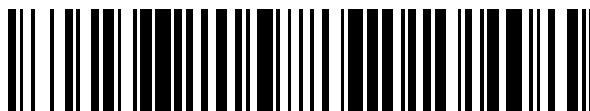


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 886 039**

51 Int. Cl.:

H02M 7/12 (2006.01)
H02M 5/458 (2006.01)
H02M 7/48 (2007.01)
H02M 1/42 (2007.01)
H02J 7/34 (2006.01)
F03G 7/08 (2006.01)
H02J 3/36 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **24.09.2015** **PCT/JP2015/076847**

87 Fecha y número de publicación internacional: **31.03.2016** **WO16047651**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **24.09.2015** **E 15843810 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **28.07.2021** **EP 3200337**

54 Título: **Dispositivo de conversión de potencia**

30 Prioridad:

25.09.2014 JP 2014194927

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

16.12.2021

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 2 886 039 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

Dispositivo de conversión de potencia

Campo técnico

La presente invención se refiere a un convertidor de potencia que incluye un circuito amortiguador de potencia.

5 Antecedentes de la técnica

Por lo general, se utiliza un circuito rectificador de onda completa para obtener un voltaje de CC de una entrada de voltaje de CA monofásico de una fuente de alimentación de CA monofásica. Sin embargo, una salida del circuito rectificador de onda completa tiene pulsaciones de potencia que tienen una frecuencia dos veces mayor que la frecuencia del voltaje de CA monofásico. Por tanto, para reducir las pulsaciones de potencia, se requiere un circuito amortiguador de potencia para amortiguar una potencia entre una salida del circuito rectificador de onda completa y una carga. Se requiere un elemento capacitivo, por ejemplo, denominado condensador de filtrado para amortiguar una potencia.

El documento no de patente 1 describe una técnica para conectar un condensador de amortiguador a un condensador de filtrado a través de un conmutador de corriente reversible para absorber una potencia pulsante. Esta técnica reduce la capacitancia electrostática del condensador de filtrado y además permite que las ondulaciones de voltaje en el lado del amortiguador reduzcan en gran medida la capacitancia electrostática total requerida para el filtrado.

El documento no de patente 2 y el documento de patente 1 describen una técnica para conectar un condensador de amortiguador a un enlace de CC a través de un elemento de conmutación mientras que se quita el condensador de filtrado del documento no de patente 1. Se describe un circuito de conversión directa que genera una fuente de voltaje mediante esta técnica y genera un enlace de alta frecuencia junto con un voltaje de fuente de alimentación.

El documento no de patente 3 describe además una técnica para convertir una forma de onda de entrada en una forma de onda sinusoidal y aumentar la eficiencia.

Las técnicas descritas en los Documentos no de patente 2 y 3 mejoran una relación de utilización de voltaje (una relación de un voltaje a través de un enlace de CC a un valor de cresta de un voltaje de fuente de alimentación) de 0,5 a $1/\sqrt{2} = 0,71$, en comparación con la técnica propuesta convencionalmente que implica el uso de un amortiguador activo (por ejemplo, véase el documento no de patente 4). Sin embargo, el voltaje a través del enlace de CC es bajo en comparación con un rectificador monofásico típico. Esto puede aumentar la capacidad actual de un dispositivo de potencia de un inversor.

Para resolver el problema anterior, el documento de patente 2 propone una técnica para controlar el voltaje a través de un enlace de CC para tener una forma de onda obtenida mediante la rectificación de onda completa de un CA de dos fases y establecer una relación de utilización de voltaje promedio en 0,9 como máximo.

Como se describió anteriormente, las técnicas propuestas en los documentos no de patente 2 y 3 y los documentos de patente 1 y 2, que se basan en el concepto de flujo de potencia, amortiguan las pulsaciones de potencia mediante un circuito amortiguador de potencia para suministrar una potencia constante a un inversor.

Además, el documento de patente 5 describe un dispositivo de conversión directa monofásico/trifásico que tiene un factor de modulación de amplitud de entrada mejorado. Durante un primer período (T1) durante el cual, cuando la forma de onda de CA emitida por una fuente de alimentación de CA monofásica se expresa como el seno del ángulo de fase de la misma, el coseno de dos veces dicho ángulo de fase es positivo, un ciclo de trabajo de descarga, a saber el porcentaje de tiempo que un primer conmutador está conduciendo, se establece más alto que un primer valor obtenido al dividir el producto de la amplitud del voltaje de CA de la fuente de alimentación de CA monofásica y el coseno mencionado anteriormente por el producto del voltaje a través del terminal de un condensador y la raíz cuadrada de dos. Alternativa o adicionalmente, durante un segundo período (T2) durante el cual el coseno mencionado anteriormente es negativo, un ciclo de trabajo del rectificador, a saber, el porcentaje de tiempo que un rectificador de diodos está conduciendo, se establece más alto que un segundo valor que consiste en el recíproco del producto del valor absoluto del seno mencionado y la raíz cuadrada de dos.

Además, el documento de patente 6 describe un método para controlar dispositivos de conversión directa monofásicos/trifásicos. El procesamiento se lleva a cabo en cada período predeterminado representado por la suma del primero al tercer período, en el primer período se pasa una corriente a través de un rectificador de diodos monofásico y en el tercer período se hace que un inversor lleve a cabo una operación utilizando un vector de voltaje cero como vector de voltaje. En cada uno de los períodos predeterminados, el siguiente procesamiento se lleva a cabo dependiendo del voltaje de CA monofásico, cuando el valor absoluto del voltaje de CA monofásico es menor que un valor predeterminado, los condensadores se conectan en paralelo entre sí en un segundo período, y cuando el valor absoluto de la CA monofásica es más alto que un valor predeterminado, se pasa una corriente a través de los condensadores conectados en serie entre sí en un segundo período. El valor máximo en el segundo período

obtenido cuando el valor absoluto del voltaje de CA monofásico es más alto que el valor predeterminado es mayor que el valor máximo en el segundo período obtenido cuando el valor absoluto del voltaje de CA monofásico es menor que el valor predeterminado.

Además, el documento de patente 7 describe un dispositivo de conversión directa monofásico/trifásico y un método de control del mismo. Un rectificador de diodos realiza la rectificación de onda completa con respecto a un voltaje monofásico y genera un voltaje rectificado entre las líneas de suministro de potencia directa. Un inversor recibe el voltaje rectificado y suministra corrientes de CA trifásicas a una carga inductiva. Un circuito de carga/descarga está conectado entre las líneas de suministro de potencia directa y además tiene un circuito amortiguador y un circuito elevador. El circuito amortiguador incluye una conexión en serie entre un condensador y un conmutador. El circuito elevador, por ejemplo, está constituido por un conmutador elevador e incluye un conmutador, un reactor y un diodo.

Además, el documento de patente 8 describe un dispositivo de conversión de potencia de CA directa, que adopta una cámara de refuerzo, la corriente máxima que fluye a través de un inductor que tiene la cámara de refuerzo se reduce. Cuando se introducen un deber de rectificación (dr), un deber de descarga (dc), el voltaje (Vc) a través de un condensador (34) y el voltaje de rectificación (Vrec) de un voltaje de CA (Vin), el voltaje del enlace de CC virtual (Vdc) de un inversor (6) se representa por $dc \cdot Vc + dr \cdot V_{rcc}$. El deber de descarga (dc) es la proporción de tiempo que un conmutador (41) está conduciendo. El deber de rectificación (dr) tiene el valor de restar el deber de descarga (dc) y un deber de voltaje cero (dz) de 1. El deber de voltaje cero (dz) es la proporción de tiempo que el inversor (6) está adoptando un vector de voltaje cero independientemente de la magnitud del voltaje que está emitiendo el inversor (6). En una parte del período durante el cual el voltaje del enlace de CC (Vdc) virtual es mayor que el voltaje de rectificación (Vrec), la carga del condensador (34) se realiza en la cámara de refuerzo (3).

Documentos de la técnica anterior

Documentos de patente

Documento de patente 1: Solicitud de Patente Japonesa abierta a la inspección pública N° 2011-193678

Documento de patente 2: Patente Japonesa N° 5454732

Documento de patente 3: Solicitud de Patente Japonesa abierta a la inspección pública N° 2014-082926

Documento de patente 4: Solicitud de Patente Japonesa abierta a la inspección pública N° 2015-084637

Documento de patente 5: WO 2014/046012 A1

Documento de patente 6: JP 2011 050159 A

Documento de patente 7: JP 2011 193678 A

Documento de patente 8: WO 2014/050987 A1

Documentos no de patente

Documento no de patente 1: Irie, Yamashita y Takemoto, "Ripple Compensation for a Single-Phase Rectifier by 2-Quadrant Chopper and Auxiliary Capacitor", Actas D del Instituto de Ingenieros Eléctricos de Japón (IEEJ), vol. 112, núm. 7, págs.623-629 (1992).

Documento no de patente 2: Ohnuma, Itoh, "Circuit Configuration and Control Strategy of single-to-three Phase Power Converter with Active Buffer and Charge Circuit", Reunión anual de 2010 de IEEJ, 4-057 (2010).

Documento no de patente 3: Ohnuma, Itoh, "Comparison between a Boost Chopper and an Active Buffer as a Single to Three Phase Converter", Reunión anual de 2011 de IEEJ, 4-042 (2011).

Documento no de patente 4: Ohnuma, Itoh, "Control Strategy of Single Phase to Three Phase Power Converter Using an Active Snubber", Conferencia de la Sociedad de Aplicaciones Industriales IEEJ 2008, 1-20 (2008).

Compendio de la invención

Problema a ser resuelto por la invención

El documento de patente 3 propone una técnica para generar un voltaje a través de un enlace de CC utilizando el voltaje en la fuente de alimentación y el voltaje en el circuito amortiguador de energía. Esto puede aumentar el voltaje a través del enlace de CC. Sin embargo, en vista del voltaje de ruptura de un condensador utilizado en el circuito amortiguador de potencia, el voltaje del circuito amortiguador de potencia se ajusta deseablemente para que no sea superior a 1,2 veces el valor de cresta del voltaje de fuente de alimentación. Cuando el voltaje del circuito amortiguador de potencia se establece en tal valor, el circuito amortiguador de potencia cubre principalmente la potencia. En este caso, la potencia suministrada desde el circuito rectificador de onda completa al inversor es una

potencia auxiliar, y existe un compromiso entre aumentar el voltaje a través del enlace de CC y obtener características de alta eficiencia que son una característica del convertidor de potencia directa.

Por lo tanto, la presente solicitud tiene el objetivo de proporcionar una técnica para aumentar el voltaje a través de un enlace de CC sin aumentar la potencia cubierta por un circuito amortiguador de potencia.

5 Medios para resolver el problema

Un convertidor de potencia según la presente invención incluye las características de la reivindicación 1. Todas las características técnicas de la reivindicación independiente son obligatorias y no opcionales, independientemente de cualquier declaración en contrario en los siguientes pasajes.

Las realizaciones preferidas se describen por las reivindicaciones dependientes.

10 Las partes del objeto de la descripción que no están cubiertas por las reivindicaciones constituyen los antecedentes de la técnica o ejemplos útiles para comprender la invención.

Solo aquellos ejemplos que comprenden todas las características de las reivindicaciones independientes son parte de la invención y, por tanto, realizaciones de la invención.

15 En un segundo aspecto del convertidor de potencia según la presente invención, en el primer aspecto, una relación (V_c/V_m) del voltaje en ambos extremos (V_c) al valor de cresta (V_m) es 1 o más y 1,2 o menos.

En un tercer aspecto del convertidor de potencia según la presente invención, en el primer o segundo aspecto, el inversor (5) realiza la conversión CC-CA con un valor mínimo del voltaje de CC (V_{cc}) como límite superior.

En un cuarto aspecto del convertidor de potencia según la presente invención, en el primer o segundo aspecto, el voltaje de CC varía con una cuarta parte del período del voltaje de CA monofásico como período fundamental.

20 En un quinto aspecto del convertidor de potencia según la presente invención, en el primer o segundo aspecto, el voltaje de CC varía en un par de secciones que no son adyacentes entre sí entre secciones dividiendo igualmente el período del voltaje de CA monofásico. en cuatro y es constante en el otro par de secciones.

Efectos de la invención

25 El voltaje de CC (V_{dc}) varía en un período en el que varía el deber de descarga (dc). Esto aumenta un valor de cresta/voltaje de ambos extremos (V_m/V_c) que afecta el deber de descarga (dc) (es decir, reduce el voltaje de ambos extremos (V_c)) para aumentar el voltaje de CC (V_{dc}). En otras palabras, el voltaje en ambos extremos (V_c) que se requiere para obtener un voltaje de CC (V_{dc}) deseado se reduce, reduciendo así el voltaje de ruptura requerido para el condensador (C4).

30 Los objetos, características, aspectos y ventajas de la presente invención llegarán a ser más evidentes a partir de la siguiente descripción detallada y los dibujos adjuntos.

Breve descripción de los dibujos

La FIG. 1 es un diagrama de bloques que muestra una configuración de un convertidor de potencia directo al que se aplica un método de control descrito en una realización no cubierta por las reivindicaciones;

35 La FIG. 2 es un diagrama de bloques que muestra un equilibrio de potencia en el convertidor de potencia directo al que se aplica un método de control descrito en una realización no cubierta por las reivindicaciones;

La FIG. 3 es un diagrama de circuito que muestra un circuito equivalente de un circuito mostrado en la FIG. 1;

La FIG. 4 es un gráfico que muestra el funcionamiento del convertidor de potencia directo cuando se adopta un ajuste básico de deber;

40 La FIG. 5 es un gráfico que muestra una relación de utilización de voltaje a una relación de voltaje cuando se adopta el ajuste básico de deber;

La FIG. 6 es un gráfico que muestra el funcionamiento del convertidor de potencia directo cuando se utiliza la técnica descrita en el documento de patente 3;

La FIG. 7 es un gráfico que muestra el funcionamiento del convertidor de potencia directo cuando se adopta una primera modificación de deber;

45 La FIG. 8 es un gráfico que muestra un deber de rectificación, un deber de descarga y un deber cero cuando se adopta la primera modificación del deber y cuando se adopta una segunda modificación del deber;

Las FIGS. 9 y 10 son gráficos que muestran la validez de una aproximación;

La FIG. 11 es un gráfico que muestra la dependencia de la relación de utilización de voltaje con la fase cuando se adopta la segunda modificación del deber;

La FIG. 12 es un gráfico que muestra la dependencia de la relación de utilización de voltaje con la fase cuando se adopta la primera modificación del deber;

- 5 La FIG. 13 es un gráfico que muestra la dependencia de la relación de utilización de voltaje con la fase cuando se adopta el ajuste básico del deber;

La FIG. 14 es un gráfico que muestra la dependencia de una relación de utilización de voltaje R con una relación de voltaje α ;

- 10 La FIG. 15 es un gráfico que muestra la dependencia de los deberes con la fase cuando se usa el ajuste básico del deber;

La FIG. 16 es un gráfico que muestra la dependencia de los deberes con la fase cuando se usa la primera modificación del deber y cuando se usa la segunda modificación;

La FIG. 17 es un gráfico que muestra el funcionamiento del convertidor de potencia directo cuando se adopta la primera modificación del deber;

- 15 La FIG. 18 es un gráfico que muestra el funcionamiento del convertidor de potencia directo cuando se adopta el ajuste básico del deber;

La FIG. 19 es un gráfico que muestra una relación entre dos tipos de potencias;

La FIG. 20 es un gráfico que muestra el funcionamiento de un conmutador de un circuito equivalente y el funcionamiento de un elemento de conmutación de un inversor;

- 20 La FIG. 21 es un diagrama de circuito que muestra una primera modificación;

La FIG. 22 es un gráfico que muestra el funcionamiento del convertidor de potencia directo según una segunda modificación; y

La FIG. 23 es un gráfico que muestra el funcionamiento del convertidor de potencia directo según una tercera modificación.

25 Descripción de realizaciones

A. Configuración del convertidor de potencia directo

La FIG. 1 es un diagrama de bloques que muestra una configuración de un convertidor de potencia directo al que se aplica un método de control descrito en esta realización. El convertidor de potencia directo incluye un convertidor 3, un circuito amortiguador de potencia 4, un inversor 5 y un enlace de CC 7.

- 30 El convertidor 3 está conectado con una fuente de alimentación de CA monofásica 1 a través de, por ejemplo, un filtro 2. El filtro 2 incluye un reactor L2 y un condensador C2. El reactor L2 se proporciona entre el convertidor 3 y uno de los dos terminales de salida de la fuente de alimentación de CA monofásica 1. El condensador C2 se proporciona entre los dos terminales de salida de la fuente de alimentación de CA monofásica 1. El filtro 2 quita los componentes de alta frecuencia de una corriente. El filtro 2 puede omitirse. En aras de la brevedad, la siguiente descripción se realizará ignorando la función del filtro 2.

- 35 El enlace de CC 7 incluye las líneas de alimentación de CC LH y LL.

- 40 El convertidor 3 utiliza un puente de diodos, por ejemplo, e incluye los diodos D31 a D34. Los diodos D31 a D34, que constituyen un circuito puente, convierten un voltaje de CA monofásico V_{in} , que es una entrada de voltaje de entrada de la fuente de alimentación de CA monofásica 1, mediante rectificación monofásica de onda completa en un voltaje rectificado V_{rec} y enviarlo a través de las líneas de alimentación LH y LL. Se aplica un potencial más alto a la línea de alimentación de CC LH que a la línea de alimentación de CC LL. Una corriente de entrada i_{in} fluye hacia el convertidor 3 desde la fuente de alimentación de CA monofásica 1.

- 45 El circuito amortiguador de potencia 4 incluye un circuito de descarga 4a y un circuito de carga 4b y proporciona y recibe potencia hacia y desde el enlace de CC 7. El circuito de descarga 4a incluye un condensador C4, y el circuito de carga 4b aumenta el voltaje rectificado V_{rec} y carga el condensador C4.

