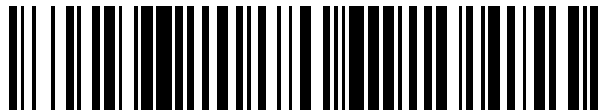


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 811 598**

51 Int. Cl.:

H02M 7/48

(2007.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **04.10.2013 PCT/JP2013/077105**

87 Fecha y número de publicación internacional: **17.04.2014 WO14057883**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **04.10.2013 E 13845473 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **03.06.2020 EP 2908422**

54 Título: **Dispositivo de conversión de energía directa y método para controlar el dispositivo de conversión de energía directa**

30 Prioridad:

10.10.2012 JP 2012225211

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

12.03.2021

73 Titular/es:

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

72 Inventor/es:

SAKAKIBARA KENICHI

74 Agente/Representante:

ELZABURU, S.L.P

ES 2 811 598 T3

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

DESCRIPCIÓN

Dispositivo de conversión de energía directa y método para controlar el dispositivo de conversión de energía directa

Campo técnico

5 La presente invención se refiere a un dispositivo de conversión de energía directa y a un método para controlar el dispositivo de conversión de energía directa, y particularmente se refiere a un dispositivo de conversión de energía directa provisto de un circuito tampón y un circuito de refuerzo en un enlace de CC.

Antecedentes de la técnica

10 El documento de patente 1 describe un dispositivo de conversión de energía directa. El dispositivo de conversión de energía directa incluye un rectificador de diodos, un inversor y un circuito de carga/descarga. El rectificador de diodos lleva a cabo la rectificación de onda completa en un voltaje de CC monofásico y envía el voltaje a un par de líneas de alimentación de CC (enlace de CC). El circuito de carga/descarga se provee en el enlace de CC e incluye un circuito de tampón y un circuito de refuerzo. El circuito tampón tiene un interruptor y un condensador que están conectados en serie entre sí entre el par de líneas de alimentación de CC. El interruptor se ubica en el lado positivo del electrodo del enlace de CC con respecto al condensador. El circuito de refuerzo aumenta el voltaje rectificado del rectificador de diodos para cargar el condensador. Por lo tanto, el condensador se carga con un voltaje más alto que el voltaje rectificado. Por lo tanto, cuando el interruptor del circuito tampón se convierte en conductor, el presente condensador descarga electricidad. El inversor recibe una entrada de un voltaje de CC del enlace de CC, lo convierte en un voltaje de CA y genera el voltaje.

15 Además, en el documento de patente 1, se provee un filtro en el lado de entrada del rectificador de diodos. El presente filtro es un filtro denominado filtro LC, provisto de un reactor y un condensador.

20 Debe observarse que, como técnicas relacionadas con la presente invención, se describen los documentos de patente 2 a 8 y los documentos no de patente 1 a 5.

25 Con más detalle, el documento de patente 7 describe un aparato de accionamiento de motor para accionar un motor de CA que usa una energía eléctrica regenerativa así como una energía eléctrica de una fuente de alimentación de CA, que comprende una sección de convertidor para rectificar y convertir una corriente alterna de la fuente de alimentación de CA en una corriente continua, una sección de inversor conectada al motor de CA y convertir la corriente continua convertida en una corriente alterna para impulsar el motor de CA, un enlace de CC para conectar la sección de convertidor y la sección de inversor; un controlador de accionamiento para controlar una operación de la sección de inversor según las señales de control de un controlador de anfitrión, y una sección de almacenamiento de energía conectada al enlace de CC, para almacenar energía eléctrica regenerativa en un accionamiento de desaceleración del motor de CA y descargar la energía eléctrica almacenada en una unidad de aceleración del motor de CA, la sección de almacenamiento de energía teniendo una interfaz con el controlador de anfitrión o el controlador de accionamiento de modo que los límites superiores de la corriente/voltaje de carga se pueden cambiar según los datos ingresados a través de la interfaz.

30 El documento de patente 8 describe un cortocircuito que tiene un elemento de conmutación, una resistencia, etc., a través del cual una corriente eléctrica puede fluir solo en una dirección designada, y que está configurado para cerrar el elemento de conmutación al mismo tiempo que se detiene la operación.

35 Además, el documento no de patente 5 propone una configuración de circuito y un método de control para un convertidor monofásico a trifásico con una descarga activa y un circuito de carga para el desacoplamiento de potencia entre el lado de entrada y salida. El circuito propuesto puede mejorar la relación de transferencia de voltaje a 0,707. La validez de la estrategia de control propuesta se confirma mediante los resultados de la simulación. El rizado de potencia al doble de la frecuencia del suministro de energía se puede suprimir adecuadamente mediante la utilización de un condensador tampón de solo 100 μ F a 1 kW. La THD de la corriente de entrada y de la corriente de salida son inferiores al 4% y se obtiene el factor de potencia unitario. Además, casi toda la eficiencia de más del 89% (voltaje de entrada = 100V) o 94% (voltaje de entrada = 200V) se obtiene por prototipo.

Documentos de la técnica anterior**Documentos de patente**

Documento de patente 1: Solicitud de patente japonesa abierta a inspección pública No. 2011-193678

Documento de Patente 2: Patente Japonesa No. 4135026

50 Documento de patente 3: Solicitud de patente japonesa abierta a inspección pública No. 2011-050159

Documento de Patente 4: Patente Japonesa No. 3772898

Documento de Patente 5: Patente Japonesa No. 4766181

Documento de Patente 6: Patente Japonesa No. 4067021

Documento de Patente 7: EP 1 484 832 A2

Documento de Patente 8: JP S62 180996 A

Documentos no de patente

5 Documento no de patente 1: Ohnuma, Itoh, "*Basic Investigation and Capacitance Reduction method of A Novel Single-Phase to Three-Phase Power Converter*", Documentos de la reunión técnica sobre convertidor de potencia de semiconductores, IEE Japón, SPC-08-162 (2008)

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

10 Documento no de patente 3: Ohnuma, Itoh, "*Control Strategy of Single Phase to Three Phase Converter Using an Active Snubber*", 2008 IEE Japan Industry Applications Science Conference, 1-20 (2008)

Documento no de patente 4: Yoshiya Ohnuma, Jun-ichi Itoh, "*Comparison of Boost Chopper and Active Buffer as Single to Three Phase Converter*", IEEE ECCE 2011, pp. 515-521 (2011)

15 Documento no de patente 5: Yoshiya Ohnuma y otros: "*A control method for a single-to-three phase power converter with an active buffer and a charge circuit*", CONGRESO Y EXPOSICIÓN DE CONVERSIÓN DE ENERGÍA (ECCE), 2010 IEEE, IEEE, PISCATAWAY, NJ, EE. UU., 12 de septiembre de 2010, páginas 1801-1807

Compendio de la invención

Problemas a resolver por la invención

20 Sin embargo, en el documento de patente 1, no se tiene en cuenta la posición del condensador que forma el filtro. Por lo tanto, para reducir un voltaje nominal del condensador que forma el filtro, se considera la provisión de este condensador no en el lado de entrada del rectificador sino en el lado de salida de aquel.

25 El condensador del circuito tampón se carga por el circuito de refuerzo con un voltaje más alto que el voltaje rectificado. Mientras tanto, el condensador del filtro está al mismo nivel que el voltaje rectificado. Por lo tanto, cuando el interruptor del circuito tampón se convierte en conductor, fluye una corriente desde el condensador del circuito tampón hasta el condensador del filtro, para aumentar el voltaje entre ambos extremos del condensador del filtro.

