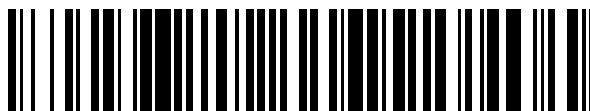


19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 630 310**

51 Int. Cl.:

**H02M 7/12** (2006.01)

**H02M 7/48** (2007.01)

**H02M 7/5387** (2007.01)

**H02M 5/458** (2006.01)

**H02M 1/08** (2006.01)

**H02M 7/5395** (2006.01)

**H02M 1/38** (2007.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **27.11.2012 PCT/JP2012/080549**

87 Fecha y número de publicación internacional: **06.06.2013 WO13080942**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **27.11.2012 E 12853622 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **21.06.2017 EP 2787622**

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

30 Prioridad:

**28.11.2011 JP 2011258985**

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

**21.08.2017**

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:

**FÚSTER OLAGUIBEL, Gustavo Nicolás**

ES 2 630 310 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 control de conversión de potencia

5 **Campo de la invención**

La presente invención se refiere a un aparato de conversión de potencia, y más particularmente a una técnica para mejorar un factor de modulación de un inversor de fuente de tensión.

10 **Antecedentes de la invención**

15 Por ejemplo, un inversor tiene tres rutas de corriente, y emite una tensión AC trifásica a una carga trifásica. Cada una de las rutas de corriente tiene un par de dispositivos de conmutación en un lado de potencial alto y un lado de potencial bajo de la tensión DC, respectivamente. Cada uno de los dispositivos de conmutación lleva a cabo la conmutación basándose en un patrón de conmutación que se determina basándose en un resultado de la comparación de un valor de portadora con un valor de onda de señal. La tensión trifásica se emite basándose en esta conmutación.

20 Un ejemplo de un aparato de conversión de potencia incluye un convertidor de matriz indirecta que tiene un convertidor de fuente de corriente, un inversor de fuente de tensión, y un enlace DC para conectar el convertidor y el inversor. En el convertidor de matriz indirecta, la tensión DC se aplica al enlace DC, pero en enlace DC no tiene un circuito de suavizado.

25 El convertidor de fuente de corriente genera una denominada conmutación para conmutar las rutas de corriente mediante conmutación, y convierte una corriente alterna en la tensión DC. Para reducir pérdidas en el momento de la conmutación por el convertidor de fuente de corriente, se propone una denominada conmutación de corriente cero para no aplicar corrientes al convertidor de fuente de corriente en el momento de la conmutación.

30 Para evitar la aplicación de una corriente al convertidor de fuente de corriente, se aísla el enlace DC de la carga trifásica en el inversor de fuente de tensión. Particularmente en un caso en el que la carga trifásica es un motor eléctrico, se cortocircuita la carga trifásica para devolver una corriente provocada por una fuerza contra-electromotriz del motor eléctrico. Dicha operación del inversor de fuente de tensión se lleva a cabo usando un patrón de conmutación basado en un vector de tensión generalmente denominado un vector de tensión cero.

35 Del documento de patente D5 se conoce un sistema de conversión de potencia, método y sistema de control para controlar tensiones en modo común en cargas de motor AC accionados por un control de inversor PWM usando secuencias de conmutación solo con vectores activos donde un primer vector de cada secuencia de conmutación difiere en un estado de conmutación de fase de un último vector de una secuencia de conmutación de un sector adyacente, junto con una compensación de tiempo muerto y técnicas de reducción de onda reflejada mejoradas para proporcionar pulsos con señales de conmutación moduladas a través de un inversor de conmutación.

40 **Documentos de la técnica anterior**

**Documentos de patente**

- 45 Documento de patente 1: Patente japonesa número 4135026  
 Documento de patente 2: Solicitud de patente japonesa publicada número 2009-213252  
 Documento de patente 3: Patente japonesa número 5045716  
 Documento de patente 4: Solicitud de patente japonesa publicada número 2011-193678  
 Documento de patente 5: Documento US 7 738 267 B1

50 **Documentos no patente**

- 55 Documento no patente 1: L. Wei, T.A. Lipo "A novel matrix converter topology with simple commutation", IEEE ISA2001, vol 3, pp 1749-1754, 2001  
 Documento no patente 2: Yoshiya Ohnuma, Jun-ichi Itoh, "Basic investigation and capacitance reduction method of a novel single-phase to three-phase power converter", Actas de la reunión técnica sobre convertidor de potencia de semiconductor, IEE, Japón, SPC-08-162 (2008).

60 **Sumario de la invención**

**Problemas que resuelve la invención**

65 Como se ha descrito anteriormente, cuando se usa un vector de tensión cero para el control de un inversor de fuente de tensión para conseguir una conmutación de corriente cero en un convertidor de fuente de corriente, en la práctica se reduce un período según el cual se suministra una tensión de línea a la carga trifásica. Por lo tanto, un nivel de una

tensión de línea que va a ser emitida desde el inversor con respecto de una tensión DC que va a ser emitida desde el convertidor de fuente de corriente (esto es también una tensión DC que va a ser introducida en el inversor de fuente de tensión en el convertidor de matriz indirecta), concretamente un denominado factor de modulación, se reduce.

5 Un problema similar puede surgir también en caso de que un convertidor esté constituido por un elemento pasivo, tal como un puente de diodos. Por ejemplo, un circuito de condensador no lineal divulgado en el Documento de Patente 3 recibe a una salida de tensión de un rectificador de diodos y reduce una tensión que se aplica al inversor. Además, una carga y circuito de descarga divulgado en el Documento de Patente 4 recibe una salida de tensión del rectificador de diodos y aumenta una tensión que se aplica al inversor.

10 Como se lleva a cabo una operación de conmutación dentro del circuito de condensador no lineal y el circuito de carga y descarga, similarmente a la conmutación del convertidor de fuente de corriente, es deseable una conmutación de corriente cero. Sin embargo, cuando se usa el vector de tensión cero en el control del inversor de fuente de tensión para llevar a cabo la conmutación de corriente cero, se reduce un factor de control de la tensión. El factor de control de la  
15 tensión de este documento se refiere al nivel de una tensión de línea emitida desde el inversor con respecto de una tensión DC emitida desde el puente de diodos. Como el factor de control de tensión es una relación basada en una tensión que se emite desde el puente de diodos y una tensión que se emite desde el inversor, por conveniencia el factor de control de tensión se trata de una manera similar al factor de modulación en esta solicitud.

20 Es por lo tanto un objetivo de la presente invención proporcionar una técnica que mejore un factor de modulación en un inversor de fuente de tensión, realizando una conmutación de corriente cero en una etapa previa de un inversor, tal como un convertidor de fuente de corriente, el circuito de condensador no lineal descrito en el Documento de Patente 3, y el circuito de carga y descarga descrito en el Documento de Patente 4.

## 25 Medios para resolver los problemas

Para resolver el problema anterior, un dispositivo (9 10) de control de conversión de potencia de acuerdo con la presente invención incluye los elementos de la reivindicación 1, es decir, una unidad de generación de portadora (35), un controlador de unidad de rectificación (20; 10), y un controlador de inversor (30). En este documento, un objeto que  
30 va a ser controlado por el dispositivo de control de conversión de potencia es un aparato de conversión de potencia y el aparato de conversión de potencia incluye: una pluralidad de terminales de entrada (Pr, Ps, Pt; 31, 32); unos primero a tercero terminales de salida (Pu, Pv, Pw); unos primero y segundo buses DC (LH, LL); una unidad de rectificación (2; 2B; 2C); y un inversor de fuente de tensión (5).

35 Se aplican unas tensiones alternas ( $V_r$ ,  $V_s$ ,  $V_t$ ;  $V_i$ ) a la pluralidad de terminales de entrada, respectivamente.

La unidad de rectificación rectifica la tensión alterna con conmutación a través de conmutación, hace que el primer bus DC (LH) tenga un mayor potencial que el segundo bus DC (LL) y aplica una corriente DC ( $I_{dc}$ ) desde el primer bus DC (LH) al segundo bus DC (LL).

40 El inversor de fuente de tensión convierte una tensión DC ( $V_{dc}$ ) entre el primer bus DC (LH) y el segundo bus DC (LL) en tensiones trifásicas ( $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$ ) para emitir las a los terminales de salida primero a tercero.

45 El inversor de fuente de tensión incluye tres rutas de corriente que están conectadas entre sí en paralelo entre el primer y segundo buses DC (LH, LL) a los que se aplica la tensión DC.

Las rutas de corriente están conectadas entre el primer bus DC y el primero a tercero terminales de salida, respectivamente.

50 Cada una de las rutas de corriente tiene unos interruptores de lado de brazo superior ( $Q_{up}$ ,  $Q_{vp}$ ,  $Q_{wp}$ ), interruptores de lado de brazo inferior ( $Q_{un}$ ,  $Q_{vn}$ ,  $Q_{wn}$ ), diodos de lado de brazo superior ( $D_{up}$ ,  $D_{vp}$ ,  $D_{wp}$ ), y diodos de lado de brazo inferior ( $D_{un}$ ,  $D_{vn}$ ,  $D_{wn}$ ).

55 Los interruptores de lado de brazo superior están conectados entre el primer al tercer terminales de salida y el primer bus DC, respectivamente, y aplican corrientes desde el primer bus DC al primero a tercer terminales de salida, respectivamente durante la conducción. Los interruptores de lado de brazo inferior están conectados entre el primero a tercer terminales de salida y el segundo bus DC respectivamente, y aplican corrientes desde el primero a tercer terminales de salida al segundo bus DC, respectivamente, durante la conducción.

60 Los diodos de lado de brazo superior están conectados a los interruptores de lado de brazo superior en antiparalelo, respectivamente. Los diodos de lado de brazo inferior están conectados a los interruptores de lado de brazo inferior en antiparalelo, respectivamente.

65 La unidad de generación de portadora genera una portadora ( $C_2$ ) que presenta una onda triangular en la que un valor absoluto ( $\tan\alpha$ ) de una pendiente con respecto del tiempo es constante y que alterna entre un valor mínimo (0) y un valor máximo (1).

Un primer aspecto de un dispositivo de control de conversión de potencia de acuerdo con la presente invención tiene las siguientes características. El controlador de unidad de rectificación hace que la unidad de rectificación lleve a cabo la conmutación en un punto de tiempo obtenido añadiendo un tiempo predeterminado ( $t_c$ ) a un punto de tiempo de referencia de conmutación ( $t_{00}$ ) cuando la portadora adopta un valor ( $d_{rt}$ ;  $1-d_c$ ) de referencia de conmutación no menor que el valor mínimo y no mayor que el valor máximo.

El controlador de inversor controla un encendido/apagado de los interruptores de lado de brazo superior y los interruptores del brazo del lado inferior del inversor de fuente de tensión basándose en una comparación entre la portadora y las ondas de señal de las tres tensiones trifásicas.

El controlador de inversor lleva todos los interruptores de lado de brazo superior hacia el estado apagado en un período ( $U_d$ ,  $V_0$ ) de aislamiento donde un primer punto de tiempo ( $t_{01}$ ,  $t_{03}$ ) es un inicio y un punto de tiempo obtenido por la adición del tiempo muerto ( $t_d$ ) a un segundo punto de tiempo ( $t_{02}$ ,  $t_{04}$ ) es una terminación.

Aquí, el primer punto de tiempo ( $t_{01}$ ;  $t_{03}$ ) es un punto de tiempo en el que la portadora obtiene un valor de una primera onda de señal ( $V_{u1}^*$ ;  $V_{u2}^*$ ) de las ondas de señal, y el segundo punto de tiempo ( $t_{02}$ ,  $t_{04}$ ) es un punto de tiempo en el que la portadora obtiene un valor de una segunda onda de señal ( $V_{u2}^*$ ;  $V_{u1}^*$ ) de las ondas de señal para el primer tiempo después del primer punto de tiempo. Además, la primera onda de señal y la segunda onda de señal son ondas de señal para la máxima fase de las tensiones trifásicas.

El interruptor de lado de brazo superior ( $Q_{up}$ ) para aplicar una corriente correspondiente a una tensión de máxima fase pasa del estado encendido al estado apagado en el primer punto de tiempo, y pasa desde el estado apagado al estado encendido después de que haya pasado el tiempo muerto desde el segundo punto de tiempo.

El tiempo predeterminado ( $t_c$ ) establece en un valor que es mayor que un valor ( $-\tau_{01}$ ) obtenido restando el punto de tiempo de referencia de conmutación del primer punto de tiempo y es más corto que una suma de un valor ( $\tau_{02}$ ) obtenido restando el punto de tiempo de referencia de conmutación del segundo punto de tiempo y el tiempo muerto.

Un segundo aspecto del dispositivo de control de potencia de acuerdo con la presente invención es el primer aspecto del mismo, donde la pluralidad de terminales de entrada son tres terminales de entrada ( $P_r$ ,  $P_s$ ,  $P_t$ ). La unidad de rectificación es un convertidor de fuente de corriente (2), y tiene un grupo de interruptor que incluye tres dispositivos de interruptor ( $S_{rp}$ ,  $S_{sp}$ ,  $S_{tp}$ ) conectados entre el primer a tercer terminales de entrada y el primer bus DC, respectivamente, y tres dispositivos de interruptor ( $S_{rn}$ ,  $S_{sn}$ ,  $S_{tn}$ ) conectados entre el primer a tercer terminales de entrada y el segundo bus DC, respectivamente. La unidad de rectificación conmuta y emite tres corrientes trifásicas ( $i_r$ ,  $i_s$ ,  $i_t$ ) para su introducción en los terminales de entrada primero a tercero mediante la conmutación del grupo de interruptor.

Un tercer aspecto del dispositivo de control de potencia de acuerdo con la presente invención es el primer aspecto del mismo, donde la pluralidad de terminales de entrada son un par de terminales de entrada (31, 32). La unidad de rectificación (2B; 2C) tiene un puente de diodos (3) conectado al par de terminales de entrada, y una unidad de búfer (4; 4a) que incluye elemento de carga y descarga ( $C_{41}$ ,  $C_{42}$ ;  $C_4$ ) y dispositivos de interruptor ( $S_{41}$ ,  $S_{42}$ ;  $S_c$ ) para controlar la descarga desde el elemento de carga y descarga al primer y segundo buses DC (LH, LL). La unidad de rectificación conmuta y emite una corriente para su introducción en el par de terminales de entrada, y corriente de descarga del elemento de carga y descarga mediante la conmutación de los dispositivos de interruptor.

Un cuarto aspecto del dispositivo de control de potencia de acuerdo con la presente invención es cualquiera de los primer a tercer aspectos del mismo, donde el tiempo predeterminado ( $t_c$ ) se establece en la mitad ( $(1/2)(\tau_{02} - \tau_{01} + d)$ ) de una suma de un valor ( $-\tau_{01}$ ) obtenido restando el punto de tiempo de referencia de conmutación del primer punto de tiempo, un valor ( $\tau_{02}$ ) obtenido restando el punto de tiempo de referencia de conmutación ( $t_{00}$ ) del segundo punto de tiempo ( $t_{02}$ ), y el tiempo muerto ( $t_d$ ).

Un quinto aspecto del dispositivo de control de potencia de acuerdo con la presente invención es cualquiera de los primer a cuarto aspectos del mismo, donde un valor ( $d_0$ ) obtenido restando la primera onda de señal de la segunda onda de señal es mayor que un valor ( $-t_d \cdot \tan \alpha$ ) obtenido restando un producto de un valor absoluto ( $\tan \alpha$ ) de la pendiente de la portadora y el tiempo muerto ( $t_d$ ) desde cero.

Un sexto aspecto del dispositivo de control de potencia de acuerdo con la presente invención es cualquiera del primer al tercer aspectos del mismo, donde el tiempo predeterminado ( $t_c$ ) se establece a la mitad ( $t_d/2$ ) del tiempo muerto.

### Efectos de la invención

De acuerdo con el primer a tercer aspectos del dispositivo de control de potencia de la presente invención, la unidad de rectificación lleva a cabo la conmutación en un período de vector de tensión cero erosionado por el tiempo muerto y en el período del tiempo muerto. De manera similar al período de vector de tensión cero, como no fluye ninguna corriente

en la unidad de rectificación también en el período del tiempo muerto, puede reducirse una pérdida en el momento en que la unidad de rectificación lleva a cabo la conmutación.

5 De acuerdo con el cuarto aspecto del dispositivo de control de potencia de la presente invención, como la temporización en la que la unidad de rectificación lleva a cabo la conmutación está en el centro del período de aislamiento, incluso si se acorta la longitud del vector de tensión cero, puede obtenerse el efecto del primer aspecto y puede aumentarse un factor de modulación.

10 De acuerdo con el quinto aspecto del dispositivo de control de potencia de la presente invención, puede asegurarse el período de aislamiento generado debido al tiempo muerto.

15 De acuerdo con el sexto aspecto del dispositivo de control de potencia de la presente invención, incluso cuando no se dispone prácticamente el período de vector de tensión cero, e independientemente de los tamaños de la primera onda de señal y la segunda onda de señal, como la unidad de rectificación lleva a cabo la conmutación durante el tiempo muerto, se habilita la denominada conmutación de corriente cero.

Los objetivos, características, aspectos y ventajas de la presente invención serán evidentes a partir de la siguiente descripción detallada tomada en conjunto con los dibujos adjuntos.

## 20 **Breve descripción de los dibujos**

La fig. 1 es un diagrama de circuito que ilustra una constitución de un aparato de conversión de potencia que usa un primer modo de realización de la presente invención;

25 La fig. 2 es un gráfico que describe una operación en un convertidor de fuente de corriente;

La fig. 3 es un gráfico que describe una operación del aparato de conversión de potencia en una técnica convencional;

30 La fig. 4 es un gráfico de temporización que ilustra un estado en el que se generan las señales de conmutación en un caso en el que se proporciona un tiempo muerto;

La fig. 5 es un gráfico de temporización que ilustra comportamientos de las señales de conmutación cerca de un período de aislamiento durante una elevación de la portadora;

35 La fig. 6 es un gráfico de temporización que ilustra los comportamientos de las señales de conmutación cerca del período de aislamiento durante una elevación de la portadora;

La fig. 7 es un gráfico de temporización que ilustra los comportamientos de las señales de conmutación cerca del período de aislamiento durante una elevación de la portadora;

40 La fig. 8 es un gráfico que ilustra formas de onda de tensiones trifásicas;

La fig. 9 es un diagrama de circuito que ilustra un circuito equivalente de un inversor de fuente de tensión en el período de aislamiento;

45 La fig. 10 es un diagrama de circuito que ilustra el circuito equivalente del inversor de fuente de tensión en el período de aislamiento;

50 La fig. 11 es un diagrama de circuito que ilustra el circuito equivalente del inversor de fuente de tensión en el período de aislamiento;

La fig. 12 es un diagrama de circuito que ilustra el circuito equivalente del inversor de fuente de tensión en el período de aislamiento;

55 La fig. 13 es un gráfico que describe el funcionamiento del aparato de conversión de potencia en un caso donde una relación de conducción de corriente es comparativamente pequeña;

La fig. 14 es un gráfico que describe el funcionamiento del aparato de conversión de potencia en un caso donde la relación de conducción de corriente es comparativamente pequeña;

60 La fig. 15 es un gráfico que describe un funcionamiento de un convertidor de fuente de corriente;

La fig. 16 es un diagrama de bloques que ilustra conceptualmente un ejemplo de constitución interna concreta de un controlador;

65

La fig. 17 es un gráfico que ilustra las operaciones del convertidor de fuente de corriente y del inversor de fuente de tensión;

La fig. 18 es un diagrama de circuito que ilustra un aparato de conversión directa monofásico/trifásico convencional;

La fig. 19 es un diagrama de circuito que ilustra un circuito equivalente del aparato de conversión directa monofásico/trifásico de la fig. 18;

La fig. 20 es un gráfico de temporización que ilustra un funcionamiento del circuito equivalente de la fig. 19;

La fig. 21 es un diagrama de circuito que ilustra un aparato de conversión directa monofásico/trifásico convencional; y

La fig. 22 es un diagrama de circuito que ilustra un circuito equivalente del aparato de conversión directa monofásico/trifásico de la fig. 21.

### Descripción de modos de realización

#### Primer modo de realización

{Operación básica}

La fig. 1 es un diagrama de circuito que ilustra una constitución de un aparato de conversión de potencia que emplea el modo de realización de la presente invención. Un aparato de conversión de potencia AC directo que se ilustra aquí es un convertidor de matriz indirecta, e incluye un convertidor de fuente de corriente 2 para llevar a cabo la conversión AC/DC, y un inversor de fuente de tensión 5 para llevar a cabo la conversión DC/AC. El convertidor de fuente de corriente 2 y el inversor de fuente de tensión 5 están conectados mediante buses DC LH y LL. El bus DC LH tiene un potencial mayor que el del bus DC LL.

El inversor de fuente de tensión 5 incluye tres rutas de corriente que están conectadas entre sí en paralelo entre los buses DC LH y LL que reciben una tensión  $V_{dc}$  como tensión DC.

La primera ruta de corriente tiene un punto de conexión  $P_u$ , un interruptor de lado de brazo superior  $Q_{up}$ , y un interruptor de lado de brazo inferior  $Q_{un}$ . La segunda ruta de corriente tiene un punto de conexión  $P_v$ , un interruptor de lado de brazo superior  $Q_{vp}$ , y un interruptor de lado de brazo inferior  $Q_{vn}$ . La tercera ruta de corriente tiene un punto de conexión  $P_w$ , un interruptor de lado de brazo superior  $Q_{wp}$ , y un interruptor de lado de brazo inferior  $Q_{wn}$ .

Los interruptores de lado de brazo superior  $Q_{up}$ ,  $Q_{vp}$ , y  $Q_{wp}$  aplican corrientes desde el bus DC LH a los puntos de conexión  $P_u$ ,  $P_v$ , y  $P_w$ , respectivamente, durante la conducción. Los interruptores de lado de brazo inferior  $Q_{un}$ ,  $Q_{vn}$ , y  $Q_{wn}$  aplican corrientes desde los puntos de conexión  $P_u$ ,  $P_v$ , y  $P_w$  al bus DC LL, respectivamente, durante la conducción.

El inversor de fuente de tensión 5 lleva a cabo una conmutación en la tensión de enlace  $V_{dc}$  según un patrón de conmutación basado en modulación de ancho de pulso, y emite tres tensiones trifásicas  $V_u$ ,  $V_v$ , y  $V_w$  desde los puntos de conexión  $P_u$ ,  $P_v$ , y  $P_w$  a una carga trifásica 6, respectivamente. Los puntos de conexión  $P_u$ ,  $P_v$ , y  $P_w$  pueden considerarse terminales de salida para emitir corrientes de línea  $i_u$ ,  $i_v$ , e  $i_w$  a la carga trifásica 6. A continuación se describen las corrientes de línea  $i_u$ ,  $i_v$  e  $i_w$  en un caso en el que una dirección desde los terminales de salida  $P_u$ ,  $P_v$ , y  $P_w$  en dirección a la carga trifásica 6 es una dirección positiva.

Los diodos de lado de brazo superior  $D_{up}$ ,  $D_{vp}$ , y  $D_{wp}$  están conectados a los interruptores de lado de brazo superior  $Q_{up}$ ,  $Q_{vp}$ , y  $Q_{wp}$  en antiparalelo, respectivamente. Los diodos de lado de brazo inferior  $D_{un}$ ,  $D_{vn}$ , y  $D_{wn}$  están conectados a los interruptores de lado de brazo inferior  $Q_{un}$ ,  $Q_{vn}$ , y  $Q_{wn}$  en antiparalelo, respectivamente. Aquí, "antiparalelo" hace referencia a un modo donde dos elementos se conectan en paralelo y las direcciones de conducción de los dos elementos son opuestas entre sí.