- 50 El circuito de descarga 4a incluye además un transistor (en la presente memoria, un transistor bipolar de puerta aislada: de aquí en adelante abreviado como "IGBT") Sc conectado en antiparalelo a un diodo D42. El transistor Sc está conectado en serie al condensador C4 adyacente a la línea de alimentación de CC LH entre las líneas de alimentación de CC LH y LL. En la presente memoria, estar conectado en antiparalelo se refiere a estar conectado en paralelo con direcciones de avance que son opuestas entre sí. Específicamente, la dirección de avance del

- transistor Sc es una dirección desde la línea de alimentación de CC LL hacia la línea de alimentación de CC LH, y la dirección de avance del diodo D42 es una dirección desde la línea de alimentación de CC LH hacia la línea de alimentación de CC LL. El transistor Sc y el diodo D42 pueden entenderse colectivamente como un elemento conmutador (conmutador Sc). Cuando el conmutador Sc es conductor, el condensador C4 se descarga para proporcionar potencia al enlace de CC 7.
- El circuito de carga 4b incluye, por ejemplo, un diodo D40, un reactor L4 y un transistor (en la presente memoria un IGBT) SI. El diodo D40 tiene un cátodo y un ánodo, y el cátodo está conectado entre el conmutador Sc y el condensador C4. Esta configuración se conoce como un seccionador de refuerzo.
- El reactor L4 está conectado entre la línea de alimentación de CC LH y el ánodo del diodo D40. El transistor SI está conectado entre la línea de alimentación de CC LL y el ánodo del diodo D40. El transistor SI está conectado en antiparalelo con un diodo D41, y pueden entenderse colectivamente como un elemento conmutador (conmutador SI). Específicamente, la dirección de avance del transistor SI es una dirección desde la línea de alimentación de CC LH hacia la línea de alimentación de CC LL, y la dirección de avance del diodo D41 es una dirección desde la línea de alimentación de CC LL hacia la fuente de alimentación de CC. línea LH.
- El condensador C4 se carga mediante el circuito de carga 4b, y en el condensador C4 se genera un voltaje Vc en ambos extremos más alto que el voltaje rectificado Vrec. Específicamente, se hace que fluya una corriente desde la línea de alimentación de CC LH a la línea de alimentación de CC LL a través del conmutador SI para almacenar energía en el reactor L4, y luego el conmutador SI se apaga para almacenar la energía en el condensador C4 a través del diodo D40.
- Dado que el voltaje Vc en ambos extremos es más alto que el voltaje rectificado Vrec, básicamente no fluye corriente a través del diodo D42. Por tanto, la conducción/no conducción del conmutador Sc depende únicamente de la del transistor Sc. En la presente memoria, el diodo D42 actúa para lograr un voltaje de ruptura inverso en el que el voltaje Vc en ambos extremos es menor que el voltaje rectificado Vrec y para permitir una conducción inversa de una corriente que refluye desde una carga inductiva 6 al enlace de CC 7 cuando el inversor 5 se detiene debido a una anomalía.
- Dado que la línea de alimentación de CC LH es más alta que la línea de alimentación de CC LL en potencial, básicamente no fluye corriente a través del diodo D41. Por tanto, la conducción/no conducción del conmutador SI depende únicamente de la del transistor SI. Aunque en la presente memoria el diodo D41 es un diodo para voltaje de ruptura inverso y conducción inversa y se ilustra como un diodo interno del transistor SI configurado por un IGBT, el diodo D41 en sí no está implicado en una operación de circuito.
- El inversor 5 convierte un voltaje de CC a través de las líneas de alimentación de CC LH y LL en un voltaje de CA y lo envía a los terminales de salida Pu, Pv y Pw. El inversor 5 incluye seis elementos de conmutación Sup, Svp, Swp, Sun, Svn y Swn. Los elementos de conmutación Sup, Svp y Swp están conectados respectivamente entre la línea de alimentación de CC LH y los terminales de salida Pu, Pv y Pw, y los elementos de conmutación Sun, Svn y Swn están conectados respectivamente entre la línea de alimentación de CC LL y los terminales de salida Pu, Pv y Pw. El inversor 5 comprende un denominado inversor de fuente de voltaje e incluye seis diodos Dup, Dvp, Dwp, Dun, Dvn y Dwn.
- Los diodos Dup, Dvp, Dwp, Dun, Dvn y Dwn están dispuestos con sus cátodos dirigidos hacia la línea de alimentación de CC LH y sus ánodos dirigidos hacia la línea de alimentación de CC LL. El diodo Dup se conecta en paralelo al elemento de conmutación Sup entre el terminal de salida Pu y la línea de alimentación de CC LH. De manera similar, los diodos Dvp, Dwp, Dun, Dvn y Dwn están conectados respectivamente en paralelo a los elementos de conmutación Svp, Swp, Sun, Svn y Swn. Las corrientes de CA lu, lv e lw se emiten respectivamente de los terminales de salida Pu, Pv y Pw y constituyen una corriente de CA trifásica. Por ejemplo, los IGBT se utilizan como los elementos de conmutación Sup, Svp, Swp, Sun, Svn y Swn.
- La carga inductiva 6 es una máquina rotativa, por ejemplo, y se muestra mediante un circuito equivalente que representa una carga inductiva. Específicamente, un reactor Lu y una resistencia Ru están conectados en serie entre sí, y un extremo del cuerpo en serie está conectado al terminal de salida Pu. Lo mismo se aplica a un reactor Lv y una resistencia Rv y a un reactor Lw y una resistencia Rw. Los extremos opuestos respectivos de estos cuerpos en serie están conectados entre sí.
- Cuando se ilustra un sistema de control con la carga inductiva 6 como una máquina síncrona, un detector de velocidad 9 detecta las corrientes de CA lu, lv e lw que fluyen a través de la carga inductiva 6 y, en base a estas corrientes, proporciona un controlador 10 con una velocidad angular de rotación ω_m , y una corriente Iq en el eje q y una corriente Id en el eje d.
- El controlador 10 recibe la velocidad angular de rotación ω_m , y la corriente Iq del eje q y la corriente Id del eje d, así como los valores de cresta Vm e Im, una velocidad angular de la fuente de alimentación ω y un valor nominal ω_m^* de la velocidad angular de rotación, que se describirá a continuación, y en base a los valores nominales de voltaje Vu*, Vv* y Vw* (que se describirán a continuación con referencia a la FIG. 20), obtiene las señales SSUp, SSvp, SSwp, SSUn, SSvn, y SSwn para controlar respectivamente las operaciones de los elementos de conmutación Sup,

Svp, Swp, Sun, Svn y Swv del inversor 5 a través de procesamiento aritmético (no mostrado: por ejemplo, véase el documento de patente 1).

El controlador 10 también genera señales SSc y SS1 para controlar respectivamente las operaciones de los conmutadores Sc y Sl, que se generan en base a los deberes drec, dc, dz y dl (por ejemplo, véase el documento de patente 1).

B. Método de control

(b-1) Concepto básico de reducción de potencia

Una entrada de potencia de entrada instantánea Pin al convertidor 3 se expresa mediante la Fórmula (1) a continuación con un factor de potencia de entrada que es 1. Tenga en cuenta que se introducen un valor de cresta Vm y una velocidad angular ω de la fuente de alimentación del voltaje de CA monofásico Vin, un valor de cresta Im de la corriente de entrada de CA lin y un tiempo t. Un producto ωt de la velocidad angular ω de la fuente de alimentación y el tiempo t representa una fase del voltaje de CA monofásico Vin. Una forma de onda de CA se entiende como el producto de un valor sinusoidal de la fase ωt de la forma de onda de CA y un valor de cresta.

$$\begin{aligned} P_{in} &= V_m \cdot I_m \cdot \sin^2(\omega t) \\ &= \frac{1}{2} V_m \cdot I_m - \frac{1}{2} V_m \cdot I_m \cdot \cos(2\omega t) \quad \dots(1) \end{aligned}$$

La potencia de entrada instantánea Pin tiene un componente de CA $(-1/2) \cdot V_m \cdot I_m \cdot \cos(2\omega t)$ (en adelante, también denominado "componente de CA de Pin") mostrado por el segundo término del lado derecho de la Fórmula (1). La potencia de entrada instantánea Pin se denomina en lo sucesivo también potencia pulsante Pin.

El convertidor de potencia mostrado en la FIG. 1 se puede entender de la siguiente manera:

El enlace de CC 7 incluye las líneas de alimentación de CC LH y LL;

El convertidor 3 recibe el voltaje de CA monofásico Vin y emite la Pin de potencia pulsante;

El circuito amortiguador de potencia 4 recibe una potencia de carga PI del enlace de CC 7 y envía una potencia de descarga Pc al enlace de CC 7; y

El inversor 5 recibe, del enlace de CC 7, una potencia de entrada Pdc (= Pin + Pc - PI) obtenida restando la potencia de carga PI de la suma de la potencia pulsante Pin y la potencia de descarga Pc y emite las corrientes de CA lu, lv y lw.

La FIG. 2 es un diagrama de bloques que muestra esquemáticamente un equilibrio de potencia en el convertidor de potencia directo mostrado en la FIG. 1. Una potencia sometida a amortiguación (en adelante, conocida como "potencia de amortiguación Pbuf") por el circuito amortiguador de potencia 4 es igual a una diferencia de potencia (Pc - PI) obtenida restando la potencia de carga PI de la potencia de descarga Pc. Una potencia Prec dirigida desde el convertidor 3 hacia el inversor 5 es igual a Pin - PI. Por tanto, Pdc = Prec + Pc se mantiene.

En las técnicas mostradas en el Documento No de Patente 2 y el Documento de Patente 1, para contrarrestar el componente de CA Pin^ mencionado anteriormente, se realizan diferentes tipos de control alternativamente para cada cuarto de período ((1/4) período) del voltaje de CA monofásico Vin (tal control también se conoce como "control de un cuarto de período" por conveniencia). Específicamente, el control para establecer PI = Pin^ y Pc = 0 y el control para establecer PI = 0 y Pc = -Pin^ se realizan alternativamente para cada cuarto de período del voltaje de CA monofásico Vin. Como resultado, Pdc = Pin + Pc - PI = Pin - Pin^ = (1/2) · Vm · Im se mantiene durante todo un período, evitando así las pulsaciones de potencia. En estas técnicas, sin embargo, un valor máximo de la relación de utilización de voltaje permanece en 1/√2.

En la técnica descrita en el documento de patente 2, incluso si se puede aumentar una relación de utilización de voltaje, es más probable que el voltaje a través del enlace de CC y la corriente que fluye a través del enlace de CC se distorsionen en un cuarto de período del voltaje de CA monofásico Vin.

Por tanto, se considera a continuación el control sin la premisa de que PI = 0 y Pc = 0 se establezcan alternativamente para cada cuarto de período del voltaje de CA monofásico Vin.

(b-2) Ejemplos específicos de potencia de carga PI y potencia de descarga Pc

En y después de esta sección, la potencia de carga PI y la potencia de descarga Pc mencionadas anteriormente se determinan respectivamente mediante las Fórmulas (2) y (3) como ejemplos.

$$P_I = \frac{1}{2} \cdot V_m \cdot I_m \cdot \sin^2(\omega t) \quad \dots(2)$$

$$P_c = \frac{1}{2} \cdot V_m \cdot I_m \cdot \cos^2(\omega t) \\ = \frac{1}{2} \cdot V_m \cdot I_m \cdot \cos(2\omega t) + P_I \quad \dots(3)$$

Esto significa que la potencia de carga P_I es la mitad de la potencia pulsante P_{in} , y la potencia de descarga P_c es una potencia obtenida restando el componente de CA P_{in}^A de la potencia de carga P_I .

5 La potencia de carga P_I puede entenderse como una potencia $(1/2) \cdot P_{in}$ distribuida desde la potencia pulsante P_{in} al circuito amortiguador de potencia 4 a través del enlace de CC 7 con una relación de distribución de $1/2$.

A partir de las Fórmulas (2) y (3) y $P_{buf} = P_c - P_I$, la potencia de amortiguador P_{buf} también se expresa mediante la Fórmula (4).

$$P_{buf} = \frac{1}{2} \cdot V_m \cdot I_m \cdot \cos(2\omega t) \quad \dots(4)$$

10 Es obvio que la potencia de carga P_I y la potencia de descarga P_c son diferentes de las del control de cuarto de período descrito anteriormente.

La descarga es dominante sobre la carga en un período (en adelante, también denominado "período dominante de descarga") en el que $P_c > P_I$ (es decir, $P_{buf} > 0$), y la carga es dominante sobre la descarga en un período (en adelante, también denominado "período de carga dominante") en el que $P_c < P_I$ (es decir, $P_{buf} < 0$). Como se puede entender a partir de las Fórmulas (2) y (3), un período en el que $(n + 1/4) \pi \leq \omega t \leq (n + 3/4) \pi$ es el período de carga dominante, y un período en el que $(n + 3/4) \pi \leq \omega t \leq (n + 5/4) \pi$ es el período dominante de descarga (n es un número entero: lo mismo se aplica a la descripción siguiente).

La relación de utilización de voltaje se puede establecer en 1 determinando la potencia de carga P_I y la potencia de descarga P_c como se describió anteriormente, que se describirá a continuación.

(b-3) Distribución de corriente

20 Esta sección describirá una técnica para establecer una corriente i_{rec1} que fluye desde el convertidor 3 al inversor 5 fuera de una salida de corriente i_{rec} desde el convertidor 3 a la mitad de la corriente i_{rec} .

El voltaje rectificado V_{rec} expresado por la Fórmula (5) se aplica al lado de salida del convertidor 3.

$$V_{rec} = |V_{in}| = V_m \cdot |\sin(\omega t)| \quad \dots(5)$$

La Fórmula (6) a continuación se mantiene como $P_{rec} = P_{in} - P_I$.

$$25 \quad P_{rec} = \frac{1}{2} \cdot V_m \cdot I_m \cdot \sin^2(\omega t) = |V_{in}| \cdot i_{rec1} \quad \dots(6)$$

Por tanto, la corriente i_{rec1} se expresa mediante la Fórmula (7) a continuación.

$$i_{rec1} = \frac{1}{2} \cdot I_m \cdot |\sin(\omega t)| \quad \dots(7)$$

30 La Fórmula (1) se basa en la premisa de que la corriente de entrada i_{in} se expresa mediante $I_m \cdot \sin(\omega t)$, es decir, tiene una forma de onda sinusoidal y, por tanto, la corriente i_l satisface la Fórmula (8) siguiente. Como puede verse a partir de la FIG. 2, esto se debe a que la salida de corriente i_{rec} del convertidor 3 es igual a la suma de la corriente i_{rec1} y la corriente i_l .

$$i_l = \frac{1}{2} \cdot I_m \cdot |\sin(\omega t)| \quad \dots(8)$$

35 Cuando se introduce una corriente de descarga i_c que fluye desde el condensador C4 al inversor 5, la potencia de descarga P_c emitida por el circuito amortiguador de potencia 4 se expresa mediante un producto $V_c \cdot i_c$. Por tanto, para que la potencia de descarga P_c satisfaga la Fórmula (3), es suficiente que la corriente de descarga i_c satisfaga la Fórmula (9) siguiente.

$$i_c = \frac{P_c}{V_c} = \frac{V_m \cdot I_m}{2V_c} \cdot \cos^2(\omega t) \quad \dots(9)$$

La FIG. 3 muestra un circuito equivalente del circuito mostrado en la FIG. 1. El circuito equivalente se introduce en el documento de patente 1, por ejemplo. En el circuito equivalente, la corriente irec1 se expresa de manera equivalente como una corriente irec1 que pasa a través de un conmutador Srec cuando este conmutador es conductor. De manera similar, la corriente de descarga ic se expresa de manera equivalente como una corriente ic que pasa a través del conmutador Sc cuando este conmutador es conductor.

Una corriente que fluye a través del inversor 5 hacia la carga inductiva 6 cuando los terminales de salida Pu, Pv y Pw están conectados en común a una cualquiera de las líneas de alimentación de CC LH y LL en el inversor 5 también se expresa de manera equivalente como una corriente de fase cero iz que fluye a través de un conmutador Sz cuando este conmutador es conductor.

La FIG. 3 también muestra el reactor L4, el diodo D40 y el conmutador Si que constituyen el circuito de carga 4b, y además muestra la corriente il que fluye a través del reactor L4.

En el circuito equivalente así obtenido, la Fórmula (10) a continuación se cumple al introducir los deberes drec, dc y dz en los que los conmutadores Srec, Sc y Sz son conductores respectivamente y una entrada de corriente de CC ldc en el inversor 5.

$$\begin{bmatrix} irec \\ ic \\ iz \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} drec & 1 \\ dc & 0 \\ dz & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} ldc \\ il \end{bmatrix} \quad \dots(10)$$

Las corrientes irec1, ic e iz se obtienen, respectivamente, multiplicando la corriente de CC ldc por los deberes drec, dc y dz, y son, en consecuencia, valores medios en los ciclos de conmutación de los respectivos conmutadores Srec, Sc y Sz.

La corriente de CC ldc es la suma de las corrientes irec1, ic e iz conducidas por los respectivos conmutadores Srec, Sc y Sz, y por tanto, se cumple la siguiente fórmula. Tenga en cuenta que $0 \leq drec \leq 1$, $0 \leq dc \leq 1$ y $0 \leq dz \leq 1$.

$$drec + dc + dz = 1 \quad \dots(11)$$

Por tanto, los deberes drec, dc y dz se pueden considerar como relaciones de distribución de corriente de la corriente de CC ldc a las respectivas corrientes irec1, ic e iz. En lo sucesivo, el deber drec también puede denominarse drec de deber de rectificación porque es un deber en el que se establece un período en el que el convertidor 3 está conectado al enlace de CC 7 y permite que fluya una corriente a través del inversor 5. El deber dc también puede denominarse en lo sucesivo deber de descarga dc porque es un deber en el que se descarga el condensador C4. El deber dz también puede denominarse en lo sucesivo deber cero dz porque el deber dz es un deber en el que la corriente de fase cero iz siempre fluye a través del inversor 5 independientemente de la salida de voltaje del inversor 5.

El deber de rectificación drec y el deber de descarga dc se establecen respectivamente mediante las Fórmulas (12) y (13) siguientes a partir de las Fórmulas (7), (9) y (10).

$$drec = \frac{1}{2} \cdot \frac{Im}{Idc} \cdot |\sin(\omega t)| \quad \dots(12)$$

$$dc = \frac{Vm}{2Vc} \cdot \frac{Im}{Idc} \cdot \cos^2(\omega t) \quad \dots(13)$$

Es decir, las Fórmulas (7), (9), (12) y (13) se utilizan para satisfacer la demanda de equilibrio de potencia, y la Fórmula (8) se utiliza para satisfacer aún más la demanda de hacer que la corriente de entrada lin sea una forma de onda sinusoidal y la satisfacción de la Fórmula (1) en la que se basan las fórmulas mencionadas anteriormente.

Cuando el convertidor 3 usa un puente de diodos, el convertidor 3 no se puede conmutar activamente en el deber de rectificación drec expresado por la Fórmula (12). Al conmutar el inversor 5 y el conmutador Sc respectivamente según el deber cero dz y el deber de descarga dc determinados por las Fórmulas (11), (12) y (13), se puede obtener la corriente irec1 expresada por la Fórmula (7).

