$  de una componente armónica de quinto orden y un valor absoluto  $I_{L7}$  de una componente armónica de séptimo orden de una corriente que fluye en el lado de salida de dicho inversor (4) de la fuente de tensión con respecto a un valor absoluto de una componente de onda fundamental de dicha corriente.
- 25 4. El método de control del convertidor de potencia según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3 en el que dicha segunda tensión de CA ( $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$ ) tiene tres fases,
- dicha tasa de control de tensión  $K_s$  se actualiza en cada sección de 60 grados de dicha fase  $\varphi$  de dicha segunda tensión de CA.
- 30 5. El método de control del convertidor de potencia según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4 en el que dicho inversor (4) de la fuente de tensión está controlado por una modulación por anchura de impulsos basada en un resultado de comparación entre una portadora (C) y una onda de señal ( $V_u^*$ ,  $V_v^*$ ,  $V_w^*$ ),
- dicha onda de señal se determina según una modulación vectorial espacial basada en dicha tasa de control de tensión  $K_s$  y un valor de instrucción ( $v^*$ ,  $\varphi^*$ ,  $f^*$ ) de cada una de la amplitud, la fase y la frecuencia de dicha segunda tensión de CA.
- 35 6. Un método de control de convertidor de potencia para controlar un convertidor matricial directo (MCV) que es un convertidor de potencia de CA de tipo directo y que tiene una primera tensión de CA ( $V_r$ ,  $V_s$ ,  $V_t$ ) introducida en el mismo y genera una segunda tensión de CA ( $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$ ), en el que
- 40 en un control virtual CA/CC/CA en el que se dan por sentados un circuito rectificador virtual (3) para rectificar virtualmente dicha primera tensión de CA para obtener una tensión virtual rectificadora y un inversor (4) de fuente de tensión virtual para obtener dicha segunda tensión de CA de dicha tensión rectificadora virtual,
- caracterizado por
- controlar dicho inversor de la fuente de tensión virtual con
- 45 una tasa de control de tensión  $K_s$  que tiene una componente de CC  $K_{s1}$  y una componente de CA  $K_{s6} \cdot \cos(6\omega_L t)$  cuya frecuencia  $6\varphi/2\pi t$  es seis veces la frecuencia fundamental  $\varphi/2\pi t$  de dicha segunda tensión de CA, siendo  $\omega_L$  la frecuencia angular fundamental de la segunda tensión de CA, siendo  $\varphi$  la fase de la segunda tensión de CA y siendo  $t$  el tiempo.

7. El método de control del convertidor de potencia según la reivindicación 6 en el que una relación  $K_{s6}/K_{s1}$  del valor absoluto  $K_{s6}$  de dicha componente de CA de dicha tasa de control de tensión con respecto a dicha componente de CC  $K_{s1}$  de dicha tasa de control de tensión es igual a una relación de un valor absoluto  $I_{L5}$  de una componente armónica de quinto orden de una corriente que fluye en el lado de salida de dicho inversor virtual (4) de la fuente de tensión con respecto a un valor absoluto  $I_L$  de una componente de onda fundamental de dicha corriente.
- 5
8. El método de control del convertidor de potencia según la reivindicación 6 en el que una relación  $K_{s6}/K_{s1}$  del valor absoluto  $K_{s6}$  de dicha componente de CA de dicha tasa de control de tensión con respecto a dicha componente de CC  $K_{s1}$  de dicha tasa de control de tensión es igual a una relación de una suma del valor absoluto  $I_{L5}$  de una componente armónica de quinto orden y un valor absoluto  $I_{L7}$  de una componente armónica de séptimo orden de una corriente que fluye en el lado de salida de dicho inversor virtual (4) de la fuente de tensión con respecto a un valor absoluto  $I_L$  de una componente de onda fundamental de dicha corriente.
- 10
9. El método de control del convertidor de potencia según una cualquiera de las reivindicaciones 6 a 8 en el que dicha segunda tensión de CA ( $V_u, V_v, V_w$ ) tiene tres fases,
- 15
- dicha tasa de control de tensión  $K_s$  se actualiza en cada sección de 60 grados de dicha fase  $\phi$  de dicha segunda tensión de CA.
10. El método de control del convertidor de potencia según una cualquiera de las reivindicaciones 6 a 9 en el que dicho inversor virtual (4) de la fuente de tensión está controlado por una modulación por anchura de impulsos basada en un resultado de la comparación entre una portadora (C) y una onda de señal ( $V_u^*, V_v^*, V_w^*$ ),
- 20
- dicha onda de señal se determina según una modulación vectorial espacial basada en dicha tasa de control de tensión  $K_s$  y un valor de instrucción ( $v^*, \phi^*, f^*$ ) de cada una de la amplitud, la fase y la frecuencia de dicha segunda tensión de CA.
11. Un convertidor (9) de energía de CA de tipo directo controlado por el método de control del convertidor de potencia según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5,
- 25
- comprendiendo dicho convertidor (9) de potencia dicho circuito rectificador (3) y dicho inversor (4) de la fuente de tensión.
12. Un convertidor matricial (MCV) directo controlado por el método de control del convertidor de potencia según cualquiera de las reivindicaciones 6 a 10.