Por consiguiente, es un objeto de la presente invención proveer un dispositivo de conversión de potencia directa que pueda evitar un aumento innecesario de voltaje a lo largo de un condensador que forma un filtro incluso cuando el condensador se provee en el lado de salida de un rectificador.

30 La invención se define en las reivindicaciones independientes anexas. Las reivindicaciones dependientes definen realizaciones preferidas. La invención se establece en el conjunto de reivindicaciones anexas. Las realizaciones y/o ejemplos de la siguiente descripción que no están cubiertos por las reivindicaciones anexas no se consideran parte de la presente invención.

El objeto, las características, los aspectos y las ventajas de la presente invención serán más evidentes mediante las siguientes descripciones detalladas y los dibujos anexas.

35 Breve descripción de los dibujos

[Figura 1] Un diagrama constitucional que muestra un ejemplo de una configuración conceptual de un dispositivo de conversión de energía directa

[Figura 2] Un diagrama constitucional que muestra un ejemplo de la configuración conceptual del dispositivo de conversión de energía directa

40 [Figura 3] Un diagrama constitucional que muestra un ejemplo de la configuración conceptual del dispositivo de conversión de energía directa

[Figura 4] Un diagrama constitucional que muestra un ejemplo de la configuración conceptual del dispositivo de conversión de energía directa

[Figura 5] Un diagrama que muestra un ejemplo de cantidades en el dispositivo de conversión de energía directa

45 [Figura 6] Un diagrama ampliado del gráfico de la Figura 5

[Figura 7] Un diagrama que muestra un ejemplo de cantidades en el dispositivo de conversión de energía directa

- [Figura 8] Un diagrama ampliado del gráfico de la Figura 7
- [Figura 9] Un diagrama constitucional que muestra un ejemplo de la configuración conceptual del dispositivo de conversión de energía directa
- 5 [Figura 10] Un diagrama constitucional que muestra un ejemplo de la configuración conceptual del dispositivo de conversión de energía directa
- [Figura 11] Un diagrama que muestra un ejemplo de un voltaje de CA monofásico y corrientes de entrada que se ingresan por el rectificador de diodos
- [Figura 12] Un diagrama de circuito que muestra un circuito equivalente de un circuito de conversión de energía directa que se muestra en la Figura 1
- 10 [Figura 13] Un diagrama conceptual que muestra una forma de onda de una corriente que fluye en un reactor de un circuito de refuerzo
- [Figura 14] Un diagrama que muestra vectores de voltaje
- [Figura 15] Un diagrama de tiempos que explica la operación del dispositivo de conversión de energía directa en un período de entrega
- 15 [Figura 16] Un diagrama de tiempos que explica la operación del dispositivo de conversión de energía directa en un período de recepción
- [Figura 17] Un diagrama que muestra un ejemplo de una corriente de entrada, un voltaje entre ambos extremos del reactor del circuito de refuerzo y un deber de rectificación
- 20 [Figura 18] Un diagrama que muestra un ejemplo de una corriente de entrada, un voltaje entre ambos extremos del reactor del circuito de refuerzo, una señal de conmutación de control y un deber de rectificación
- [Figura 19] Un diagrama que muestra un ejemplo de una configuración conceptual de una parte de control
- [Figura 20] Un diagrama que muestra un ejemplo del voltaje de CA monofásico y las corrientes de entrada
- [Figura 21] Un diagrama que muestra un ejemplo de las corrientes de entrada

Descripción de las realizaciones

25 Primera realización

<Configuración del dispositivo de conversión de energía directa>

Como se muestra en la Figura 1, el presente dispositivo de conversión de energía directa está provisto de un rectificador 2 de diodos, un filtro 3, un circuito 4 de carga/descarga y un inversor 5.

30 El rectificador 2 de diodos está conectado a un suministro 1 de energía de CA monofásico y está provisto de diodos D21 a D24. Los diodos D21 a D24 constituyen un circuito de puente, que lleva a cabo la rectificación de onda completa monofásica en un voltaje de CA monofásico V_{in} ingresado desde el suministro 1 de energía de CA monofásico para convertirlo en un voltaje rectificado, y lo genera entre líneas de alimentación de CC LH y LL. La línea de alimentación de CC LH se aplica con un voltaje más alto que el de la línea de alimentación de CC LL. Una corriente de entrada i_{in} fluye desde el suministro 1 de energía de CA monofásico hacia el rectificador 2 de diodos.

35 El filtro 3 está provisto de un reactor L3 y un condensador C3. El condensador C3 se provee entre las líneas de alimentación de CC LH y LL. El reactor L3 se provee en la línea de alimentación de CC LH o la línea de alimentación de CC LL (la línea de alimentación de CC LH en la ilustración de la Figura 1) en el lado más cercano al rectificador 2 de diodos que el condensador C3. El reactor L3 y el condensador C3 cooperan entre sí para formar el denominado filtro LC.

40 El condensador C3 es, por ejemplo, un condensador de película y tiene una pequeña capacitancia en comparación con la capacitancia de un condensador electrolítico. Dicho condensador C3 apenas suaviza el voltaje rectificado emitido por el rectificador 2 de diodos. Por lo tanto, un voltaje v_3 entre ambos extremos del condensador C3 se riza en el mismo ciclo que un ciclo de un rizado del voltaje rectificado.

45 Además, aunque el reactor L3 se provee en el lado de salida del rectificador 2 de diodos en la ilustración de la Figura 1, se puede proveer en el lado de entrada del rectificador 2 de diodos como se ilustra en la Figura 2. En la Figura 2, el reactor L3 se provee en una línea de entrada que se conecta entre el rectificador 2 de diodos y el suministro 1 de energía de CA monofásico. Dicho reactor L3 también puede formar el filtro LC junto con el condensador C3.

El circuito 4 de carga/descarga se provee en un lado opuesto al rectificador 2 de diodos con respecto al condensador C3, y tiene un circuito 4a tampón, un circuito 4b de refuerzo y una parte 4c de bloqueo de corriente. El circuito 4a tampón incluye un condensador C4, y la energía se transfiere entre el circuito 4 tampón y las líneas de alimentación de CC LH y LL.

5 El circuito 4a tampón incluye además un transistor (aquí, un transistor bipolar de tipo puerta de aislamiento: en lo sucesivo abreviado como "IGBT", por sus siglas en inglés) Sc que está conectado en paralelo inverso a un diodo D42. El transistor Sc está conectado en serie al condensador C4 en el lado de la línea de alimentación de CC LH entre las líneas de alimentación de CC LH y LL. Aquí, la conexión paralela inversa significa dicha conexión paralela en la que las direcciones hacia adelante se invierten entre sí. Específicamente, una dirección hacia adelante del transistor Sc es una dirección desde la línea de alimentación de CC LL hacia la línea de alimentación de CC LH, y una dirección hacia adelante del diodo D42 es una dirección desde la línea de alimentación de CC LH hacia la línea de alimentación de CC LL. Es posible sujetar el transistor Sc y el diodo D42 juntos como un elemento de interruptor (primer interruptor).