El inversor 5 no puede utilizar el voltaje de CC en el enlace de CC 7 en un período en el que fluye la corriente de fase cero iz. Por tanto, el voltaje de CC utilizado en la alimentación del inversor 5 en el enlace de CC 7 es importante en la conversión de potencia. En otras palabras, el voltaje de CC instantáneo que no es utilizado por el inversor 5 en la conversión de potencia no es importante también en la consideración de una relación de utilización de voltaje. El voltaje de CC Vdc que es importante en la conversión de potencia se puede expresar de la siguiente manera:

$$Vdc = Vrec \cdot drec + Vc \cdot dc + 0 \cdot dz \quad \dots(14)$$

Por otro lado, el voltaje de CC Vdc puede entenderse como un voltaje aplicado al enlace de CC 7 como un promedio del valor máximo de un voltaje que puede emitir el inversor 5, en un período en el que la conmutación de los conmutadores Sc y Sl y el inversor 5 está controlada. Esto se debe a que, aunque el inversor 5 puede contribuir al voltaje a través del enlace de CC 7 en una relación, deber cero dz, el inversor 5 está aislado de una cualquiera de las líneas de alimentación de CC LL y LH del enlace de CC 7 en el período correspondiente al deber cero dz.

El voltaje de CC Vdc se muestra adicionalmente en la FIG. 3 como un voltaje generado a través de una fuente de corriente Idc (que fluye la corriente de CC Idc) que representa el inversor 5 y una carga del mismo.

La potencia de entrada Pdc introducida desde el enlace de CC 7 al inversor 5 es el producto del voltaje de CC Vdc y la corriente de CC Idc. Dado que el inversor 5 obtiene, del enlace de CC 7, la potencia de entrada Pdc (= Pin + Pc - Pl) obtenida restando la potencia de carga Pl de la suma de la potencia de pulsación Pin y la potencia de descarga Pc, se cumple la Fórmula (15) a continuación.

$$\begin{aligned} I_{dc} &= \frac{P_{in} + P_c - P_l}{V_{dc}} \\ &= \frac{V_m \cdot I_m}{2V_{dc}} \quad \dots(15) \end{aligned}$$

Las Fórmulas (12) y (13) se pueden expresar como las Fórmulas (16) y (17).

$$\begin{aligned} d_{rec} &= \frac{V_{dc}}{V_m} |\sin(\omega t)| \\ &= \frac{V_{dc}}{V_{rec}} \cdot \sin^2(\omega t) \quad \dots(16) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} d_c &= \frac{V_{dc}}{V_c} \cdot \cos^2(\omega t) \\ &= \frac{V_{dc}}{2V_c} (1 + \cos(2\omega t)) \quad \dots(17) \end{aligned}$$

Cuando el lado derecho de la Fórmula (14) se calcula usando las Fórmulas (16) y (17), se obtiene la Fórmula (18) a continuación, que coincide con el lado izquierdo de la Fórmula (14).

$$\begin{aligned} d_{rec} \cdot V_{rec} + d_c \cdot V_c &= V_{dc} |\sin(\omega t)| \cdot |\sin(\omega t)| + V_{dc} \cdot \cos^2(\omega t) \\ &= V_{dc} \quad \dots(18) \end{aligned}$$

En otras palabras, se puede decir que el deber de rectificación drec y el deber de descarga dc se determinan respectivamente mediante las Fórmulas (16) y (17) como resultado de la determinación de un voltaje de CC Vdc.

Se encuentra a partir de las formas de las funciones de las Fórmulas (16) y (17) o de los valores máximos del deber de rectificación drec y el deber de descarga dc que son 1 que el voltaje de CC Vdc se puede controlar a un valor constante si $V_{dc} \leq V_m$ y $V_{dc} \leq V_c$. En esta ocasión, el deber de rectificación drec se puede determinar midiendo un valor de cresta Vm y designando un valor nominal del voltaje de CC Vdc.

La relación de utilización de voltaje se puede expresar como una relación R (= Vdc/Vm) de un voltaje de CC Vdc a un valor de cresta Vm. Las Fórmulas (10), (11) y (14) revelan que el período en el que el inversor 5 fluye una corriente de fase cero se hace más corto a medida que el deber cero dz se hace más pequeño, lo que da como resultado un período más largo en el que se usa el voltaje aplicado al enlace de CC. Esto aumenta la relación de utilización de voltaje R.

En base a la premisa de que la corriente de entrada lin se expresa por $I_m \cdot \sin(\omega t)$, es decir, tiene una forma de onda sinusoidal, la corriente il depende de la corriente de CC Idc y satisface la Fórmula (19) siguiente. En la presente memoria, se tienen en cuenta las Fórmulas (7) y (15).

$$\begin{aligned} i_l &= I_m \cdot |\sin(\omega t)| - d_{rec} \cdot I_{dc} \\ &= \left(I_m - \frac{V_{dc}}{V_m} \cdot I_{dc} \right) \cdot |\sin(\omega t)| \\ &= \frac{I_m}{2} \cdot |\sin(\omega t)| = i_{rec1} \quad \dots(19) \end{aligned}$$

Es decir, como en la Fórmula (8), la mitad del valor absoluto de la corriente de entrada i_{lin} fluye como una corriente i_l . Por lo tanto, se entiende que el deber de rectificación d_{rec} y el deber de descarga d_c se determinan de manera que la corriente de entrada i_{lin} tenga una forma de onda sinusoidal.

La FIG. 4 es un gráfico que muestra el funcionamiento del convertidor de potencia directo a $V_c = 1,5 V_m$ cuando el deber de rectificación d_{rec} y el deber de descarga d_c se establecen respectivamente mediante las Fórmulas (16) y (17) como se describió anteriormente mientras que se mantiene $d_z \geq 0$ en toda una sección de la fase ωt (esto corresponde a un "ajuste básico del deber", que se describirá a continuación: por ejemplo, ver Documento de Patente 4).

En la FIG. 4, el primer nivel muestra los deberes d_{rec} , d_c y d_z , el segundo nivel muestra el voltaje de CC V_{dc} , un primer componente $d_{rec} \cdot V_{rec}$ y un segundo componente $d_c \cdot V_c$ del mismo, y la corriente de CC I_{dc} , el tercer nivel muestra la salida de corriente i_{rec} (igual al valor absoluto de la corriente de entrada i_{lin}) del convertidor 3 y las corrientes i_{rec1} , i_l e i_c , y el cuarto nivel muestra las potencias P_{in} , P_c , P_{buf} y P_{rec} . En cada uno de los gráficos, el eje horizontal representa la fase ωt con "grado" como unidad.

El primer componente $d_{rec} \cdot V_{rec}$ del voltaje de CC V_{dc} es un voltaje que aparece en el primer término de la Fórmula (14) e indica la contribución del convertidor 3 al voltaje de CC V_{dc} . El segundo componente $d_c \cdot V_c$ del voltaje de CC V_{dc} es un voltaje que aparece en el segundo término de la Fórmula (14) e indica la contribución del condensador C4 al voltaje de CC V_{dc} .

En la presente memoria, el voltaje se normaliza por el valor de cresta V_m , y la corriente de CC I_{dc} se convierte con el valor de cresta I_m de la corriente de entrada i_{lin} que es $\sqrt{2}$.

Dado que el límite inferior del deber cero d_z es cero, los deberes d_{rec} y d_c en los que se maximiza el voltaje de CC V_{dc} se obtienen cuando el deber cero d_z es cero.

Si el deber cero d_z es cero, la Fórmula (20) se obtiene a partir de las Fórmulas (11), (16) y (17). En la presente memoria se presenta $x = |\sin(\omega t)|$.

$$d_{rec} + d_c = \frac{V_{dc}}{V_m} \cdot x + \frac{V_{dc}}{V_c} \cdot (1 - x^2) = 1 \quad \dots(20)$$

La fórmula (21) se obtiene transformando la Fórmula (20).

$$V_{dc} = \frac{1}{\frac{x}{V_m} + \frac{1 - x^2}{V_c}} = \frac{V_m}{x + \frac{V_m}{V_c}(1 - x^2)} \quad \dots(21)$$

La fase ωt que proporciona un valor máximo del voltaje de CC V_{dc} proporciona un valor mínimo de un denominador del lado derecho de la Fórmula (21). Por lo tanto, tal fase ωt se obtiene como la fase ωt en la que un valor de la Fórmula (22) que indica una derivada del denominador es cero.

$$\begin{aligned} \frac{d}{d(\omega t)} \left[\left| \sin(\omega t) \right| + \frac{V_m}{V_c} (1 - \sin^2(\omega t)) \right] \\ = \cos(\omega t) \cdot \left[1 - \frac{2V_m}{V_c} \sin(\omega t) \right] \quad \dots(22) \end{aligned}$$

En este caso, $x = V_c/(2 \cdot V_m)$. Por ejemplo, en el ejemplo mencionado anteriormente, se entiende que el valor máximo del voltaje de CC V_{dc} que es constante es aproximadamente $0,96 V_m$ porque $V_c = 1,5 V_m$. La Fórmula (15) revela que la corriente de CC I_{dc} es $0,96/\sqrt{2}$ veces el valor de cresta I_m .

La adopción de una relación de distribución 1/2 como se describe anteriormente puede fijar los deberes respectivos según las fórmulas (11), (12) y (13) y establecer el voltaje de CC V_{dc} constante. Además, se revela que al reducir el deber cero d_z , la relación de utilización de voltaje R es $\alpha/(1 + \alpha \cdot \alpha/4)$ ($\alpha = V_c/V_m$: en lo sucesivo denominada "relación de voltaje α ") en la Fórmula (21) estableciendo $x = V_c/(2 \cdot V_m)$.

La relación de utilización de voltaje $R = \alpha/(1 + \alpha \cdot \alpha/4)$ es mayor que la relación de utilización de voltaje $(1/\sqrt{2})$ presentada en el Documento no de patente 2 y el Documento de patente 1, y por tanto, la condición que la relación de voltaje α debería satisfacer es $2\sqrt{2}-2 < \alpha < 2\sqrt{2} + 2$. El voltaje de ambos extremos V_c se carga para que sea más alto que el valor de cresta V_m , y la relación de voltaje α es mayor que 1. Para establecer el voltaje de CC V_{dc} constante, $V_c/V_m \leq 2$ de $x = |\sin(\omega t)| = \alpha/2$. Por tanto, la condición se satisface, lo que produce una relación de utilización de voltaje R mayor que la relación de utilización de voltaje $(1/\sqrt{2})$ presentada en el Documento no de patente 2 y el Documento de patente 1.

Se entiende que la relación de utilización de voltaje R toma un valor máximo, 1, cuando un valor obtenido al diferenciar la relación de utilización de voltaje R con respecto a la relación α es cero, es decir, $\alpha = 2$. Es decir, el valor máximo, 1, puede obtenerse como la relación de utilización de voltaje R estableciendo el voltaje V_c de ambos extremos para que sea el doble del valor de cresta V_m .

- 5 Sin embargo, aumentar el voltaje V_c de ambos extremos requiere aumentar el voltaje de ruptura del condensador C4. Por ejemplo, en el uso de un condensador electrolítico que tiene un voltaje de ruptura de 400 V, que se utiliza en un sistema de 200 V, si una reducción se establece en 0,9 y un valor efectivo del voltaje de alimentación es 230 V, $\alpha = 400/(230 \times \sqrt{2}) \times 0,9 = 1,11$. Si la reducción de potencia se establece en 0,95, $\alpha = 1,17$. Además, cuando se tiene en cuenta el hecho de que el voltaje de la fuente de alimentación aumenta en un 10%, se usa el condensador electrolítico que tiene un voltaje de ruptura de 450 V, y α es de 1,13 a 1,19 (una reducción es de 0,9 a 0,95).

La FIG. 5 es un gráfico que muestra una relación de utilización de voltaje R a una relación de voltaje α . Se indica que es necesario aumentar el voltaje V_c de ambos extremos para aumentar la relación de utilización de voltaje R como se describió anteriormente. Por ejemplo, R permanece en aproximadamente 0,87 si $\alpha = 1,17$.

- 15 La FIG. 6 es un gráfico que muestra el funcionamiento del convertidor de potencia directo cuando se utiliza la técnica descrita en el documento de patente 3, y las cantidades se muestran como en la FIG. 4. En la presente memoria, $\alpha = 1,17$. En la técnica descrita en el documento de patente 3, la relación de utilización de voltaje R se establece en 1 (es decir, $V_{dc} = V_m$) incluso cuando α es aproximadamente 1,17, y la corriente de CC I_{dc} aumenta hasta $1/\sqrt{2}$ del valor de cresta I_m de la corriente de entrada i_{in} .

- 20 En la técnica descrita en el documento de patente 3, aunque el voltaje de CC V_{dc} aumenta hasta el valor de cresta V_m , la corriente i_l es grande y la corriente i_{rec1} es pequeña en comparación con el gráfico de la FIG. 4. Por lo tanto, se revela que la potencia de carga P_l es grande (la potencia $(-P_l)$ se muestra en el gráfico) y la potencia P_{rec} es pequeña. Esto es desventajoso desde el punto de vista del aumento de la eficiencia, como se describió anteriormente.

(b-4) Corrección de deberes

- 25 Entonces, el deber de rectificación d_{rec} y el deber de descarga d_c se corrigen para aumentar la relación de utilización de voltaje R a una relación de voltaje α baja sin aumentar la potencia de carga P_l . A diferencia de la sección anterior, esta corrección no hace que la corriente i_{rec1} sea la mitad de la corriente i_{rec} .

- 30 Primero, los valores obtenidos usando el valor de cresta V_m como el voltaje de CC V_{dc} respectivamente en las Fórmulas (16) y (17) se adoptan como el deber de rectificación d_{rec} y el deber de descarga d_c . Esto corresponde al uso del valor de cresta V_m como el valor nominal V_{dc}^* .

El deber de rectificación d_{rec} se determina pasivamente según el deber cero d_z y el deber de descarga d_c . La suma del deber de rectificación d_{rec} y el deber de descarga d_c que excede 1 es contraria a la Fórmula (11) (porque $d_z \geq 0$).

- 35 Si la suma del deber de rectificación d_{rec} y el deber de descarga d_c excede 1, el deber de rectificación d_{rec} se determina estableciendo el deber de cero d_z en 0.

- 40 Es decir, el deber de rectificación d_{rec} se establece en cualquiera menor de un valor obtenido al establecer $V_{dc} = V_m$ en la Fórmula (16) (en adelante sucesivo denominado "primer valor de corrección") y un valor obtenido restando el deber de descarga d_c (este es un valor obtenido estableciendo $V_{dc} = V_m$ en la Fórmula (17)) desde 1 (en lo sucesivo denominado "segundo valor de corrección"). Tal ajuste se denominará "primera modificación del deber" a continuación. En la primera modificación del deber, el deber cero d_z es 0 cuando el deber de rectificación d_{rec} se establece en el segundo valor de corrección.

Establecer el deber de rectificación d_{rec} y el deber de descarga d_c de las Fórmulas (16) y (17) mientras que se mantiene un valor mínimo del deber cero d_z en cero o más se denominará "ajuste básico del deber".

- 45 La adopción de la primera modificación del deber de rectificación disminuye el primer componente $d_{rec} \cdot V_{rec}$ más que en la adopción del ajuste básico del deber. Por tanto, la Fórmula (18) no se cumple. El voltaje de CC V_{dc} resultante es igual o menor que el valor nominal $V_{dc}^* = V_m$.

Específicamente, el voltaje de CC V_{dc} pulsa en el valor nominal $V_{dc}^* = V_m$ o menos. La corriente de CC I_{dc} es inversamente proporcional al voltaje de CC V_{dc} (véase la Fórmula (15)) y, en consecuencia, pulsa en fase opuesta a las pulsaciones del voltaje de CC V_{dc} .

- 50 Sin embargo, a la misma relación de voltaje α , un valor mínimo del voltaje de CC V_{dc} obtenido a través de pulsaciones es más alto que el voltaje de CC V_{dc} obtenido con referencia al Documento no de patente 2 o al Documento de patente 1, aumentando así la relación de utilización de voltaje R .

La FIG. 7 es un gráfico que muestra el funcionamiento del convertidor de potencia directo cuando se adopta la primera modificación del deber, y las cantidades se muestran como en la FIG. 4. En la presente memoria, $\alpha = 1,17$.

Se revela que la adopción de la primera modificación del deber de rectificación como se describió anteriormente produce $V_{dc} = 0,95 V_m$ en promedio, y la relación de utilización de voltaje $R = 0,95$ incluso si $\alpha = 1,17$. Esto significa que se obtuvieron grandes mejoras en vista del hecho de que solo se obtuvo $R = 0,87$ en $\alpha = 1,17$ cuando se utilizó el ajuste básico del deber.

Las Fórmulas (16) y (17) revelan que como el deber de rectificación d_{rec} y el deber de descarga d_c (incluso cuando se establece $V_{dc} = V_m$), se adopta un valor plegado simétricamente alrededor de una fase de 45 grados en fases de 0 a 90 grados, se adopta un valor plegado simétricamente alrededor de una fase de 135 grados en fases de 90 a 180 grados, se adopta un valor plegado simétricamente alrededor de una fase de 225 grados en fases de 180 a 270 grados, y se adopta un valor plegado simétricamente alrededor de una fase de 315 grados en fases de 270 a 360 grados.

La razón por la que se mejora la relación de utilización de voltaje R como se describió anteriormente se describirá a continuación paso a paso.

En aras de la brevedad, se describirá en primer lugar el caso en el que el deber de rectificación d_{rec} siempre se establece en el segundo valor de corrección. Tal ajuste se denominará una "segunda modificación del deber" a continuación. Se dará una descripción del hecho de que, especialmente a una relación de voltaje pequeña $\alpha (\geq 1)$, el resultado obtenido en la segunda modificación del deber es casi el mismo que el resultado obtenido en la primera modificación del deber.

El deber cero d_z en la FIG. 7 es positivo solo en las inmediaciones de las fases de 0, 180 y 360 grados y es cero en los otros grados. El primer valor de corrección es pequeño durante el período en el que el deber cero d_z es positivo y difiere poco de aquel en el caso en el que se adopta el segundo valor de corrección.