FIG. 1

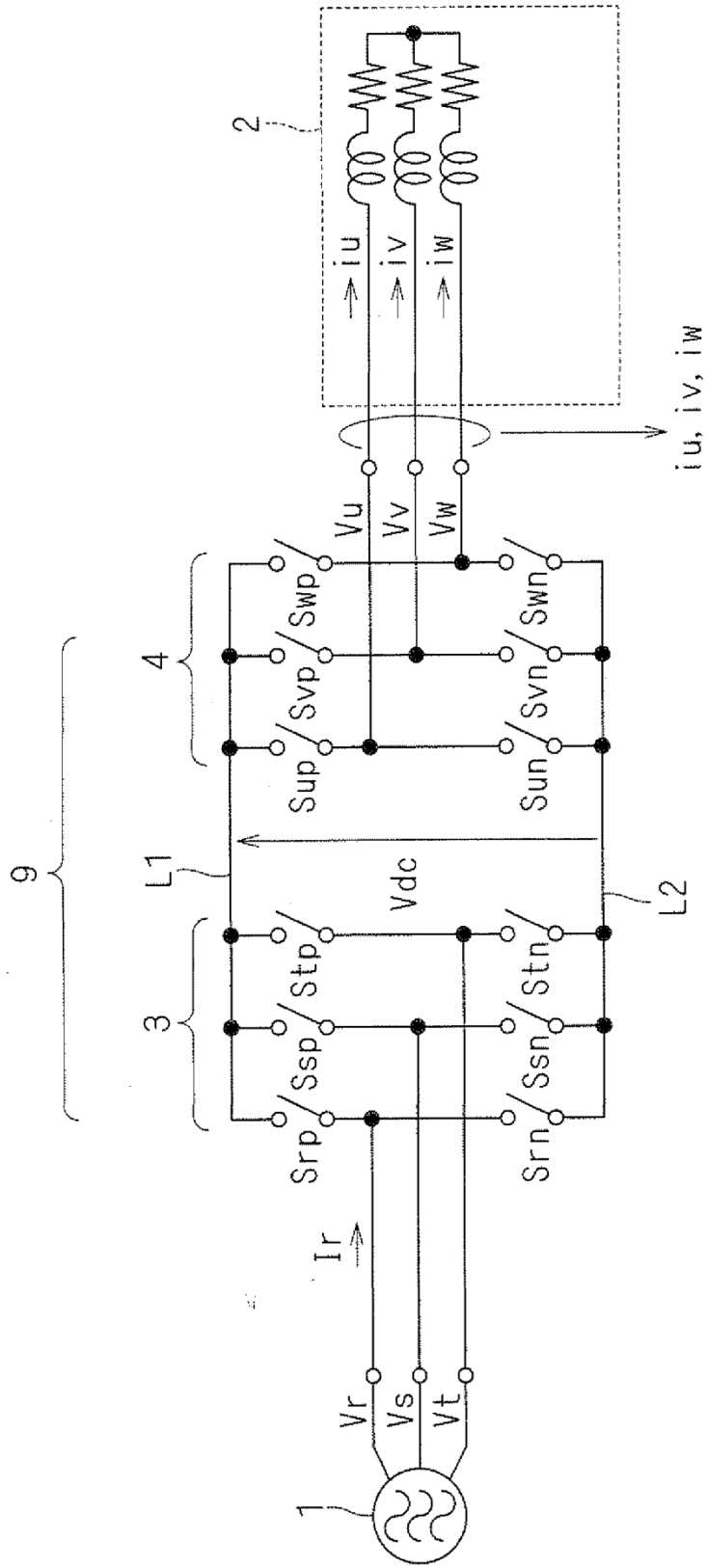