El convertidor de fuente de corriente 2 tiene tres terminales de entrada  $P_r$ ,  $P_s$ , y  $P_t$ . Los terminales de entrada  $P_r$ ,  $P_s$ , y  $P_t$  están conectados a, por ejemplo, una fuente de potencia AC trifásica 1, y reciben las tres tensiones  $V_r$ ,  $V_s$ , y  $V_t$  de acuerdo con las respectivas fases. El convertidor de fuente de corriente 2 conmuta las corrientes de línea trifásicas  $i_r$ ,  $i_s$ , e  $i_t$  suministradas desde los terminales de entrada  $P_r$ ,  $P_s$ , y  $P_t$  según un ciclo dividido en un primer período y un segundo período, y aplica una corriente de enlace  $I_{dc}$  DC entre los buses DC LH y LL. A continuación se describen las corrientes de línea  $i_r$ ,  $i_s$ , e  $i_t$  en un caso en el que una dirección desde los terminales de entrada  $P_r$ ,  $P_s$  y  $P_t$  en dirección al inversor de fuente de tensión 5 es una dirección positiva.

El primer período es un período donde se suministran unas corrientes como corriente de enlace  $I_{dc}$  entre los buses DC LH y LL que fluyen en cualquiera de los pares de terminales de entrada  $P_r$ ,  $P_s$ , y  $P_t$  a los que se aplica una tensión de fase de una fase máxima y una tensión de fase de una fase mínima. Además, el segundo período es un período en el que se suministran unas corrientes como corriente de enlace  $I_{dc}$  entre los buses DC LH y LL que fluyen en cualquiera

del par de terminales de entrada Pr, Ps, y Pt a los que se aplica una tensión de fase de una fase intermedia y una tensión de fase de una fase mínima.

El convertidor de fuente de corriente 2 tiene dispositivos de interruptor Sxp y Sxn (donde el símbolo x representa r, s y t. Lo mismo aplica de aquí en adelante). El dispositivo Sxp de interruptor se dispone entre un terminal de entrada Px y el bus DC LH. El dispositivo de interruptor Sxn se dispone entre el terminal de entrada Px y el bus DC LL.

Los dispositivos de interruptor Sxp y Sxn pueden estar implementados mediante una conexión entre un transistor bipolar de puerta aislada (IGBT) y un diodo o un RB-IGBT (IGBT de Bloqueo Inverso).

Los dispositivos de interruptor Sxp y Sxn reciben señales de conmutación Gxp y Gxn respectivamente. El dispositivo de interruptor Sxp es conductor/no conductor de acuerdo con una activación/inactivación de la señal de conmutación Gxp, y el dispositivo de interruptor Sxn es conductor/no conductor de acuerdo con una activación/inactivación de la señal de conmutación Gxn.

Los interruptores Qyp y Qyn reciben señales de conmutación Gyp y Gyn, respectivamente (donde el símbolo y representa u, v y W. Lo mismo aplica en adelante). El interruptor Qyp es conductor/no conductor de acuerdo con una activación/inactivación de la señal de conmutación Gyp, y el interruptor Qyn es conductor/no conductor de acuerdo con una activación/inactivación de la señal de conmutación Gyn.

La fig. 2 es un gráfico que describe una operación en el convertidor de fuente de corriente 2. El gráfico de la etapa superior muestra tensiones trifásicas Vr, Vs, y Vt, y el gráfico de etapa inferior muestra relaciones de conducción dr, ds, y dt actuales.

Encima del gráfico de etapa superior de la fig. 2, se añaden las áreas temporales R1 a R6. Las áreas R1 a R6 se dividen temporalmente en tiempos en los que se conmutan cualquiera de las tres tensiones trifásicas Vr Vs, y Vw cuyo valor absoluto es el mayor. Las temporizaciones de conmutación también son temporizaciones cuando cualquiera de las tres tensiones Vr, Vs y Vt se hace cero. Como las áreas R1 a R6 están delimitadas por tanto, cada una de las áreas tiene una longitud de  $\pi/3$  obtenida dividiendo un ciclo de las tensiones trifásicas Vr, Vs y Vt entre seis. Por ejemplo, el área R1 es un área donde el valor absoluto de una tensión de fase Vt es mayor que los valores absolutos de las tensiones de fase Vr y Vs, y comienza en un punto en el tiempo en el que la tensión de fase Vs cambia de negativa a positiva y su terminación es un punto en el tiempo donde la tensión de fase Vr cambia de positiva a negativa.

Las tensiones trifásicas Vr, Vs, y Vt se expresan de acuerdo con una relación con el máximo valor de la tensión de línea, y por tanto el valor máximo de los valores absolutos de las tres tensiones trifásicas Vr, Vs y Vt es  $1/\sqrt{3}$ . En este documento, se usa el punto en el tiempo en el que las tensiones trifásicas Vr adoptan el valor máximo como una referencia de ángulo de fase ( $0^\circ$ ) de las tensiones trifásicas.

Una relación de conducción de corriente dx representa una relación de tiempo cuando la corriente de línea ix fluye a través de la conmutación de los dispositivos de conmutación Sxp y Sxn. Cuando la relación de conducción de corriente dx es positiva, indica una relación de tiempo en un momento en que el dispositivo de interruptor Sxp es conductor y una corriente fluye en dirección al terminal de entrada Px en el convertidor de fuente de corriente 2, y cuando es negativo, indica una relación de tiempo en un momento en el que el dispositivo de interruptor Sxn es conductor y una corriente fluye en la fuente de potencia AC trifásica 1 desde el terminal de entrada Px. Concretamente, por ejemplo, en el área R1, como la tensión de fase Vt es la más pequeña, el dispositivo de interruptor Stn es conductor continuamente, y ello se expresa como  $dt = -1$ . En este caso, los dispositivos de interruptor Srp y Ssp son alternativamente conductores, y las relaciones de tiempo de sus respectivas conducciones se representan mediante las relaciones de conducción actuales dr y ds. Los dispositivos de interruptor Srp y Ssp son alternativamente conductores en un ciclo menor que un ciclo de las tensiones trifásicas Vr, Vs y Vt, para llevar a cabo modulación por ancho de pulso.

Como se deduce de la fig. 2, cuando la tensión de fase Vr es mayor que la tensión de fase Vs en el área R1, la relación de conducción de corriente dr es mayor que la relación de conducción de corriente ds, y cuando la tensión de fase Vr es menor que la tensión de fase Vs, la relación de conducción de corriente dr es menor que la relación de conducción de corriente ds. Es deseable para llevar la corriente de línea ix cerca de una onda sinusoidal que la relación de conducción de corriente de la corriente de línea correspondiente a la tensión de fase de la máxima fase se establezca de modo que sea mayor que la relación de conducción de corriente de la corriente de línea de la fase intermedia. Como es bien conocida una técnica para determinar la relación de conducción de corriente dx de modo que la corriente de línea ix se acerque a la onda sinusoidal (por ejemplo, Documento de no patente 1, Documentos de patente 1 y 2), los contenidos concretos de esta técnica se omiten en este documento.

En adelante, se realizará la descripción tomando el área R1 como un ejemplo. En el área R1, como la relación de conducción de corriente dt está fijada en un valor -1, las relaciones de conducción actuales dr y ds en el área R1 se describen como las relaciones de conducción actuales drt y dst, respectivamente. La siguiente descripción es obviamente aplicable también a las otras áreas R2 a R6 debido a la simetría de las formas de onda de la tensión de fase mediante la sustitución del orden de fase y la sustitución mutua de los dispositivos de interruptor Sxp y Sxn.

La fig. 3 es un gráfico que describe una operación del aparato de conversión de potencia en la técnica convencional. Para conmutar el convertidor de fuente de corriente 2 de acuerdo con las relaciones de conducción de corriente  $d_{rt}$  y  $d_{st}$ , se adopta en este documento una portadora C1 que presenta una onda triangular que se desplaza entre un valor mínimo 0 y un valor máximo 1. Como  $d_{st} + d_{rt} = 1$ , se puede usar un punto en el tiempo en que la portadora C1 es igual a la relación de conducción de corriente  $d_{rt}$  como temporización cuando el convertidor de fuente de corriente 2 lleva a cabo la conmutación.

Cuando se introduce un ciclo  $T_0$  de la portadora C1, como la onda de la portadora C1 es una onda triangular, una longitud del período mientras la portadora C1 está entre el valor 0 y la relación de conducción de corriente  $d_{rt}$  se expresa como  $d_{rt} \cdot T_0$  (en adelante, se denomina a este período también "período  $d_{rt} \cdot T_0$ "). Además, una longitud del período en que la portadora C1 está entre la relación de conducción de corriente  $d_{rt}$  y el valor 1 se expresa como  $d_{st} \cdot T_0$  (en adelante, se denomina al período también "período  $d_{st} \cdot T_0$ "). Los siguientes dibujos ilustran un caso en el que  $d_{st} > d_{rt}$ , es decir, un caso de una segunda mitad del área R1 donde un ángulo de fase es mayor (el ángulo de fase en la fig. 2 es de 60 a 90°). En este caso, las tensiones de fase  $V_r$ ,  $V_s$  y  $V_t$  tienen una fase intermedia, una fase máxima y una fase mínima, respectivamente. Los períodos  $d_{st} \cdot T_0$  y  $d_{rt} \cdot T_0$  pueden tomarse como el primer período y el segundo período anteriormente descritos, respectivamente.

En el período  $d_{st} \cdot T_0$ , se aplica la corriente que fluye en un par de los terminales de entrada  $P_s$  y  $P_t$  entre los terminales  $P_r$ ,  $P_s$  y  $P_t$  de entrada del convertidor de fuente de corriente 2, al que se aplica la tensión de fase  $V_s$  de la máxima fase y la tensión de fase  $V_t$  de la mínima fase.

En el período  $d_{rt} \cdot T_0$ , la corriente que fluye en un par de los terminales de entrada  $P_r$  y  $P_t$  entre los terminales  $P_r$ ,  $P_s$ , y  $P_t$  a los que se aplica la tensión de fase  $V_r$  de la fase intermedia y la tensión de fase  $V_t$  de la fase mínima es suministrada al bus DC LH. Como la generación de las señales de conmutación  $G_{xp}$  y  $G_{xn}$  que consiguen la conmutación es conocida públicamente, por ejemplo, del Documento de patente 1, se omite aquí su descripción.

Para modular un vector de tensión de espacio instantáneo del inversor de fuente de tensión 5, se comparan una portadora C2 y una onda de señal y se generan unas señales de conmutación  $G_{yp}$  y  $G_{yn}$  basándose en el resultado de la comparación. En una técnica convencional, una forma de onda cuya forma y fase son la misma que la de la portadora C1 se usa como la portadora C2. Para simplificar la descripción, a modo de ejemplo, el valor mínimo es 0 y el valor máximo es 1 en todas las portadoras. Sin embargo, la onda de señal se convierte linealmente de forma adecuada de modo que se pueda seleccionar cualquier valor para el valor mínimo y el valor máximo.

El vector de tensión que va a ser usado por el inversor de fuente de tensión 5 se supone que está expresado por  $d_4 \cdot V_4 + d_6 \cdot V_6$  ( $d_4 + d_6 \leq 1$ ) usando cálculo de vectores. Aquí, se introduce el término "vector de tensión unidad  $V_g$ ". En esta descripción, los valores 4, 2 y 1 se asignan a una fase U, fase V y fase W, respectivamente, y cuando los brazos superiores correspondientes son conductores, el valor  $g$  toma un valor obtenido mediante la suma de los valores asignados que es un entero desde 0 a 7.

Por ejemplo, el vector  $V_4$  de tensión unidad expresa un patrón de conmutación cuando los interruptores  $Q_{up}$ ,  $Q_{vn}$  y  $Q_{wn}$  son conductores, y los interruptores  $Q_{un}$ ,  $Q_{vp}$  y  $Q_{wp}$  son no conductores. Además, el vector  $V_6$  de tensión unidad expresa un patrón de conmutación donde los interruptores  $Q_{up}$ ,  $Q_{vp}$  y  $Q_{wn}$  son conductores, y los interruptores  $Q_{un}$ ,  $Q_{vn}$ , y  $Q_{wp}$  son no conductores.

La fig. 3 ilustra la portadora C2 para un ciclo en un caso en que el vector de tensión que expresa el patrón de conmutación a emplear por el inversor de fuente de tensión 5 está expresado mediante  $d_4 \cdot V_4 + d_6 \cdot V_6$  usando cálculo de vectores, y se cumplen relaciones como  $d_0 + d_7 = 1 - (d_4 + d_6) > 0$ , y  $d_7 > 0$ . En tal caso, la tensión  $V_w$  de fase de la fase W es menor que la tensión de fase  $V_u$  de la fase U y que la tensión de fase  $V_v$  de la fase V. Naturalmente, en otro ciclo de la portadora D2, la tensión de fase  $V_u$  de la fase U o la tensión de fase  $V_v$  de la fase V es ocasionalmente menor que otras tensiones de fase, aunque la descripción obviamente aplica a estos casos mediante una conmutación y sustitución de fase adecuadas.

En tal caso, los vectores de tensión unidad  $V_0$ ,  $V_4$ ,  $V_6$  y  $V_7$  se usan en un tramo de la relación  $d_0:d_4:d_6:(1-d_0-d_4-d_6)$ . En este caso, se lleva a cabo una conmutación en el caso en que los vectores de tensión unidad  $V_0$ ,  $V_4$ ,  $V_6$  y  $V_7$  se usan en la relación  $d_0:d_4:d_6:(1-d_0-d_4-d_6)$  dentro de un ciclo  $T_0$  de la portadora C2.

La relación de la longitud de cada vector de tensión unidad que se emplea en un ciclo de la portadora también se denomina una relación de tiempo. Aquí,  $d_0 + d_4 + d_6 + d_7 = 1$ .

Cuando se usan los vectores de tensión unidad  $V_0$  y  $V_7$ , no fluye ninguna corriente en el inversor de fuente de tensión 5, y por tanto la corriente del enlace  $I_{dc}$  se hace cero.

Por lo tanto, cuando la conmutación del convertidor de fuente de corriente 2 se lleva a cabo en un período donde se usan patrones de conmutación correspondientes a los vectores de tensión unidad  $V_0$  y  $V_7$ , una denominada conmutación de corriente cero para no aplicar corrientes a los dispositivos de conmutación cuando se realiza la



conmutación. La conmutación de corriente cero es deseable desde un punto de vista de que se reduce la pérdida del convertidor de fuente de corriente 2.

5 Es públicamente conocido (por ejemplo, Documento de patente 3) cómo establecer los períodos cuando los vectores de tensión unidad  $V_0$ ,  $V_4$ ,  $V_6$  y  $V_7$  se usan como los patrones de conmutación en el inversor de fuente de tensión 5 basándose en el punto de vista anterior. Por lo tanto, se omiten los contenidos de esta técnica.

10 Sin embargo, convencionalmente no se toma en consideración el tiempo muerto en la conmutación de corriente cero. El tiempo muerto en este documento hace referencia al período durante el cual los interruptores  $Q_{yn}$  y  $Q_{yp}$  son simultáneamente no conductores y se dispone para evitar un estado de conducción simultáneo de los interruptores  $Q_{yn}$  y  $Q_{yp}$ . En un examen para llevar a cabo la conmutación de corriente cero, convencionalmente la señal de conmutación  $G_{yn}$  y la señal de conmutación  $G_{yp}$  se tratan como si se activasen de manera complementaria. En este documento, la activación/inactivación de las señales de conmutación  $G_{yp}$  y  $G_{yn}$  se expresa en adelante como "H"/"L", y los interruptores  $Q_{yp}$  y  $Q_{yn}$  se hacen conductor/no conductor, respectivamente.

15 Como un ejemplo de caso específico, la fig. 3 ilustra el siguiente caso. Es decir, cuando la portadora  $C_2$  toma una onda de señal de la fase U  $V_{u1}^* = d_{rt}(1-d_0)$  o menos, o una onda de señal de la fase U  $V_{u2}^* = (d_{rt} + d_{st} \cdot d_0)$  o más, se activa un grupo de conmutación  $G_{up}$ . Cuando la portadora  $C_2$  toma una onda de señal de la fase V  $V_{v1}^* = d_{rt}(1-d_0-d_4)$  o menos, o una onda de señal de la fase V  $V_{v2}^* = d_{rt} + d_{st}(d_0+d_4)$  o más, se activa una señal de conmutación  $G_{vp}$ .  
 20 Cuando la portadora  $C_2$  toma una onda de señal de la fase W  $V_{w1}^* = d_{rt}(1-d_0-d_4-d_6)$  o menos, o una onda de señal de la fase W  $V_{w2}^* = d_{rt} + d_{st}(d_0+d_4+d_6)$  o más, se activa una señal de conmutación  $G_{wp}$ .

25 Por tanto, como convencionalmente el tiempo muerto no se toma en consideración, para llevar a cabo la conmutación de corriente cero en el convertidor de fuente de corriente, se usa siempre el vector de tensión cero (en el ejemplo de la fig. 3, el vector de tensión cero  $V_0$ ) en el control del inversor de fuente de tensión en el momento de la conmutación por el convertidor de fuente de corriente. El uso del vector de tensión cero provoca un problema en que el factor de modulación es pequeño, como se ha descrito anteriormente. Una técnica para mejorar el factor de modulación se describe a continuación. Como se describe más adelante, sin embargo, la relación de tiempo  $d_0$  no es necesariamente positiva a continuación y puede ser mayor que un valor negativo predeterminado. El valor negativo se especifica más adelante con referencia a la fig. 7.

35 La fig. 4 es un gráfico de temporización que ilustra un estado en el que las señales de conmutación  $G_{yp}$  y  $G_{yn}$  son generadas en un caso en el que se proporciona el tiempo muerto  $t_d$ . Se ilustra aquí un caso donde el vector de tensión cero  $V_7$  cerca del valor máximo y el valor mínimo de la portadora  $C_2$  que no está relacionado con el interruptor de corriente cero no se usa para reducir la pérdida de conmutación. Es decir, la relación de tiempo  $d_7$  es cero, y las ondas de señal de la fase W  $V_{w1}^*$  y  $V_{w2}^*$  adoptan el valor mínimo y el valor máximo (que son los valores 0 y 1, respectivamente) de la portadora  $C_2$ , respectivamente.

40 Justo antes de un punto de tiempo  $t_{01}$  en que la portadora  $C_2$  toma la onda de señal de la fase U  $V_{u1}^* (=d_{rt}(1-d_0))$  durante una elevación, el interruptor del lado de brazo superior  $Q_{up}$  está en un estado encendido, el interruptor de lado de brazo superior  $Q_{up}$  se apaga en el punto de tiempo  $t_{01}$ . Se hace pasar el interruptor de lado de brazo inferior  $Q_{un}$  que pertenece a la misma ruta de corriente que la del interruptor de lado de brazo superior  $Q_{up}$  desde el estado apagado al estado encendido después del paso del tiempo muerto  $t_d$  desde el punto de tiempo  $t_{01}$ . Es decir, en el punto de tiempo  $t_{06}$  después del paso del tiempo muerto  $t_d$  desde el punto de tiempo  $t_{01}$  en el que la señal de conmutación  $G_{up}$  cae, una señal de conmutación  $G_{un}$  crece.

45 Los interruptores de lado de brazo inferior  $Q_{vn}$  y  $Q_{wn}$  que pertenecen a la misma ruta de corriente que los interruptores de lado de brazo superior  $Q_{vp}$  y  $Q_{wp}$  en estado apagado justo antes del punto de tiempo  $t_{01}$  están en el estado encendido desde el punto de tiempo  $t_{01}$  a un punto de tiempo  $t_{02}$ . El punto de tiempo  $t_{02}$  es un punto de tiempo en que la portadora  $C_2$  toma la onda de señal  $V_{u2}^* (=d_{rt} + d_{st} \cdot d_0)$  durante una elevación. Es decir, las señales de conmutación  $G_{vn}$  y  $G_{wn}$  son "H" entre el primer punto de tiempo  $t_{01}$  y el segundo punto de tiempo  $t_{02}$ .

50 El interruptor de lado de brazo inferior  $Q_{un}$  está en el estado encendido justo antes del segundo punto de tiempo  $t_{02}$ , y el interruptor de lado de brazo inferior  $Q_{un}$  se apaga en el segundo punto de tiempo  $t_{02}$ . El interruptor de lado de brazo superior  $Q_{up}$  que pertenece a la misma ruta de corriente que el interruptor de lado de brazo inferior  $Q_{un}$  se hace pasar desde el estado apagado al estado encendido después del paso del tiempo muerto  $t_d$  desde el segundo punto de tiempo  $t_{02}$ . Es decir, la señal de conmutación  $G_{up}$  cae después del paso del tiempo muerto  $t_d$  desde el segundo punto de tiempo  $t_{02}$  cuando la señal de conmutación  $G_{un}$  aumenta.

55 Similarmente, después del paso del tiempo muerto  $t_d$  desde que la señal de conmutación  $G_{vp}$  cae, la señal de conmutación  $G_{vn}$  aumenta, y después del paso del tiempo muerto  $t_d$  desde que la señal de conmutación  $G_{wp}$  cae, la señal de conmutación  $G_{wn}$  aumenta.

60 Si otro punto de tiempo  $t_{03}$  en que la portadora  $C_2$  toma la onda de señal de la fase U  $V_{u2}^* (=d_{rt} + d_{st} \cdot d_0)$  durante un descenso, y un punto de tiempo  $t_{04}$  en que la portadora  $C_2$  toma la onda de señal de la fase U  $V_{u1}^* (=d_{rt}(1-d_0))$  durante

el descenso son sustituidos por los puntos de tiempo  $t_{01}$  y  $t_{02}$  anteriores, respectivamente, también aplica la descripción similar.

Más concretamente, los puntos de tiempo  $t_{01}$  y  $t_{03}$  pueden tomarse como el primer punto de tiempo en que la portadora C2 toma las respectivas ondas de señal  $Vu1^*$  y  $Vu2^*$ . Además, cuando el punto de tiempo  $t_{01}$  se toma como el primer punto de tiempo, el punto de tiempo  $t_{02}$  puede tomarse como el segundo punto de tiempo cuando la portadora C2 toma la onda de señal  $Vu2^*$  la primera vez después del primer punto de tiempo. Además, cuando el punto de tiempo  $t_{03}$  se toma como el primer punto de tiempo, el punto de tiempo  $t_{04}$  puede tomarse como el segundo punto de tiempo cuando la portadora C2 toma la onda de señal  $Vu1^*$  la primera vez después del primer punto de tiempo.

Todos los interruptores de lado de brazo superior Qyp están en un estado apagado en un período en que los primeros puntos de tiempo  $t_{01}$  y  $t_{03}$  son inicios y los puntos de tiempo  $t_{05}$  y  $t_{07}$  obtenidos añadiendo el tiempo muerto  $t_d$  a los segundos puntos de tiempo  $t_{02}$  y  $t_{04}$  correspondientes a los primeros puntos de tiempo, respectivamente, son finales. Como este período es un período en que los vectores de tensión unidad son aislados, en adelante se denomina un “período de aislamiento”.

En el período de aislamiento, una señal de conmutación Gzn correspondiente a los interruptores de lado de brazo inferior cae en la temporización (los puntos de tiempo  $t_{02}$  y  $t_{04}$ ) cuando la portadora C2 toma una de las señales de onda de la fase Z, y una señal de conmutación Gzp correspondiente a la señal de conmutación Gzn aumenta después del paso del tiempo muerto  $t_d$  desde la temporización anteriormente mencionada. Además, las señales de conmutación Gzp correspondientes a los interruptores de lado de brazo superior cae en una temporización cuando la portadora C2 toma la otra onda de señal de la fase Z (los puntos de tiempo  $t_{01}$  y  $t_{03}$ ), y la señal de conmutación Gzn correspondiente a la señal de conmutación Gzp aumenta después del paso del tiempo muerto  $t_d$  desde la temporización anteriormente mencionada. En este documento, la fase Z es una fase máxima en las tensiones de fase Vu, Vv, y Vw, y corresponde a la fase U en esta descripción.

Las ondas de señal  $Vu1^*$  y  $Vu2^*$  de la fase U son ondas de señal para la fase máxima, y un valor obtenido restando la onda de señal  $Vu1^*$  de la onda de señal  $Vu2^*$  es igual que la relación de tiempo  $d_0$ .