La FIG. 8 es un gráfico que muestra el deber de rectificación d_{rec} , el deber de descarga d_c y el deber cero d_z cuando se adopta la primera modificación del deber y cuando se adopta la segunda modificación del deber. Como en la FIG. 7, $\alpha = 1,17$. El deber de rectificación d_{rec} establecido en la primera modificación del deber se indica mediante una forma de onda d_{rec1} , y el deber de rectificación d_{rec} establecido en la segunda modificación del deber se indica mediante una forma de onda d_{rec2} .

En la presente memoria, el deber cero d_z es un valor calculado por la Fórmula (11) cuando el primer valor de corrección siempre se establece en el deber de rectificación d_{rec} .

Durante el período en el que el deber cero d_z es positivo, para el primer componente $d_{rec} \cdot V_{rec}$, una diferencia entre el primer componente $d_{rec} \cdot V_{rec}$ obtenido en la primera modificación del deber de rectificación y el primer componente $d_{rec} \cdot V_{rec}$ obtenido en la segunda modificación del deber de rectificación es pequeño porque el voltaje rectificado V_{rec} también es pequeño. Una diferencia en el voltaje de CC V_{dc} determinada por la Fórmula (14) también es pequeña.

Incluso cuando el deber de rectificación d_{rec} se establece en la segunda modificación del deber de rectificación utilizando las cantidades utilizadas para obtener la FIG. 7, una diferencia en la forma de onda que se muestra en el nivel medio de la FIG. 7 no se confirma visualmente.

Ahora se describirá el voltaje de CC V_{dc} obtenido mediante la Fórmula (14). Centrándose en el segundo valor de corrección del deber de rectificación d_{rec} que es $(1 - d_c)$, de la Fórmula (14), el voltaje de CC V_{dc} se calcula mediante la Fórmula (23) a continuación.

$$\begin{aligned} V_{dc} &= (1 - d_c) \cdot V_{rec} + d_c \cdot V_c \\ &= V_m \cdot |\sin(\omega t)| + \frac{V_m}{V_c} \cos^2(\omega t) \cdot (V_c - V_m \cdot |\sin(\omega t)|) \\ &= V_m \cdot |\sin(\omega t)| + V_m \cdot \cos^2(\omega t) - \frac{V_m^2}{V_c} \cos^2(\omega t) \cdot |\sin(\omega t)| \\ &= V_m + V_m \cdot |\sin(\omega t)| \cdot (1 - |\sin(\omega t)|) - \frac{1}{\alpha} \cos^2(\omega t) \quad \dots (23) \end{aligned}$$

A partir de la forma funcional de la Fórmula (23), se obtiene un valor promedio del voltaje de CC V_{dc} sustituyendo un valor $\pi/4$ en la fase ωt en la Fórmula (23). Por ejemplo, si se adopta 1,17 como la relación de voltaje α , $V_{dc} \approx 0,952 V_m$. Por tanto, una relación de utilización de voltaje R promedio es 0,952, lo que revela que es más alta que $R = 0,87$ mostrada en la FIG. 5.

La razón concebible por la que la relación de utilización de voltaje R puede aumentarse como se describió anteriormente es que se permiten las pulsaciones del voltaje de CC V_{dc} . Luego, se considerará el comportamiento de las pulsaciones. Un componente pulsante ΔV del voltaje de CC V_{dc} se expresa mediante la fórmula (24) a continuación.

$$\Delta V = V_{dc} - V_m$$

$$= V_m \cdot |\sin(\omega t)| \cdot (1 - |\sin(\omega t)| - \frac{1}{\alpha} \cos^2(\omega t)) \quad \dots(24)$$

Como se describió anteriormente, la relación de voltaje α es deseablemente menor en vista del voltaje de ruptura del condensador C4 y, por tanto, la relación de voltaje α se aproxima a 1. La Fórmula (24) se aproxima mediante la Fórmula (25) siguiente.

$$\begin{aligned} \Delta V &\approx V_m \cdot |\sin(\omega t)| \cdot (-|\sin(\omega t)| + \sin^2(\omega t)) \\ &= V_m \cdot \frac{1 - \cos(2\omega t)}{2} (|\sin(\omega t)| - 1) \quad \dots(25) \end{aligned}$$

Además, se presenta la expresión aproximada de la Fórmula (26).

$$|\sin(\omega t)| \approx \sin^2(\omega t) \quad \dots(26)$$

Por tanto, el componente pulsante ΔV se aproxima mediante la Fórmula (27) a partir de las Fórmulas (25) y (26).

$$\begin{aligned} \Delta V &\approx V_m \cdot \frac{1 - \cos(2\omega t)}{2} \cdot (-1) \cdot \frac{1 + \cos(2\omega t)}{2} \\ &= -\frac{V_m}{4} \cdot (1 - \cos^2(\omega t)) = \frac{V_m}{4} \cdot (\cos(4\omega t) - 1) \quad \dots(27) \end{aligned}$$

Se revela que el voltaje de CC V_{dc} pulsa a una frecuencia cuatro veces la frecuencia (en lo sucesivo denominada "frecuencia de alimentación") del voltaje de CA monofásico V_{in} de esta manera.

Las FIGS. 9 y 10 son gráficos que muestran la validez de la aproximación de la Fórmula (25) a la Fórmula (27). En las FIGS. 9 y 10, una forma de onda G1 indica una función $(1/2) (1 - \cos(2\omega t))$. En la FIG. 9, una forma de onda G2 indica una función $(|\sin(\omega t)| - 1)$, y una forma de onda G3 indica una función $(1/2) (1 - \cos(2\omega t)) \cdot (|\sin(\omega t)| - 1)$. En la FIG. 10, una forma de onda G4 indica una función $(-1) \cdot (1 + \cos(2\omega t))/2$, y una forma de onda G5 indica una función $(1/2) (1 - \cos(2\omega t)) \cdot (-1) \cdot (1 + \cos(2\omega t))/2$.

Se revela que la forma de onda G3 correspondiente a la Fórmula (25) se parece mucho a la forma de onda G5 correspondiente a la Fórmula (27) y que la introducción de la aproximación de la Fórmula (26) es válida.

La Fórmula (27) revela que el componente pulsante ΔV pulsa en un cuarto de período del voltaje de CA monofásico V_{in} . El componente pulsante ΔV tiene un valor máximo, 0, y toma valores iguales o menores que 0. En otras palabras, se puede decir que la relación de utilización de voltaje R se mejora por el voltaje de DC V_{dc} que pulsa en el cuarto de período y que tiene un valor de cresta V_m como su valor máximo.

No se puede decir que la aproximación de la Fórmula (25) sea válida si la relación de voltaje α es alta. A continuación se describirá la influencia de la relación de voltaje α sobre el voltaje de CC V_{dc} , incluidas las influencias de la primera y segunda modificaciones del deber.

Las FIGS. 11 y 12 son gráficos que muestran la dependencia de la relación de utilización de voltaje R con la fase, que muestran una pluralidad de formas de onda con diferentes relaciones de voltaje α . La FIG. 11 muestra el caso en el que se adopta la segunda modificación del deber, y la FIG. 12 muestra el caso en el que se adopta la primera modificación del deber.

La relación entre el voltaje de CC V_{dc} y el valor de cresta V_m es la relación de utilización de voltaje R como se describió anteriormente y, por tanto, las pulsaciones de la relación de utilización de voltaje R son directamente proporcionales a las del voltaje de CC V_{dc} .

Las formas de onda de la FIG. 12 son formas de onda obtenidas sujetando las formas de onda de la FIG. 11 en $R \geq 1$ a $R = 1$. Esto se debe a que el dominio de fase en el que $R \geq 1$ con las formas de onda de la FIG. 11 corresponde al caso en el que el deber de rectificación d_{rec} toma el primer valor de corrección, es decir, el caso en el que $d_z \geq 0$.

La comparación entre las FIGS. 11 y 12 revelan que no hay una diferencia significativa entre las adopciones de la primera y segunda modificaciones del deber a una relación de voltaje α de 1 a 1,2 y que las formas de onda son formas de onda sinusoidales que pulsan en el cuarto de período.

Por el contrario, si la relación de voltaje α es aproximadamente 1,5, la forma de onda del voltaje de CC V_{dc} se distorsiona en gran medida de la forma de onda sinusoidal.

Como referencia, la FIG. 13 muestra un gráfico que muestra la dependencia de la relación de utilización de voltaje R con la fase cuando se adopta el ajuste básico del deber. En tal caso, el voltaje de CC Vdc es constante. El caso en el que $\alpha = 1,5$ en la FIG. 13 corresponde al gráfico de las cantidades de la FIG. 4. El voltaje de CC Vdc toma un valor constante en la FIG. 4, que también aparece en la FIG. 13.

- 5 La dependencia de la relación de utilización de voltaje R de la relación de voltaje α , que aparece en la FIG. 13, se ha mostrado en la FIG. 5.

(b-5) Comparación entre resultados

La FIG. 14 es un gráfico que muestra la dependencia de la relación de utilización de voltaje R con la relación de voltaje α . Una forma de onda G7 indica los mismos detalles que los del gráfico mostrado en la FIG. 5.

- 10 Una forma de onda G6 indica un valor promedio de la relación de utilización de voltaje R cuando se adopta la primera modificación de servicio. Un valor medio, 0,952 Vm, del voltaje de CC Vdc obtenido de la Fórmula (23) adoptando 1,17 como relación de voltaje α revela que un valor medio de la relación de utilización de voltaje R toma un valor de 0,952. Esto significa que la forma de onda G6 casi coincide con la relación de utilización de voltaje R indicada en $\alpha = 1,17$. Se revela que si la relación de voltaje α es de alrededor de 1, como se describió anteriormente,
- 15 no hay una diferencia significativa entre las adopciones de la primera y segunda modificaciones del deber. Dado que la forma de onda G6 indica una relación de utilización de voltaje R mayor que la forma de onda G7 (con la misma relación de voltaje α), se revela que la relación de utilización de voltaje R se hace más alta cuando se adopta la primera modificación del deber que cuando se adopta el ajuste básico del deber. A una relación de voltaje α de aproximadamente 1 a 1,2 que es deseable desde el punto de vista del voltaje de ruptura del condensador C4, la
- 20 relación de utilización de voltaje R se mejora en aproximadamente 0,03 a 0,04.

Esto se debe a que cuando se adopta la primera o segunda modificación del deber, debido al hecho de que se determina el segundo valor de corrección, $V_{dc} = V_m$ se establece en la Fórmula (17) como el deber de descarga dc; cuando se adopta el ajuste básico del deber, el deber de descarga dc es directamente proporcional al voltaje de CC Vdc como en la Fórmula (17) y, en consecuencia, es directamente proporcional a la relación de voltaje $(1/\alpha)$.

- 25 Cuando se adopta el ajuste básico del deber como se describió anteriormente, el deber de descarga dc se vuelve mayor a medida que la relación de voltaje α es menor, y la relación de utilización de voltaje R disminuye notablemente. Por el contrario, cuando se adopta la primera modificación del deber (y cuando se adopta la segunda modificación del deber en el dominio con una relación de voltaje α pequeña), el voltaje de CC Vdc toma el valor de cresta Vm casi para cada fase $\pi/2$, lo que da como resultado un valor medio mayor del voltaje de CC Vdc. Una
- 30 diferencia entre las formas de onda G6 y G7 es más notable ya que la relación de voltaje α es menor.

Las FIGS. 15 y 16 son gráficos que muestran la dependencia de los deberes en la fase, donde la relación de voltaje α se establece en 1. La FIG. 15 muestra el caso en el que se utiliza el ajuste básico del deber, y la FIG. 16 muestra el caso en el que se utiliza la primera modificación del deber y el caso en el que se utiliza la segunda modificación del deber.

- 35 Las mismas cantidades que las de la FIG. 16 ya se han mostrado en la FIG. 8. La FIG. 8 muestra el caso de la relación de voltaje $\alpha = 1,17$, donde hay una diferencia entre las formas de onda drec1 y drec2. La FIG. 16, sin embargo, muestra el caso de la relación de voltaje $\alpha = 1$, y no se confirma visualmente ninguna diferencia entre estas formas de onda. Por tanto, cuando se muestra el deber cero dz según la Fórmula (11) en la FIG. 16, su valor es igual o menor que cero en casi todas las fases.

- 40 Como es obvio a partir de la comparación entre las FIGS. 15 y 16, cuando se adopta el ajuste básico del deber, el deber de descarga dc es mayor a una relación de voltaje α menor. Esto incurre en una disminución en la relación de utilización de voltaje R como se describió anteriormente.

Volviendo a la FIG. 14, una forma de onda G8 muestra la dependencia de la relación de utilización de voltaje R obtenida usando el valor mínimo del voltaje de CC Vdc sobre la relación de voltaje α en la primera modificación del deber. Es decir, se revela que no con un valor promedio sino incluso con un valor mínimo del voltaje de DC Vdc que pulsa, la relación de utilización de voltaje R se hace más alta cuando se adopta la primera modificación del deber que cuando se adopta el ajuste básico del deber.

- La obtención de la relación de utilización de voltaje R utilizando el valor mínimo del voltaje de CC Vdc tiene el siguiente significado. Es decir, un factor de modulación del inversor 5 se establece en V^*/V_{dc} introduciendo el valor
- 50 nominal V^* de una amplitud de una salida de voltaje del inversor 5. Esto permite el control de un factor de modulación en el que se han compensado las pulsaciones del voltaje de DC Vdc.

- Cuando el valor nominal V^* alcanza un valor mínimo del voltaje de CC Vdc, el factor de modulación se somete a modificación de amplitud. Por tanto, la relación de utilización de voltaje R utilizando el valor mínimo del voltaje de CC Vdc se aplica a la relación de utilización de voltaje R del voltaje de CC Vdc utilizado por el inversor 5. En otras
- 55 palabras, el inversor 5 puede realizar la conversión CC/CA con el valor mínimo del voltaje de CC Vdc como su límite superior.

Las FIGS. 17 y 18 son gráficos que muestran un funcionamiento del convertidor de potencia directo como en la FIG. 6 y muestran las cantidades como en la FIG. 4. Se adopta un valor común, 1,17, como la relación de voltaje α en las FIGS. 6, 17 y 18. La FIG. 6 muestra el caso en el que se adopta la técnica descrita en el documento de patente 3, mientras que la FIG. 17 muestra el caso en el que se adopta la primera modificación del deber. Aunque el voltaje de CC Vdc se vuelve más pequeño cuando se adopta la primera modificación del deber por una cantidad de pulsaciones del voltaje de CC Vdc que cuando se adopta la técnica descrita en el Documento de Patente 3, se puede ver que la corriente i_l es pequeña y la eficiencia es alta.

La FIG. 18 muestra el caso en el que el voltaje de CC Vdc se hace constante usando el ajuste básico del deber, y R permanece en aproximadamente 0,87 si $\alpha = 1,17$ como se describe con referencia a la FIG. 5 (como también se indica por la forma de onda G7 de la FIG. 14).

La FIG. 19 es un gráfico que muestra la relación entre la potencia Prec (desde el convertidor 3 hacia el inversor 5) y la potencia de carga PI (entrada al circuito amortiguador de potencia 4). Una potencia de entrada Pdc ($= (1/2) \cdot V_m \cdot I_m$) expresada por el primer término del lado izquierdo de la Fórmula (1) es $\sqrt{2}/2$ (≈ 0.7) usando $V_m = 1$ e $I_m = \sqrt{2}$, según la FIG. 4.

Cuando se adopta el ajuste básico del deber, dado que $i_{rec1} = i_l$ como se expresa por la Fórmula (19), Prec coincide con PI casi en 0,35. Este valor no depende de la relación de voltaje α . Las potencias Prec y P1 se indican mediante una forma de onda G10.

Como resulta obvio a partir de la comparación entre las FIGS. 18 y 17, a la misma relación de voltaje α , la corriente i_{rec1} es mayor y la corriente i_l es menor cuando se adopta la primera modificación del deber que cuando se adopta el ajuste básico del deber. Sin embargo, cuando se adopta la primera modificación del deber, las discrepancias de la potencia Prec (indicada por una forma de onda G11) o la potencia de carga PI (indicada por una forma de onda G12) a partir de un valor de 0,35 se vuelven más notorias con una relación de voltaje α más pequeña, pero permanecen aproximadamente al 10% o menos.

Por el contrario, en la técnica descrita en el documento de patente 3, la corriente i_l aumenta y la corriente i_{rec1} disminuye como se describe con referencia a la FIG. 6, y tal tendencia se vuelve notable especialmente en el dominio con una relación de voltaje α pequeña. Como se describió anteriormente, la relación de voltaje α se mantiene deseablemente en 1.2 o menos en consideración de la reducción del condensador C4, y en tal dominio, la potencia Prec1 (indicada por una forma de onda G13) es mucho menor que la potencia de carga PI (indicada por una forma de onda G14). En la técnica descrita en el Documento de Patente 3, por consiguiente, la eficiencia se vuelve menor que en el caso en el que se adopta el ajuste básico del deber. Por el contrario, la comparación entre las formas de onda G10 y G11 y la comparación entre las formas de onda G10 y G12 también muestran que la eficiencia no disminuye sino que, por el contrario, mejora ligeramente con la adopción de la primera modificación del deber.

Como se describió anteriormente, la adopción de la primera modificación del deber puede aumentar la relación de utilización de voltaje R sin disminuir la eficiencia. Esto significa que, en otras palabras, el voltaje de CC Vdc se puede aumentar sin aumentar la potencia cubierta por el circuito amortiguador de potencia 4.

Una razón por la que se logra esta ventaja es que el deber de descarga dc se obtiene a $V_{dc} = V_m$ en la Fórmula (17). Es decir, una razón por la que se logra la ventaja anterior es que el deber de descarga dc se establece en un valor $(V_m/V_c) \cos^2(\omega t)$ obtenido al dividir el producto del valor de cresta V_m por un $\cos^2(\omega t)$ cuadrado de un valor de coseno $\cos(\omega t)$ de la fase ωt por el voltaje V_c de ambos extremos a través del condensador C4.

Otra razón es que el voltaje de CC Vdc pulsa en el cuarto de período, es decir, con un cuarto del período del voltaje de CA monofásico V_{in} como su período fundamental. El voltaje de CC Vdc varía con la mitad del período en el que el deber de descarga CC varía como su período fundamental. En consecuencia, el voltaje de CC Vdc puede aumentarse aumentando la relación (la inversa de la relación de voltaje α) del valor de cresta V_m al voltaje V_c de ambos extremos (es decir, reduciendo el voltaje V_c de ambos extremos), lo que afecta al deber de descarga dc. Esto disminuye el voltaje V_c en ambos extremos necesario para obtener un voltaje de CC Vdc deseado, de modo que se reduce el voltaje de ruptura necesario para el condensador C4.