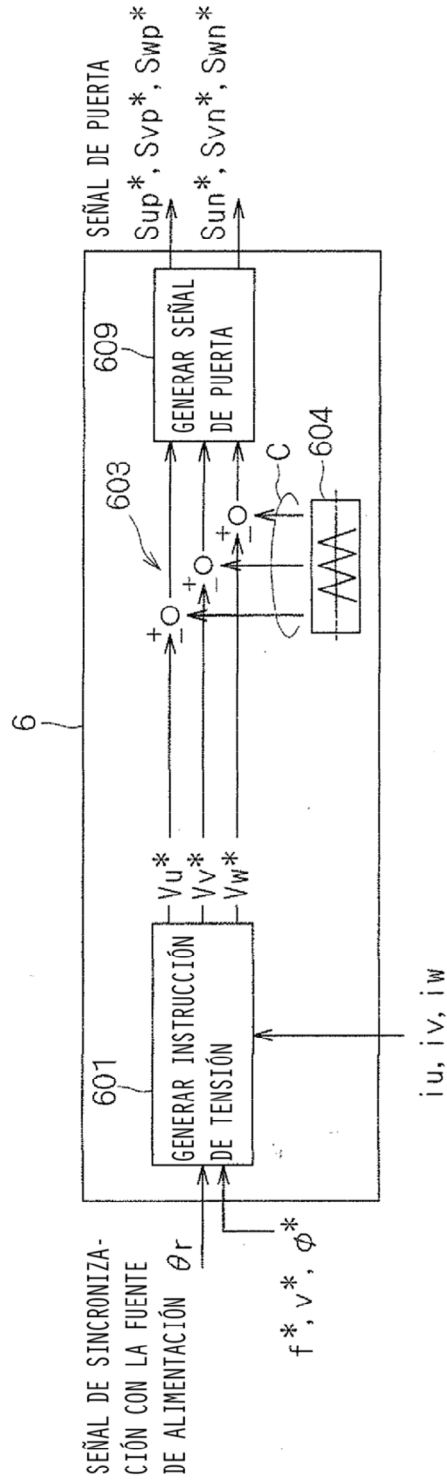
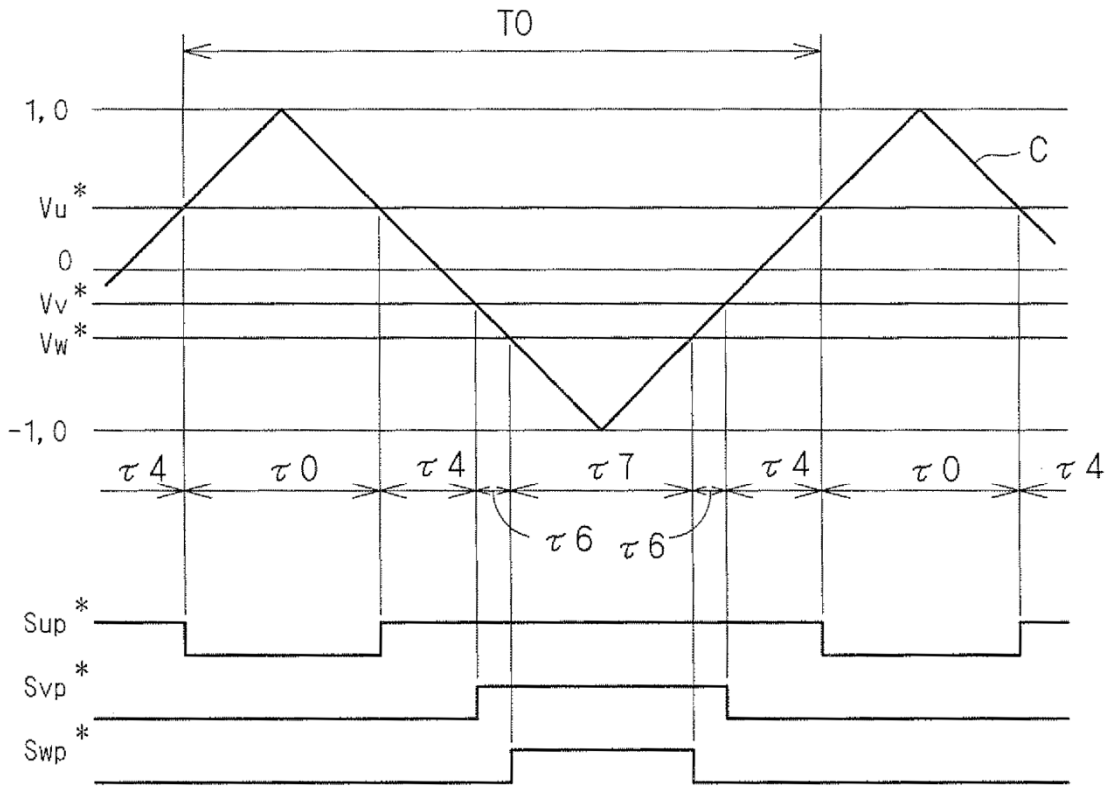