Como el vector de tensión cero V7 no se usa para no aumentar el factor de modulación, las señales de conmutación Gwp y Gwn son “L” y “H”, respectivamente, y en ninguna de las señales se produce un aumento ni una caída.

La fig. 4 ilustra un vector tensión que se usaría si el tiempo muerto  $t_d$  fuese 0 (en adelante, referido como un “vector de tensión original”). Sin embargo, en cuanto a un vector de tensión que se emplea actualmente (en adelante, referido como “vector de tensión actual”), el período en que el vector de tensión original se emplea es erosionado desde el inicio del tiempo muerto  $t_d$ . Sin embargo, en el tiempo erosionado, únicamente el interruptor de lado de brazo inferior Qun se hace no conductor, y por tanto todos los interruptores de lado de brazo superior Qup, Qvp, y Qwp permanecen no conductores.

Además, en cuanto al vector tensión original V4 dispuesto cerca de un vector tensión original V0, el período en que se emplea es erosionado desde el inicio del tiempo muerto  $t_d$ .

Por tanto, un período  $U_d$  en el que todos los interruptores de lado de brazo superior Qup, Qvp, y Qwp son no conductores durante el tiempo muerto  $t_d$  está presente respectivamente antes y después del período (los puntos de tiempo  $t_{06}$  a  $t_{02}$ ) en que se usa el vector de tensión actual V0. La corriente de enlace  $I_{dc}$  también se hace cero en el período  $U_d$ .

En el período de aislamiento incluye en total tres períodos que son el período en que se usa el vector de tensión actual V0 y los períodos  $U_d$  antes y después de ese período, el vector de tensión actual V4 se aísla cerca de donde el convertidor de fuente de corriente 2 lleva a cabo conmutación. Cuando el convertidor de fuente de corriente 2 lleva a cabo conmutación en el período de aislamiento, se lleva a cabo la conmutación de corriente cero.

De ese modo, se tiene en consideración la presencia del tiempo muerto  $t_d$  de modo que la anchura de la temporización cuando se lleva a cabo la conmutación de corriente cero se hace más ancha por el tiempo muerto  $t_d$  que en el caso donde la presencia del tiempo muerto  $t_d$  no se tiene en consideración.

En otras palabras, cuando la temporización de la conmutación en el convertidor de fuente de corriente 2 se establece dentro del período de aislamiento, se realiza la conmutación de corriente cero. Por lo tanto, la temporización de la conmutación en el convertidor de fuente de corriente 2 se desplaza desde la temporización en que la portadora C2 toma la relación de conducción de corriente  $d_{rt}$ .

Ese desplazamiento puede realizarse según diferentes métodos, aunque a continuación se describe un caso donde la fase de la portadora C1 es desplazada de manera relativa desde la fase de la portadora C2, de modo que se desplaza la temporización de la conmutación en el convertidor de fuente de corriente 2. En la siguiente descripción, una magnitud del desplazamiento de la fase de la portadora C1 desde la fase de la portadora C2 es una magnitud de desplazamiento

$t_c$  en una dimensión temporal (una dirección de retraso es positiva). Cuando la magnitud de desplazamiento  $t_c$  se convierte en las fases de las portadoras C1 y C2, se hace  $2\pi(t_c/T_0)$ .

La fig. 5 es un gráfico de temporización que ilustra comportamientos de las señales de conmutación  $G_{up}$  y  $G_{un}$  cerca del período de aislamiento durante el crecimiento de la portadora C2. La fig. 5 ilustra un período en que se usan los vectores de tensión actuales  $V_0$  y  $V_4$  y el período  $U_d$ .

Como actualmente la temporización de la conmutación en el convertidor de fuente de corriente 2 es un punto de tiempo en que la portadora C1 toma la relación  $d_{rt}$  de conducción de corriente, se hace referencia a la relación  $d_{rt}$  de conducción de corriente como un valor de referencia de conmutación  $d_{rt}$ . Además, el punto de tiempo en que la portadora C2 toma el valor de referencia de conmutación  $d_{rt}$  es denominado como punto de tiempo de referencia de conmutación  $t_{00}$ . La temporización de la conmutación actual en el convertidor de fuente de corriente 2 se retrasa con relación al punto de tiempo de referencia de conmutación  $t_{00}$  según la magnitud de desplazamiento  $t_c$  cuando la magnitud de desplazamiento  $t_c$  es positiva (sin embargo, cuando la magnitud de desplazamiento  $t_c$  es negativa, avanza desde el punto  $t_{00}$  de referencia de conmutación un valor absoluto de la magnitud de desplazamiento  $t_c$ ).

El vector de tensión original  $V_0$ , en el momento  $\tau_0$  en que se emplea, está presente un tiempo  $\tau_{01}$  antes del punto de tiempo de referencia de conmutación  $t_{00}$  y está presente durante un tiempo  $\tau_{02}$  después del punto de tiempo de referencia de conmutación  $t_{00}$ .

Cuando el tiempo  $\tau_{01}$  es el tiempo muerto  $t_d$  o más, como el punto de tiempo de referencia de conmutación  $t_{00}$  está incluido en un período en que se usa el vector de tensión actual  $V_0$ , la temporización en que el convertidor de fuente de corriente 2 lleva a cabo la conmutación no tiene que ser desplazada desde el punto de tiempo de referencia de conmutación  $t_{00}$ . Por lo tanto, se supone aquí un caso donde el tiempo  $\tau_{01}$  es más corto que el tiempo muerto  $t_d$ .

Las señales de conmutación  $G_{up}$  y  $G_{un}$  caen en los puntos de tiempo  $t_{01}$  y  $t_{02}$  anteriormente mencionados, respectivamente. Además, se puede decir que cuando se introducen los puntos de tiempo  $t_{05}$  y  $t_{06}$ , que están retrasados con relación a los puntos de tiempo  $t_{02}$  y  $t_{01}$  según el tiempo muerto  $t_d$ , respectivamente, las señales de conmutación  $G_{up}$  y  $G_{un}$  crecen en los puntos de tiempo  $t_{05}$  y  $t_{06}$  anteriormente mencionados. Por lo tanto, el vector de tensión actual  $V_0$  se emplea durante un intervalo de tiempo  $(\tau_0 - t_d)$ .

En este documento, se describe más adelante un caso en que el vector de tensión actual  $V_0$  no se usa, incluyendo un caso donde  $\tau_0 - t_d \leq 0$ .

En una técnica convencional, el convertidor de fuente de corriente 2 llevaría a cabo la conmutación en el punto de tiempo en que la portadora C2 toma la relación  $d_{rt}$  de conducción actual sin proporcionar la magnitud de desplazamiento  $t_c$ . Como la técnica convencional presupone que el punto de tiempo anteriormente mencionado en que la portadora C2 toma la relación  $d_{rt}$  de conducción actual está presente en el período en que el vector de tensión actual  $V_0$  se usa para llevar a cabo la conmutación de corriente cero, debería ajustarse la onda de señal  $V_{u1}^*$  de modo que  $\tau_{01} > t_d$ . Similarmente, la onda de señal  $V_{u2}^*$  debería ajustarse de modo que  $\tau_{02} > t_d$  durante una caída de la portadora C2. Como resultado, un límite superior de la onda de señal  $V_{u1}^*$  debería ser el valor  $d_{rt} \cdot t_d \cdot \tan \alpha$ , y un límite inferior de la onda de señal  $V_{u2}^*$  debería ser un valor  $d_{rt} + t_d \cdot \tan \alpha$  (donde  $\tan \alpha$  es un valor absoluto de una pendiente de la portadora C2 con respecto al tiempo). Por tanto, cuando no se proporciona la magnitud de desplazamiento  $t_c$  como en la técnica convencional, se requiere que  $\tau_0 > 2t_d$ . Esto significa que la relación de tiempo  $d_0$  requiere  $2t_d \cdot \tan \alpha$  como mínimo, y por tanto se evita un crecimiento del factor de modulación.

Sin embargo, como se ha descrito anteriormente, la corriente de enlace  $I_{dc}$  se hace cero no solo en el período en que se usa el vector de tensión actual  $V_0$  sino también en el período  $U_d$ . Por lo tanto, cuando la temporización en que el convertidor de fuente de corriente 2 lleva a cabo la conmutación está dentro del período de aislamiento definido entre los puntos de tiempo  $t_{01}$  a  $t_{05}$ , se lleva a cabo la conmutación de corriente cero. Es decir, incluso cuando la relación de tiempo  $d_0$  toma un valor más pequeño que  $2t_d \cdot \tan \alpha$ , puede obtenerse la temporización en que el convertidor de fuente de corriente 2 lleva a cabo la conmutación para realizar la conmutación de corriente cero. Como resultado, el límite superior de la onda de señal  $V_{u1}^*$  crece, y el límite inferior de la onda de señal  $V_{u2}^*$  decrece, de modo que se puede mejorar el factor de modulación.

La longitud del período de aislamiento es una suma del tiempo  $\tau_0$  y el tiempo muerto  $t_d$ . Por lo tanto, es suficiente que la magnitud de desplazamiento  $t_c$  satisfaga la siguiente relación.

$$-\tau_{01} > t_c > \tau_{02} + t_d \quad (1)$$

Cuando se toma en consideración un margen para un error, es deseable que la magnitud de desplazamiento  $t_c$  esté en el centro del período de aislamiento. Desde este punto de vista, es deseable que la magnitud de desplazamiento  $t_c$  tome el siguiente valor  $t_{c0}$ .

$$t_{c0} = \frac{\tau_{02} - \tau_{01}}{2} + \frac{t_d}{2} \quad (2)$$

También, si el punto de tiempo  $t_{03}$  cuando la onda de señal  $Vu_{2}^*$  se toma durante la disminución en la portadora C2 y el punto de tiempo  $t_{04}$  cuando la onda de señal  $Vu_{1}^*$  se toma durante la disminución en la portadora C2 son sustituidos por los puntos de tiempo  $t_{01}$  y  $t_{02}$ , respectivamente, se aplica la descripción similar. Además, como la Fórmula (1) es cierta incluso cuando se intercambian  $\tau_{01}$  y  $\tau_{02}$ , la relación que deberá ser satisfecha por la magnitud de desplazamiento  $t_c$  se expresa mediante la Fórmula (1) incluso cuando las portadoras C1 y C2 suben o bajan, y por tanto el valor  $t_{c0}$  no cambia.

{En Caso de que  $d_0=0$ }

Casualmente, como se ha descrito anteriormente, el período  $U_d$  que compone el período de aislamiento con la longitud del tiempo muerto  $t_d$  contribuye a la conmutación de corriente cero. Por lo tanto, incluso cuando la relación de tiempo  $d_0$  en que se usa el vector de tensión original  $V_0$  en un ciclo de la portadora C2 se ajusta a cero, el período de aislamiento está presente entre los períodos en que se usa el vector de tensión actual  $V_4$ .

La fig. 6 es un gráfico de temporización que ilustra comportamientos de las señales de conmutación  $G_{up}$  y  $G_{un}$  cerca del período de aislamiento durante el crecimiento de la portadora C2, e ilustra un caso en que la relación de tiempo  $d_0$  se hace cero. En este caso,  $\tau_0=0$ , y los puntos de tiempo  $t_{00}$ ,  $t_{01}$ , y  $t_{02}$  concuerdan, y ambas ondas de señal  $Vu_{1}^*$  y  $Vu_{2}^*$  son iguales al valor de referencia de conmutación  $d_{rt}$ . Por lo tanto, por conveniencia, puede verse que el punto de tiempo  $t_{06}$  concuerda con los puntos de tiempo  $t_{00}$ ,  $t_{01}$  y  $t_{02}$ .

Como se ha descrito anteriormente, la señal de conmutación  $G_{up}$  cae en el momento  $t_{01}$ , y sube en el momento  $t_{05}$  durante la subida en la portadora C2. Por lo tanto, la señal de conmutación  $G_{up}$  es "L" durante los puntos de tiempo  $t_{01}$  a  $t_{05}$ . Este parecido se muestra en la caída de la portadora C2.

Además, la señal de conmutación sube en el momento  $t_{06}$ , y cae en el momento  $t_{02}$ . Por lo tanto, prácticamente la señal de conmutación  $G_{un}$  no sube ni baja en el período de aislamiento, el período de "H" es eliminado, y "L" se mantiene. También en este caso, como se ha descrito anteriormente, la longitud del período de aislamiento ( $t_d+d_0 \cdot c_{ot\alpha}$ ) se mantiene (ya que la relación de tiempo  $d_0=0$ ).

También en este caso, la magnitud del desplazamiento  $t_c$  toma el valor  $t_{c0}$ , de modo que puede llevarse a cabo la conmutación de corriente cero. Como la relación de tiempo  $d_0$  es cero, tanto el tiempo  $\tau_{01}$  y el tiempo  $\tau_{02}$  son cero, y  $t_{c0}=t_d/2$ .

{En caso de que  $d_0<0$ }

La fig. 7 es un diagrama de temporización que muestra comportamientos de las señales de conmutación  $G_{up}$  y  $G_{un}$  cerca del período de aislamiento durante la subida en la portadora C2, e ilustra un caso en el que la relación de tiempo  $d_0$  es negativa.

De acuerdo con la descripción anterior, la relación de tiempo  $d_0$  es una relación de la longitud del vector  $V_0$  de tensión unidad que se va a usar en un ciclo de la portadora, y esta descripción no es inconsistente que el hecho de que la relación de tiempo  $d_0$  sea negativa. Sin embargo, cuando la relación de tiempo  $d_0$  se reconsidera como  $d_0=1-d_4-d_6$  (donde  $d_4, d_6>0$ ), puede tratarse la relación de tiempo  $d_0$  de manera similar a los casos mostrados en la fig. 5 y la fig. 6.

Como  $d_0<0$ ,  $d_{rt}+d_{st}=1$ ,  $d_{rt}>0$ , y  $d_{st}>0$ , la onda de señal  $Vu_{2}^*$  ( $=d_{rt}+d_{st} \cdot d_0$ ) se hace más pequeña que la onda de señal  $Vu_{1}^*$  ( $=d_{rt}(1-d_0)$ ).

Debido a un motivo que se describe más adelante, sin embargo, la relación de tiempo  $d_0$  tiene que satisfacer la siguiente relación, y por tanto la fig. 7 también ilustra el caso en que se satisface esta relación.

$$d_0 > -t_d \cdot \tan\alpha \quad (3)$$

Como se muestra en la fig. 7, por lo tanto, el punto de referencia de tiempo de conmutación  $t_{00}$  es posterior al punto de tiempo  $t_{02}$ , y los puntos de tiempo  $t_{01}$  y  $t_{05}$  son posteriores que el punto de tiempo de referencia de conmutación  $t_{00}$ .

Se describe una relación requerida por una relación precedente y subsiguiente entre los puntos de tiempo  $t_{01}$  y  $t_{05}$  en conjunto con un método para generar las señales de conmutación  $G_{up}$  y  $G_{un}$ .

La señal de conmutación  $G_{up}$  corresponde a una suma lógica de dos señales originales de conmutación  $G_{u1p}$  y  $G_{u2p}$ . Es decir, cuando cualquiera de las señales originales de conmutación  $G_{u1p}$  y  $G_{u2p}$  se activa, la señal de conmutación  $G_{up}$  se activa, y cuando ambas señales originales de conmutación  $G_{u1p}$  y  $G_{u2p}$  se desactiva, la señal de conmutación  $G_{up}$  se desactiva.

La señal de conmutación  $G_{un}$  corresponde a un producto lógico de dos señales originales de conmutación  $G_{u1n}$  y  $G_{u2n}$ . Es decir, cuando cualquiera de las señales originales de conmutación  $G_{u1n}$  y  $G_{u2n}$  se desactiva, la señal de

conmutación Gun se desactiva, y cuando ambas señales originales de conmutación Gu1n y Gu2n se activan, la señal de conmutación Gun se activa.

5 Las señales originales de conmutación Gu1p, Gu2p, Gu1n, y Gu2n crecen para su activación y caen para su desactivación de acuerdo con la siguiente regla:

la señal original de conmutación Gu2p crece cuando el tiempo muerto td pasa después de que la portadora C2 tome el valor de la onda de señal Vu2\* desde valores más pequeños que la onda de señal Vu2\*;

10 la señal original de conmutación Gu2p cae en un punto de tiempo en que la portadora C2 toma el valor de la onda de señal Vu2\* desde valores mayores que la onda de señal Vu2\*;

la señal original de conmutación Gu2n cae en un punto de tiempo en que la portadora C2 toma el valor de la onda de señal Vu2\* desde valores más pequeños que la onda de señal Vu2\*;

15 la señal original de conmutación Gu2n crece cuando el tiempo muerto td pasa después de que la portadora C2 tome el valor de la onda de señal Vu2\* desde valores mayores que la onda de señal Vu2\*;

20 la señal original de conmutación Gu1p crece cuando el tiempo muerto td pasa después de que la portadora C2 tome un valor de la onda de señal Vu1\* desde valores mayores que la onda de señal Vu1\*;

la señal original de conmutación Gu1p cae en un punto de tiempo en que la portadora C2 toma el valor de la onda de señal Vu1\* desde valores más pequeños que la onda de señal Vu1\*;

25 la señal original de conmutación Gu1n cae en un punto de tiempo en que la portadora C2 toma un valor de la onda de señal Vu1\* desde valores mayores que la onda de señal Vu1\*; y

la señal original de conmutación Gu1n crece cuando el tiempo muerto td pasa después de que la portadora C2 tome el valor de la onda de señal Vu1\* desde valores más pequeños que la onda de señal Vu1\*.

30 Por lo tanto, haciendo referencia a la fig. 7, la señal original de conmutación Gu1p cae en el punto de tiempo t01, y la señal original de conmutación Gu2p crece en el punto de tiempo t05 después de que pase el tiempo muerto td desde el punto de tiempo t02. Como el punto de tiempo t01 es posterior al punto de tiempo t02 en un tiempo  $|d0| \cdot cota$ ,  $td - |d0| \cdot cota > 0$  debería cumplirse de modo que el período inactivo Ud esté presente en un período en que la se activa señal de conmutación Gup correspondiente a la suma lógica de las señales originales de conmutación Gu1p y Gu2p. Por lo tanto, la limitación de la Fórmula (3) debe satisfacerse.

35 Por otro lado, la señal original de conmutación Gu2n cae en el punto de tiempo t02. La señal original de conmutación Gu1n crece después de que pase el tiempo muerto td debido a que el punto de tiempo t01 es posterior al punto de tiempo t02. Por lo tanto, la señal de conmutación Gun correspondiente al producto lógico de las señales originales de conmutación Gu1n y Gu2n no se activa en un período en que la escala de la onda de señal se mantiene.

40 Cuando el convertidor de fuente de corriente 2 conmuta en el estado en que la señal original de conmutación Gu1p está desactivada, se lleva a cabo la conmutación de corriente cero. Por lo tanto, una condición de que se realice la conmutación de corriente cero es como sigue con el punto de tiempo t02 como referencia.

$$|d0| \cdot cota < dst \cdot |d0| \cdot cota + tc < td \quad (4)$$

45 La fig. 5 ilustra un caso en que el vector de tensión original V0 se usa en el momento τ0 y el tiempo τ0 es más largo que el tiempo muerto td para simplificar la descripción. Sin embargo, como se supone que el caso donde τ01 < td es como se ha descrito anteriormente, el tiempo τ0 es ocasionalmente el tiempo muerto td o menos. En este caso, como el punto de tiempo t06 es posterior al punto de tiempo t02, únicamente la descripción con referencia a la fig. 5 no puede clarificar cómo será la forma de onda de la señal de conmutación Gun.

50 Sin embargo, se entiende que cuando el tiempo τ0 es el tiempo muerto td o menos similarmente a la descripción con referencia a la fig. 7, la señal de conmutación Gun no crece ni cae en el período de aislamiento, y el período de "H" es eliminado, y "L" se mantiene.

60 Incluso cuando d0 < 0 como se muestra en la fig. 7, la longitud del período de aislamiento puede expresarse como (td + d0 · cota) donde la relación  $|d0| = -d0$  es tomada en consideración.

65 Además, cuando se proporciona el tiempo muerto td, para llevar a cabo la conmutación en el convertidor de fuente de corriente 2 dentro del período en el que se usa el vector de tensión actual V0,  $\tau0 = d0 \cdot \tan\alpha > td$  debería satisfacerse tal como se ha descrito con referencia a la fig. 5. Sin embargo, puede realizarse la conmutación de corriente cero no solo dentro del período en que el vector de tensión actual V0 está presente sino también mediante la conmutación en el

convertidor de fuente de corriente 2 en el período Ud. Por lo tanto, como se entiende de la Fórmula (3), la condición a establecer sobre la relación de tiempo d0 puede simplificarse a  $d0 > -td \cdot \tan\alpha$ .

5 Además, de acuerdo con la consideración con referencia a la fig. 5, como la longitud del período de aislamiento se expresa como  $(td+d0 \cdot \cot\alpha)$  según se ha descrito anteriormente, incluso cuando se usa el valor  $td/2$  como la magnitud de desplazamiento tc, la conmutación de corriente cero puede realizarse siempre que  $d0 \geq 0$ .

10 Además, se entiende de la Fórmula (4) que también en el caso en que  $d0 < 0$  como se muestra en la fig. 7, incluso cuando el valor  $td/2$  se usa como la magnitud de desplazamiento tc, puede llevarse a cabo la conmutación de corriente cero siempre que la limitación de la fórmula (3) se satisfaga.

15 Cuando se usa el valor  $td/2$  como la magnitud de desplazamiento tc, puede satisfacerse una relación tal como  $dst \cdot d0 \cdot \cot\alpha = drt \cdot d0 \cdot \cot\alpha = -td/2$ . Es decir, puede realizarse la conmutación de corriente cero incluso cuando la onda de señal Vu1\* se establece grande hasta el valor  $drt + (td/2) \tan\alpha$ , y la onda de señal Vu2\* se establece pequeña hasta el valor  $drt - (td/2) \tan\alpha$ , respectivamente.

20 Cuando  $d0 \leq td \cdot \tan\alpha$ , el vector de tensión actual V0 no se usa. Además, cuando  $d0 \leq 0$ , tampoco se usa el vector de tensión original. Sin embargo, en casos donde  $d0 > 0$  como se muestra en la fig. 5,  $d0=0$  como se muestra en la fig. 6, y  $d0 < 0$  como se muestra en la fig. 7 (en estos casos, ocasionalmente  $d0 \leq td \cdot \tan\alpha$ ), los puntos de tiempo en que las ondas de señal Vu1\* y Vu2\* se toman durante la subida en la portadora C2 se toman como el primer punto de tiempo t01 y el segundo punto de tiempo t02, respectivamente.

25 Por lo tanto, cuando un valor obtenido mediante la resta del primer punto de tiempo t01 del punto de tiempo de referencia de conmutación t00 es redefinido como el tiempo  $\tau01$ , y un valor obtenido mediante la resta del punto de tiempo de referencia de conmutación t00 del segundo punto de referencia t02 es redefinido como el tiempo  $\tau02$  sin limitar ambos tiempos  $\tau01$  a  $\tau02$  a valores positivos, la Fórmula (1) se aplica como el límite de la magnitud de desplazamiento tc independientemente del positivo o negativo de la relación de tiempo d0. Esto representa lo mismo que la Fórmula (4) considerando  $|d0| \cdot drt = -\tau01 \cdot \tan\alpha$  y  $|d0| \cdot dst = -\tau02 \cdot \tan\alpha$  cuando  $d0 < 0$ .

30 Es decir, independientemente del positivo o negativo de la relación de tiempo d0, es decir, una correlación de magnitud de las ondas de señal Vu1\* y Vu2\*, la magnitud de desplazamiento tc que satisface la Fórmula (1) realiza una conmutación de corriente cero. Cuando la magnitud de desplazamiento tc toma el valor tc0 calculado por la Fórmula (2), la conmutación de corriente cero se lleva a cabo en el centro del período de aislamiento, y esto es deseable desde un punto de vista de un margen.