Tales pulsaciones del voltaje de CC Vdc se pueden lograr estableciendo el deber de rectificación drec en un primer ajuste del deber o un segundo ajuste del deber. El primer valor de corrección del deber de rectificación drec es un valor absoluto $|\sin(\omega t)|$ del valor seno $\sin(\omega t)$ de la fase ωt , y el segundo valor de corrección es un valor $(1 - dc)$ obtenido restando el deber de descarga dc de 1.

En el ajuste básico del deber, el deber cero dz es difícil de reducir porque un valor mínimo del deber cero dz debe mantenerse en cero o más. Por tanto, el uso del primer ajuste del deber o el segundo ajuste del deber puede reducir fácilmente el deber cero dz mientras se mantiene un valor mínimo del deber cero dz en cero o más.

Si la relación de voltaje α es 1 o más y 1,2 o menos como se describió anteriormente, no hay diferencia significativa entre el resultado obtenido cuando se usa el primer ajuste del deber y el resultado obtenido cuando se usa el segundo ajuste del deber, y las pulsaciones del voltaje de CC Vdc tienen una forma de onda casi sinusoidal. El uso

del segundo ajuste del deber es ventajoso por que se elimina la necesidad de comparar el primer valor de corrección con el segundo valor de corrección en magnitud, simplificando el control.

Como se describe en una segunda modificación y una tercera modificación, que se describirán a continuación, la ventaja mencionada anteriormente se puede lograr incluso cuando el voltaje de CC Vdc pulsa con la mitad del período del voltaje de CA monofásico Vin como período. En otras palabras, el voltaje de CC Vdc puede variar en el período en el que varía el deber de descarga dc.

(b-6) Corrección del valor nominal asociado con la corrección del deber

La corrección del deber de descarga dc y el deber de rectificación drec como se describió anteriormente da como resultado la corrección del funcionamiento del inversor 5 también. Por lo general, la técnica que utiliza una portadora para el inversor y un valor nominal para la portadora en, por ejemplo, los documentos no de patente 2 y 4 y el documento de patente 1 se conoce públicamente como la técnica para controlar el inversor 5 sobre la base del deber de rectificación drec, el deber de descarga dc y el deber cero.

La forma en que se corrige el valor nominal en asociación con la corrección del deber se describirá simplemente a continuación, y se omitirá una descripción detallada sobre el control del inversor 5.

La FIG. 20 es un gráfico que muestra las operaciones de los conmutadores Srec, Sc y Sz del circuito equivalente mostrado en la FIG. 3 y las operaciones de los elementos de conmutación Sup, Svp y Swp del inversor 5. Los elementos de conmutación Sun, Svn y Swn del inversor 5 son básicamente complementarios a las operaciones de los elementos de conmutación Sup, Svp y Swp, la descripción de los cuales se omitirá aquí.

En aras de la brevedad, se dará la descripción del caso en el que una portadora C sirve como portadora para controlar el circuito amortiguador de potencia 4 y como portadora para controlar el inversor 5. Esta técnica se utiliza también en el documento no de patente 2 y documento de patente 1.

Se introduce una duración ts de un período de la portadora C, y se introducen el primer valor de corrección drec1 y el segundo valor de corrección drec2 del deber de rectificación drec.

La FIG. 20 muestra el caso en el que el deber de rectificación drec toma el segundo valor de corrección drec2 cuando se adopta la primera modificación del deber de rectificación. En otras palabras, este es el caso en el que $drec1 + dc = |\sin(\omega t)| + (1/\alpha) \cos^2(\omega t) > 1$.

Una duración tc es una duración en la que la portadora C es igual o mayor que un valor $(1 - dc)$, que es una duración en la que el conmutador Sc es conductor (indicado por "encendido" en la figura: lo mismo se aplica a la otra parte). La duración tc es igual a un producto $dc \cdot ts$ del deber de descarga dc y la duración ts.

La duración trec es una duración en la que la portadora C es igual o menor que el primer valor de corrección drec1, que es igual a un producto $drec1 \cdot ts$ del primer valor de corrección drec1 y la duración ts. Sin embargo, se muestra el caso de $drec1 + dc > 1$, y la duración trec no es una duración en la que el conmutador Srec es conductor. La razón de lo anterior es la siguiente: dado que la relación de voltaje α es igual o mayor que 1, cuando el conmutador Sc es conductor y el voltaje Vc de ambos extremos a través del condensador C4 se aplica al enlace de CC 7, no fluye corriente del convertidor 3 al enlace de CC 7 y, en consecuencia, el conmutador Srec no es conductor. Esto corresponde a que el servicio virtual cero $dz1 = 1 - drec1 - dc$ sea negativo.

Como referencia, la FIG. 20 muestra, mediante una línea discontinua extendida, una duración en la que el conmutador Srec es conductor asumiendo que el conmutador Srec es conductor durante la duración trec. El conmutador Srec, sin embargo, es conductor complementariamente con el conmutador Sc, y el conmutador Sz es siempre no conductor durante la duración ts (indicado por "apagado" en la figura: lo mismo se aplica a la otra parte).

Cuando se utiliza el primer ajuste del deber, el período en el que el conmutador Srec es conductor es una duración en la que la portadora C es igual o menor que el segundo valor de corrección drec2. El segundo valor de corrección drec2 es igual al valor $(1 - dc)$. Esto también es igual a una suma $(drec1 + dz1)$ del primer valor de corrección drec1 y el deber cero dz1 virtual.

Como se describió anteriormente, una señal SSc para controlar el funcionamiento del conmutador Sc se logra a través de la comparación entre la portadora C y el valor $(1 - dc)$.

La señal SS1 se obtiene mediante una técnica públicamente conocida (por ejemplo, el Documento de Patente 1) una vez que se determina la corriente il, cuya descripción se omitirá aquí. La corriente il se obtiene mediante un cálculo $(Im \cdot |\sin(\omega t)| - drec \cdot Idc)$ del lado derecho del primer signo igual de la Fórmula (19). En este cálculo, se pueden usar $drec = 1 - dc$ e $Idc = Pdc/Vdc = Vm \cdot Im/(2 \cdot Vdc)$. En tal cálculo, la expresión aproximada de la Fórmula (27) es útil desde el punto de vista de obtener fácilmente el voltaje de CC Vdc.

El segundo valor de corrección drec2 del deber de rectificación drec se usa como el deber de rectificación drec como se describió anteriormente y, en consecuencia, los valores nominales para la portadora C para obtener los valores

nominales de voltaje Vu^* , Vv^* y Vw^* de l voltaje trifásico que debe emitirse del inversor 5 son $drec2 + dc \cdot Vw^*$, $drec2 + dc \cdot Vv^*$, $drec2 + dc \cdot Vu^*$, $drec2 - (1-Vu^*)$, $drec2 - (1-Vv^*)$, y $drec2 - (1-Vw^*)$.

- El elemento de conmutación Sup es conductor cuando la portadora C es igual o mayor que el valor nominal $drec2 + dc \cdot Vu^*$ o es igual o menor que el valor nominal $drec2 - (1-Vu^*)$. El elemento de conmutación Svp es conductor cuando la portadora C es igual o mayor que el valor nominal $drec2 + dc \cdot Vv^*$ o es igual o menor que el valor nominal $drec2 - (1-Vv^*)$. El elemento de conmutación Swp es siempre no conductor durante la duración ts.

- La FIG. 20 muestra además los vectores de voltaje V0, V4 y V6. El vector de voltaje V0 muestra el estado en el que todos los elementos de conmutación Sup, Svp y Swp son no conductores (todos los elementos de conmutación Sun, Svn y Swn son, en consecuencia, conductores), el vector de voltaje V4 muestra el estado en el que el elemento de conmutación Sup es conductor y los elementos de conmutación Svp y Swp no son conductores (en consecuencia, el elemento de conmutación Sun no es conductor y los elementos de conmutación Svn y Swn son conductores), y el vector de voltaje V6 muestra el estado en el que los elementos de conmutación Sup y Svp son conductores y el elemento de conmutación Swp no es conductor (en consecuencia, los elementos de conmutación Sun y Svn no son conductores y el elemento de conmutación Swn es conductor).

- La corrección de los valores nominales cuando $dz1 < 0$ como se describió anteriormente se presenta, por ejemplo, en el Documento de Patente 2 en vista de $drec2 = drec1 + dz1$, cuya descripción detallada se omitirá. La generación de las señales SSUp, SSvp, SSwp, SSUn, SSvn y SSwn asociadas con la corrección se presenta, por ejemplo, en el Documento de Patente 2, cuya descripción detallada se omitirá.

C. Modificaciones

- (c-1) Primera modificación

El filtro 2 también se puede proporcionar entre el convertidor 3 y el circuito amortiguador de potencia 4 incluso cuando se utiliza cualquiera de las técnicas descritas anteriormente.

La FIG. 21 es un diagrama de circuito que muestra, como la modificación, solo la proximidad del convertidor 3, el circuito amortiguador de potencia 4 y el filtro 2 que se proporciona entre ellos.

- Cuando se usa una configuración de este tipo, es deseable que se proporcione un diodo D0 entre el filtro 2 y el circuito de descarga 4a en la línea de alimentación de CC LH. El ánodo del diodo D0 está ubicado adyacente al filtro 2, y el cátodo del diodo D0 está ubicado alejado del circuito de descarga 4a.

El diodo D0 evita que el voltaje de ambos extremos a través del condensador C2 se vea afectada por el voltaje Vc de ambos extremos a través del condensador C4 mediante la conmutación del conmutador Sc.

- (c-2) Segunda y tercera modificaciones

- El ajuste básico del deber y la primera modificación del deber pueden utilizarse juntos. Específicamente, el ajuste básico del deber y la primera modificación del deber se pueden usar alternativamente para cada cuarto de período del voltaje de CA monofásico Vin. En consecuencia, el voltaje de CC Vdc varía en un par de secciones que no son adyacentes entre sí entre las secciones que dividen igualmente el período en cuatro y es constante en el otro par de secciones.

- La FIG. 22 es un gráfico que muestra el funcionamiento del convertidor de potencia directo cuando ajuste básico del deber en un cuarto de período se centró alrededor de un múltiplo integral de 180 grados de la fase wt y adopta la primera modificación del deber en los otros cuartos de período (en lo sucesivo conocido como "segunda modificación"). La FIG. 23 es un gráfico que muestra un funcionamiento del convertidor de potencia directo cuando la primera modificación del deber en un cuarto de período alrededor de un múltiplo integral de 180 grados de la fase wt y adopta el ajuste básico del deber en los otros cuartos de período (en lo sucesivo, conocido como "tercera modificación"). Dado que se utiliza un valor 1,17 como la relación de voltaje α en ambos casos, la FIG. 22 muestra las formas de onda en las que el gráfico mostrado en la Figura 17 y el gráfico mostrado en la FIG. 18 se utilizan alternativamente por cuarto de período. La relación de utilización de voltaje R es 0,913 en cualquiera de los casos, que es un valor entre un valor de 0,95 de la relación de utilización de voltaje R cuando se utiliza la primera modificación del deber y un valor 0,87 de la relación de utilización de voltaje R cuando se utiliza el ajuste básico del deber.

- Se puede considerar tanto en la segunda modificación como en la tercera modificación que el voltaje de CC Vdc varía con la mitad del período del voltaje de CA monofásico Vin como su período fundamental o la corriente de CC Idc varía con la mitad del período mencionado anteriormente como su período fundamental. Dado que el voltaje de CC Vdc cuando se utiliza la primera modificación del deber varía con un cuarto de período mencionado anteriormente como su período fundamental, se puede considerar que el voltaje Vdc varía en una mitad del período que es dos veces el período fundamental.

Un caso en el que la potencia de entrada P_{dc} toma un valor constante se asume como se expresa por la Expresión (15) y también como se indica mediante una forma de onda en ambas de FIGS. 22 y 23. En tal caso, cuando el voltaje de CC V_{dc} varía con $1/N$ del período mencionado anteriormente como su período fundamental, se requiere que el controlador 10 tenga una banda de control de corriente que sea N o más veces la frecuencia de la fuente de alimentación. En comparación con el caso en el que se usa el primer ajuste del deber, la segunda modificación y la tercera modificación son ventajosas por que se mitiga una banda de control de corriente requerida para el controlador 10.

Como se describe en el Documento de Patente 4, el control para hacer una potencia de amortiguación P_{buf} más pequeña que un componente de CA $P_{in}^{\wedge}$ se desea para reducir la capacidad de potencia del circuito amortiguador de potencia 4. En otras palabras, el control se realiza deseablemente para hacer un componente de CA $P_{in}^{\wedge}$ mayor que la potencia de amortiguación P_{buf} . En este caso, la corriente de CC I_{dc} es deseablemente grande durante una duración en la que el voltaje rectificado V_{rec} es grande y pequeña durante una duración en la que el voltaje rectificado V_{rec} es pequeño. Por tanto, es deseable que el ajuste básico del deber en un cuarto de período se centre alrededor de un múltiplo integral de 180 grados de la fase ωt y adopte la primera modificación del deber en los otros cuartos de período como en la segunda modificación.

Este comportamiento de la corriente de CC I_{dc} es preferible cuando se usa la carga inductiva 6 que tiene una carga de par relativamente pequeña, tal como un motor (por ejemplo, un motor con imán incorporado) que acciona un compresor de un acondicionador de aire. Esto se debe a que en el dominio que requiere la corriente de par para aumentar una rpm, el avance de una fase de corriente requerida en un dominio llamado debilitamiento de flujo se regula aumentando un voltaje que se puede emitir desde el inversor 5. Esto es deseable en vista de aumentar un límite superior de las rpm en comparación con el caso en el que se utiliza el ajuste básico del deber o se compara con la tercera modificación.

Si bien la presente invención definida por las reivindicaciones adjuntas se ha descrito en detalle, la descripción anterior es en todos los aspectos ilustrativa y no restrictiva. Por lo tanto, se entiende que pueden idearse numerosas modificaciones que no se han descrito sin apartarse del alcance de la presente invención.

REIVINDICACIONES

1. Un convertidor de potencia que comprende:

un enlace de CC (7) que incluye una primera línea de alimentación (LH) y una segunda línea de alimentación (LL);

5 un convertidor (3) configurado para recibir un voltaje de CA monofásico (V_{in}) y configurado para generar a una potencia pulsante (P_{in}) a dicho enlace de CC (7);

un inversor (5) configurado para recibir una potencia de dicho enlace de CC (7) y configurado para generar una corriente de CA (I_u, I_v, I_w); y

10 un circuito amortiguador de potencia (4) configurado para recibir una potencia de carga (P_I) desde dicho enlace de CC (7) y configurado para generar a una potencia de descarga (P_c) a dicho enlace de CC (7), en donde

dicho convertidor (3) está configurado para aplicar un voltaje rectificado (V_{rec}) obtenido mediante la rectificación de onda completa de dicho voltaje de CA monofásico (V_{in}) a dicho enlace de CC (7) mientras se establece dicha primera línea de alimentación (LH) para que tenga un potencial más alto que dicha segunda línea de alimentación (LL),

15 dicho circuito amortiguador de potencia (4) incluye

un circuito de descarga (4a) que incluye un condensador (C4) y un conmutador (S_c, D_{42}) conectado en serie a dicho condensador (C4) conectado a dicha primera línea de alimentación (LH) entre dicha primera línea de alimentación y dicha segunda línea de alimentación, y

20 un circuito de carga (4b) que carga dicho condensador (C4) a un voltaje en ambos extremos (V_c) más alto que el voltaje rectificado (V_{rec}),

el inversor (5) y el conmutador (S_c) están configurados para ser controlados sobre la base de un deber de rectificación (d_{rec}) que es un deber en el que el convertidor (3) es conductor para permitir que fluya una corriente hacia el inversor (5), un deber de descarga (d_c) que es un deber en el que dicho conmutador (S_c) es conductor y un deber cero (d_z) que es una relación en la que una corriente de fase cero (i_z) siempre fluye a través del inversor (5) independientemente de una salida de voltaje del inversor (5), en donde

el deber de descarga (d_c) toma un valor $((V_m/V_c) \cos^2(\omega t))$ obtenido al dividir un producto de un valor de cresta (V_m) de dicho voltaje de CA monofásico y un cuadrado ($\cos^2(\omega t)$) de un valor de coseno de una fase de dicho voltaje de CA monofásico por un voltaje en ambos extremos (V_c) a través de dicho condensador (C4), y

30 un voltaje de CC (V_{dc}) que es una suma de un producto ($d_{rec} \cdot V_{rec}$) de dicho voltaje rectificado y dicho deber de rectificación y un producto ($d_c \cdot V_c$) de dicho voltaje de ambos extremos y dicho deber de descarga varía en un período en el que el deber de descarga (d_c) varía, es decir, la mitad de un período de dicho voltaje de CA monofásico,

35 caracterizado por que

una entrada de potencia de entrada (P_{dc}) a dicho inversor (5) toma un valor $(P_{in} + P_c - P_I)$ obtenido de dicho enlace de CC (7), restando dicha potencia de carga (P_I) de una suma de dicha potencia pulsante (P_{in}) y dicha potencia de descarga (P_c), dicha potencia de carga (P_I) toma un valor $(P_{in}/2)$ que es la mitad de dicha potencia pulsante (P_{in}), dicha potencia de descarga (P_c) toma un valor $(P_{in}^+ + P_I)$ obtenido agregando dicha potencia de carga (P_I) a un componente de CA (P_{in}^+) de dicha potencia pulsante,