10 El circuito 4b de refuerzo aumenta el voltaje rectificado del rectificador 2 de diodos (más específicamente, el voltaje v3 entre ambos extremos del condensador C3), para cargar el condensador C4. Por ejemplo, el circuito 4b de refuerzo incluye un diodo D40, un reactor L4 y un transistor (aquí, IGBT) S1. El diodo D40 está provisto de un cátodo y un ánodo, y el cátodo está conectado entre el primer interruptor y el condensador C4. El reactor L4 está conectado entre la línea de alimentación de CC LH y el ánodo del diodo D40. El transistor S1 está conectado entre la línea de alimentación de CC LL y el ánodo del diodo D40. Un diodo D41 está conectado en paralelo inverso al transistor S1, y estos se pueden sujetar juntos como un elemento de interruptor (segundo interruptor). Dicha configuración se conoce como un convertidor elevador.

15 El condensador C4 se carga por el circuito 4b de refuerzo para generar un voltaje vc entre ambos extremos que es más alto que el voltaje v3 entre ambos extremos. Específicamente, al permitir que una corriente fluya desde la línea de alimentación de CC LH a la línea de alimentación de CC LL a través del segundo interruptor, la energía se almacena en el reactor L4, y posteriormente al apagar el segundo interruptor, la energía se almacena en el condensador C4 a través del diodo D40.

20 Dado que el voltaje vc entre ambos extremos es mayor que el voltaje v3 entre ambos extremos, básicamente no fluye corriente en el diodo D42. Por lo tanto, la conducción/no conducción del primer interruptor depende completamente de la del transistor Sc. Por lo tanto, no solo el transistor Sc sino también el primer interruptor formado por este y el diodo D42 juntos pueden denominarse en lo sucesivo como un interruptor Sc.

25 Además, dado que el potencial de la línea de alimentación de CC LH es mayor que el de la línea de alimentación de CC LL, básicamente no fluye corriente en el diodo D41. Por lo tanto, la conducción/no conducción del segundo interruptor depende de la del transistor S1. Por lo tanto, no solo el transistor S1 sino también el segundo interruptor formado por este y el diodo D41 juntos pueden denominarse en lo sucesivo como un interruptor S1.

30 La parte 4c de bloqueo de corriente se provee en la línea de alimentación de CC LH o la línea de alimentación de CC LL entre los condensadores C3 y C4, para bloquear una corriente que fluye del condensador C4 al condensador C3. La parte 4c de bloqueo de corriente se realiza en un diodo D43, por ejemplo. En la ilustración de la Figura 1, el diodo D43 se provee en la línea de alimentación de CC LH, y su dirección hacia adelante es una dirección desde el rectificador 2 de diodos hacia el inversor 5.

35 Dicho circuito 4 de carga/descarga produce casi el mismo voltaje que el voltaje v3 entre ambos extremos del condensador C3 cuando el interruptor Sc no es conductor, y genera casi el mismo voltaje que el voltaje vc entre ambos extremos del condensador C4 cuando el interruptor Sc es conductor.

40 El inversor 5 convierte un voltaje de CC emitido por el circuito 4 de carga/descarga en un voltaje de CA, y lo envía a los extremos de salida Pu, Pv, Pw. El inversor 5 incluye seis elementos de conmutación Sup, Svp, Swp, Sun, Svn, Swn. Los elementos de conmutación Sup, Svp, Swp están conectados respectivamente entre los extremos de salida Pu, Pv, Pw y la línea de alimentación de CC LH, y los elementos de conmutación Sun, Svn, Swn están conectados respectivamente entre los extremos de salida Pu, Pv, Pw y la línea de alimentación de CC LL. El inversor 5 constituye el denominado inversor de tipo voltaje, e incluye seis diodos Dup, Dvp, Dwp, Dun, Dvn, Dwn.

45 Un cátodo de cualquiera de los diodos Dup, Dvp, Dwp, Dun, Dvn, Dwn se dispone hacia el lado de la línea de alimentación de CC LH, y su ánodo de aquellos se dispone hacia el lado de la línea de alimentación de CC LL. El diodo Dup está conectado en paralelo al elemento de conmutación Sup entre el extremo de salida Pu y la línea de alimentación de CC LH. De manera similar, los diodos Dvp, Dwp, Dun, Dvn, Dwn están conectados respectivamente en paralelo a los elementos de conmutación Svp, Swp, Sun, Svn, Swn.

50 Por ejemplo, se emplea un IGBT (transistor bipolar de tipo puerta de aislamiento) para cada uno de los elementos de conmutación Sup, Svp, Swp, Sun, Svn, Swn.