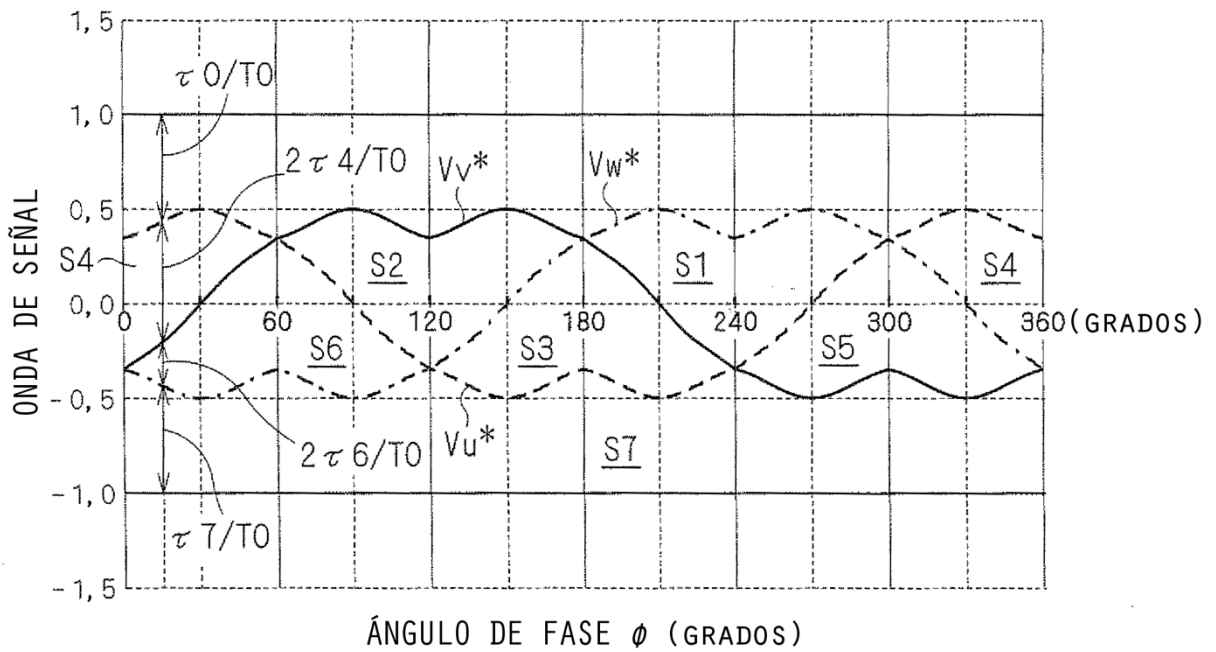
FIG. 2



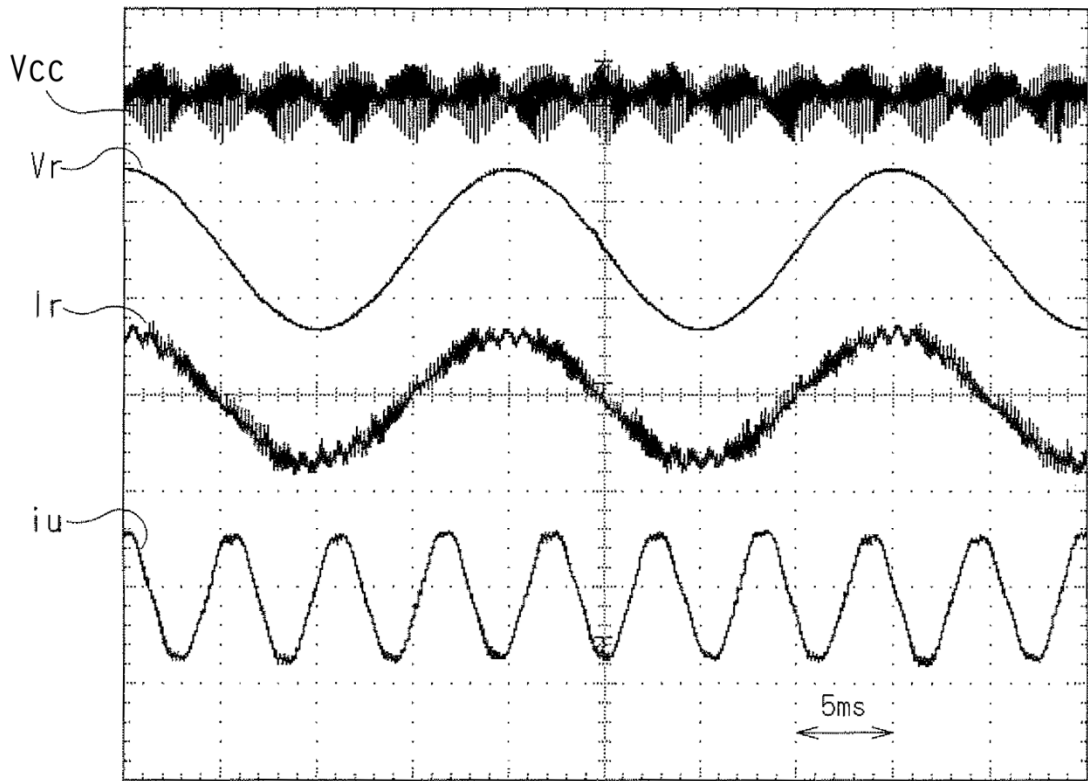