35 Cuando la magnitud de desplazamiento tc toma el valor tc0, se descubre de la Fórmula (1) que ambos valores  $\tau01$  y  $\tau02$  deberían ser mayores que el valor  $(-td/2)$ . Estas condiciones también satisfacen la Fórmula (3).

{Operación en el momento de regeneración}

40 En la descripción anterior, la corriente de enlace Idc se hace cero en el período de aislamiento cuando todos los interruptores de lado de brazo superior Qyp están apagados, y no fluye ninguna corriente en el convertidor de fuente de corriente 2 en el momento de la conmutación en el convertidor de fuente de corriente 2. Sin embargo, cuando el vector de tensión actual V0 no está presente y una magnitud de retardo de fase de la corriente iy de línea es grande con respecto de una tensión de fase Vy, no una corriente de retorno en el inversor de fuente de tensión 5 sino la corriente de enlace Idc ( $< 0$ ) fluye como una corriente de regeneración en los buses DC LH y LL. En este caso, es deseable que se proporcione un circuito de fijación entre los buses DC LH y LL. Dicho caso se describe a continuación.

50 La fig. 8 es un gráfico que ilustra formas de onda de las tensiones trifásicas Vu, Vv y Vw. En este documento, una amplitud es normalizada por un valor absoluto de una tensión de línea. Por motivos de conveniencia, las áreas J1 a J6 se deciden como sigue:

55 el área de fase J1 ( $0^\circ \leq \psi \leq 60^\circ$ ): las tensiones de fase Vu, Vv, y Vw tienen una fase máxima, una fase intermedia, y una fase mínima, respectivamente;

el área de fase J2 ( $60^\circ \leq \psi \leq 120^\circ$ ): las tensiones de fase Vu, Vv, y Vw tienen una fase intermedia, una fase máxima, y una fase mínima, respectivamente;

60 el área de fase J3 ( $120^\circ \leq \psi \leq 180^\circ$ ): las tensiones de fase Vu, Vv, y Vw tienen una fase mínima, una fase máxima, y una fase intermedia, respectivamente;

el área de fase J4 ( $180^\circ \leq \psi \leq 240^\circ$ ): las tensiones de fase Vu, Vv, y Vw tienen una fase mínima, una fase intermedia, y una fase máxima, respectivamente;

65 el área de fase J5 ( $240^\circ \leq \psi \leq 300^\circ$ ): las tensiones de fase Vu, Vv, y Vw tienen una fase intermedia, una fase mínima, y una fase máxima, respectivamente; y

el área de fase J6 ( $300^\circ \leq \psi \leq 360^\circ$ ): las tensiones de fase Vu, Vv, y Vw tienen una fase máxima, una fase mínima, y una fase intermedia, respectivamente.

5 Suponiendo que la fase  $\psi$  de las tensiones de fase Vu, Vv, y Vw se deciden basándose en las fases  $V_u > 0$  y  $V_v = V_w < 0$ . Cada una de las áreas de fase J1 a J6 tiene un segmento de  $60^\circ$ , y en cada una de ellas se mantiene una relación de correspondencia entre las tensiones de fase y la máxima fase, la fase intermedia, y la fase mínima.

10 Las corrientes de línea iy en las áreas de fase y las corrientes de lado de brazo superior iyp que fluyen en los interruptores de lado de brazo superior se muestran en las Tablas, ya que la Tabla 1 es la tabla cuando la magnitud del retardo de fase de la corriente de línea iy con respecto de la tensión de fase Vy es  $0^\circ$  a  $30^\circ$ , y la Tabla 2 es la tabla cuando la magnitud del retardo de fase es  $30^\circ$  a  $60^\circ$ . "Fase correspondiente al tiempo muerto" en las Tablas 1 y 2 indica una fase en la que el período de aislamiento es generado por el tiempo muerto.

15 Tabla 1

Área de fase	iu	iv	iw	iup	ivp	iwp	Fase correspondiente al tiempo muerto
J1	+	-	-	0	0	0	U
	+	+	-	0	0	0	
J2	+	+	-	0	0	0	V
	-	+	-	0	0	0	
J3	-	+	-	0	0	0	V
	-	+	+	0	0	0	
J4	-	+	+	0	0	0	W
	-	-	+	0	0	0	
J5	-	-	+	0	0	0	W
	+	-	+	0	0	0	
J6	+	-	+	0	0	0	U
	+	-	-	0	0	0	

Tabla 2

Área de fase	iu	iv	iw	iup	ivp	iwp	Fase correspondiente al tiempo muerto
J1	+	-	+	0	0	0	U
	+	-	-	0	0	0	
J2	+	-	-	0	-	-	V
	+	+	-	0	0	0	
J3	+	+	-	0	0	0	V
	-	+	-	0	0	0	
J4	-	+	-	-	0	-	W
	-	+	+	0	0	0	
J5	-	+	+	0	0	0	W
	-	-	+	0	0	0	
J6	-	-	+	-	-	0	U
	+	-	+	0	0	0	

20 En primer lugar, se proporciona una descripción con referencia a la Tabla 1. Cuando se proporciona la descripción ejemplificando el área de fase J1, las tensiones de fase Vu, Vv, y Vw corresponden a la fase máxima, la fase intermedia, y la fase mínima, respectivamente, y los vectores de tensión unidad V4 y V6 o además el vector de tensión unidad V0 se usan como el vector de tensión original.

25 Cuando la magnitud del retardo de fase es como se describió anteriormente, las polaridades de las corrientes de línea iu, iv, e iw son positiva, negativa y negativa, o positiva, positiva, y negativa, respectivamente. En la Tabla 1 (y la Tabla 2), las polaridades positiva y negativa de las corrientes se indican mediante + y -, respectivamente. La corriente de línea iv relativa a la tensión de fase Vv correspondiente a la fase intermedia adopta cualquier valor positivo y negativo en el área de fase J1. En el área de fase J1, una relación en un ciclo de la portadora C2 entre el período cuando la corriente de línea iv es positiva y el período cuando es negativa concuerda con una relación entre la relación de tiempo d6 y la  
30 relación de tiempo d4.

La notación acerca de la corriente de lado de brazo superior iyp en la Tabla 1 representa si esta corriente fluye en el período de aislamiento. Con referencia también a la fig. 4, cuando los vectores de tensión unidad V4 y V6 o además el vector de tensión unidad V0 se usan como el vector de tensión original, los interruptores de lado de brazo inferior Qvn y Qwn son conductores en el período de aislamiento. Por lo tanto, las corrientes de línea iv e iw fluyen en los interruptores Qvn y Qwn o diodos de lado de brazo inferior Dvn y Dwn. En general, como una corriente fluye hacia un lado de potencial inferior, incluso cuando la corriente de línea iv es negativa, la corriente de línea iv fluye no en dirección al bus  
35

DC LH sino al bus DC LL, y no fluye en el diodo Dup en el lado del brazo superior. En la Tabla 1, por lo tanto, se muestra que las corrientes de lado de brazo superior  $i_{vp}$  e  $i_{wp}$  se denotan como "0", y no fluyen.

Un signo de la corriente de línea  $i_u$  se mantiene como positiva a través del diodo Dun en el lado del brazo inferior. Esto es debido a que el interruptor de lado de brazo superior Qup está apagado, y el diodo Dup evita que fluya una corriente desde el bus DC LH al terminal de salida Pu. En la Tabla 1, por lo tanto, se muestra la corriente de lado de brazo superior  $i_{up}$  denotada como "0", y no fluye. Como este es un fenómeno que no depende del encendido/apagado del interruptor de lado de brazo inferior Qun, esto no depende de  $d_i$  el período de aislamiento incluye el período en que se usa el vector de tensión actual  $V_0$ .

Este parecido se muestra en las otras áreas de fase J2 a J6. Es decir, cuando la magnitud del retardo de fase es  $0^\circ$  a  $30^\circ$ , las corrientes de lado de brazo superior  $i_{up}$ ,  $i_{vp}$ , e  $i_{wp}$  no fluyen, el inversor de fuente de tensión 5 lleva a cabo una operación de alimentación en un período diferente del período de aislamiento, y lleva a cabo una operación de reflujo en el período de aislamiento.

A continuación, se proporciona una descripción con referencia a la Tabla 2. Cuando se proporciona la descripción ejemplificando el área de fase J1, las tensiones de fase  $V_u$ ,  $V_v$ , y  $V_w$  corresponden a la fase máxima, la fase intermedia, y la fase mínima, respectivamente, y los vectores de tensión unidad  $V_4$  y  $V_6$  o además el vector de tensión unidad  $V_0$  se usan como el vector tensión original. Además, como la magnitud del retardo de fase es  $30^\circ$  a  $60^\circ$ , las polaridades de las corrientes de línea  $i_u$ ,  $i_v$ , e  $i_w$  son positiva, negativa, y positiva, o positiva, negativa, y negativa, respectivamente.

Cuando se proporciona la descripción ejemplificando el área de fase J2, las tensiones de fase  $V_u$ ,  $V_v$ , y  $V_w$  corresponden a la fase intermedia, la fase máxima, y la fase mínima, respectivamente, y los vectores de tensión unidad  $V_6$  y  $V_2$  o además el vector de tensión unidad  $V_0$  se usan como el vector de tensión original. Además, como la magnitud del retardo de fase es de  $30^\circ$  a  $60^\circ$ , las polaridades de las corrientes de línea  $i_u$ ,  $i_v$ , e  $i_w$  son positiva, negativa, y negativa, o positiva, positiva, y negativa, respectivamente.

La fig. 9 a la fig. 12 son diagramas de circuito que ilustran un circuito equivalente del inversor de fuente de tensión 5 en el período de aislamiento, en particular en un estado en que no se proporciona el vector de tensión cero  $V_0$  como el vector de tensión actual ( $t_d < t_{td}$ ), y no ilustra los interruptores Qyn y Qyp en el estado apagado.

La fig. 9 y la fig. 10 ilustran el circuito equivalente del inversor de fuente de tensión 5 en el período de aislamiento en el área de fase J1, y particularmente un caso en que el período de aislamiento está compuesto solo del período  $U_d$  (ver la fig. 4, etc.).

La fig. 11 y la fig. 12 ilustran el circuito equivalente del inversor de fuente de tensión 5 en el período de aislamiento en el área de fase J2, y particularmente un caso en el que el período de aislamiento está compuesto solo del tiempo muerto de la fase V.

La fig. 9 ilustra flujos de las corrientes de línea  $i_u$ ,  $i_v$ , e  $i_w$  en el período de aislamiento en un caso en que las polaridades de las corrientes de línea  $i_u$ ,  $i_v$ , e  $i_w$  son positiva, negativa, y positiva, respectivamente, en el área de fase J1 (la primera línea en la Tabla 2). Como este caso es equivalente a un caso en el que se intercambian la fase V y la fase W mostradas en la segunda línea de la Tabla 1, las corrientes de lado de brazo superior  $i_{up}$ ,  $i_{vp}$ , e  $i_{wp}$  no fluyen.

La fig. 10 ilustra flujos de las corrientes de línea  $i_u$ ,  $i_v$ , e  $i_w$  en el período de aislamiento en un caso en que las polaridades de las corrientes de línea  $i_u$ ,  $i_v$ , e  $i_w$  son positiva, negativa, y negativa, respectivamente, en el área de fase J1 (la segunda línea en la Tabla 2). Como este caso es equivalente al caso mostrado en la primera línea en la Tabla 1, las corrientes de lado de brazo superior  $i_{up}$ ,  $i_{vp}$ , e  $i_{wp}$  no fluyen.

La fig. 11 ilustra los flujos de las corrientes de línea  $i_u$ ,  $i_v$ , e  $i_w$  en el período de aislamiento en un caso en que las polaridades de las corrientes de línea  $i_u$ ,  $i_v$ , e  $i_w$  son positiva, negativa, y negativa, respectivamente, en el área de fase J2 (la tercera línea en la Tabla 2). La fig. 12 ilustra los flujos de las corrientes de línea  $i_u$ ,  $i_v$ , e  $i_w$  en el período de aislamiento en un caso en que las polaridades de las corrientes de línea  $i_u$ ,  $i_v$ , e  $i_w$  son positiva, positiva, y negativa, respectivamente, en el área de fase J2 (la cuarta línea en la Tabla 2).

En cualquier caso, la polaridad de la corriente de línea  $i_u$  es positiva, y en la fase U el interruptor de lado de brazo superior Qup está apagado. La corriente de línea  $i_u$ , por lo tanto, fluye en un diodo de lado de brazo inferior Dun. En un caso mostrado en la fig. 11, la polaridad de la corriente de línea  $i_v$  es negativa, y tanto el interruptor de lado de brazo superior Qvp como el interruptor de lado de brazo inferior Qvn están apagados en la fase V. La corriente de línea  $i_v$ , por lo tanto, fluye en un diodo de lado de brazo superior Dvp, y la corriente de lado de brazo superior  $i_{vp}$  fluye. En la Tabla 2, un símbolo "-" indica un estado en que el interruptor de lado de brazo superior Qyp está apagado pero la corriente de lado de brazo superior  $i_{yp}$  fluye en un diodo de lado de brazo superior Dyp conectado en antiparalelo con el interruptor Qyp. En un caso mostrado en la fig. 12, la polaridad de la corriente de línea  $i_v$  es positiva, y tanto el interruptor de lado de brazo superior Qvp como el interruptor de lado de brazo inferior Qvn están apagados en la fase V. La corriente de línea  $i_v$ , por lo tanto, fluye en el diodo de lado de brazo inferior Dvn, y la corriente de lado de brazo superior  $i_{vp}$  no fluye (se denota "0" en una fila de  $i_{vp}$  en la cuarta línea de la Tabla 2).



Además, cuando la polaridad de la corriente de línea iw es negativa, el interruptor de lado de brazo inferior Qwn está encendido, y la corriente de línea iw fluye en uno de entre el interruptor de lado de brazo inferior Qwn y el diodo de lado de brazo superior Dwp. Como una corriente fluye generalmente en dirección a un lado de menor potencial, en el caso mostrado en la fig. 11, la corriente de línea iw fluye a través del diodo de lado de brazo superior Dwp basándose en direcciones de las corrientes de línea iu e iv. Por lo tanto, la corriente de lado de brazo superior iwp fluye (se denota "-" en una fila de iwp en la tercera línea de la Tabla 2). Además, en el caso mostrado en la fig. 12, la corriente de línea iw fluye a través del diodo de lado de brazo inferior Dwn. Por lo tanto, la corriente de lado de brazo superior iwp no fluye (se denota "0" en una fila de iwp en la cuarta línea de la Tabla 2).

Este parecido se muestra en las otras áreas de fase J3 a J6. Es decir, cuando la magnitud del retardo de fase es de 30° a 60°, las corrientes de lado de brazo superior iup, ivp, e iwp fluyen ocasionalmente en el período de aislamiento, en particular, el período en que no se proporciona el vector de tensión actual V0. El inversor de fuente de tensión 5 lleva a cabo la operación de alimentación en un período diferente del período de aislamiento, y lleva a cabo la operación de reflujos o la operación de regeneración en el período de aislamiento.

{Mejora del período de conducción actual del convertidor de fuente de corriente 2}

Si la temporización en que el convertidor de fuente de corriente 2 lleva a cabo la conmutación concuerda con el punto de tiempo de referencia de conmutación t00 y debería estar presente dentro del período proporcionado con el vector de tensión actual V0 sin proporcionar la magnitud de desplazamiento tc, el límite superior de la onda de señal Vu1\* debería valer  $drt - td \cdot cot\alpha$ , y el límite inferior de la onda de señal Vu2\* debería valer  $drt + td \cdot cot\alpha$ . Esto no solo limita el factor de modulación en el inversor de fuente de tensión 5, sino que también evita la mejora en la relación de conducción de corriente en el convertidor de fuente de corriente 2.

La fig. 13 y la fig. 14 son gráficos que describen un funcionamiento del aparato de conversión de potencia en un caso en que la relación de conducción de corriente drt es comparativamente pequeña. Para mejorar fácilmente el efecto de esta aplicación, únicamente se agranda la cercanía del período  $drt \cdot T0$ . Como  $drt < dst$ , la tensión de fase Vr es más pequeña que la tensión de fase Vs y corresponde a la fase intermedia.

La fig. 13 está relacionada con una técnica convencional, e ilustra un caso donde la portadora C2 para el inversor de fuente de tensión 5 también se usa como una portadora para el convertidor de fuente de corriente 2, y un caso donde la conmutación de corriente cero se lleva a cabo en el período en que se usa el vector de tensión actual V0.

Cuando se determina un punto de tiempo después de que haya pasado el tiempo muerto td desde el punto de tiempo t03 como un punto de tiempo t08, el inicio del período en que se usa el vector de tensión actual V0 durante la caída en la portadora C2 es el punto de tiempo t03, y la terminación es el punto de tiempo t04.

Además, el vector de tensión actual V6 se usa en un período en que la señal de conmutación Gup se activa entre el punto de tiempo t08 y el punto de tiempo t02, y la señal de conmutación Gup se activa en el punto de tiempo t07 después del paso del tiempo muerto td desde el punto de tiempo t04, y se desactiva en el punto de tiempo t01.

Como tanto los puntos de tiempo t01 como t04 son puntos de tiempo en que la portadora C2 toma la onda de señal Vu1\*, debería satisfacerse  $Vu1* \geq td \cdot \tan\alpha$  para evitar el período en que el vector de tensión actual V6 se utilice sea erosionado por el tiempo muerto td.

Además, el inicio del período en que se usa el vector de tensión actual V0 durante el crecimiento de la portadora C2 es el punto de tiempo t06, y como resultado, la portadora C2 usa la relación de conducción de corriente drt en este punto de tiempo. La fig. 13 ilustra un caso donde la relación de conducción de corriente drt toma un límite superior, y por tanto  $Vu1* = Vu2* = td \cdot \tan\alpha$ .

En la técnica convencional, como la conmutación de corriente cero se lleva a cabo en el período en que se emplea el vector de tensión actual V0, una longitud entre los puntos de tiempo t01 y t06 requiere al menos el tiempo muerto td, y por tanto  $drt \geq Vu1* + td \cdot \tan\alpha \geq 2td \cdot \tan\alpha$ . En otras palabras, el límite inferior de la relación de conducción de corriente drt es  $2td \cdot \tan\alpha$ . Como resultado, la longitud del período  $drt \cdot T0$  requiere una longitud que es cuatro o más veces más larga que el tiempo muerto td ( $4 \cdot td$ ).

Por el contrario, cuando se usa este modo de realización, no tiene que usarse el vector de tensión actual V0. Cuando la portadora C1 que está retrasada con relación a la portadora C2 para el inversor de fuente de tensión 5 una magnitud de desplazamiento  $tc = td/2$  es usada para el convertidor de fuente de corriente 2, el límite inferior de la relación de conducción de corriente drt puede reducirse a  $td \cdot \tan\alpha$ , como se describe más adelante.

La fig. 14 está relacionada con este modo de realización, e ilustra un caso donde las portadoras C2 y C1 son usadas para el convertidor de fuente de corriente 2 y el inversor de fuente de tensión 5, respectivamente, y se realiza la conmutación de corriente cero.

5 Cuando no se usa el vector de tensión actual  $V_0$ , como se describe en la fig. 6,  $V_{u1}^* = V_{u2}^* = d_{rt}$ . Para realizar la conmutación de corriente cero durante la caída en la portadora C2,  $V_{u1}^* \geq t_d \cdot \tan \alpha$  es suficiente para evitar que el tiempo muerto  $t_d$  erosione el vector de tensión actual  $V_6$ , y por tanto  $d_{rt} = V_{u1}^* \geq t_d \cdot \tan \alpha$ . En otras palabras, el límite inferior de la relación de conducción de corriente es  $t_d \cdot \tan \alpha$ . Como resultado, la longitud del período  $d_{rt} \cdot T_0$  solo requiere una longitud que es dos o más veces más larga que el tiempo muerto  $t_d$  ( $2 \cdot t_d$ ).

10 Por tanto, en la técnica convencional, el factor de modulación es  $t_d/(4 \cdot t_d)$  y 25% en un período en que el convertidor de fuente de corriente 2 emite la tensión de fase  $V_r$  que es la fase intermedia, pero en este modo de realización, el factor de modulación es  $t_d/(2 \cdot t_d)$  y por tanto se mejora al 50%. Esto es deseable desde un punto de vista de que se mejora el factor de modulación en un ciclo de portadora.

15 Este ensanchamiento del límite inferior de la relación de conducción de corriente es deseable desde un punto de vista no solo de aumentar el factor de modulación sino también de suprimir componentes armónicos de las corrientes de línea  $i_r$ ,  $i_s$ , e  $i_t$ .

20 La fig. 15 es un gráfico que describe una operación en el convertidor de fuente de corriente 2. El gráfico de la etapa superior muestra las tensiones trifásicas  $V_r$ ,  $V_s$ , y  $V_t$  como tensiones de fase de entrada, el gráfico de la etapa intermedia muestra las relaciones de conducción de corriente de línea  $d_r$ ,  $d_s$ , y  $d_t$ , y el gráfico de la etapa inferior muestra las corrientes de línea  $i_r$ ,  $i_s$ , e  $i_t$  como corrientes de línea de entrada.

25 La fig. 2 ilustra un caso ideal en que las relaciones de conducción de corriente  $d_r$ ,  $d_s$ , y  $d_t$  de las corrientes de línea fluctúan de manera continua, pero un límite inferior está presente en las relaciones de conducción de corriente de las corrientes de línea correspondientes a la fase intermedia, como se ha descrito anteriormente. Los gráficos de la fig. 15 se dibujan con este límite inferior reflejado, y se produce una diferencia de nivel en la cercanía del lugar donde la relación de conducción de corriente de la corriente de línea correspondiente a la fase intermedia se hace 0 en la forma de onda que representa la relación de conducción de las corrientes de línea. Se produce una diferencia de nivel en una onda sinusoidal de las formas de onda de las corrientes de línea  $i_r$ ,  $i_s$ , e  $i_t$  debido a la diferencia de nivel de la relación de conducción de corriente. La distorsión de las corrientes  $i_r$ ,  $i_s$  e  $i_t$  provoca componentes armónicos.

30 La diferencia en nivel de la relación de conducción de corriente está provocada por el límite inferior de la relación de conducción de corriente de la corriente de línea correspondiente a la fase intermedia. Por lo tanto, es obvio que cuando el límite inferior se reduce tal como se ha descrito anteriormente, la diferencia de nivel se hace pequeña. Por lo tanto, cuando la magnitud del desplazamiento  $t_c$  se establece en  $t_d/2$  como en este modo de realización, el límite inferior de la relación de conducción de corriente de la corriente de línea correspondiente a la fase intermedia se ensancha, y por tanto se suprimen los componentes armónicos de las corrientes de línea  $i_r$ ,  $i_s$  e  $i_t$  que se introducen en el convertidor de fuente de corriente 2.

35 La fig. 16 es un diagrama de bloques que ilustra conceptualmente un ejemplo de una constitución interna concreta de un controlador 100 para realizar el control anterior. El controlador 100 puede usarse como un dispositivo de control 9 en la fig. 1. El controlador 100 incluye un controlador de convertidor 20, un controlador de inversor 30, una unidad de cálculo de factor de modulación 40, y un controlador de vector sin sensor 50. Se supone que un motor trifásico es la carga trifásica 6 (ver la fig. 1).

40 El controlador de convertidor 20 tiene una unidad de detección de fase de potencia 21, una unidad de generación de relación de conducción de corriente 22, un comparador 23, una unidad de conversión de lógica de puerta de fuente de corriente 24, y una unidad de generación de portadora 25.

45 La unidad de detección de fase de potencia 21 detecta, por ejemplo, una tensión de línea  $V_{rs}$ , detecta ángulos de fase  $\theta$  de las tensiones trifásicas que se aplican a los terminales de entrada  $P_r$ ,  $P_s$  y  $P_t$ , respectivamente, y los emite a la unidad de generación de relación de conducción de corriente 22.