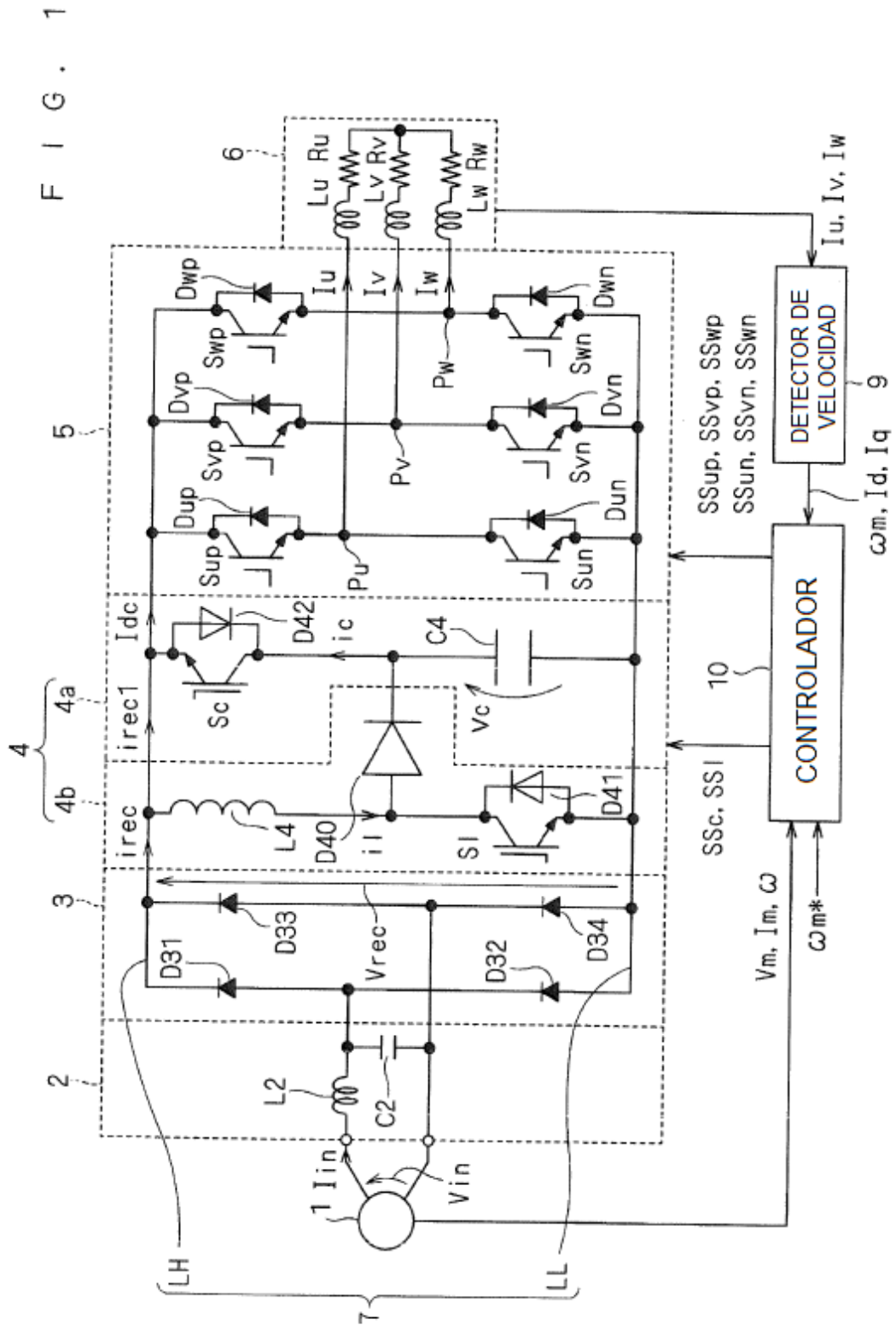
40 el deber de rectificación (d_{rec}) se establece para lograr dichas pulsaciones del voltaje de CC (V_{dc}),

en una primera modificación del deber, dicho deber de rectificación (d_{rec}) se establece en cualquier valor menor de un primer valor de corrección que es un valor absoluto $(|\sin(\omega t)|)$ de un valor sinusoidal de dicha fase y un segundo valor de corrección que es un valor $(1 - d_c)$ obtenido restando dicho deber de descarga (d_c) de 1, en donde un deber cero del inversor (5) es cero cuando el deber de rectificación (d_{rec}) se establece en el segundo valor de corrección, y

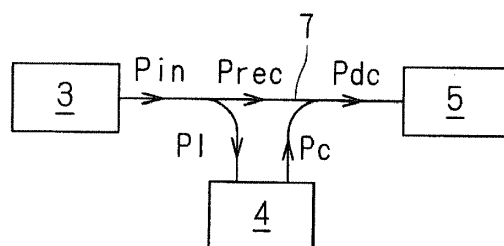
45 en una segunda modificación del deber, dicho deber de rectificación se establece siempre en el segundo valor de corrección $(1 - d_c)$ obtenido restando dicho deber de descarga (d_c) de 1.

50 2. El convertidor de potencia según la reivindicación 1, en donde una relación (V_c/V_m) de dicho voltaje de ambos extremos (V_c) a dicho valor de cresta (V_m) es 1 o más y 1,2 o menos.

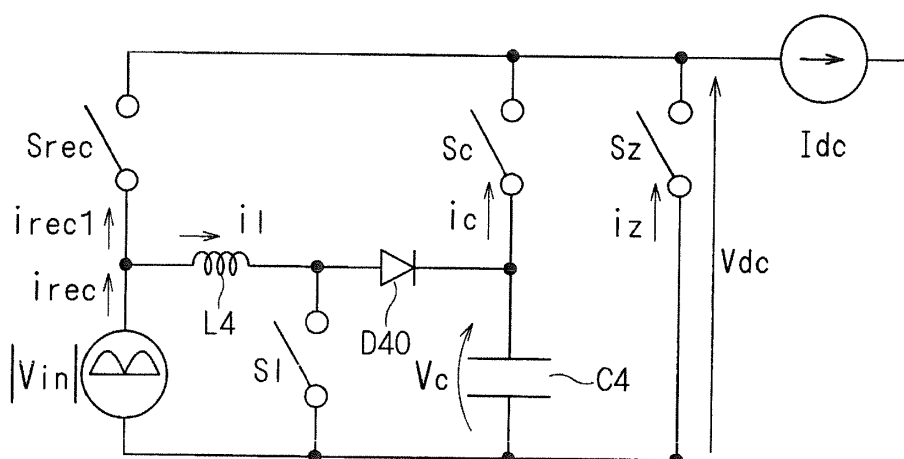
3. El convertidor de potencia según la reivindicación 1 o 2, en donde dicho inversor (5) está configurado para realizar conversión de CC-CA con un valor mínimo de dicho voltaje de CC (Vdc) como límite superior.
4. El convertidor de potencia según la reivindicación 1 o 2, en donde dicho voltaje de CC varía con un cuarto de dicho período de dicho voltaje de CA monofásico como período fundamental.
- 5 5. El convertidor de potencia según la reivindicación 1 o 2, en donde dicho voltaje de CC varía en un par de secciones que no son adyacentes entre sí entre secciones que dividen por igual dicho período de dicho voltaje de CA monofásico en cuatro y es constante en el otro par de secciones.