F I G . 3



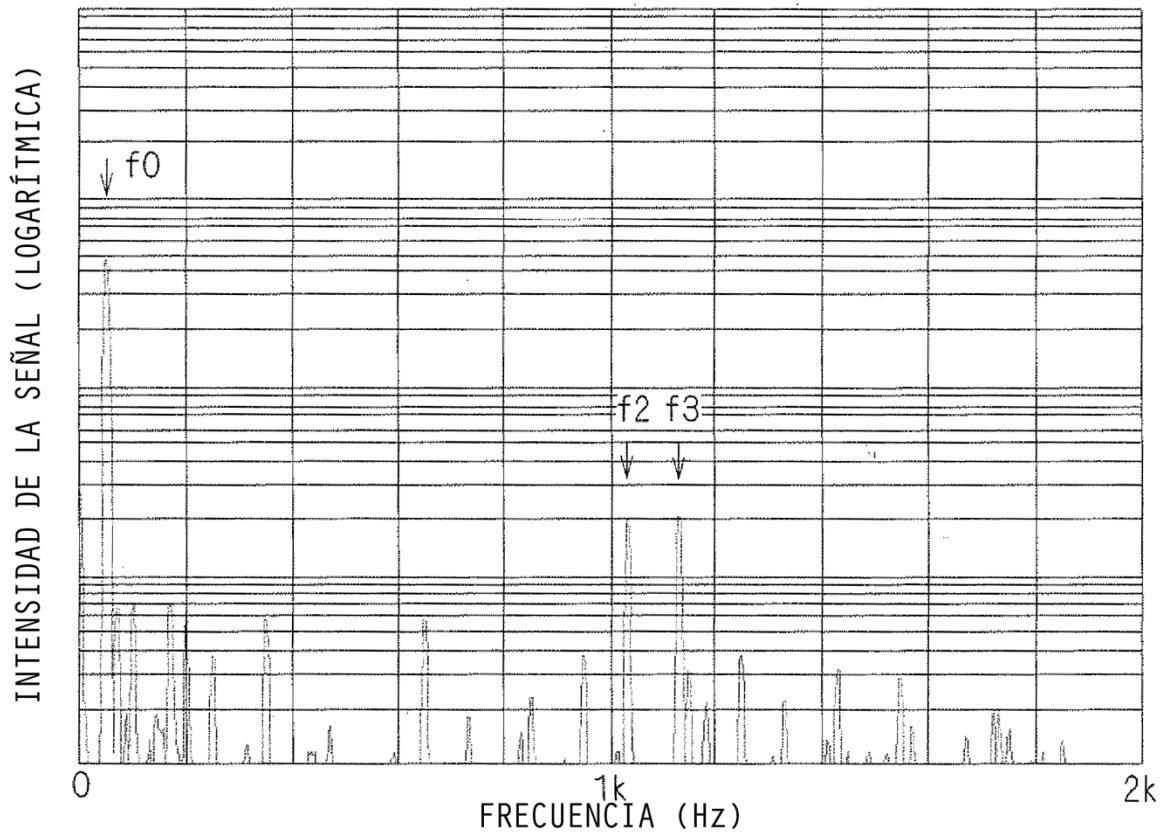
F I G . 4