50 La unidad de generación de relación de conducción de corriente 22 genera las relaciones de conducción de corriente  $d_{ac}$  y  $d_{bc}$  basándose en los ángulos de fase  $\theta$  recibidos. En el ejemplo anterior, las relaciones de conducción de corriente  $d_{ac}$  y  $d_{bc}$  corresponden a las relaciones de conducción de corriente  $d_{st}$  y  $d_{rt}$ , respectivamente.

55 La unidad de generación de portadora 25 genera la portadora C1. El comparador 23 emite un resultado de comparar la portadora C1 con las relaciones de conducción actuales  $d_{ac}$  y  $d_{bc}$ , y la unidad de conversión de lógica de puerta de fuente de corriente 24 genera señales de conmutación  $Gr_p$ ,  $Gsp$ ,  $Gtp$ ,  $Grn$ ,  $Gsn$ , y  $Gtn$  basándose en el resultado.

60 El controlador de inversor 30 tiene una unidad de generación de radio de tiempo 32, una unidad de generación de onda de señal 34, una unidad de generación de portadora 35, un comparador 36, y una unidad de operación lógica 38.

65 La unidad de generación de relación de tiempo 32 genera las relaciones de tiempo  $dg_1$  y  $dg_2$  del inversor de fuente de tensión 5 basándose en el factor de modulación  $k_s$  recibido de la unidad de cálculo de factor de modulación 40, un ángulo de fase de control  $\phi$ , y un ángulo de fase de comando  $\phi'$  recibido del controlador de vector sin sensor 50. En el

ejemplo anterior, las relaciones de tiempo  $dg_1$  y  $dg_2$  corresponden a las relaciones de tiempo  $d_4$  y  $d_6$ . La relación de tiempo  $d_0$  se obtiene fácilmente como  $(1-d_4-d_6)$ .

5 La unidad de generación de onda de señal 34 genera ondas de señal basándose en las relaciones de tiempo  $dg_1$  y  $dg_2$  y las relaciones de conducción actuales  $dac$  y  $dbc$ . En el ejemplo anterior, se generan ondas de señal  $Vu_1^*$ ,  $Vv_1^*$ ,  $Vw_1^*$ ,  $Vu_2^*$ ,  $Vv_2^*$ , y  $Vw_2^*$ . Como la generación puede realizarse mediante una técnica equivalente a la técnica para generar ondas de señal convencionales, se omiten detalles de la misma.

10 La unidad de generación de portadora 35 genera la portadora C2. La onda de señal se compara con la portadora C2 en el comparador 36, y el resultado y el tiempo muerto  $t_d$  se someten a la operación en la unidad de operación lógica 38. De acuerdo con esta operación, la unidad de operación lógica 38 genera las señales de conmutación  $G_{up}$ ,  $G_{vp}$ , y  $G_{wp}$  en el lado del brazo superior y las señales de conmutación  $G_{un}$ ,  $G_{vn}$ , y  $G_{wn}$  en el lado del brazo inferior. En este momento, como se ha descrito anteriormente, las señales originales de conmutación  $G_{y1p}$ ,  $G_{y2p}$ ,  $G_{y1n}$ , y  $G_{y2n}$  se generan una vez. Como la unidad de operación lógica 38 está configurada fácilmente por una técnica bien conocida, se omiten aquí detalles de la misma.

15 La unidad de cálculo de factor de modulación 40 recibe un comando de tensión de eje d  $V_d^*$  y un comando de tensión de eje q  $V_q^*$  del controlador de vector sin sensor 50, y calcula el factor de modulación  $k_s$  y el ángulo de fase de control  $\phi$  para emitirlos a la unidad de generación de relación de tiempo 32.

20 El controlador de vector sin sensor 50 calcula una velocidad de ángulo de rotación  $\omega$  y el ángulo de fase de comando  $\phi'$  de un motor basándose en las corrientes de línea  $i_u$ ,  $i_v$ , e  $i_w$  que fluyen desde los puntos de conexión  $P_u$ ,  $P_v$ , y  $P_w$  hacia la carga trifásica 6. Basándose en éstos y un comando de velocidad de ángulo de rotación  $\omega^*$  y un ciclo de trabajo  $D$  que son emitidos desde el exterior, se generan el comando de tensión de eje d  $V_d^*$  y el comando de tensión de eje q  $V_q^*$ .

25 Se obtiene la portadora C1 desplazando la portadora C2 la magnitud de desplazamiento  $t_c$  siendo una dirección de paso de tiempo positiva. Por lo tanto, la unidad de generación de portadora 25 puede sustituirse por un dispositivo de fase para retrasar la portadora C2 una fase predeterminada. Incluso cuando la magnitud de desplazamiento  $t_c$  es negativa y la portadora C1 avanza desde la portadora C2 una magnitud de fase  $2\pi(|t_c|/T_0)$ , la portadora C1 puede en la práctica generarse mediante el retraso según una magnitud de fase  $2\pi(1+t_c/T_0)$ .

30 {Establecimiento de la magnitud de desplazamiento  $t_c$  en el que se tiene en consideración el retraso de la operación del elemento}

35 La descripción anterior se refiere a un caso en el que los dispositivos de interruptor  $S_{xp}$  y  $S_{xn}$  y los interruptores  $Q_{yp}$  y  $Q_{yn}$  son conductores/no conductores sin retrasarse con respecto del estado activo/inactivo de las señales de conmutación  $G_{xp}$ ,  $G_{xn}$ ,  $G_{yp}$ , y  $G_{yn}$ . Lo siguiente describe el establecimiento de la magnitud de desplazamiento  $t_c$  considerando un caso donde los dispositivos de interruptor  $S_{xp}$  y  $S_{xn}$  y los interruptores  $Q_{yp}$  y  $Q_{yn}$  están retrasados con respecto del estado activo/inactivo de las señales de conmutación  $G_{xp}$ ,  $G_{xn}$ ,  $G_{yp}$ , y  $G_{yn}$ .

40 La fig. 17 es un gráfico que ilustra las operaciones del convertidor de fuente de corriente 2 y el inversor de fuente de tensión 5. El dibujo ilustra de manera ampliada la cercanía del punto de tiempo de referencia de conmutación  $t_{00}$  durante la elevación en la portadora C2. Por motivos de simplificación, el caso en que  $\tau_{01}$ ,  $\tau_{02} > 0$  se ilustra de una manera similar a la fig. 3.

45 Con referencia también a la fig. 5, la onda de señal  $Vu_1^* = d_{rt}(1-d_0)$  se usa en el punto de tiempo  $t_{01}$  durante la elevación en la portadora C2. La señal de conmutación  $G_{up}$  se desactiva entre los puntos de tiempo  $t_{01}$  a  $t_{05}$ . Por otro lado, la señal de conmutación  $G_{rp}$  cae y la señal de conmutación  $G_{sp}$  se eleva en el punto de tiempo de referencia de conmutación  $t_{00}$ .

50 El encendido/apagado de los dispositivos de interruptor  $S_{rp}$  y  $S_{sp}$  en el convertidor de fuente de corriente 2 se retarde con relación al desplazamiento de las señales de conmutación  $G_{rp}$  y  $G_{sp}$  (subida/bajada) según un tiempo de retraso  $\Delta t_1 (>0)$ . Por lo tanto, el punto de tiempo  $t_{09}$  cuando los dispositivos de interruptor  $S_{rp}$  y  $S_{sp}$  conmutan es posterior al punto de tiempo de referencia de conmutación  $t_{00}$  según una suma de la magnitud de desplazamiento  $t_c$  y el tiempo de retraso  $\Delta t_1$ .

55 Para llevar a cabo la conmutación de corriente cero como en este modo de realización, el punto de tiempo  $t_{09}$  debería estar dentro de un período en que el interruptor de lado de brazo superior  $Q_{up}$  está apagado. Considerando que la operación de encendido/apagado del interruptor de lado de brazo superior  $Q_{up}$  está retrasado con relación a la activación/desactivación de la señal de conmutación  $G_{up}$ , la condición para establecer el punto de tiempo  $t_{09}$  se hace más estricta en el siguiente caso. Es decir, en este caso, el tiempo de retraso entre el punto de tiempo  $t_{01}$  en que la señal de conmutación  $G_{up}$  cae y el momento en que el interruptor de lado de brazo superior  $Q_{up}$  se apaga adopta un valor máximo  $\Delta t_2$ , y el tiempo de retraso entre el punto de tiempo  $t_{05}$  en que la señal de conmutación  $G_{up}$  crece y el momento en que el interruptor de lado de brazo superior  $Q_{up}$  se enciende adopta un valor mínimo  $\Delta t_3$ .

Cuando se introducen un valor límite inferior  $\Delta t1(\min)$  y un valor límite superior  $\Delta t1(\max)$  del tiempo de retardo  $\Delta t1$ , el momento  $t1 = \tau01 + tc$ , y el momento  $t2 = \tau02 + td - tc$ , una condición para que el punto de tiempo  $t09$  esté dentro del período en que el interruptor de lado de brazo superior Qup está apagado es la siguiente con referencia al punto de tiempo  $t01$ .

$$\begin{aligned} \Delta t2 &\leq t1 + \Delta t1(\min), t1 + \Delta t1(\max) \leq t1 + t2 + \Delta t3 \\ \Delta t2 - \Delta t1(\min) &\leq t1, \Delta t1(\max) - \Delta t3 \leq t2 \\ \Delta t2 - \Delta t1(\min) - \tau01 &\leq tc \leq \Delta t3 - \Delta t1(\max) + \tau02 + td \\ \Delta t2 - \Delta t1(\min) - tc &\leq \tau01, tc - \Delta t3 + \Delta t1(\max) - td \leq \tau02 \end{aligned} \quad (5)$$

Se requiere una condición expresada por las siguientes fórmulas para completar las fórmulas anteriores cuando la magnitud de desplazamiento  $tc = td/2$ .

$$\Delta t2 - \Delta t1(\min) - \frac{td}{2} \leq \tau01, \Delta t1(\max) - \Delta t3 - \frac{td}{2} \leq \tau02 \quad (6)$$

### Segundo modo de realización

El primer modo de realización describe el caso en que el convertidor de fuente de corriente 2 suministra la corriente de enlace  $I_{dc}$  al inversor de fuente de tensión 5. En una descripción simple, el convertidor de fuente de corriente 2 funciona como una unidad de rectificación para rectificar las tensiones trifásicas  $Vr$ ,  $Vs$ , y  $Vt$  que son tensiones alternativas con la conmutación debida a la conmutación de los dispositivos de interruptor  $Srn$ ,  $Ssn$ ,  $Str$ ,  $Srp$ ,  $Ssp$ , y  $Stp$  para aplicar la corriente de enlace  $I_{dc}$ .

Dicha consideración puede aplicarse también a los circuitos divulgados en el Documento de patente 3, Documento de patente 4 y Documento de no patente 2.

La fig. 18 es un diagrama de circuito que ilustra un aparato de conversión directa simplificado monofásico/trifásico (fig. 1 en el Documento de patente 3) divulgado en el Documento de patente 3. Además, los símbolos dados a los componentes se modifican por símbolos relacionados con la presente solicitud.

Un rectificador de diodos monofásico 3 está conectado a un suministro de potencia alterna monofásica 1b a través de un par de terminales de entrada 31 y 31, y tiene unos diodos D31 a D34. Los diodos D31 a D34 componen un circuito puente, y rectifican una tensión monofásica de entrada  $V_i$  del suministro de potencia alterna monofásica 1b.

Un circuito de condensador no lineal 4 tiene una pluralidad de condensadores C41 y C42, diodos D41 a D43 y dispositivos de interruptor S41 a S42. La conmutación de los dispositivos de interruptor S41 y S42 es controlada por una señal SS. La señal SS y las señales de conmutación  $G_{xp}$ ,  $G_{xn}$ ,  $G_{yp}$ , y  $G_{yn}$  son emitidas desde un controlador 10.

Como tanto la configuración como la operación del circuito de condensador no lineal 4 se describen con detalle en el Documento de patente 3 públicamente conocido, se omiten aquí los detalles del mismo. Brevemente, una corriente fluye desde el bus DC LH a través de los condensadores C41 y C42 y el diodo D41 hacia el bus DC LL, y los condensadores C41 y C42 se cargan en serie. Además, los condensadores C41 y C42 se descargan contra los buses DC LH y LL en paralelo entre sí a través de la conducción de los dispositivos de interruptor S41 y S42.

Es decir, se puede entender que los condensadores C41 y C42 funcionan como los elementos de carga y descarga, y los dispositivos S41 y S42 controlan la descarga de los elementos de carga y descarga a los buses DC LH y LL. Además, se puede entender que la corriente que se va a introducir en los terminales de entrada 31 y 32, y la corriente de descarga de los condensadores C41 y C42 como el elemento de carga y descarga conmutan y son emitidas por la conmutación de los dispositivos de interruptor S41 y S42.

El circuito de condensador no lineal 4 puede reconocerse como una unidad búfer que se interpone entre un rectificador de diodos monofásico 3 como un puente de diodos y el inversor de fuente de tensión 5. Además, la unidad de búfer con el rectificador de diodos monofásico 3 funcionan conjuntamente como una unidad de rectificación 2B para rectificar la tensión monofásica  $V_i$  como una tensión alterna para aplicar la corriente de enlace  $I_{dc}$  con la conmutación provocada por la conmutación de los dispositivos de interruptor S41 y S42.

En cuanto a la unidad de rectificación 2B, también es deseable que, de una manera similar al primer modo de realización, la corriente de enlace  $I_{dc}$  sea cero en el momento de la operación de conmutación de los dispositivos de interruptor S41 y S42. La conmutación de los dispositivos de interruptor S41 y S42 se decide como sigue.

La fig. 19 ilustra un circuito equivalente de un aparato de conversión directa monofásico/trifásico (fig. 2 en el Documento de patente 3) divulgado en el Documento de patente 3. La fig. 20 es un diagrama de temporización que ilustra la operación del circuito equivalente (fig. 4 en el Documento de patente 3) (sin embargo, la portadora denotada por un símbolo "C" en el Documento de patente 3 se muestra como la portadora C1 en vista del primer modo de realización de

esta solicitud. Además, como un período  $t_c$  en el Documento de patente 3 es diferente de la magnitud de desplazamiento  $t_c$  de esta solicitud, se describe como un período  $t_c'$  en la fig. 20 de esta solicitud).

Haciendo referencia a la fig. 18 y la fig. 19, la corriente de enlace  $I_{dc}$  es asignada a una corriente  $I_c$  que fluye en los condensadores C41 y C42, donde las corrientes  $I_{rec}$  fluyen en el rectificador de diodos monofásico 3 y la corriente  $I_z$  fluye en un período en que el inversor de fuente de tensión 5 opera en el vector de tensión cero.

En el circuito equivalente, la corriente  $I_{dc}$  se trata como una fuente de corriente, y las corrientes  $I_c$ ,  $I_{rec}$ , e  $I_z$  se tratan como las corrientes que fluyen a través de la conducción de los interruptores  $S_c$ ,  $S_{rec}$ , y  $S_z$ . Los interruptores  $S_{rec}$ ,  $S_c$ , y  $S_z$  se controlan de modo que cualquiera de ellos está siempre en conducción.

Los factores de distribución de corriente de las corrientes  $I_{rec}$ ,  $I_c$ , e  $I_z$  se denotan como  $d_{rec}$ ,  $d_c$ , y  $d_z$ . Los factores de distribución de corriente  $d_{rec}$ ,  $d_c$ , y  $d_z$  pueden interpretarse también como relaciones del período de conducción actual de los interruptores  $S_{rec}$ ,  $S_c$ , y  $S_z$  con respecto de un período predeterminado (por ejemplo, un ciclo de la portadora C1 descrito en el primer modo de realización). Se satisface una relación tal que  $d_c + d_{rec} + d_z = 1$ .

Como el rectificador de diodos monofásico 3 no tiene los dispositivos de interruptor, el factor de distribución de corriente  $d_{rec}$  de la corriente  $I_{rec}$  que fluye en el mismo es determinado por el factor de distribución de corriente  $d_c$ . Además, la distribución de factor de corriente  $d_z$  se establece dependiendo del funcionamiento del inversor de fuente de tensión 5. En este modo de realización, por lo tanto, la temporización de operación de conmutación de la unidad de rectificación es determinada solo por el factor de distribución de corriente  $d_c$ .

Cuando esto se aplica a la fig. 20, como la temporización en que el interruptor  $S_c$  se enciende/apaga es una temporización en la que la portadora C1 toma una onda de señal ( $d_{rec} + d_z$ ), esta temporización puede interpretarse como una temporización en que la portadora C1 adopta un valor ( $1 - d_c = d_{rec} + d_z$ ).

Por lo tanto, cuando se toma el valor de referencia de conmutación  $d_{rt}$  como un valor de referencia de conmutación ( $1 - d_c$ ) en el primer modo de realización también en este modo de realización, se pueden proporcionar las operaciones de la unidad de rectificación y el inversor de fuente de tensión similares a las del primer modo de realización. Concretamente, considerando que, por ejemplo,  $d_{sc} = 1 - d_{rt}$ , los símbolos  $d_{rt}$  y  $d_{st}$  se sustituyen por los símbolos  $1 - d_c$  y  $d_c$  en la fig. 4 a la fig. 7, la fig. 14 y la fig. 17 de esta solicitud.

Por lo tanto, incluso cuando el factor de distribución de corriente  $d_z$  se ajusta a 0, la corriente de enlace  $I_{dc}$  puede ajustarse a 0 en la temporización en que el interruptor  $S_c$  se enciende/apaga, de modo que puede mejorarse el factor de modulación en el inversor de fuente de tensión 5 al mismo tiempo que se lleva a cabo la conmutación de corriente cero.

Concretamente, en el Documento de patente 3, la portadora C1, que se obtiene mediante un desplazamiento de la portadora C para su uso para la conmutación del inversor de fuente de tensión 5 (detallado en el primer modo de realización) según una magnitud de desplazamiento  $t_c$ , se usa como la portadora para obtener la señal SS.

La temporización en que se desea retener la corriente cero no tiene que ser la temporización en que los dispositivos de interruptor S41 y S42 conmutan (este es también la temporización en que la señal SS se desplaza) sino la temporización en que el interruptor  $S_c$  en el circuito equivalente se enciende/apaga. Por lo tanto, cuando se lleva a cabo este modo de realización, no es necesario modificar el valor  $d_{rec}$  que se compara con la portadora C1 para obtener un valor  $d_{rec} + d_z$  para establecer la activación/desactivación de la señal SS.

Como la generación de la segunda portadora C1 se lleva a cabo fácilmente retrasando la portadora C usando el dispositivo de fase descrito en el primer modo de realización, se omiten detalles de la misma. El controlador 10 modificado de ese modo puede tomarse como un controlador de unidad de rectificación para permitir que no solo el controlador de inversor 30 del primer modo de realización sino también la unidad de rectificación 2B lleven a cabo la conmutación anteriormente mencionada. Es decir, el controlador 10 funciona como el dispositivo de control de conversión de potencia de esta solicitud.

Similarmente, puede aplicarse la técnica del primer modo de realización también al circuito descrito en el Documento de patente 4.

La fig. 21 es un diagrama de circuito que ilustra un aparato de conversión directa simplificado monofásico/trifásico (fig. 1 en el Documento de patente 4) divulgado en el Documento de patente 4. Además, los símbolos dados a los componentes se modifican en símbolos relacionados con esta solicitud.

En este aparato de conversión, un circuito de búfer 4a incluye un condensador C4, y la potencia es transmitida/recibida con los buses DC LH y LL. Un circuito elevador 4b eleva una tensión rectificadora  $V_{dc}$  para cargar el condensador C4.

El circuito búfer 4a incluye además el interruptor  $S_c$  configurado por un diodo, y un transistor conectado en antiparalelo. El interruptor  $S_c$  está conectado al condensador C4 en el lado del bus DC LH entre los buses DC LH y LL en serie. Los medios de conexión antiparalelo conectados en paralelo con las direcciones de conducción siendo opuestas entre sí.

Concretamente, la dirección de conducción del transistor es una dirección desde el bus DC LL hacia el bus DC LH, y la dirección de conducción del diodo es una dirección desde el bus DC LH hacia el bus DC LL.

5 El circuito elevador 4b incluye un diodo D40, un reactor L4, y un interruptor S1. El diodo D40 tiene un cátodo y un ánodo, y el ánodo está conectado entre el interruptor Sc y el condensador C4. El reactor L4 está conectado entre el bus DC LH y el cátodo. El interruptor S1 está conectado entre el bus DC LL y el cátodo. El interruptor S1 está constituido por un transistor y un diodo conectados entre sí en antiparalelo. Dicha configuración es conocida como un denominado elevador chopper. El condensador C4 es cargado por el circuito elevador 4b.

10 La conmutación de los interruptores Sc y S1 es controlada por las señales SSc y SS1. Las señales SSc y SS1 son emitidas desde el controlador 10.

15 Como ambas configuraciones y operaciones del circuito de búfer 4a y el circuito elevador 4b se describen con detalle en el Documento de patente 4 conocido públicamente, se omiten aquí detalles de los mismos. Brevemente, el condensador C4 se carga mediante la conmutación del interruptor S1 desde el bus DC LH a través del reactor L4 y el diodo D40. Además, el condensador C4 se descarga contra los buses DC LH y LL mediante la conducción del interruptor Sc.

20 Es decir, se puede entender que el condensador C4 funciona como el elemento de carga y descarga, y el interruptor Sc controla la descarga desde el elemento de carga y descarga contra los buses DC LH y LL. Además, se puede entender que la corriente que se va a introducir en los terminales de entrada 31 y 32, y la corriente de descarga del condensador C4 como elemento de carga y descarga conmutan y son emitidas por la conmutación del interruptor Sc.

25 El circuito búfer 4a es la unidad búfer que se interpone entre el rectificador de diodos monofásico 3 y el inversor de fuente de tensión 5 como el puente de diodos, y la unidad de búfer con el rectificador de diodos monofásico 3 funcionan conjuntamente como la unidad de rectificación 2C para rectificar la tensión monofásica Vi como una tensión alterna para aplicar la corriente de enlace Idc con la conmutación provocada por la conmutación del interruptor Sc.

30 En cuanto a dicha unidad de rectificación 2C, también es deseable que, de manera similar al primer modo de realización, la corriente de enlace Idc sea cero en el momento de la operación de conmutación del interruptor Sc.

35 La fig. 22 ilustra un circuito equivalente de un aparato de conversión directa monofásico/trifásico (fig. 2 en el Documento de patente 4) divulgado en el Documento de patente 4. Con referencia a la fig. 21 y la fig. 22, la corriente de enlace Idc es asignada a una corriente Ic que fluye en el condensador C4, la corriente Irec que fluye en el rectificador de diodos monofásico 3, y la corriente Iz que fluye en un período en que el inversor de fuente de tensión 5 opera en el vector de tensión cero.

40 En el circuito equivalente, la corriente Idc es tratada como una fuente de corriente, y las respectivas corrientes Ic, Irec e Iz son tratadas como las corrientes que fluyen a través de la conducción de los interruptores Sc, Srec, y Sz. Los interruptores Srec, Sc, y Sz se controlan de manera que cualquiera de ellas está siempre en conducción.

45 Como el interruptor S1 no está directamente relacionado con la conmutación para emitir la intensidad de enlace Idc, cuando la descripción acerca del interruptor S1 en el circuito equivalente se omite, el diagrama de temporización de esa operación es similar al de la fig. 20 que describe el Documento de patente 3. Sin embargo, en un período en el que el interruptor S1 se hace conducir y el condensador C4 está cargado, un período donde  $dc = 0$  está presente, y en este caso  $dz = 1 - drec$ , y se elimina el período  $tc'$  de la fig. 20.

Por lo tanto, de una manera similar a la unidad de rectificación 2B, en la fig. 4 a la fig. 7, la fig. 14 y la fig. 17 de esta solicitud, los símbolos  $drt$  y  $dst$  son sustituidos por los símbolos  $1 - dc$  y  $dc$  en la unidad de rectificación 2C.