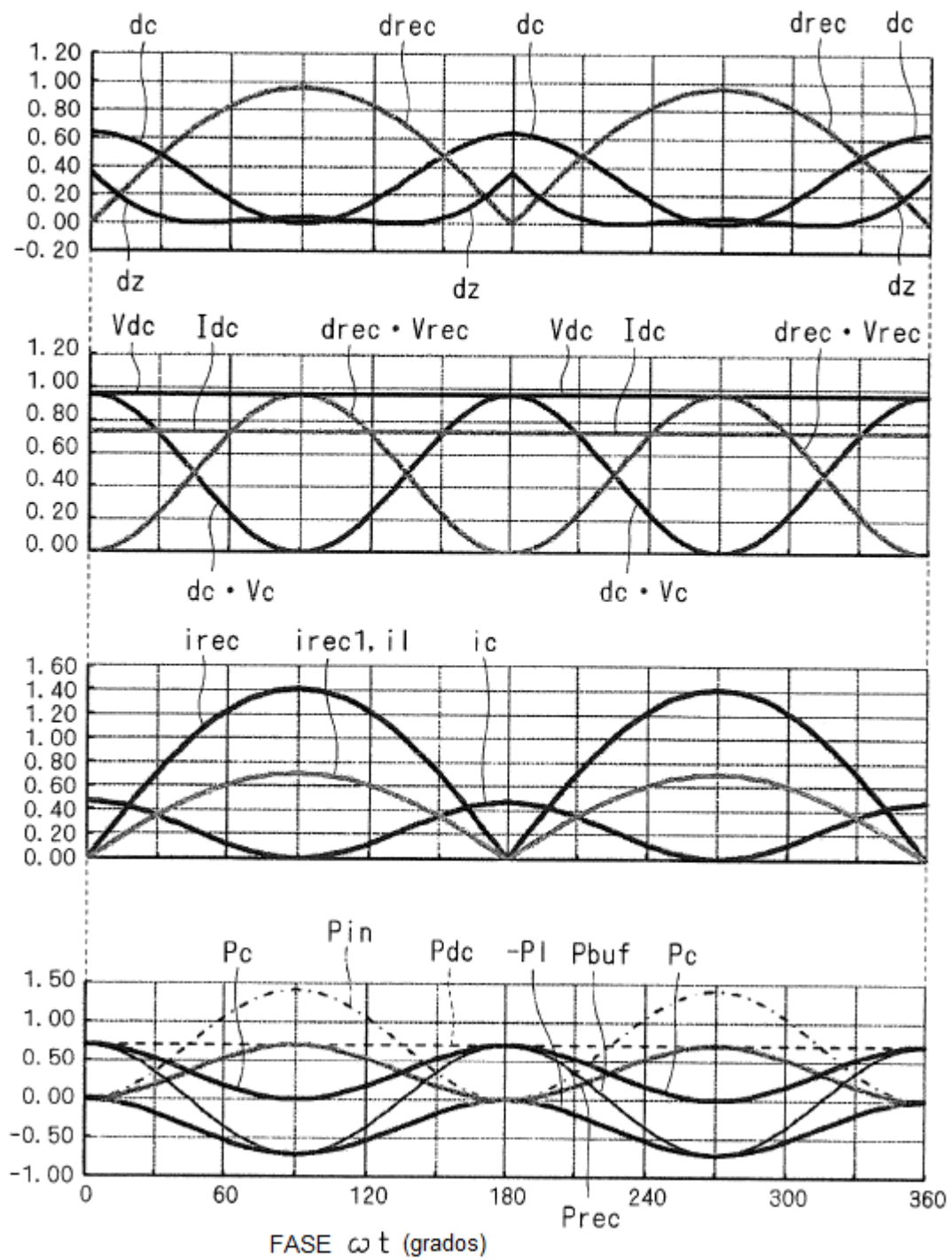
F I G . 2



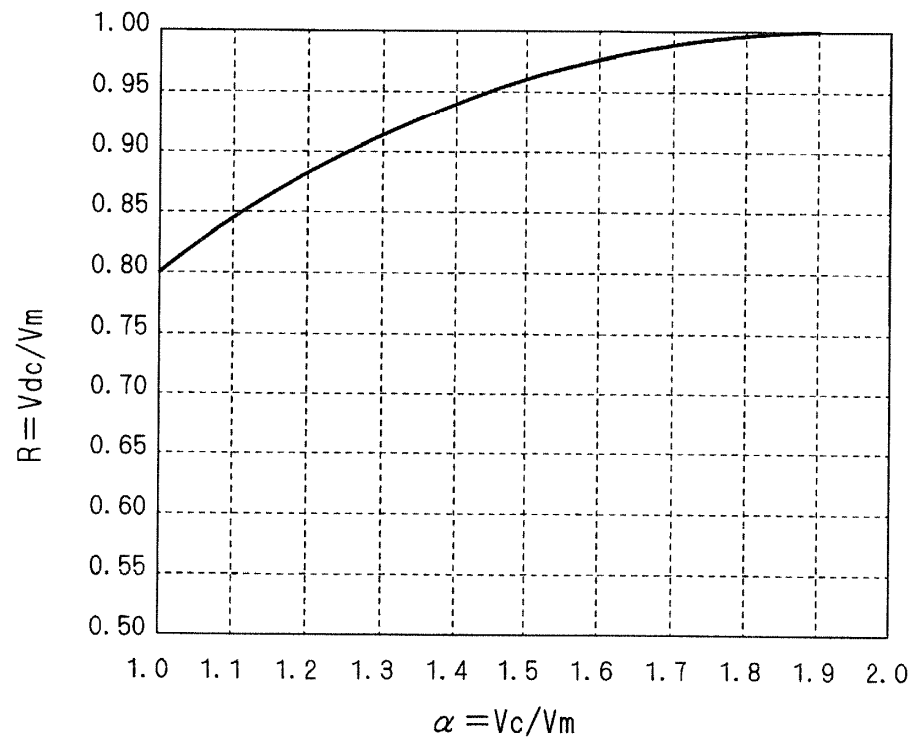
F I G . 3



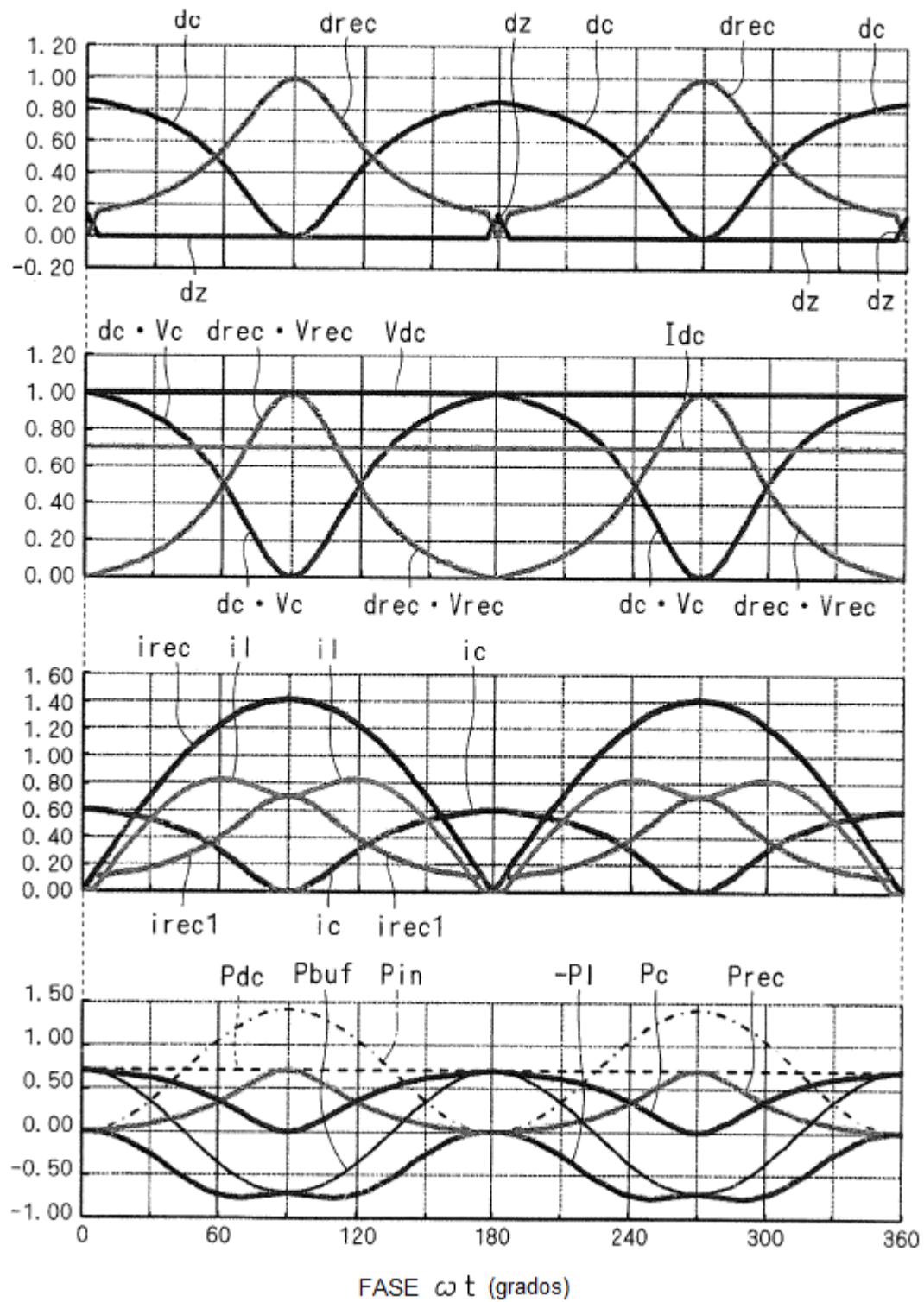
F I G . 4



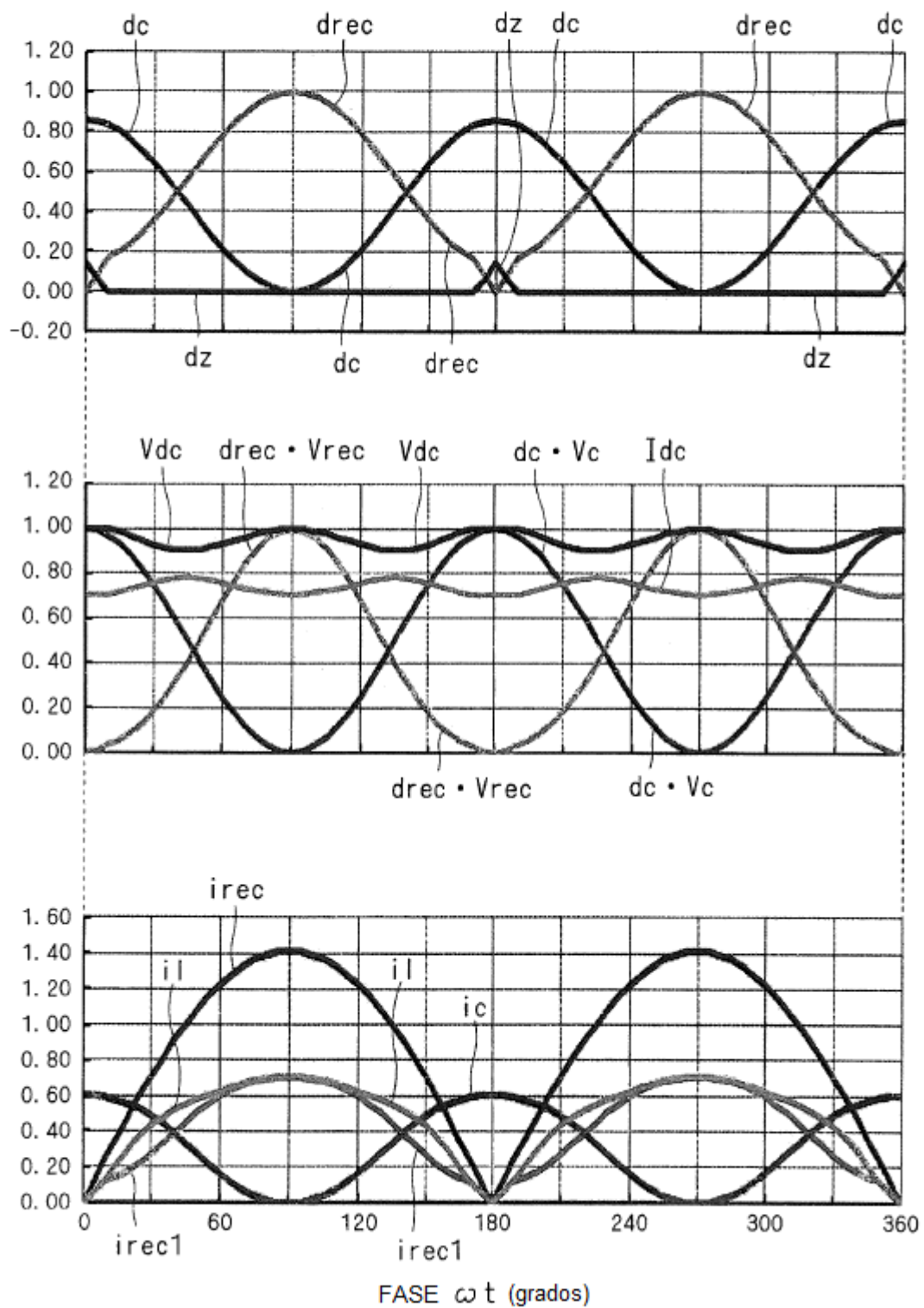
F I G . 5



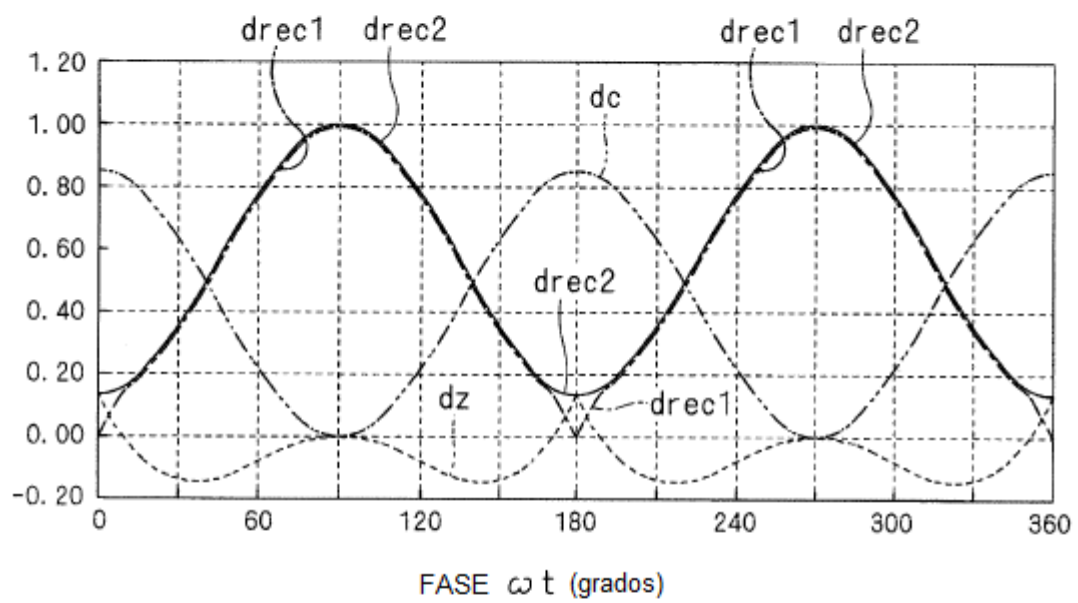
F I G . 6



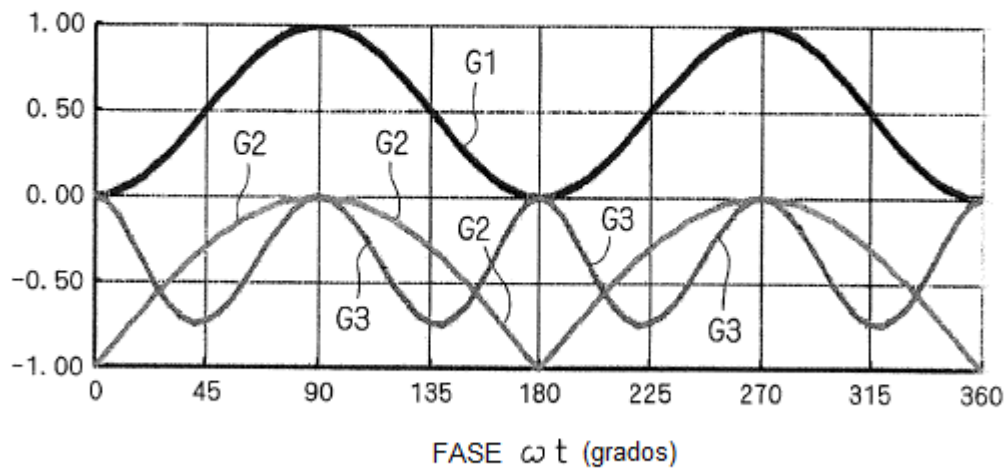
F I G . 7



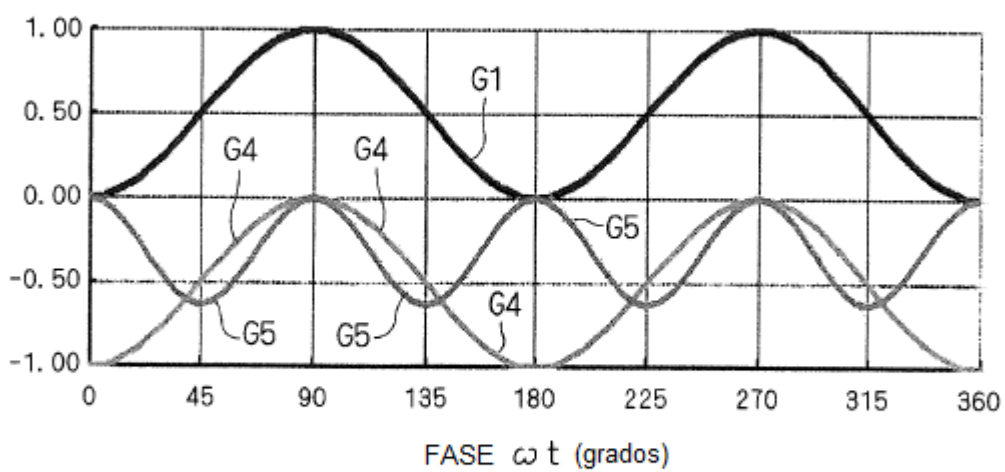
F I G . 8



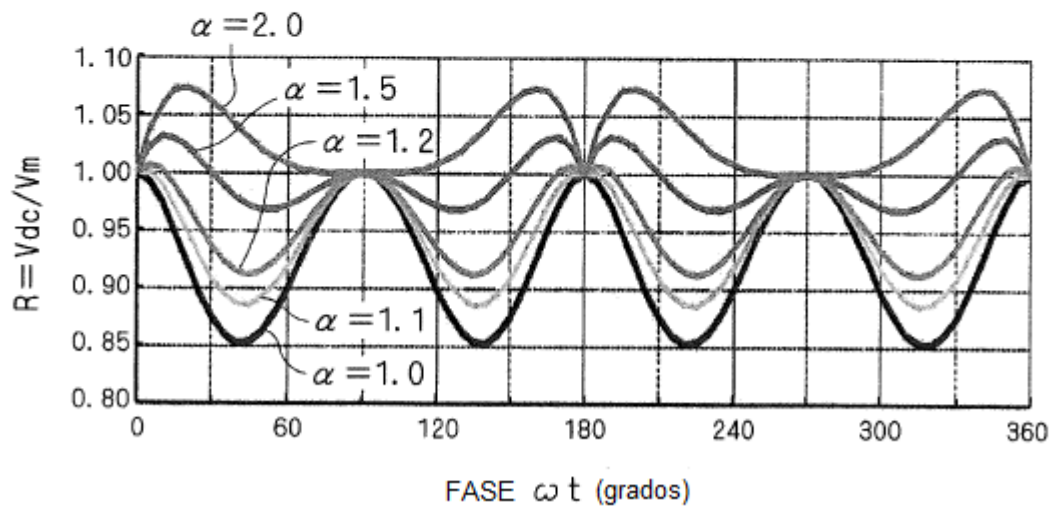
F I G . 9



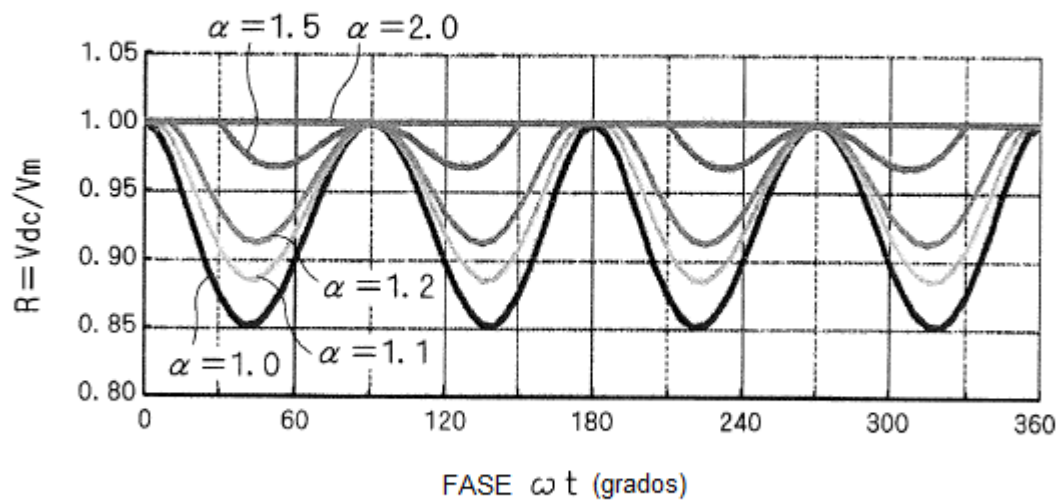
F I G . 1 0



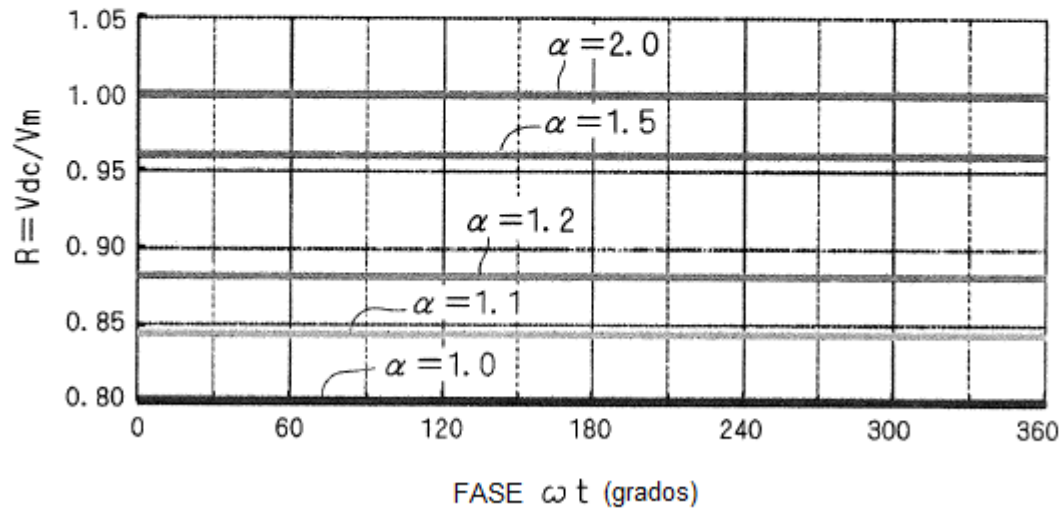
F I G . 1 1