55 Una carga 6 inductiva es, por ejemplo, un rotador y gira según el voltaje de CA del inversor 5.

- Según dicho dispositivo de conversión de energía directa, el voltaje v_c entre ambos extremos del condensador C4 se convierte en mayor que el voltaje v_3 entre ambos extremos del condensador C3 debido al circuito 4b de refuerzo. Por lo tanto, suponiendo que no se provee la parte 4c de bloqueo de corriente, cuando el interruptor Sc se convierte en conductor, la corriente fluye del condensador C4 al condensador C3. Esto conduce a un aumento innecesario en el voltaje v_3 entre ambos extremos del condensador C3.
- Por otro lado, en el presente dispositivo de conversión de energía directa, la parte 4c de bloqueo de corriente bloquea el flujo de la corriente del condensador C4 al condensador C3. Por lo tanto, es posible evitar el aumento innecesario de voltaje v_3 entre ambos extremos del condensador C3.
- Además, dado que se puede evitar el aumento de voltaje v_3 entre ambos extremos, el voltaje v_3 entre ambos extremos se puede llevar a cabo al mismo nivel que el voltaje rectificado por el rectificador 2 de diodos. Por consiguiente, por ejemplo, cuando el interruptor Sc se convierte en no conductor y la corriente fluye del convertidor (el rectificador 2 de diodos y el filtro 3) al inversor 5, el voltaje v_3 entre ambos extremos al mismo nivel que el voltaje rectificado puede ingresarse en el inversor 5.
- Por otro lado, el control en el documento de patente 1 es un control basado en la idea de que el voltaje rectificado se introduce en el inversor 5 cuando la corriente fluye del convertidor al inversor 5, como se describe en detalle más adelante. Como se describe más arriba, según el presente dispositivo de conversión de energía directa, dado que el voltaje v_3 entre ambos extremos al mismo nivel que el voltaje rectificado puede ingresarse en el inversor 5 en ese momento, el presente dispositivo de conversión de energía directa es adecuado para el control en el documento de patente 1.
- Como se describe más arriba, según el presente dispositivo de conversión de energía directa, es posible reducir un voltaje nominal del condensador C3 en comparación con el caso de provisión del condensador en el lado de entrada del rectificador 2 de diodos y, además, el presente dispositivo de conversión de energía directa es adecuado para el control (p.ej., el control en el documento de patente 1) sobre la premisa de la idea de que el voltaje rectificado se introduce en el inversor 5 cuando la corriente fluye del convertidor (rectificador 2 de diodos + filtro 3) al inversor 5.
- <Posición de la parte de bloqueo de corriente>
- En las ilustraciones de las Figuras 1 y 2, el diodo D43 se provee en la línea de alimentación de CC LH entre el circuito 4a tampón y el circuito 4b de refuerzo. Esto es deseable en términos de reducir una pérdida que se genera en el diodo D43. Por ejemplo, pero sin estar cubierto por el alcance de la reivindicación 1, cuando el diodo D43 se provee en la línea de alimentación de CC LH en una etapa previa al circuito 4b de refuerzo como en la Figura 3, una corriente que fluye al circuito 4b de refuerzo (a saber, una corriente que fluye en el reactor L4, indicada por una flecha en la Figura 3) atraviesa el diodo D43. Por otro lado, en las ilustraciones de las Figuras 1 y 2, la corriente que fluye en el circuito 4b de refuerzo no atraviesa el diodo D43. Por lo tanto, es posible reducir la pérdida que se genera en el diodo D43. En otras palabras, es posible cargar el condensador C4 para evitar la pérdida debida al diodo D43.
- <Parte de bloqueo de corriente>
- En una ilustración de la Figura 4, que no está cubierta por el alcance de la reivindicación 1, la parte 4c de bloqueo de corriente está provista del diodo D43 y de un interruptor S4. El diodo D43 y el interruptor S4 se proveen en la línea de alimentación de CC LH entre el circuito 4a tampón y el circuito 4b de refuerzo, y se conectan en serie entre sí. Una dirección hacia adelante del diodo D43 es una dirección del rectificador 2 de diodos hacia el inversor 5. El interruptor S4 es, por ejemplo, un IGBT y su dirección hacia adelante es la misma que la del diodo D43.
- Debe observarse que, aunque el diodo D43 se provee en la ilustración de la Figura 4, el diodo D43 puede no proveerse. En el presente caso, el interruptor S4 se hace conductor exclusivamente desde el interruptor Sc. Por lo tanto, es posible bloquear la corriente que fluye del condensador C4 al condensador C3 incluso sin que se provea el diodo D43.
- Por otro lado, es deseable proveer el diodo D43 en términos de reducción de un voltaje inverso que se aplica al interruptor S4. El voltaje inverso mencionado aquí es un voltaje en una dirección inversa al voltaje que se aplica al interruptor S4 cuando la corriente fluye en la dirección hacia adelante, y es un voltaje con un potencial más alto en el extremo en el lado del condensador C4 fuera de ambos extremos del interruptor S4. Cuando se provee el diodo D43, un cuerpo conectado en serie del diodo D43 y el interruptor S4 soporta el voltaje inverso que se aplica a la parte 4c de bloqueo de corriente y, de esta manera, permite la reducción del voltaje inverso que se aplica al interruptor S4.
- Además, la presente parte 4c de bloqueo de corriente permite que el convertidor (rectificador 2 de diodos + filtro 3) funcione como un convertidor de fuente de corriente. Esto se debe a que la parte 4c de bloqueo de corriente tiene la llamada capacidad de bloqueo inverso ya que tiene el diodo D43, y además tiene el interruptor S4.
- Dicha parte 4c de bloqueo de corriente también puede bloquear el flujo de la corriente del condensador C4 al condensador C3. Sin embargo, la parte 4c de bloqueo de corriente tiene, de manera deseable, el diodo D43 solo en los siguientes términos. Es decir, como se describe en detalle más abajo, cuando se genera un aumento de voltaje instantáneo en el voltaje de CA monofásico V_{in} , una corriente fluye en la parte 4c de bloqueo de corriente, y en

términos de magnitud de esta corriente, la parte 4c de bloqueo de corriente tiene, de manera deseable, el diodo D43 solo.

La Figura 5 muestra el voltaje de CA V_{in} , un voltaje de CC V_{dc} que se introduce en el inversor 5, el voltaje v_c entre ambos extremos del condensador C4 y una corriente i_4 que fluye en la parte 4c de bloqueo de corriente cuando la generación del voltaje instantáneo aumenta en el voltaje de CA monofásico V_{in} del suministro 1 de energía de CA monofásico en el dispositivo de conversión de energía directa de la Figura 4, y la Figura 6 es un diagrama ampliado de la Figura 5. La Figura 7 muestra el voltaje de CA monofásico V_{in} , el voltaje de CC V_{dc} , el voltaje v_c entre ambos extremos y la corriente i_4 cuando la generación del voltaje instantáneo aumenta en el voltaje de CA V_{in} en el dispositivo de conversión de energía directa de la Figura 1, y la Figura 8 es un diagrama ampliado de la Figura 7.

Aquí, una amplitud del voltaje de CA monofásico V_{in} es del orden de aproximadamente 325 [V], y toma principalmente una forma de onda sinusoidal. Sin embargo, en las ilustraciones de las Figuras 5 a 8, se aplica un impulso con forma de sobretensión al presente voltaje de CA monofásico V_{in} . Por ejemplo, un impulso con un ancho de impulso de 50 [μs] se aplica a los alrededores del pico de la amplitud del voltaje de CA monofásico V_{in} , y el voltaje de CA monofásico V_{in} se eleva, de esta manera, a un valor de voltaje de 800 [V] como máximo.

En la Figura 5, el voltaje de CC V_{dc} toma el voltaje v_c entre ambos extremos, el voltaje v_3 entre ambos extremos (el mismo nivel que el voltaje rectificado), o cero. Cabe señalar que el voltaje v_3 entre ambos extremos está al mismo nivel que el voltaje rectificado, e idealmente tiene una forma de onda a lo largo de un valor absoluto de la onda sinusoidal que se muestra por el voltaje de CA monofásico V_{in} .

El valor que toma el voltaje de CC V_{dc} se puede describir en relación con la conducción/no conducción de los interruptores S_c , S_4 . Es decir, también con referencia a la Figura 4, el voltaje v_c entre ambos extremos se introduce en el inversor 5 en un período en el que el interruptor S_c es conductor y, por lo tanto, el voltaje de CC V_{dc} toma el voltaje v_c entre ambos extremos. En un período en el que el interruptor S_c es no conductor y el interruptor S_4 es conductor, el voltaje v_3 entre ambos extremos del condensador C3 se introduce en el inversor 5 y, por lo tanto, el voltaje de CC V_{dc} toma el voltaje v_3 entre ambos extremos. En un período en el que ambos interruptores S_c , S_4 son no conductores, el voltaje de CC V_{dc} toma cero.

Además, en la presente realización, el voltaje v_c entre ambos extremos es ondulante. Más específicamente, el voltaje v_c entre ambos extremos disminuye en un período T_1 (cada uno de los períodos en que los ángulos de fase del suministro de energía son de 0 a 45 grados, de 135 a 225 grados y de 315 a 360 grados cuando el voltaje de CA monofásico V_{in} se considera como la onda sinusoidal). Esto se debe a que en el período T_1 , el interruptor S_c se activa adecuadamente y el condensador C4 se descarga adecuadamente. Por otro lado, en un período T_2 distinto del período T_1 , el voltaje v_c entre ambos extremos aumenta. Esto se debe a que en el período T_2 , el circuito 4b de refuerzo (interruptor S_1) funciona mientras el interruptor S_c se mantiene no conductor para cargar el condensador C4. Sin embargo, en la Figura 5, el aumento de voltaje instantáneo se ha generado en el voltaje de CA monofásico V_{in} , y esto provoca un aumento en el voltaje v_c entre ambos extremos. Una descripción a este respecto se proveerá más adelante.

Como se describe más arriba, el voltaje v_c entre ambos extremos disminuye en el período T_1 y aumenta en el período T_2 . Es decir, el voltaje v_c entre ambos extremos se riza en un ciclo que es la mitad de un ciclo del voltaje de CA monofásico V_{in} . Sin embargo, el voltaje v_c entre ambos extremos puede ser casi constante.