50 Por lo tanto, incluso cuando el factor de distribución de corriente dz se establece en 0, la corriente de enlace Idc puede establecerse en 0 en la temporización en que el interruptor Sc se enciende/apaga, de modo que pueda mejorarse el factor de modulación en el inversor de fuente de tensión 5 al mismo tiempo que se lleva a cabo la conmutación de corriente cero.

55 Concretamente en el Documento de patente 4, se usa la portadora C1 que se obtiene desplazando la portadora C usada para la conmutación en el inversor de fuente de tensión 5 una magnitud de desplazamiento  $tc$  como una portadora para obtener una señal SSc.

60 En este documento, como el circuito de búfer 4a y el circuito elevador 4b operan de una manera enlazada, la portadora para obtener la señal SSc se usa también como una portadora para obtener una señal SS1. En concreto, no es necesario modificar el valor que se compara con la portadora C1 desplazada.

65 Como la generación de dicha segunda portadora C1 se lleva a cabo fácilmente mediante el retardo de la portadora C usando el dispositivo de fase descrito en el primer modo de realización, se omiten detalles de la misma. El controlador 10 modificado de dicha manera puede considerarse no solo como el controlador de inversor 30 del primer modo de realización sino también el controlador de unidad de rectificación para permitir que una unidad de rectificación 2C lleve a

cabo la conmutación. Es decir, el controlador 10 funciona como el dispositivo de control de conversión de potencia de esta solicitud.

5 El circuito divulgado en el Documento de no patente 2 tiene una configuración donde el circuito elevador es eliminado de la fig. 12 de esta solicitud (ver la fig. 11 del Documento de patente 4). También en dicha configuración, se mantiene la configuración de la unidad de rectificación 2C, y la conmutación del circuito elevador 4b no está directamente relacionada con la conmutación de la corriente de enlace  $I_{dc}$  tal como se ha descrito anteriormente. También en esta configuración, por lo tanto, puede usarse la portadora C1 obtenida mediante el desplazamiento de la portadora C que se va a usar para la conmutación del inversor de fuente de tensión 5 la magnitud de desplazamiento  $t_c$  como la portadora para obtener la señal SSc.

10 {Modificación}

15 La magnitud de desplazamiento  $t_c$ , que es un desplazamiento de la temporización en que el convertidor de fuente de corriente 2, el circuito de condensador no lineal 4, o el circuito 4a de búfer lleva a cabo la conmutación con respecto del punto de tiempo de referencia de conmutación  $t_{00}$ , no tiene que ser siempre diferente de cero, y por tanto puede estar presente el período de portadora donde  $t_c = 0$ .

20 La presente invención se ha descrito con detalle, aunque la descripción anterior es el ejemplo de todos los aspectos, y por tanto la invención no está limitada por ella. Se entiende que pueden asumirse un montón de ejemplos modificados que no se ilustran aquí sin apartarse del alcance de la presente invención.

**REIVINDICACIONES**

1. Un dispositivo de control de conversión de potencia (9, 10) para controlar un aparato de conversión de potencia, dicho aparato de conversión de potencia incluye una pluralidad de terminales de entrada (Pr, Ps, Pt; 31, 32) para recibir tensiones alternas (Vr, Vs, Vt; Vi), unos primer a tercer terminales de salida (Pu, Pv, Pw), unos primer y segundo buses DC (LH, LL), una unidad de rectificación (2; 2B; 2C) para rectificar dichas tensiones alternas mediante conmutación, haciendo que dicho primer bus DC (LH) tenga un potencial más alto que dicho segundo bus DC (LL) y aplicando una corriente DC (Idc) desde dicho primer bus DC (LH) a dicho segundo bus DC (LL), y un inversor de fuente de tensión (5) para convertir una tensión DC (Vdc) entre dicho primer bus DC (LH) y dicho segundo bus DC (LL) en tensiones trifásicas (Vu, Vv, Vw) para emitir las tensiones trifásicas a dichos terminales de salida primero y segundo, teniendo dicho inversor de fuente de tensión tres rutas de corriente conectadas entre sí en paralelo entre dichos primer y segundo buses DC (LH, LL) a los que se aplica dicha tensión DC, cada una de dichas rutas de corriente tiene unos interruptores de lado de brazo superior (Qup, Qvp, Qwp) conectados entre dicho primer bus DC y dichos primer a tercer terminales de salida, respectivamente, aplicando dichos interruptores corrientes desde dicho primer bus DC a dichos primer a tercer terminales de salida, respectivamente, durante la conducción, unos interruptores de lado de brazo inferior (Qun, Qvn, Qwn) conectados entre dichos primer a tercer terminales de salida y dicho segundo bus DC, respectivamente, aplicando dichos interruptores corrientes desde dichos primer a tercer terminales de salida a dicho segundo bus DC, respectivamente, durante la conducción, unos diodos de lado de brazo superior (Dup, Dvp, Dwp) conectados a dichos interruptores de lado de brazo superior, respectivamente, en antiparalelo, y unos diodos de lado de brazo inferior (Dun, Dvn, Dwn) conectados a los interruptores de lado de brazo inferior, respectivamente, en antiparalelo, comprendiendo dicho dispositivo: una unidad de generación de portadora (35) para generar una portadora (C2) que presenta una onda triangular en la que un valor absoluto ( $\tan\alpha$ ) de una pendiente con respecto del tiempo es constante y que alterna entre un valor mínimo (0) y un valor máximo (1); un controlador de unidad de rectificación (20; 10) para hacer que dicha unidad de rectificación lleve a cabo la conmutación en un punto de tiempo obtenido añadiendo un tiempo predeterminado (tc) a un punto de tiempo de referencia de conmutación (t00) cuando dicha portadora adopta un valor de referencia de conmutación (drt; 1-dc) no menor que dicho valor mínimo y no mayor que dicho valor máximo; y un controlador inversor (30) para controlar un encendido/apagado de dichos interruptores de lado de brazo superior y dichos interruptores de lado de brazo inferior de dicho inversor de fuente de tensión basándose en una comparación entre dichas ondas de señal y portadora correspondiente a dichas tensiones trifásicas, caracterizado por que dicho controlador inversor lleva todos los interruptores de lado de brazo superior a un estado apagado en un período de aislamiento (Ud, V0) donde un primer punto de tiempo (t01, t03) es un inicio y un punto de tiempo obtenido mediante la adición de tiempo muerto (td) a un segundo punto de tiempo (t02, t04) es una terminación, donde el tiempo muerto es el período para que cual los interruptores de lado de brazo superior (Qup, Qvp, Qwp) y los interruptores de lado de brazo inferior (Qun, Qvn, Qsn) son simultáneamente no conductores, dicho primer punto de tiempo (t01; t03) es un punto de tiempo en que dicha portadora adopta un valor de una primera onda de señal (Vu1\*; Vu2\*) de dichas ondas de señal, y dicho segundo punto de tiempo (t02, t04) es un punto de tiempo en que dicha portadora adopta un valor de una segunda onda de señal (Vu2\*; Vu1\*) de dichas ondas de señal la primera vez después de dicho primer punto de tiempo, dicha primera onda de señal y dicha segunda onda de señal tienen ondas de señal para una máxima fase de dichas tensiones trifásicas, dichos interruptores de lado de brazo superior (Qup) para aplicar una corriente correspondiente a una tensión de dicha fase máxima pasa de un estado encendido a un estado apagado en dicho primer punto de tiempo, y pasa del estado apagado al estado encendido después de que haya pasado dicho tiempo muerto desde dicho segundo punto de tiempo, dicho tiempo predeterminado (tc) se ajusta a un valor que es más largo que un valor (- $\tau$ 01) obtenido restando dicho punto de tiempo de referencia de conmutación de dicho primer punto de tiempo y es más corto que una suma de un valor ( $\tau$ 02) obtenido restando dicho punto de tiempo de referencia de conmutación de dicho segundo punto de tiempo y dicho tiempo muerto.
2. El dispositivo de control de conversión de potencia de acuerdo con la reivindicación 1, en el que dicha pluralidad de terminales de entrada son tres terminales de entrada (Pr, Ps, Pt), dicha unidad de rectificación es un convertidor de fuente de corriente (2), tiene un grupo de interruptor que incluye tres dispositivos de interruptor (Srp, Ssp, Stp) conectados entre dichos primer a tercer terminales de entrada y



dicho primer bus DC, respectivamente, y tres dispositivos de interruptor ( $S_{rn}$ ,  $S_{sn}$ ,  $S_{tn}$ ) conectados entre dichos primer a tercer terminales de entrada y dicho segundo bus DC, respectivamente, y conmuta y emite corrientes trifásicas ( $i_r$ ,  $i_s$ ,  $i_t$ ) para su introducción a dichos primer a tercer terminales de entrada mediante la conmutación de dicho grupo de interruptor.

5  
3. El dispositivo de control de conversión de potencia de acuerdo con la reivindicación 1, en el que dicha pluralidad de terminales de entrada son un par de terminales de entrada (31, 32),  
dicha unidad de rectificación (2B; 2C) tiene  
un puente de diodos (3) conectado a dicho par de terminales de entrada; y  
10 una unidad de búfer (4; 4a) que incluye elemento de carga y descarga (C41, C42; C4) y dispositivos de interruptor (S41, S42; Sc), para controlar la descarga desde dicho elemento de carga y descarga a dichos primer y segundo buses DC (LH, LL),  
dicha unidad de rectificación (2B; 2C) conmuta y emite corriente para su introducción en dicho par de terminales de entrada y descarga corriente de dicho elemento de carga y descarga mediante la conmutación de dicho grupo de interruptor.  
15

4. El dispositivo de control de conversión de potencia de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, en el que dicho tiempo predeterminado ( $t_c$ ) se establece en una mitad ( $((1/2)(\tau_{02} - \tau_{01} + t_d))$ ) de una suma de un valor ( $-\tau_{01}$ ) obtenido restando dicho punto de tiempo de referencia de conmutación ( $t_{00}$ ) de dicho primer punto de tiempo ( $t_{01}$ ), un valor ( $\tau_{02}$ ) obtenido mediante la resta de dicho punto de tiempo de referencia de conmutación de dicho segundo punto de tiempo ( $t_{02}$ ), y dicho tiempo muerto ( $t_d$ ).  
20

5. El dispositivo de control de conversión de potencia de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, en el que un valor ( $d_0$ ) obtenido mediante la resta de dicha primera onda de señal de dicha segunda onda de señal es mayor que un valor ( $-t_d \cdot \tan \alpha$ ) obtenido mediante la resta de un producto de un valor absoluto ( $\tan \alpha$ ) de dicha pendiente de dicha portadora y dicho tiempo muerto ( $t_d$ ) de cero.  
25

6. El dispositivo de control de conversión de potencia de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, en el que dicho tiempo predeterminado ( $t_c$ ) se ajusta a una mitad ( $t_d/2$ ) de dicho tiempo muerto.  
30 0