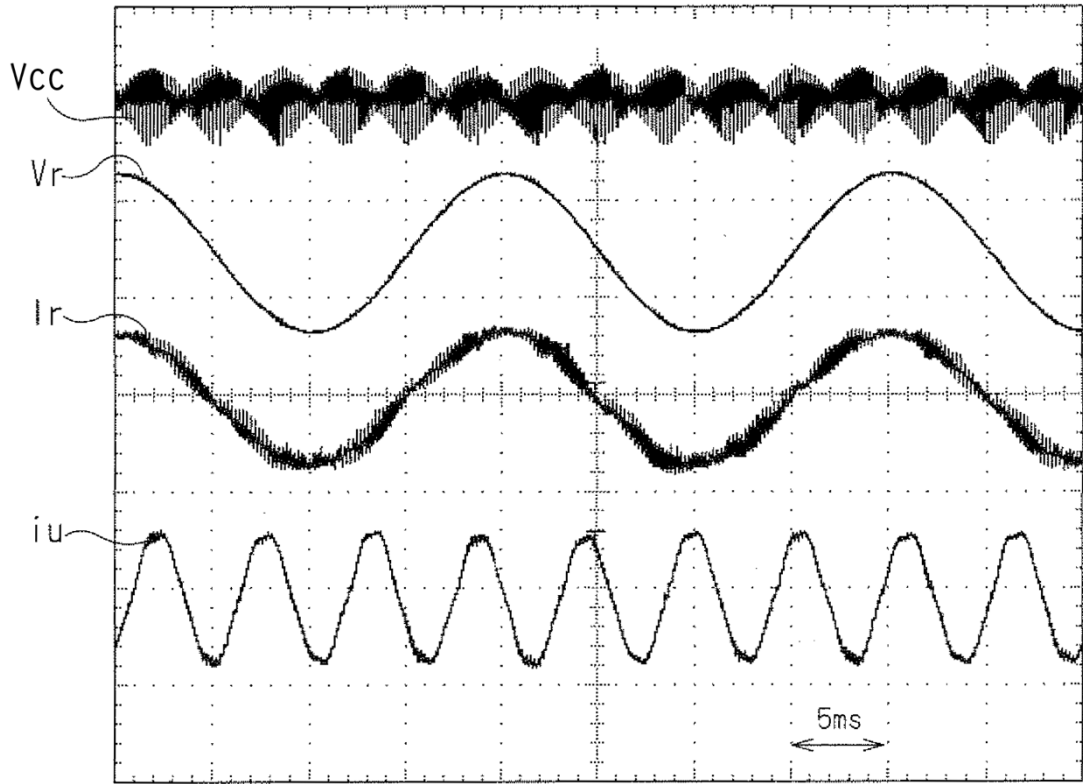
F I G . 5



F I G . 6



F I G . 7