Cuando el aumento de voltaje instantáneo se genera en el voltaje de CA V_{in} como se ilustra en las Figuras 5 y 6, en relación con esto, el voltaje v_3 entre ambos extremos del condensador C3 aumenta. Cuando el interruptor S_4 es no conductor en este caso, el condensador C4 se carga a través de los reactores L3, L4 y el diodo D40. Por consiguiente, el reactor L3 se encuentra además en un canal de carga del condensador C4 en comparación con un canal de carga del condensador C3 y, por lo tanto, el aumento del voltaje v_c entre ambos extremos es suave en comparación con el aumento del voltaje v_3 entre ambos extremos. En el presente caso, por lo tanto, el voltaje v_3 entre ambos extremos puede aumentar y superar el voltaje v_c entre ambos extremos.

Como se describe, cuando el interruptor S_4 se convierte en conductor en el estado en que el voltaje v_c entre ambos extremos es más alto que el voltaje v_3 entre ambos extremos, una corriente relativamente grande (llamada corriente de irrupción) fluye del condensador C3 al condensador C4 a través del interruptor S_4 y de los diodos D42, D43. Esto se debe a que el interruptor S_4 y los diodos D42, D43 que se encuentran en este canal no suprimen en gran medida la corriente en el canal. En las ilustraciones de las Figuras 5 y 6, la corriente i_4 que fluye en la parte 4c de bloqueo de corriente supera 3000 [A] como máximo. En el presente caso, el voltaje de CC V_{dc} toma el voltaje v_3 entre ambos extremos ya que el voltaje v_3 entre ambos extremos se ingresa en el inversor 5, y el voltaje v_3 entre ambos extremos se convierte en casi igual al voltaje v_c entre ambos extremos, por lo que el voltaje de CC V_{dc} que se ingresa en el inversor 5 se convierte en casi igual al voltaje v_c entre ambos extremos, como se muestra en las Figuras 5 y 6.

Luego, cuando el interruptor S_4 se convierte nuevamente en no conductor, el voltaje v_3 entre ambos extremos puede convertirse en más alto que el voltaje v_c entre ambos extremos nuevamente. Cuando el interruptor S_4 se convierte en conductor nuevamente en este estado, una corriente grande fluye en la parte 4c de bloqueo de corriente otra vez. En las ilustraciones de las Figuras 5 y 6, también en el caso de que el interruptor S_4 se convierta

en conductor por segunda vez, una gran corriente i_4 fluye debido a la generación del aumento instantáneo de voltaje.

Por otro lado, en las ilustraciones de las Figuras 7 y 8, el voltaje de CC V_{dc} no toma cero. Esto se debe a que el interruptor S4 no se provee en el dispositivo de conversión de energía directa de la Figura 1. También en el dispositivo de conversión de energía directa de la Figura 1, el voltaje v_3 entre ambos extremos aumenta debido al aumento de voltaje instantáneo en el voltaje de CA monofásico V_{in} . Cuando el voltaje de salida del rectificador 2 de diodos aumenta y los diodos D42, D43 se convierten en conductores, una corriente fluye no desde el condensador C3 sino desde el rectificador 2 de diodos al condensador C4 a través de la parte 4c de bloqueo de corriente y del diodo D42. Con el reactor L3 de pie en este canal, se puede suprimir una tasa de aumento de la corriente i_4 con respecto al tiempo. El pico de la corriente i_4 puede, por consiguiente, suprimirse. En el presente caso, la corriente i_4 varía a lo largo de una onda de diente de sierra, y su valor máximo no es mayor que el orden de 100 [A] en las ilustraciones de las Figuras 7 y 8.

Como se describe más arriba, según el dispositivo de conversión de energía directa de la Figura 1, el pico de la corriente i_4 que fluye en la parte 4c de bloqueo de corriente se puede hacer aproximadamente de 1/30 en comparación con el dispositivo de conversión de energía directa de la Figura 4. Por lo tanto, es posible adoptar un diodo con una pequeña capacidad de corriente como el diodo D43.

Cabe señalar que en las ilustraciones de las Figuras 7 y 8, el valor máximo de la corriente i_4 en un estado estable se encuentra en el orden de 20 [A]. Por lo tanto, el pico (aproximadamente 100 [A]) de la corriente i_4 en relación con el aumento de voltaje instantáneo se encuentra en el orden de cinco veces mayor que la corriente i_4 en el estado estable. Dado que la resistencia a prueba de sobretensiones de un diodo es, en general, diez veces mayor o mayor que un valor nominal, cuando una corriente nominal del diodo D43 se selecciona al mismo nivel que una corriente nominal del inversor 5, el diodo D43 puede soportar el pico de la corriente debido al aumento de la potencia instantáneo.

Segunda realización

Un dispositivo de conversión de energía directa según una segunda realización está provisto además de una resistencia R3 que está conectada en paralelo al reactor L3, como se muestra en la Figura 9. El reactor L3 puede proveerse en el lado de entrada del rectificador 2 de diodos como en la primera realización, y también en el presente caso, la resistencia R3 está conectada en paralelo al reactor L3 como se muestra en la Figura 10.

Dicha resistencia R3 funciona como la llamada resistencia de amortiguamiento. Por lo tanto, mediante el ajuste de un valor de resistencia de la presente resistencia R3, se puede ajustar una forma de onda de la corriente de entrada i_{in} que se introduce en el rectificador 2 de diodos. En lo sucesivo, se describirá en detalle la relación entre el valor de resistencia de la resistencia R3 y la forma de onda de la corriente de entrada i_{in} . La Figura 11 muestra un voltaje de CA monofásico V_{in} y corrientes de entrada i_{in} en el caso de que los valores de resistencia de la resistencia R3 sean diferentes. En la Figura 11, el voltaje de CA V_{in} se representa esquemáticamente como un gráfico en la parte superior, la corriente de entrada i_{in} cuando el valor de resistencia de la resistencia R3 es 10 [Ω] se muestra debajo del voltaje de CA V_{in} , y la corriente de entrada i_{in} cuando el valor de resistencia de la resistencia R3 es 100 [Ω] se muestra en la parte inferior.

Debe observarse que aquí, 460 [μ H] se adopta como inductancia del reactor L3, y 25 [μ F] se adopta como una capacitancia del condensador C3. En el presente caso, un factor de atenuación del filtro 3 cuando el valor de resistencia de la resistencia R3 es 10 [Ω] es 0,22, y un factor de atenuación cuando el valor de resistencia de la resistencia R3 es 100 [Ω] es 0,02.

Como se muestra en la Figura 11, se ha generado un componente armónico de alta frecuencia en la corriente de entrada i_{in} . El presente componente armónico se provoca por la conmutación del inversor 5 o similar. El componente armónico en el caso de que el valor de resistencia de la resistencia R3 sea 10 [Ω] puede verse como un componente armónico cerca de donde la corriente de entrada i_{in} toma el pico o la parte inferior.

En la Figura 11, una amplitud de vibración del componente armónico es menor cuando el valor de resistencia es 10 [Ω] que cuando el valor de resistencia es 100 [Ω]. Es decir, cuanto mayor es el valor de resistencia de la resistencia R3, menor es el componente armónico.