FIG. 1

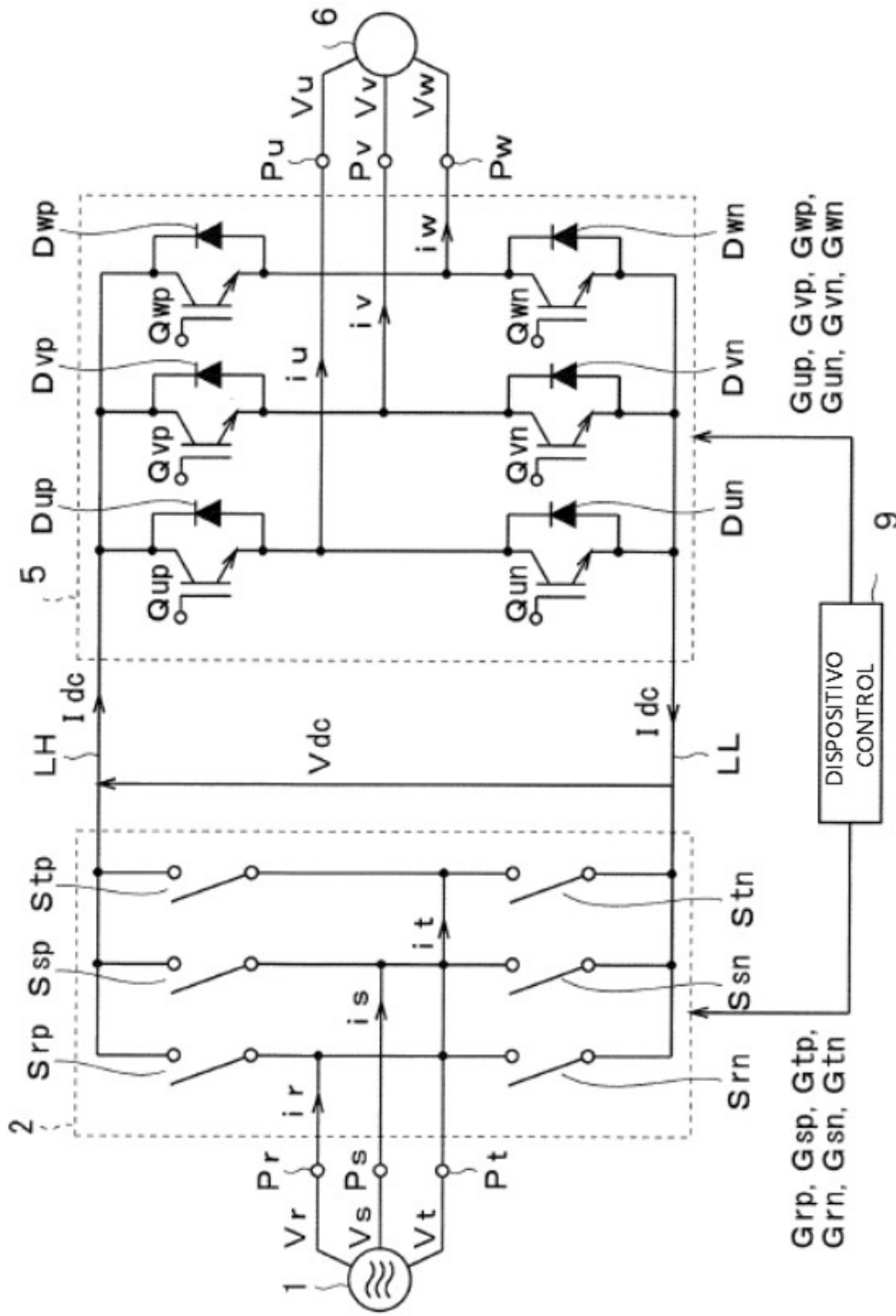


FIG. 2

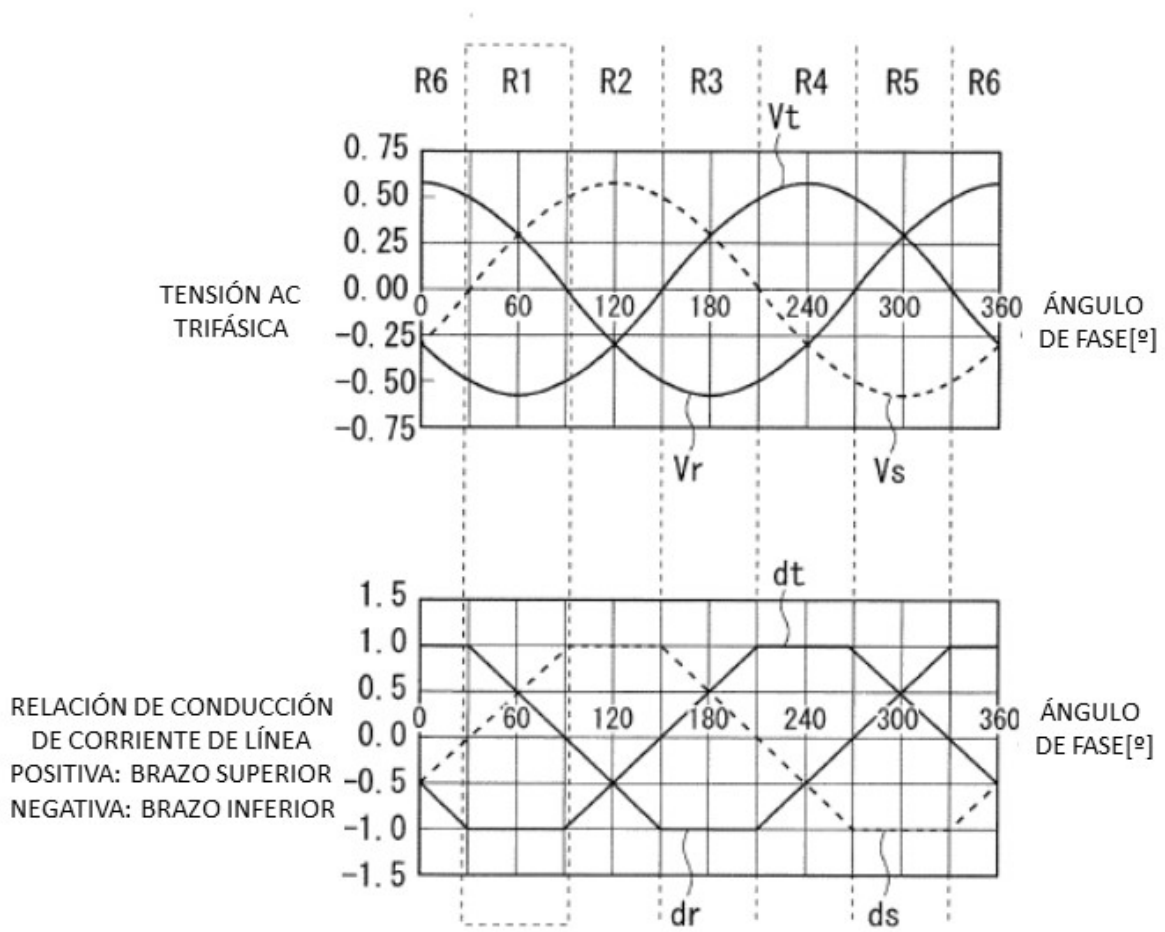


FIG. 3

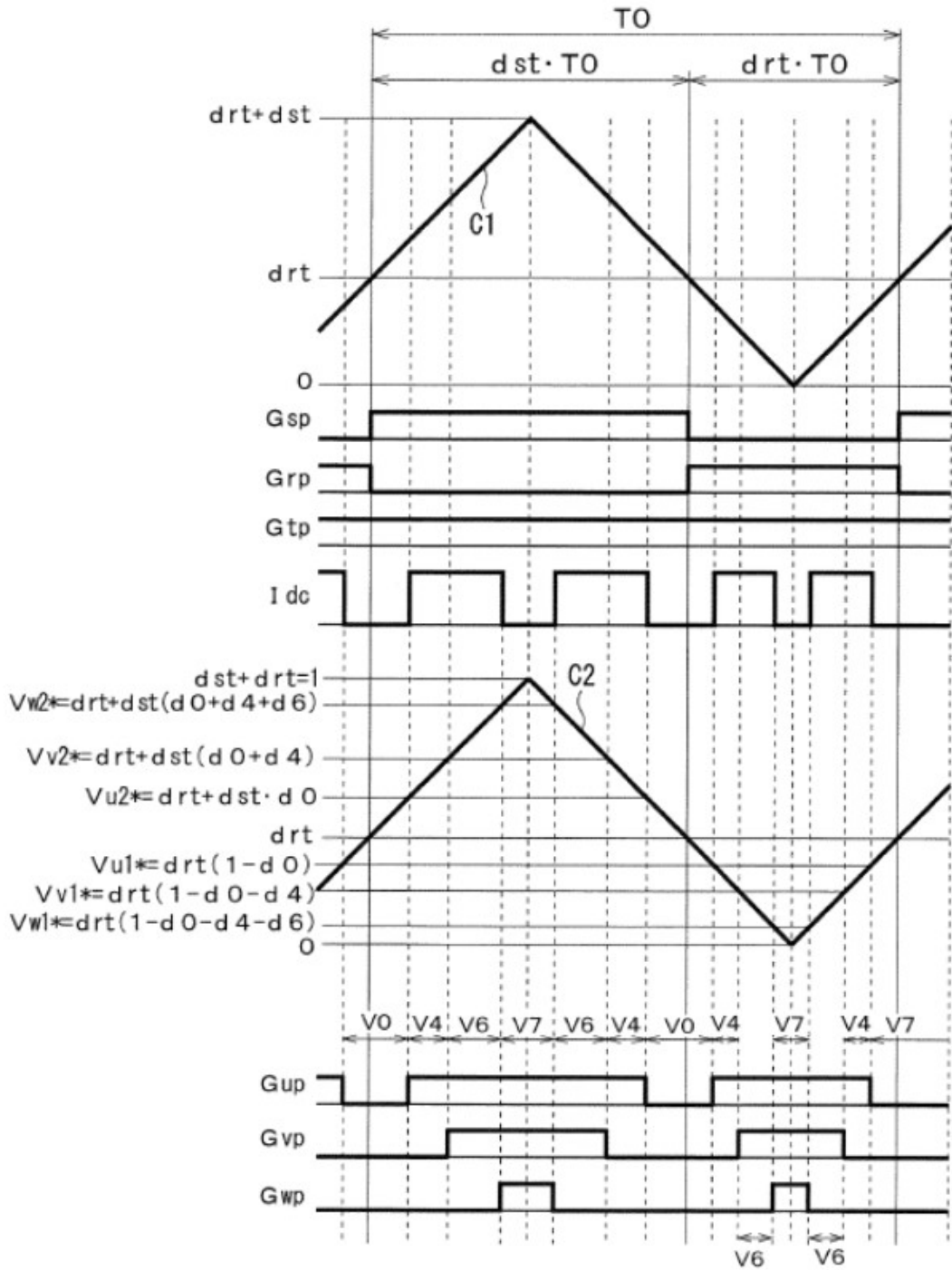


FIG. 4

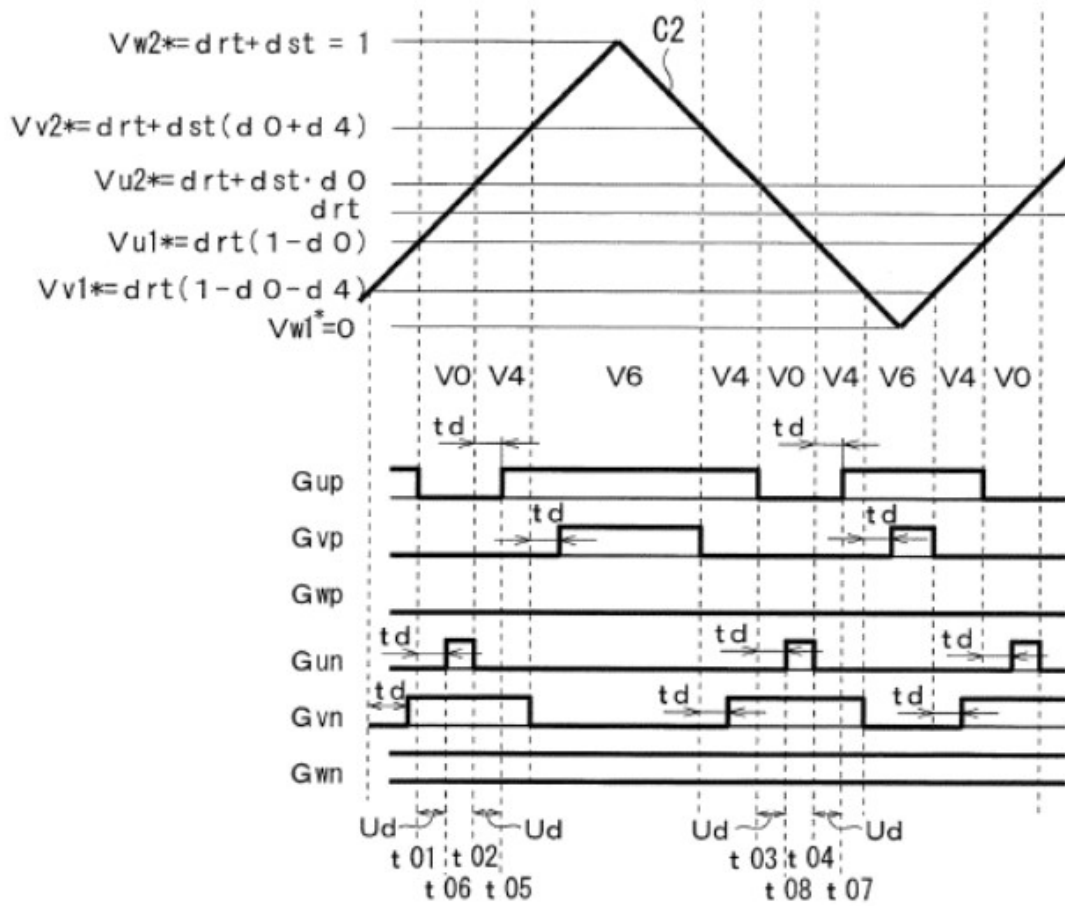


FIG. 5

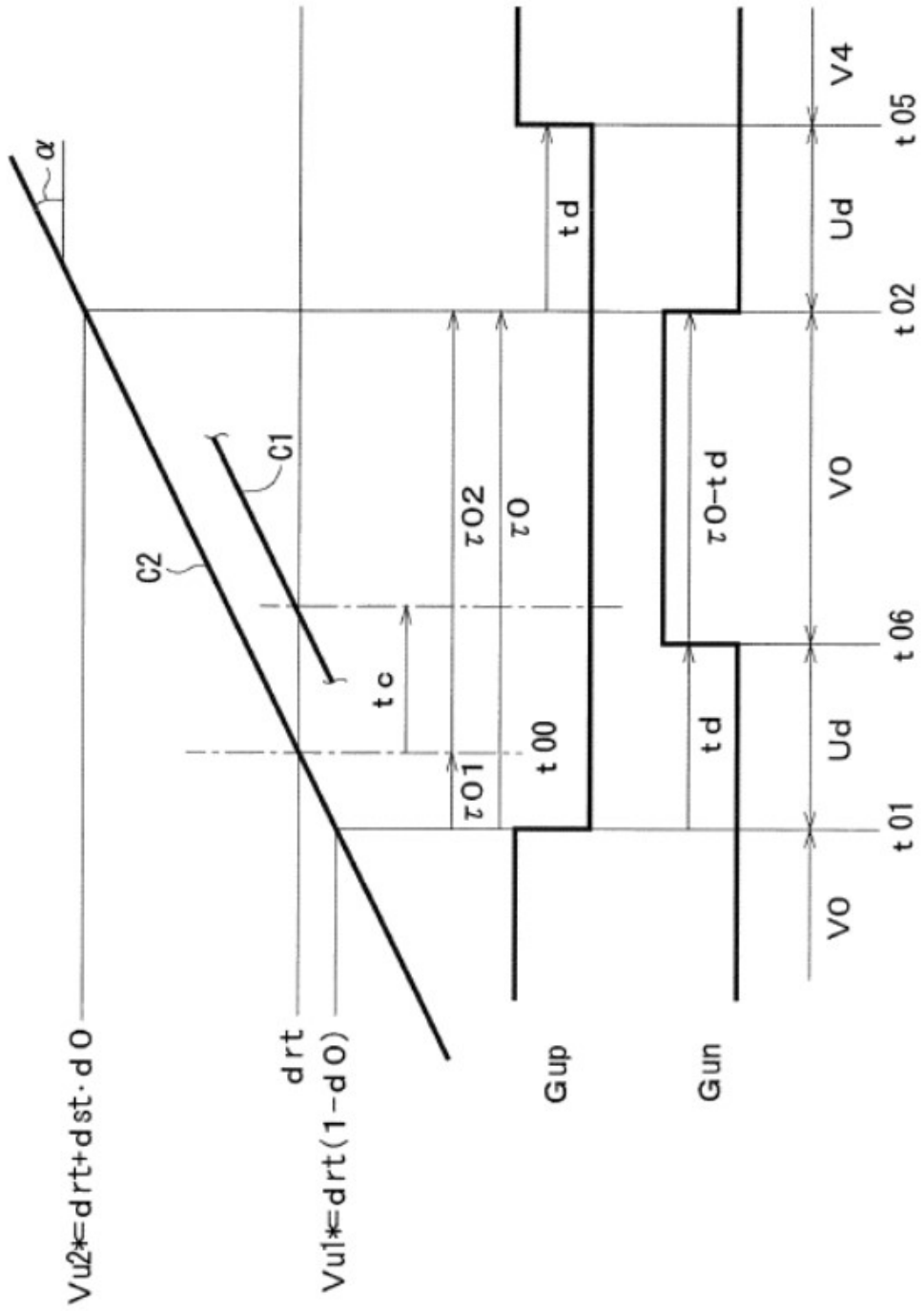
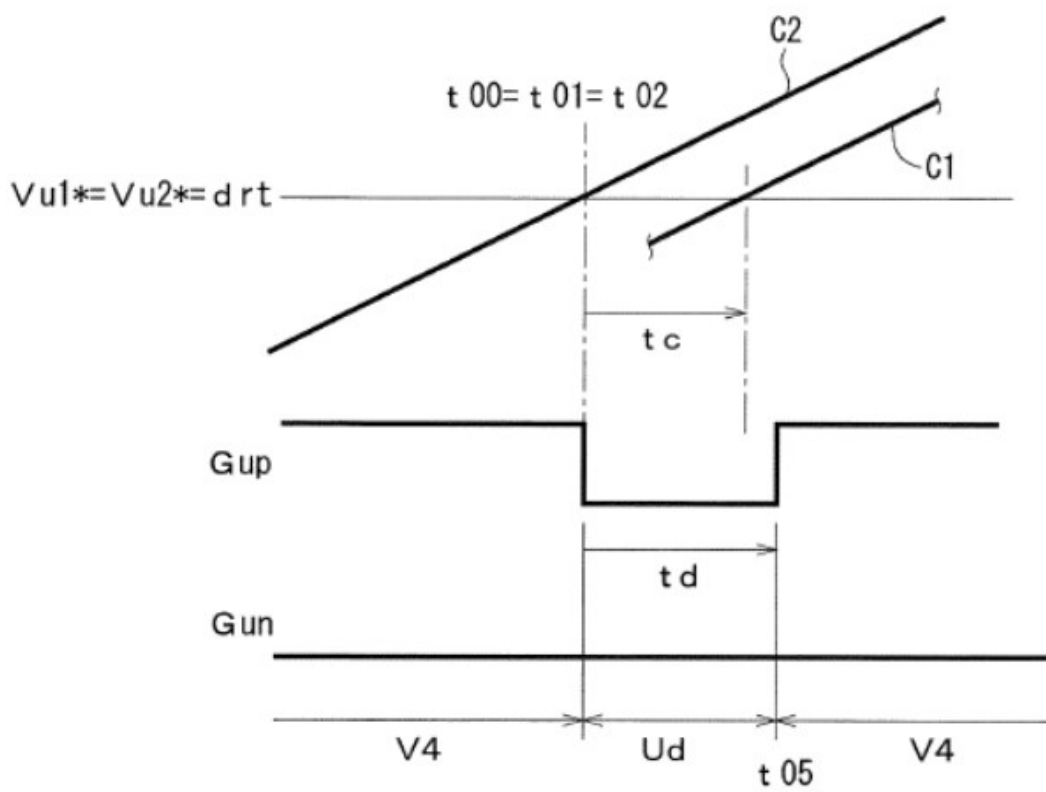
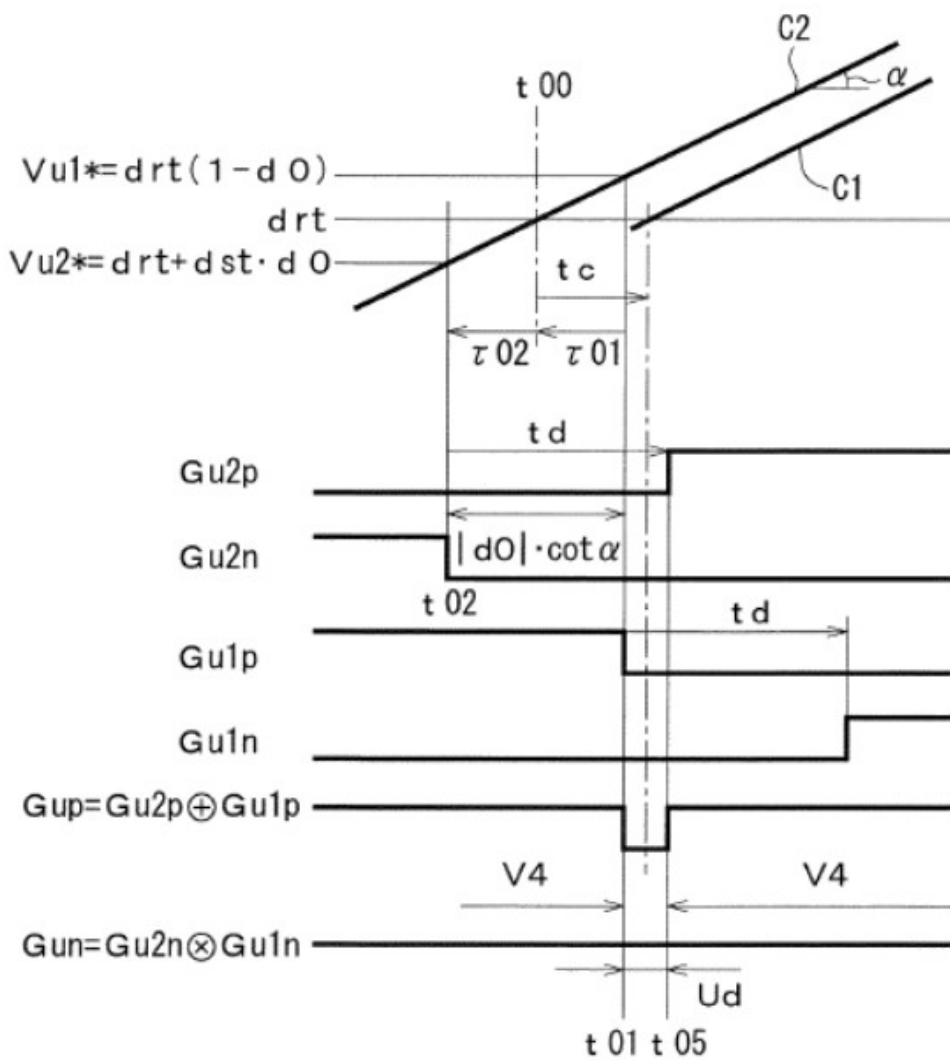