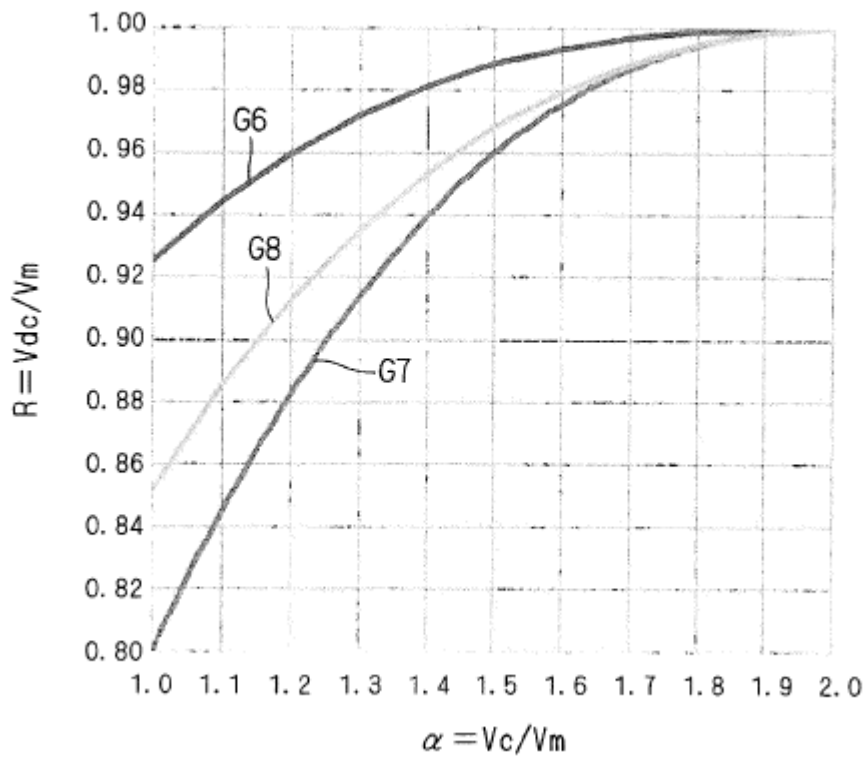
F I G . 1 2



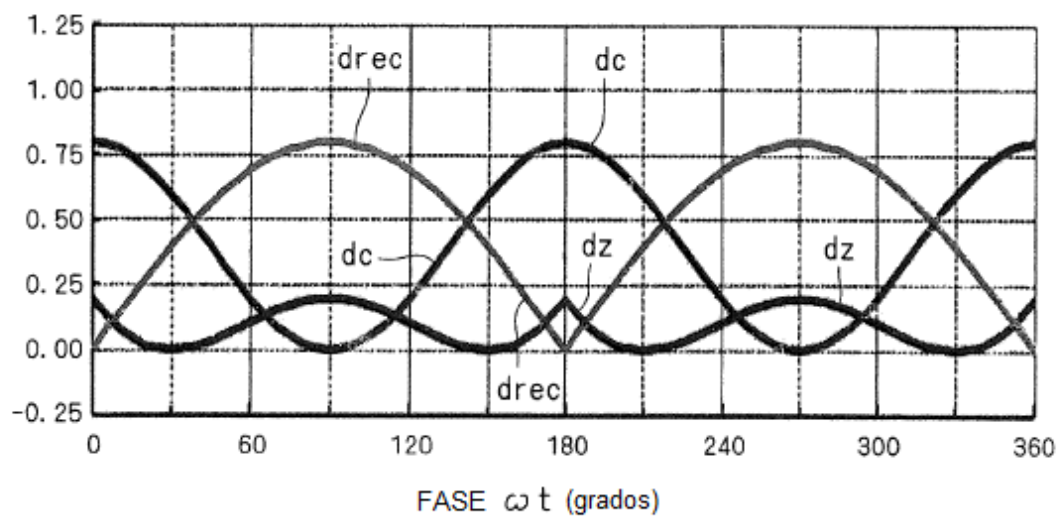
F I G . 1 3



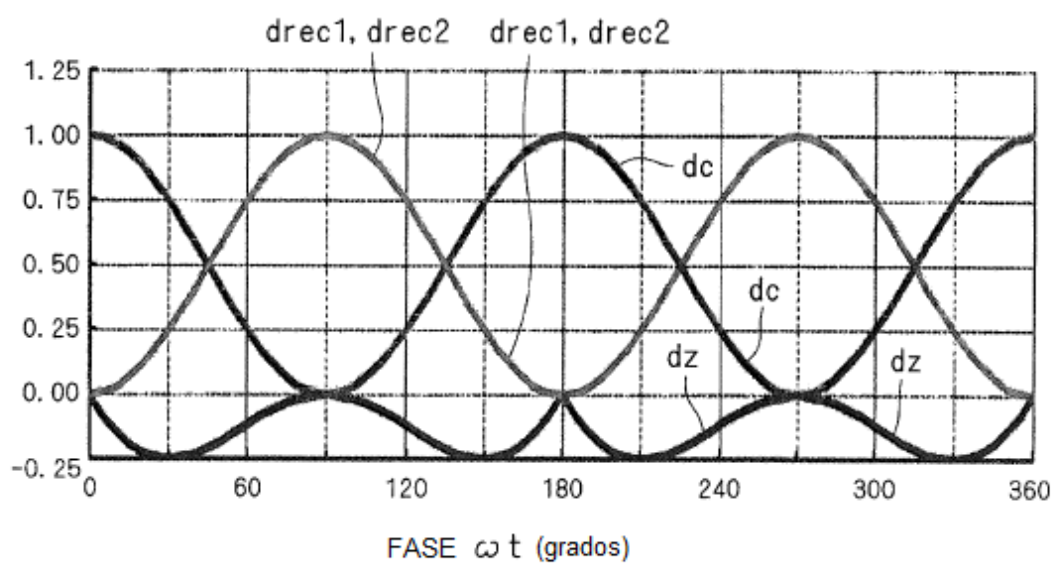
F I G . 1 4



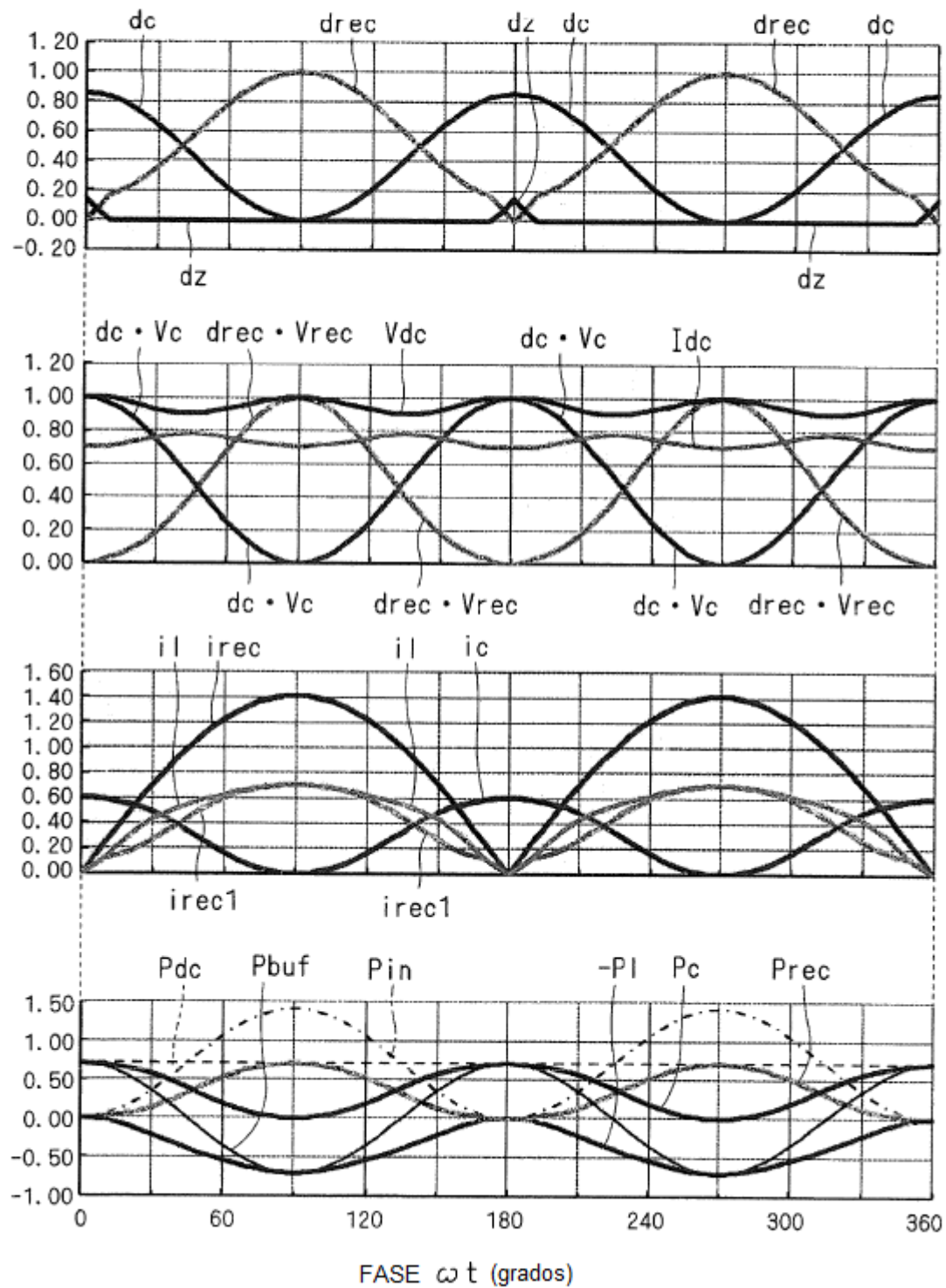
F I G . 1 5



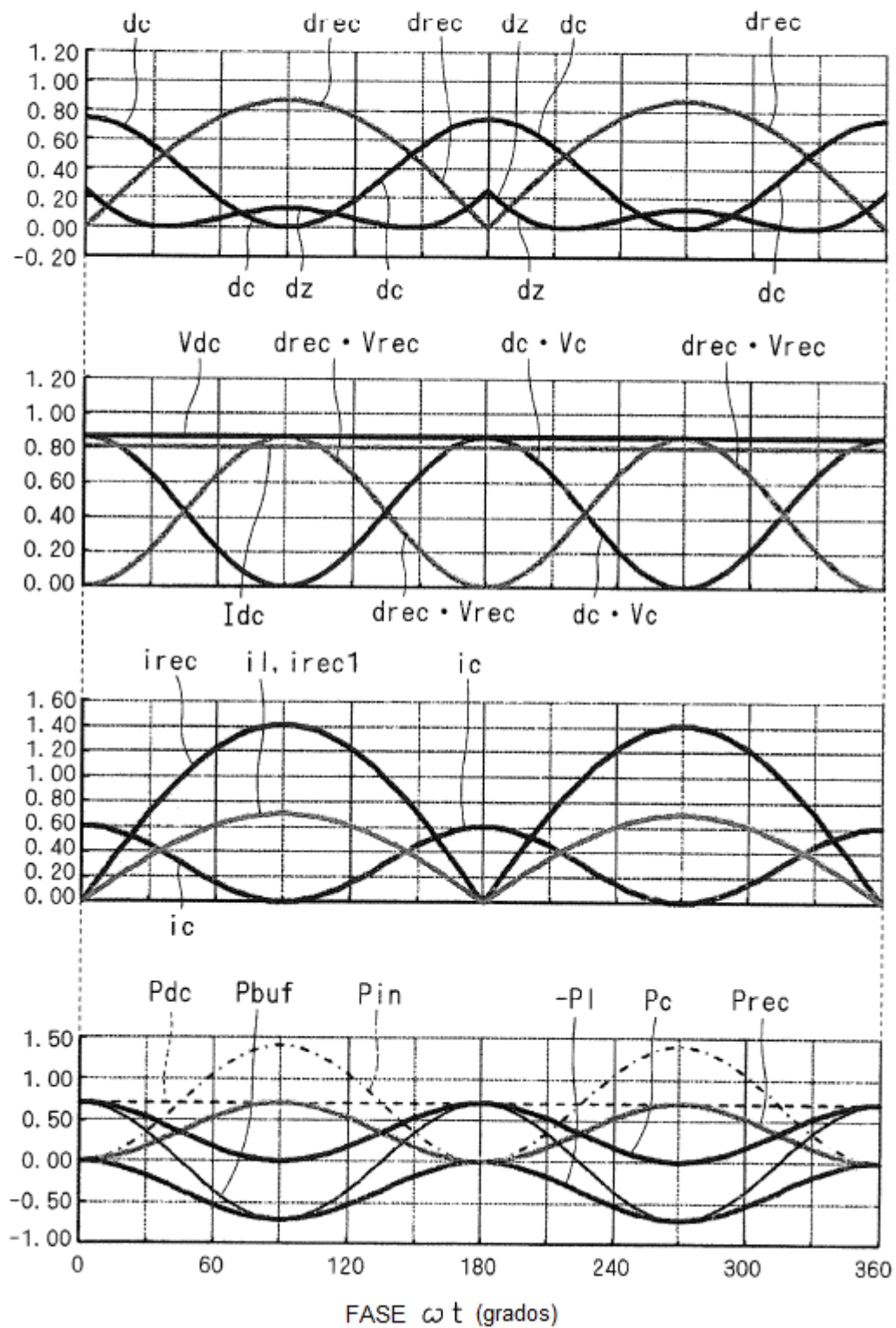
F I G . 1 6



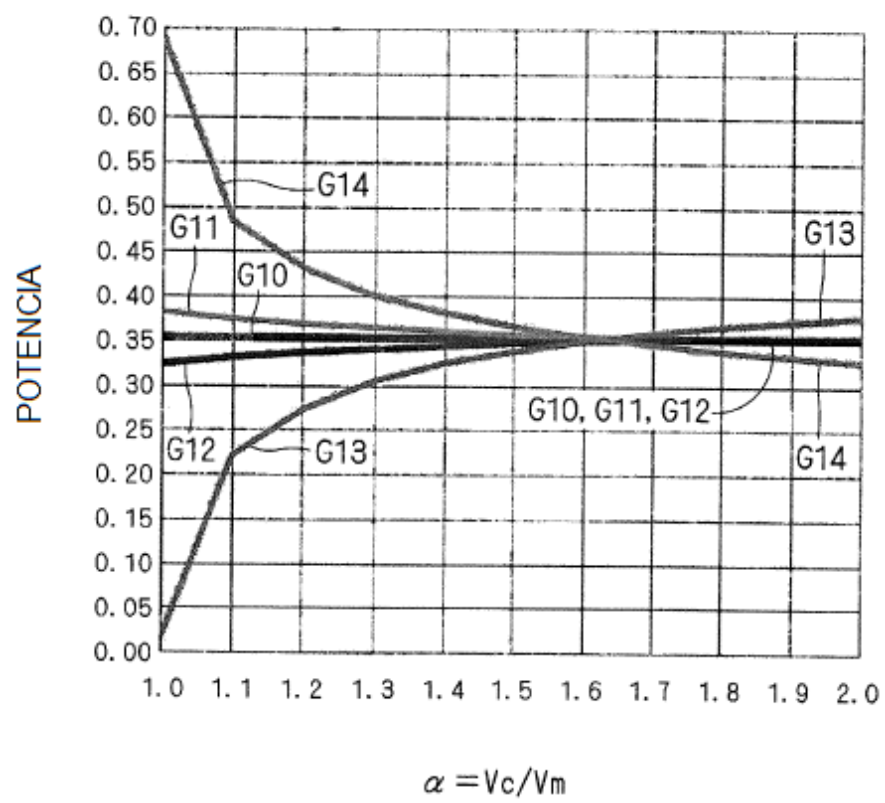
F I G . 1 7



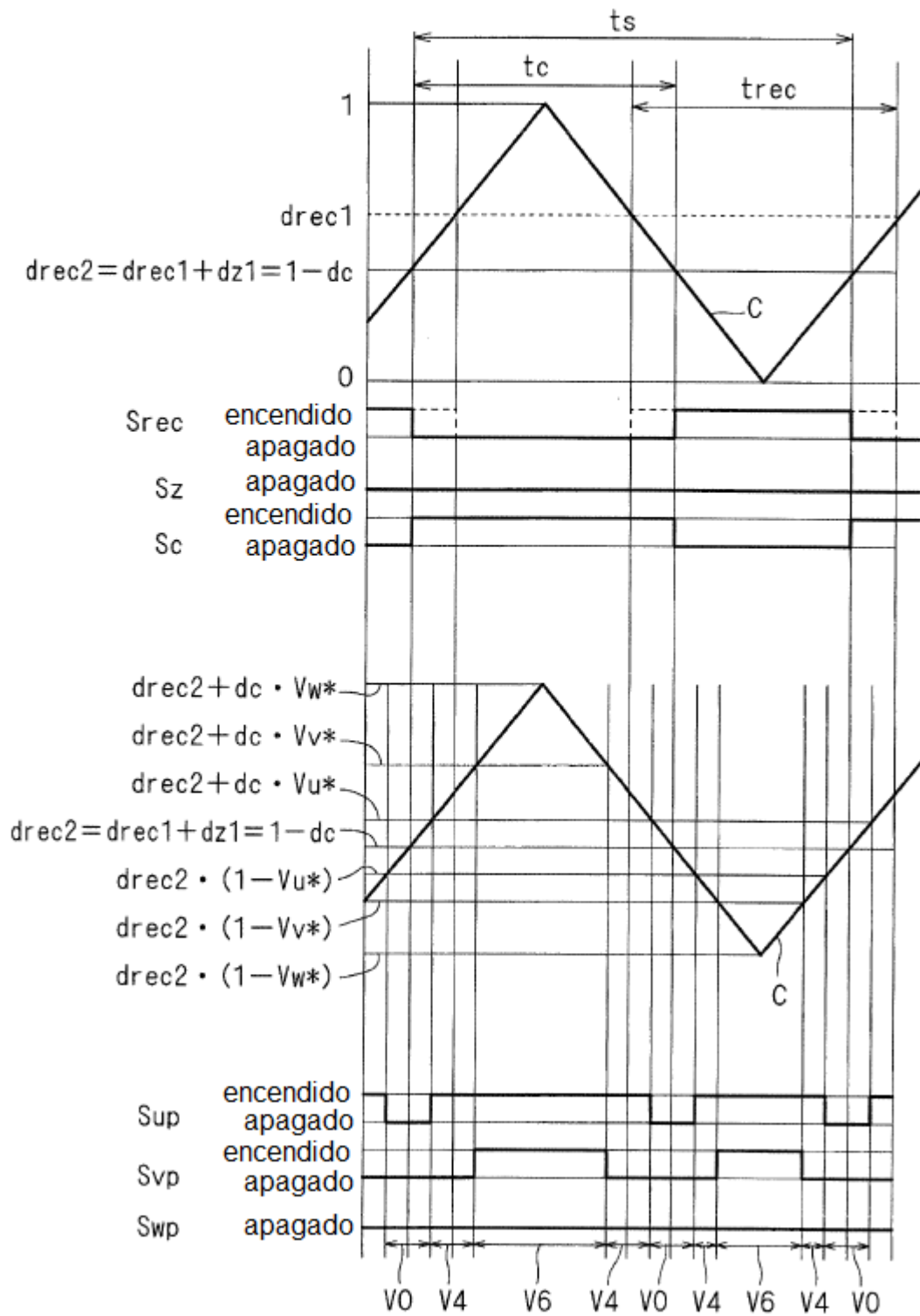
F I G . 1 8



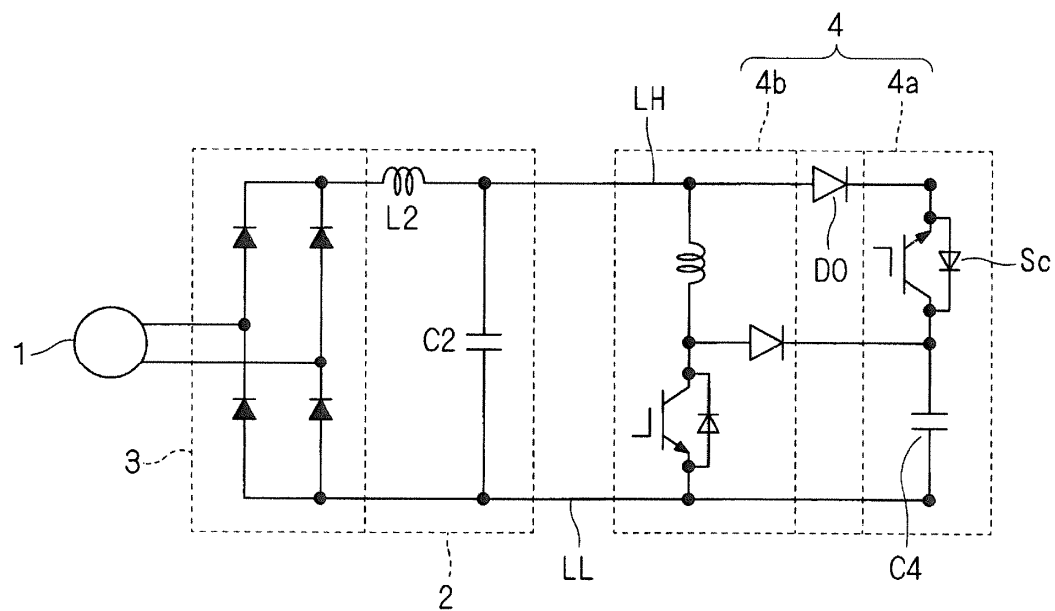
F I G . 1 9



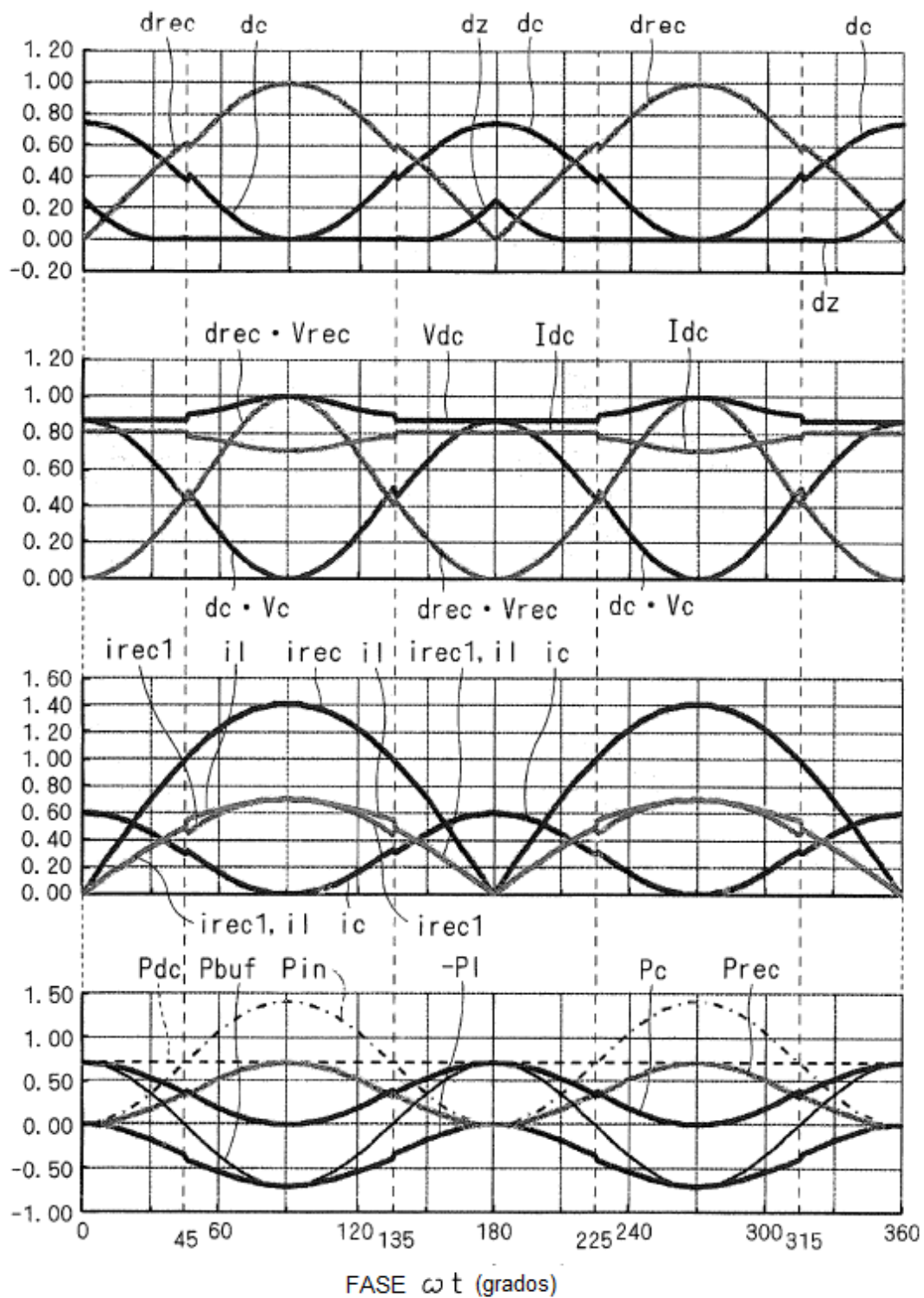
F I G • 2 0



F I G . 2 1



F I G . 2 2



F I G . 2 3