Por otro lado, como se muestra en la Figura 11, cuando el valor de resistencia de la resistencia R3 es 100 [Ω], se ha generado una distorsión de una frecuencia inferior al componente armónico en la corriente de entrada i_{in} . Esto se provoca por una diferencia de fase entre la corriente de entrada i_{in} y el voltaje de CA V_{in} , como se describirá a continuación. Es decir, cuando una fase de la corriente de entrada i_{in} avanza con respecto al voltaje de CA monofásico V_{in} , en un punto de tiempo t_1 cuando la corriente de entrada i_{in} disminuye y llega a cero, el voltaje de CA monofásico V_{in} toma un valor positivo v_0 .

Luego, en un período t_{10} cuando el voltaje de CA V_{in} disminuye desde el valor v_0 y llega a cero, el voltaje de CA V_{in} es positivo. El presente período t_{10} es el tiempo de avance de fase para la corriente de entrada i_{in} con respecto al voltaje de CA V_{in} y, por lo tanto, se denominará tiempo de avance de fase t_{10} de aquí en adelante. Dado que el

voltaje de CA V_{in} es positivo en el presente período t_{10} , el rectificador 2 de diodos no se convierte en conductor, a saber, la corriente de entrada lin no puede convertirse en negativa sino convertirse en cero.

Además, dado que el voltaje de CA V_{in} toma el valor positivo v_0 en el punto de tiempo t_1 , el voltaje v_3 entre ambos extremos del condensador C3 no se convierte en cero, sino que toma un valor predeterminado (p.ej., valor v_0) como un valor mínimo.

Inmediatamente después de que el voltaje de CA V_{in} cae por debajo de cero, ya que el valor absoluto (voltaje rectificado) del voltaje de CA V_{in} no supera el voltaje v_3 entre ambos extremos del condensador C3, el rectificador 2 de diodos no se convierte en conductor y la corriente de entrada lin se mantiene en cero. Es decir, como se ilustra en la Figura 11, la corriente de entrada lin también es cero en un período t_{20} que transcurre del punto de tiempo cuando el voltaje de CA V_{in} llega a cero a un punto de tiempo cuando su valor absoluto coincide con el voltaje v_3 entre ambos extremos.

Cuando el valor absoluto del voltaje de CA V_{in} luego supera el voltaje v_3 entre ambos extremos del condensador C3, el rectificador 2 de diodos se convierte en conductor. La corriente de entrada lin cambia abruptamente en relación con la presente conducción, y cuando el valor de resistencia de la resistencia R3 es grande y el factor de atenuación del filtro 3 es pequeño, la corriente de entrada lin vibra por una acción de resonancia del filtro LC (cf. la corriente de entrada lin en el caso de que el valor de resistencia sea $100 [\Omega]$). En lo sucesivo, una forma de onda de vibración de la corriente de entrada lin se denominará una forma de onda de resonancia de filtro.

Por otro lado, cuando el valor de resistencia de la resistencia R3 es pequeño y el factor de atenuación del filtro LC es grande, apenas se genera una vibración debida a la resonancia en la corriente de entrada lin. Es decir, cuanto menor es el valor de resistencia de la resistencia R3, menor es la amplitud de la forma de onda de resonancia del filtro.

Como se describe más arriba, el componente armónico causado por la conmutación del inversor 5 o similar y la amplitud de la forma de onda de resonancia del filtro causada por la resonancia del filtro LC tienen una relación de compensación entre sí con respecto al valor de resistencia de la resistencia R3. Al ajustar el valor de resistencia de la resistencia R3 en consideración de dicha relación de compensación, es posible ajustar adecuadamente la forma de onda de la corriente de entrada lin. Por ejemplo, en el caso de reducción, preferentemente, de la amplitud de la resonancia del filtro, se adopta un valor relativamente pequeño como el valor de resistencia de la resistencia R3.

Tercera realización

Una configuración de un dispositivo de conversión de energía directa según una tercera realización es la misma que la del dispositivo de conversión de energía directa según la primera o segunda realización. Aquí, se pretende suprimir un componente de frecuencia de resonancia de la corriente de entrada lin por control. Primero, se resumirá un ejemplo de un método para controlar el dispositivo de conversión de energía directa y, a continuación, se describirá el control para suprimir la vibración de la corriente de entrada lin.

<Idea básica de reducción del rizado de potencia>

En el dispositivo de conversión de energía directa que se muestra en la Figura 1m, el rectificador 2 de diodos lleva a cabo la rectificación de onda completa. Por consiguiente, en un caso donde la energía que se consume en el inversor 5 y la carga 6 inductiva es constante (p.ej., un caso donde la carga 6 inductiva es una carga trifásica simétrica: esto se aplica a un gran número de cargas inductivas), cuando se ignora el circuito 4 de carga/descarga, la energía que se suministra a las líneas de alimentación de CC LH, LL se riza y tiene una frecuencia dos veces mayor que la frecuencia del voltaje de CA monofásico. Por lo tanto, el rizado se reduce por el circuito 4 de carga/descarga. Específicamente, la potencia se transfiere entre el circuito 4a tampón y las líneas de alimentación de CC LH y LL, para reducir así el rizado.

La potencia instantánea P_{in} que se introduce en el rectificador 2 de diodos se representa mediante la siguiente expresión con un factor de potencia de entrada tomado como 1. Sin embargo, se han introducido una amplitud V_m del voltaje de CA V_{in} , una velocidad angular de suministro de energía ω , una amplitud I_m de la corriente de entrada lin, y el tiempo t . Un producto ωt de la velocidad angular del suministro de energía ω y el tiempo t expresa un ángulo de fase del voltaje de CA V_{in} . Además, la forma de onda de CA se ha captado como un valor sinusoidal del ángulo de fase ωt de la forma de onda de CA.

[Numeral 1]

$$P_{in} = V_m \cdot I_m \cdot \sin^2(\omega t)$$

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

Un segundo término en el lado derecho de la expresión (1) muestra un rizado de potencia. Para cancelar dicho

rizado de potencia, la potencia transferida instantánea P_{buf} , que tiene el mismo valor que y tiene una polaridad diferente del segundo término, puede transferirse entre el circuito 4a tampón y las líneas de alimentación de CC LH y LL. Dicha potencia transferida instantánea P_{buf} se expresa mediante la siguiente expresión.

[Numeral 2]

$$5 \quad P_{buf} = \frac{1}{2} V_m \cdot I_m \cdot \cos(2\omega t) \quad \dots (2)$$

Es decir, la potencia transferida instantánea P_{buf} se expresa mediante un producto de una porción de CC ($V_m \cdot I_m / 2$) de la potencia instantánea que se introduce desde el suministro 1 de energía de CA monofásico y un valor de coseno $\cos(2\omega t)$ con respecto a un valor ($2\omega t$) que es dos veces mayor que el ángulo de fase ωt .

10 De la expresión (2) se desprende que la potencia instantánea (en lo sucesivo denominada "potencia transferida instantánea") P_{buf} transferida por el circuito 4a tampón puede tomar un valor positivo o negativo. Específicamente, la potencia transferida instantánea P_{buf} toma un valor positivo en un período (en adelante denominado "período de entrega") cuando el ángulo de fase ωt del voltaje de CA monofásico no es menor que 0 y no es mayor que $\pi/4$, no es menor que $3\pi/4$ y no es mayor que $5\pi/4$, o no es menor que $7\pi/4$ y no es mayor que 2π , y la potencia transferida instantánea P_{buf} toma un valor negativo en un período (en adelante, "período de recepción") distinto de este. Es
15 decir, el circuito 4a tampón proporciona un valor absoluto de la potencia transferida instantánea P_{buf} a las líneas de alimentación de CC LH, LL en el período de entrega, y recibe el valor absoluto de la potencia transferida instantánea P_{buf} de las líneas de alimentación de CC LH, LL en el período de recepción. De este modo, el rizado de potencia se cancela.