F I G . 8

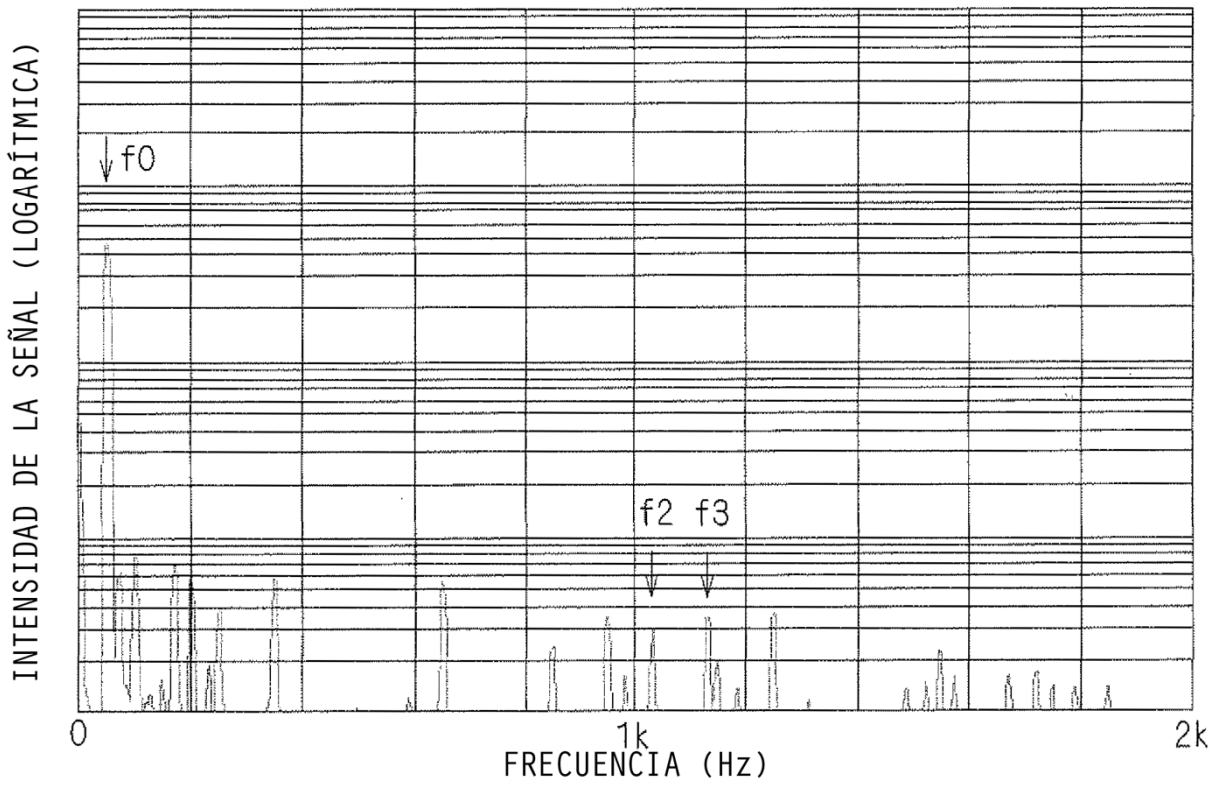


FIG. 9

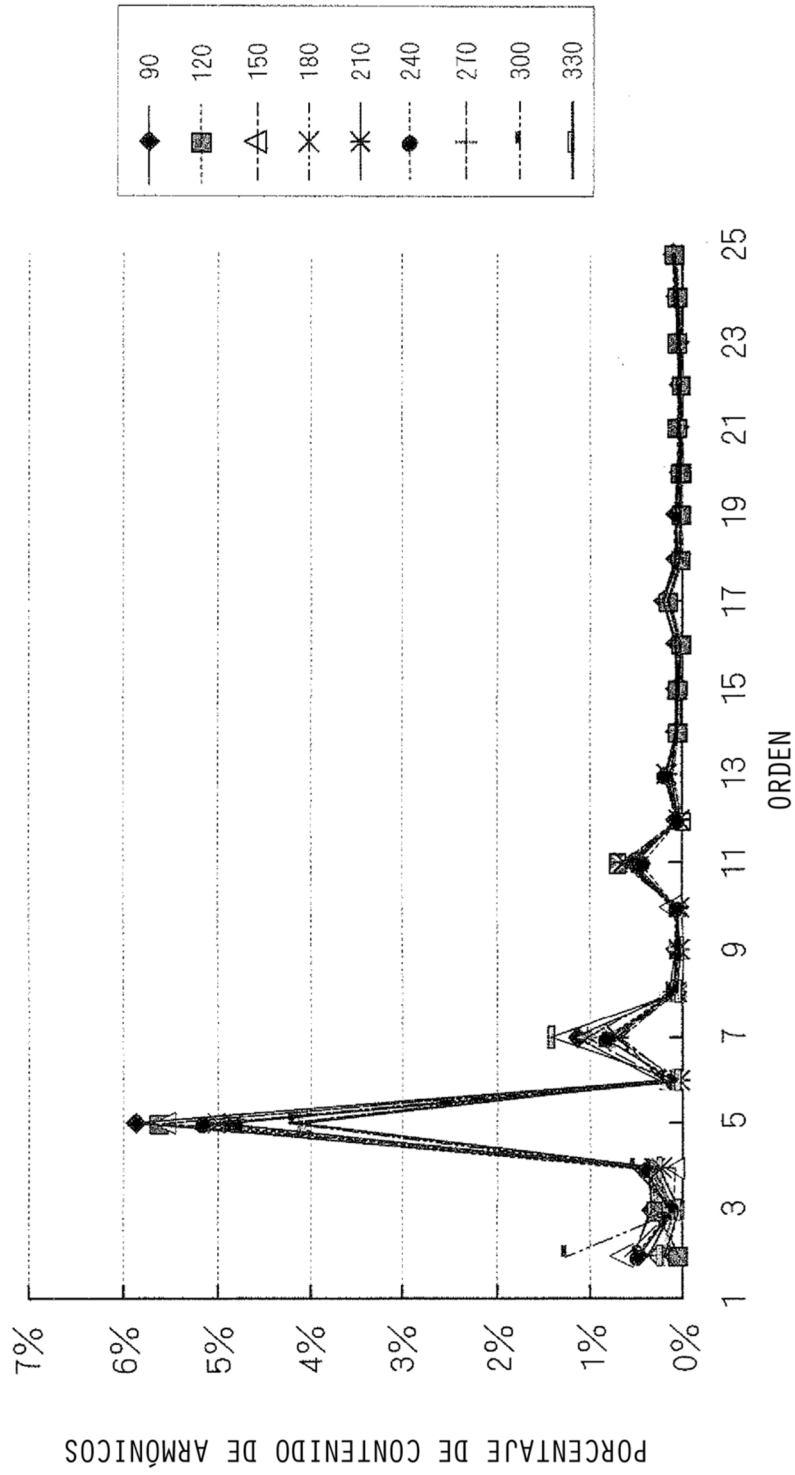