FIG. 6



F I G . 7





F I G . 8

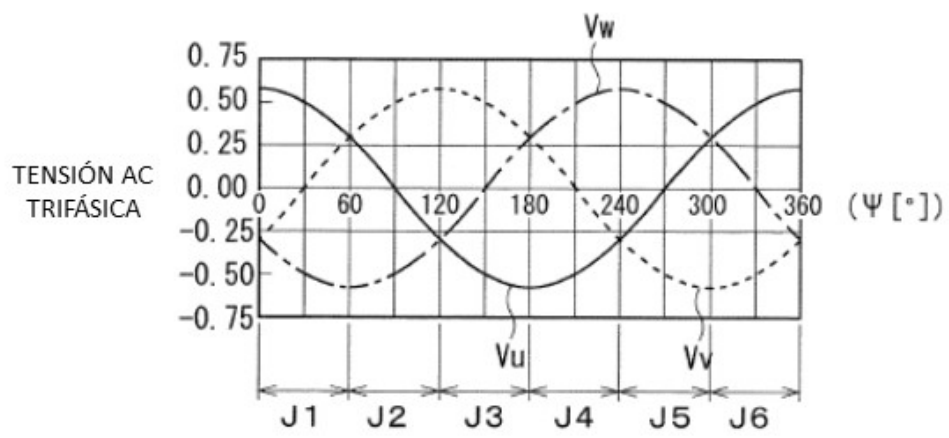


FIG. 9

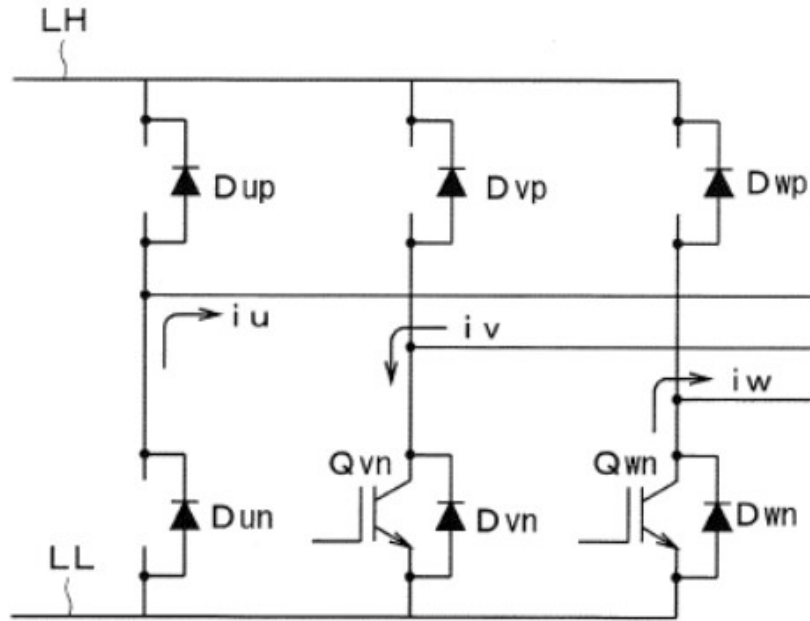


FIG. 10

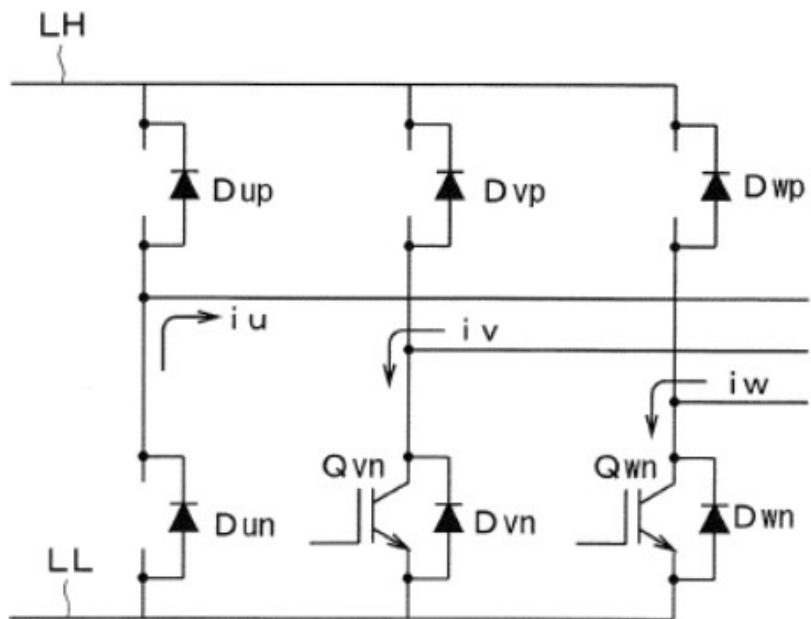


FIG. 11

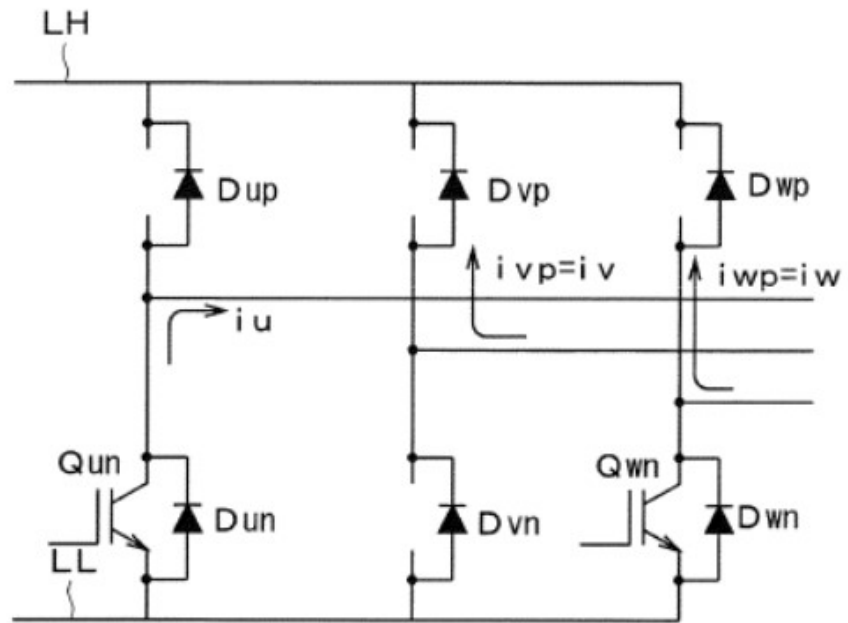


FIG. 12

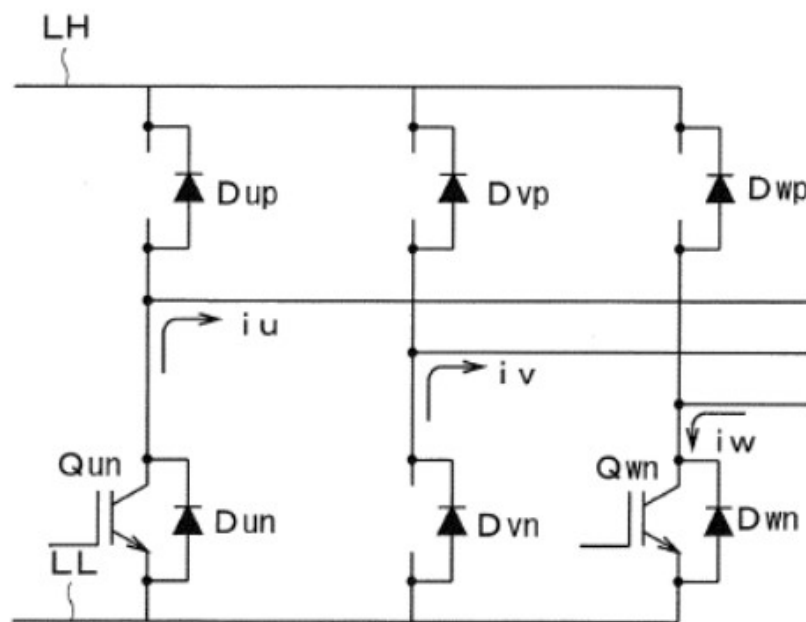


FIG. 13

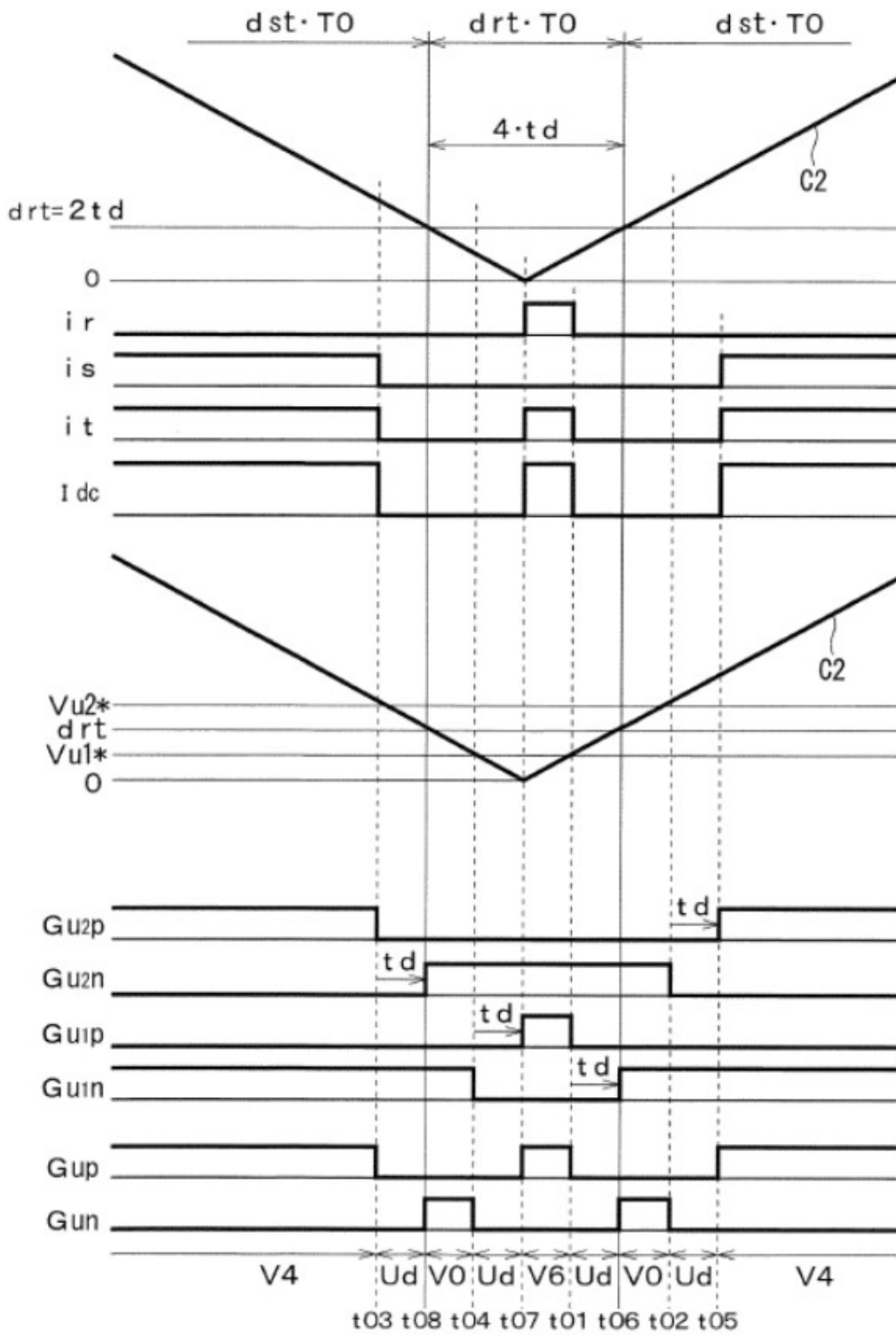


FIG. 14

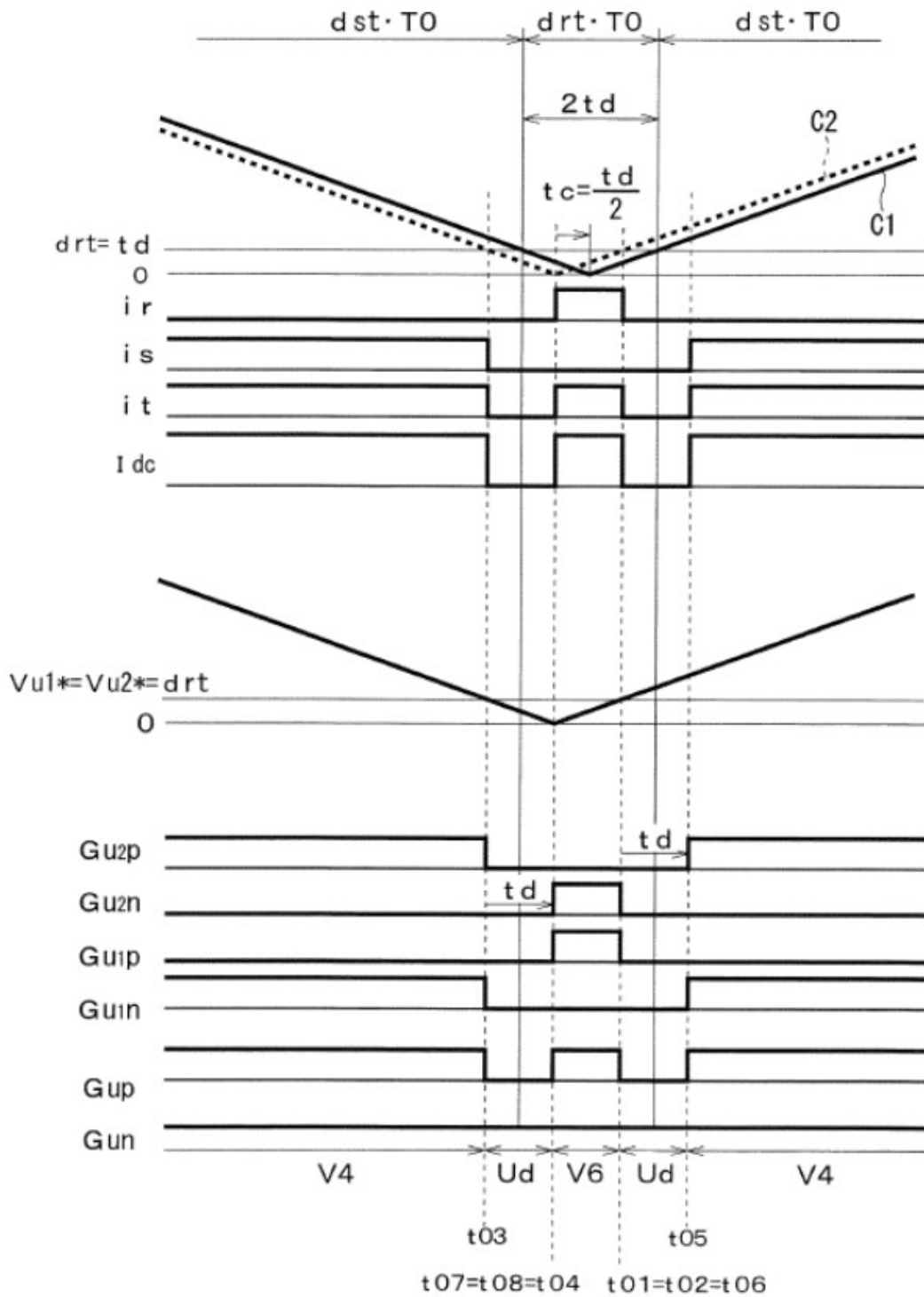


FIG. 15

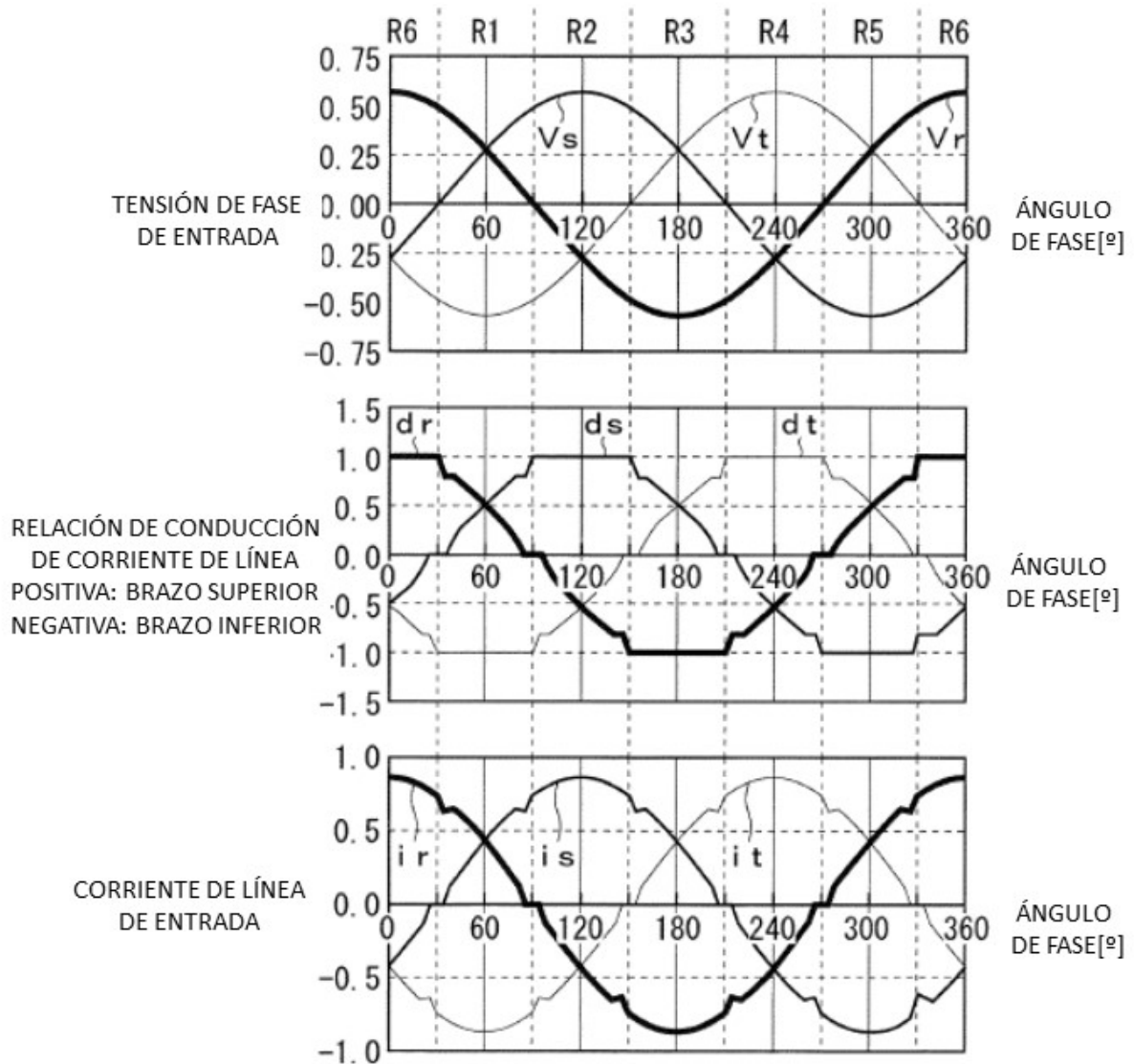


FIG. 16

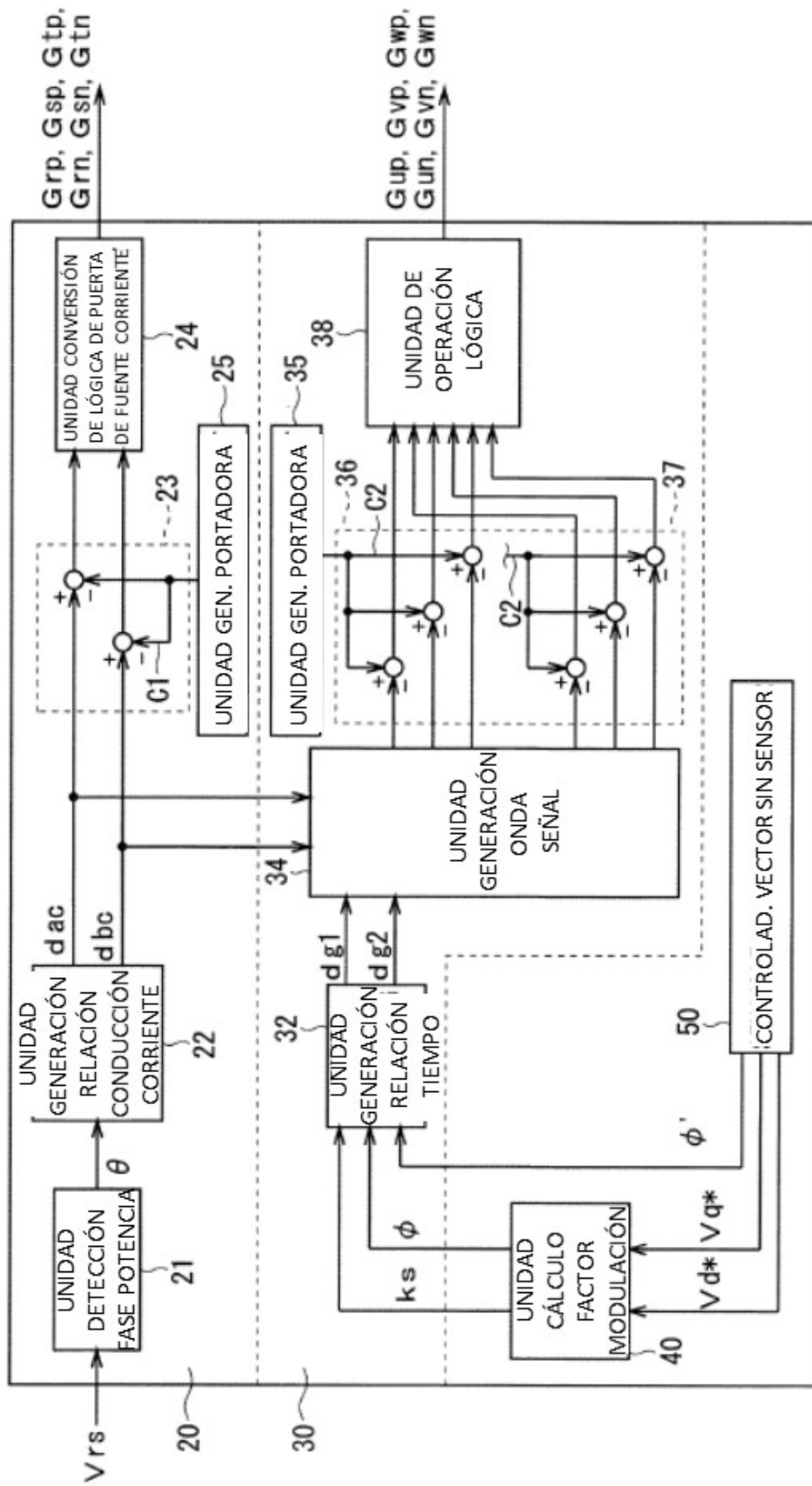


FIG. 17

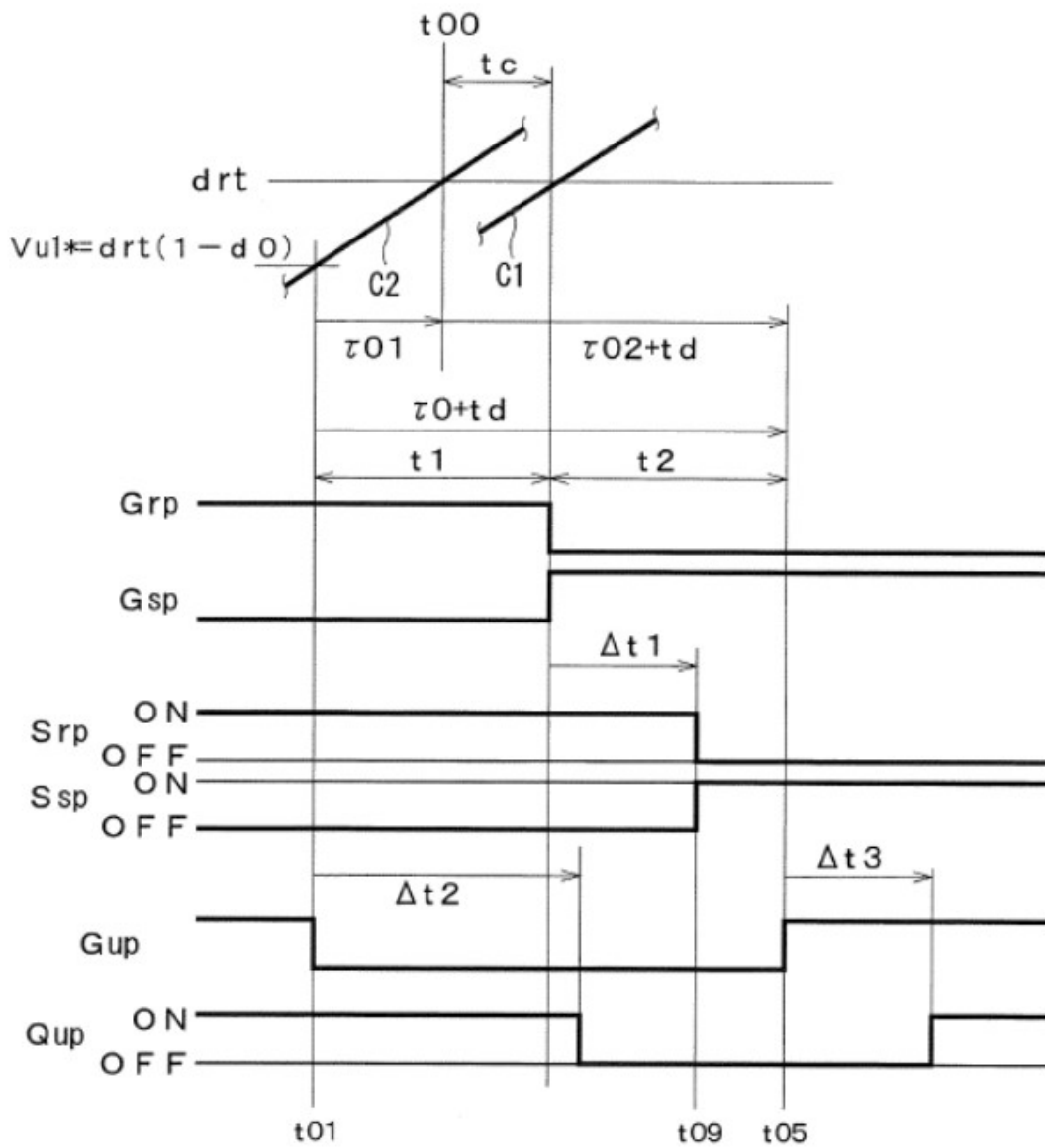
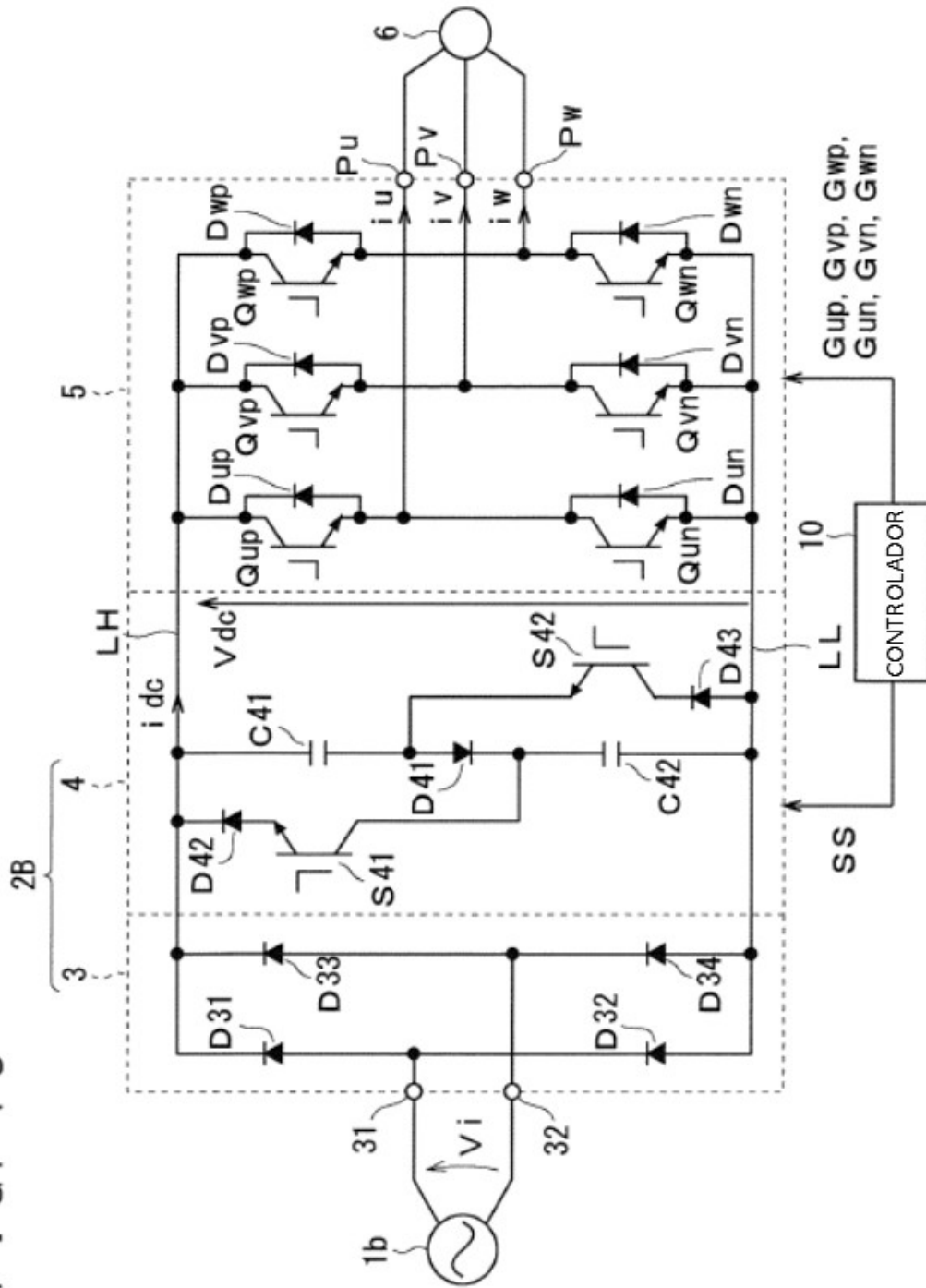
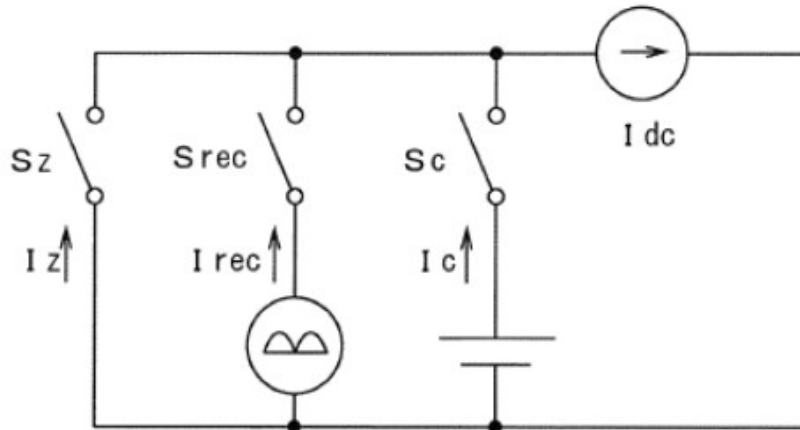




FIG. 18



F I G . 1 9



F I G . 2 0

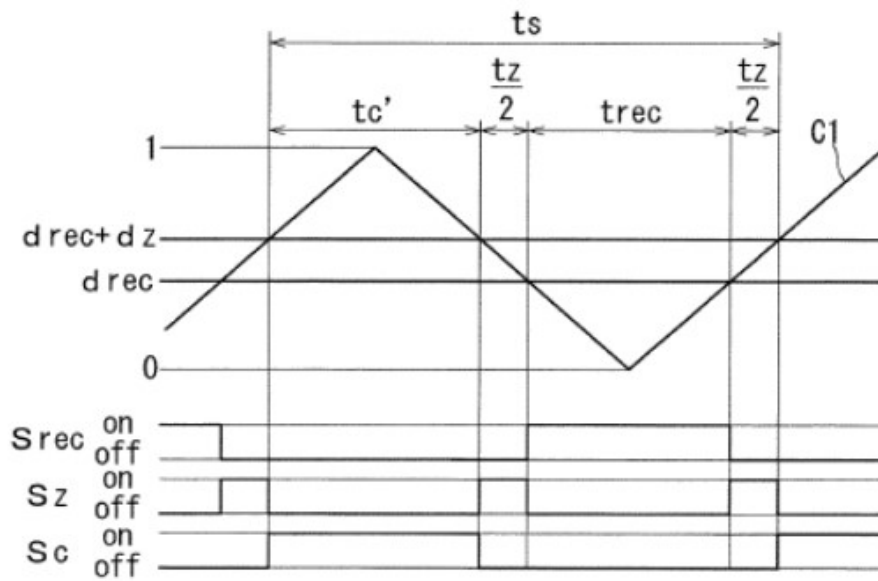


FIG. 21

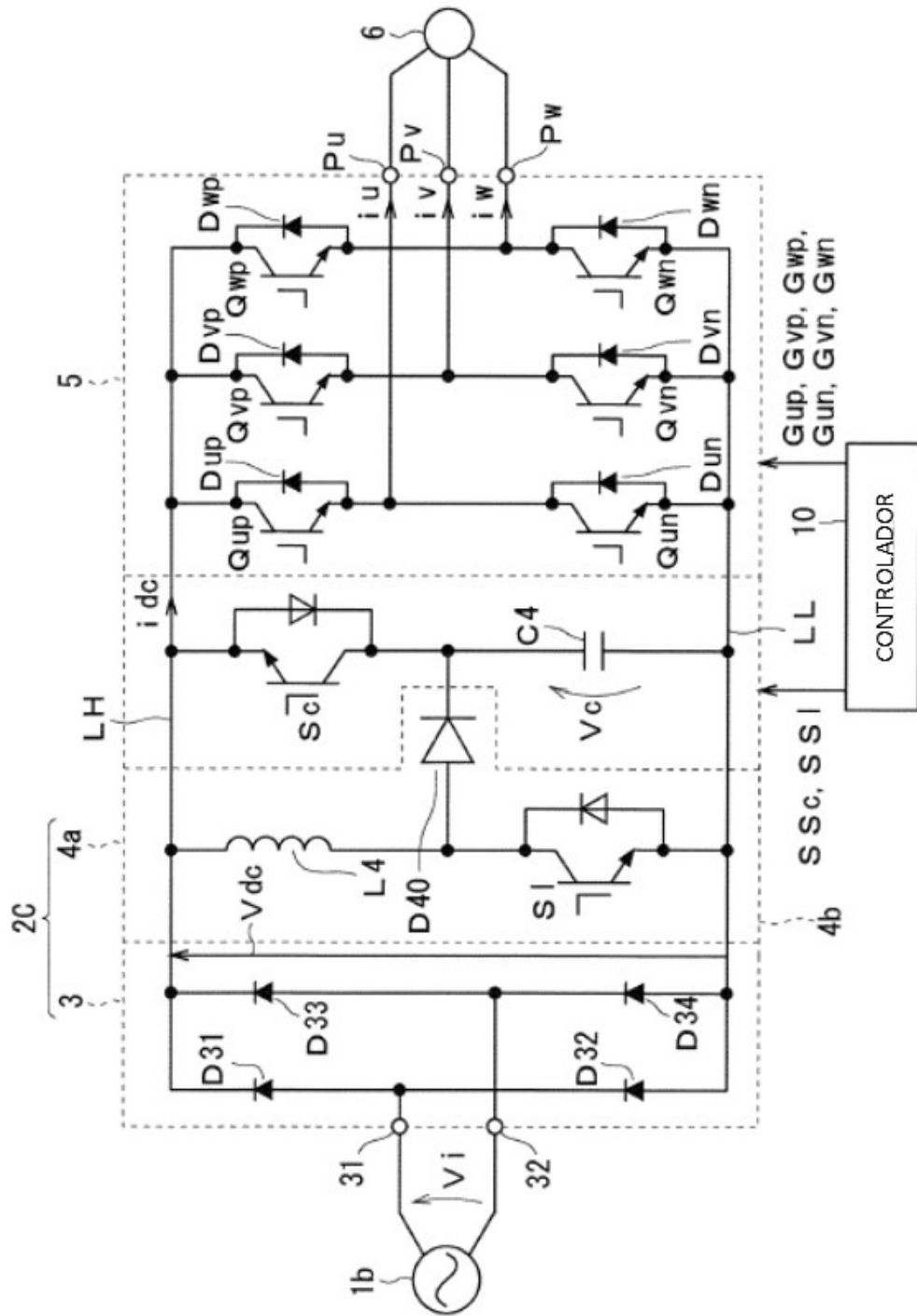


FIG. 22