20 Con el voltaje de CA monofásico V_{in} expresado por $V_m \cdot \sin(\omega t)$, al poner el rango de más arriba en otras palabras, también es posible comprender que el circuito 4 de carga/descarga emite potencia positiva cuando el valor absoluto del voltaje de CA V_{in} es menor que un valor que es $1/\sqrt{2}$ de su amplitud V_m , y el circuito 4 de carga/descarga genera potencia negativa cuando el valor absoluto es mayor que el valor que es $1/\sqrt{2}$ de la amplitud V_m .

En lo sucesivo, se describirán operaciones específicas en el período de entrega y período de recepción, pero antes de esto, primero, se llevará a cabo la formulación necesaria para su consideración.

25 La Figura 12 es un circuito equivalente del circuito que se muestra en la Figura 1. En el circuito equivalente que se muestra en la Figura 12, una corriente i_{rec1} del rectificador 2 de diodos y del filtro 3 al inversor 5 se expresa de manera equivalente como una corriente i_{rec1} que se desplaza a través de un interruptor S_{rec} . De manera similar, una corriente de descarga i_{cd} que fluye del condensador C4 al inversor 5 se expresa de manera equivalente con el interruptor S_c tomada como la corriente de descarga i_{cd} . En el inversor 5, una corriente que fluye en la carga 6 inductiva a través del inversor 5 cuando los extremos de salida P_u , P_v , P_w se conectan comúnmente a una de las
30 líneas de alimentación de CC LH, LL, también se expresa de manera equivalente como una corriente i_z que se desplaza a través de un interruptor S_z . Debe notarse que un vector de voltaje que incluye un vector de voltaje cero se describirá en detalle más adelante. Además, en la Figura 12, se expresan el reactor L4, el diodo D40 y el interruptor S1 que constituyen el circuito 4b de refuerzo, y se agrega una corriente i_l que fluye en el reactor L4.

35 Además, en el circuito equivalente de la Figura 12, se muestra un voltaje de salida del filtro 3 en una fuente de voltaje E1. La fuente de voltaje E1 emite un voltaje rectificado (= valor absoluto del voltaje de CA V_{in}) que emite el rectificador 2 de diodos. Es decir, dicho circuito equivalente se basa en la idea de que el voltaje rectificado se introduce en el inversor 5 cuando la corriente fluye del convertidor al inversor 5 (cuando el interruptor S_{rec} es conductor).

40 En el circuito equivalente obtenido de dicha manera, al introducir los deberes d_{rec} , d_c , d_z como relaciones de tiempo respectivas para la conducción de los interruptores S_{rec} , S_c , S_z y una corriente de CC I_{dc} que se introduce en el inversor 5, se cumple la siguiente expresión.

[Numeral 3]

$$\begin{pmatrix} i_{rec} \\ i_{cd} \\ i_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} d_{rec} & 1 \\ d_c & 0 \\ d_z & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_{dc} \\ \\ i_l \end{pmatrix} \quad \dots (3)$$

45 Además, como se puede ver en la Figura 12, una corriente i_{rec} que fluye en el rectificador 2 de diodos es igual a una suma de la corriente i_{rec1} que hace que el interruptor S_c sea conductor y la corriente i_l que fluye en el reactor L4. Además, dado que la corriente i_{rec1} se expresa mediante un producto del deber de rectificación d_{rec} y de la corriente CC I_{dc} , la corriente i_{rec} se muestra mediante la suma de $d_{rec} \cdot I_{dc}$ y la corriente i_l como se muestra en la fórmula (3).

50 Cabe señalar que, dado que las corrientes i_{rec1} , i_{cd} , i_z son las obtenidas multiplicando respectivamente la corriente

CC I_{dc} por deberes d_{rec}, d_c, d_z, estos son valores promedio en los ciclos de conmutación de los interruptores S_{rec}, S_c, S_z. Además, de manera similar, la corriente i_l también es un valor promedio en un ciclo de conmutación del interruptor S1.

5 Además, dado que la corriente CC I_{dc} es una suma de las corrientes i_{rec1}, i_{cd}, i_z que hacen que los interruptores S_{rec}, S_c, S_z sean, respectivamente, conductores, se cumple la siguiente expresión.

[Numeral 4]

$$d_{rec} + d_c + d_z = 1 \quad \dots(4)$$

10 Por consiguiente, los deberes d_{rec}, d_c, d_z pueden verse como relaciones de distribución de corriente de la corriente CC I_{dc} a las corrientes respectivas i_{rec1}, i_{cd}, i_z. En lo sucesivo, los deberes d_{rec}, d_c, d_z pueden denominarse, respectivamente, un deber de rectificación d_{rec}, un deber de descarga d_c y un deber cero d_z.

<Operación en período de entrega>

15 En el período de entrega, el interruptor S_c funciona para permitir que la corriente de descarga i_{cd} fluya desde el condensador C4 y, de esta manera, se provea la potencia transferida instantánea P_{buf} del circuito 4a también a las líneas de alimentación de CC LH, LL. Por lo tanto, el interruptor S1 no está hecho para conducir, lo cual hace que la corriente i_l sea cero. Es decir, el circuito 4b de refuerzo no funciona en el período de entrega.

Aquí, para formar la corriente i_{rec} que fluye en el rectificador 2 de diodos hacia la forma de onda sinusoidal, la corriente i_{rec} puede satisfacer la siguiente expresión.

[Numeral 5]

$$i_{rec} = I_m \cdot |\sin(\omega t)| \quad \dots(5)$$

20 Como i_l = 0 se mantiene en la expresión (3), i_{rec} = d_{rec}·I_{dc} se mantiene. De la expresión (5), por lo tanto, el deber de rectificación d_{rec} se establece en la siguiente expresión.

[Numeral 6]

$$d_{rec} = \frac{I_m}{I_{dc}} |\sin(\omega t)| \quad \dots(6)$$

25 Además, para reducir el rizado de potencia, un producto (v_c·i_{cd}) del voltaje v_c entre ambos extremos del condensador C4 y la corriente de descarga i_{cd} puede ser igual a la potencia transferida instantánea P_{buf} (expresión (2)). Por consiguiente, a partir de las expresiones (2) y (3), el deber de descarga d_c se establece como se describe en la siguiente expresión. Por lo tanto, se lleva a cabo la descarga del condensador C4 para cancelar el rizado de potencia.

[Numeral 7]

$$30 \quad d_c = \frac{V_m \cdot I_m}{2v_c \cdot I_{dc}} \cdot \cos(2\omega t) \quad \dots(7)$$

De la expresión (4), el deber cero d_z se convierte en un valor obtenido restando el deber de rectificación d_{rec} y el deber de descarga d_c de 1.

35 Cabe señalar que el interruptor S_{rec} no se provee prácticamente, sino que simplemente aparece, en el circuito equivalente. La conducción/no conducción de aquel se decide entonces de manera subordinada a las operaciones del interruptor S_c y del inversor 5. Dicha operación se describirá más adelante junto con la operación del inversor 5.

<Operación en período de recepción>

En el período de recepción, dado que el circuito 4a también no provee energía a las líneas de alimentación de CC LH y LL, el interruptor S_c no se hace conductor y el deber de descarga d_c se pone a cero.