FIG. 10

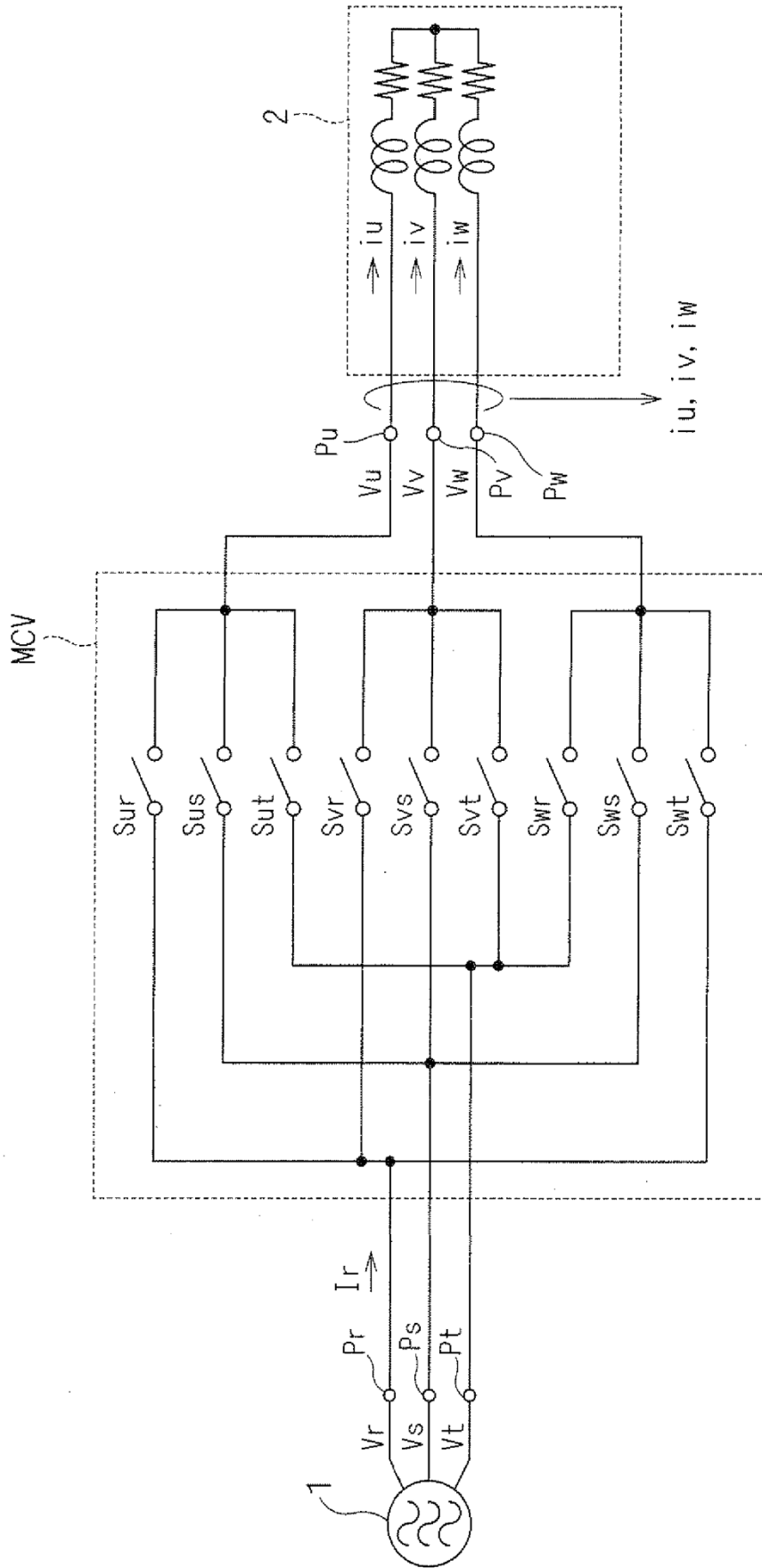


FIG. 11