La siguiente expresión se desprende de la expresión (3).

40 [Numeral 8]

$$i_{rec} = d_{rec} \cdot I_{dc} + i_l \quad \dots(8)$$

Aquí, un producto de la corriente i_{rec1} (= d_{rec}·I_{dc}) y de un valor |V_{in}| obtenido al llevar a cabo la rectificación de onda completa en el voltaje de CA V_{in} es deseablemente igual a una porción de CC (V_m·I_m/2) de la potencia instantánea P_{in} expresado por la expresión (1). Esto se debe a que la transferencia de la potencia transferida

instantánea P_{buf} permite que la energía consumida en una etapa posterior al rectificador 2 de diodos sea un valor constante como una porción de CC de la potencia instantánea P_{in} . La siguiente expresión se desprende de este modo.

[Numeral 9]

$$|V_{in}| \cdot i_{rec1} = \frac{V_m \cdot I_m}{2} \quad \dots (9)$$

Dado que el voltaje de CA monofásico V_{in} se expresa mediante $V_m \cdot \sin(\omega t)$ y la corriente i_{rec1} se expresa mediante $d_{rec} \cdot I_{dc}$, el deber de rectificación d_{rec} se establece a partir de la expresión (9) como en la siguiente expresión.

[Numeral 10]

$$d_{rec} = \frac{I_m}{2 I_{dc} \cdot |\sin(\omega t)|} \quad \dots (10)$$

El deber cero d_z se establece en un valor obtenido restando el deber de rectificación d_{rec} de 1 (expresión (4)). El establecimiento del deber cero d_z de dicha manera permite establecer un período de vector de voltaje cero para cancelar el rizado de potencia de salida.

A continuación, se describirá la corriente i_l que fluye en el reactor L4. Como en el período de entrega, para formar la corriente i_{rec} que fluye en el rectificador 2 de diodos 2 hacia la forma de onda sinusoidal, la corriente i_{rec} necesita satisfacer la expresión (5). Por lo tanto, la corriente i_l se establece mediante la siguiente expresión en consideración de las expresiones (8) y (10).

[Numeral 11]

$$i_l = I_m \cdot |\sin(\omega t)| - \frac{I_m}{2 \cdot |\sin(\omega t)|} \quad \dots (11)$$

Es decir, la corriente i_l para formar la corriente de entrada i_{in} , que se introduce en el rectificador 2 de diodos, en la forma de onda sinusoidal se decide en el período de recepción. Por lo tanto, el circuito 4b de refuerzo puede controlarse de modo que la corriente i_l que fluye en el reactor L4 satisfice la expresión (11). El presente circuito 4b de refuerzo puede controlarse mediante el uso de cualquiera de los llamados modo continuo, modo discontinuo y modo crítico. Aquí, como un ejemplo, se describirá el caso del uso del modo discontinuo. Además, la corriente i_l es un valor promedio con respecto al ciclo de conmutación del interruptor S1 y, en lo sucesivo, su valor instantáneo se describirá como una corriente i_{ls} para distinguirlo del valor promedio.

La Figura 13 muestra un diagrama conceptual de una forma de onda de la corriente i_{ls} en el modo discontinuo. El símbolo T denota el ciclo de conmutación del interruptor S1, y el símbolo ΔT_1 denota su período de conducción. Por lo tanto, un deber de refuerzo d_l para la conducción del interruptor S1 se expresa por $\Delta T_1/T$. Además, como se muestra en la Figura 13, un período en el que la corriente i_{ls} fluye en el reactor L4 después de apagar el interruptor S1 se toma como ΔT_2 . En la ilustración de la Figura 13, dado que la corriente i_{ls} es discontinua, una suma de los períodos ΔT_1 y ΔT_2 es menor que un ciclo T. Aquí, para simplificar, la forma de onda de la corriente i_{ls} se aproxima a y se maneja como una onda triangular. La corriente i_{ls} toma un valor entre cero y un valor pico I_p .

La siguiente expresión se mantiene a partir de la relación entre el tiempo t, con un inicio del ciclo de conmutación tomado como referencia (cero), y los períodos ΔT_1 , ΔT_2 . Cabe señalar que el voltaje v_c entre ambos extremos del condensador C4 se carga más alto que la amplitud V_m del voltaje de CA V_{in} , por el circuito 4b de refuerzo. Además, la inductancia del canal de carga se expresa como un valor L_m . Prácticamente, la inductancia del canal de carga es principalmente la inductancia del reactor L4 y, por lo tanto, el valor L_m puede verse como la inductancia del reactor L4.

[Numeral 12]

$$i_{ls} = \frac{V_{in}}{L_m} t \quad (0 < t < \Delta T_1) \quad \dots (12)$$

[Numeral 13]

$$i_{ls} = \frac{V_{in}}{L_m} \Delta T_1 - \frac{1}{L_m} (v_c - V_{in}) (t - \Delta T_1) \quad (\Delta T_1 < t < \Delta T_2) \quad \dots (13)$$

[Numeral 14]

$$i_{ls} = 0 \quad (\Delta T_1 + \Delta T_2 < t < T) \quad \dots (14)$$

Dado que el valor pico I_p es la corriente i_{ls} cuando $t = \Delta T_1$ se mantiene, al sustituir $t = \Delta T_1$ en la expresión (12), el valor pico I_p se encuentra por $I_p = V_{in} \cdot \Delta T_1 / L_m$.

Además, dado que $i_l = 0$ se mantiene cuando $t = \Delta T_2$ se mantiene en la expresión (13), $\Delta T_2 = V_{in} \cdot \Delta T_1 / (v_c - V_{in})$ se mantiene. Si bien se considera dicha relación, se encuentra un valor integral de la corriente i_{ls} en el ciclo de conmutación T de las expresiones (12) y (13), y el presente valor integral se divide por el ciclo de conmutación T , para encontrar la corriente i_l por la siguiente expresión

[Numeral 15]

$$i_l = \frac{V_{in} \cdot v_c \cdot T}{2 \cdot L_m (v_c - V_{in})} \cdot dI^2 \quad \dots (15)$$

Por lo tanto, con la expresión (11) también tomada en consideración, el deber de refuerzo dI para la conducción del interruptor S_1 se expresa mediante la siguiente expresión.

[Numeral 16]

$$dI = \sqrt{\frac{2 \cdot L_m (v_c - V_{in}) \cdot i_l}{v_c \cdot V_{in} \cdot T}} \quad \dots (16)$$

<Control para el funcionamiento del inversor>

Dado que los interruptores S_c , S_1 se proveen en el dispositivo de conversión de energía directa que se muestra en la Figura 1, los deberes de los interruptores S_c , S_1 se pueden decidir como se describe más arriba. Mientras tanto, los interruptores S_{rec} , S_z no se proveen prácticamente en el dispositivo de conversión de energía directa que se muestra en la Figura 1. Los interruptores S_{rec} , S_z en el circuito equivalente que se muestra en la Figura 12 se controlan de manera equivalente mediante la conmutación del interruptor S_c y del inversor 5. Para describir un método para controlar de manera equivalente los interruptores S_{rec} , S_z , primero se describirá el control general del inversor.

Cada uno de un par de elementos de conmutación S_{up} , S_{un} correspondiente a una fase U , un par de elementos de conmutación S_{vp} , S_{vn} correspondiente a una fase V y un par de elementos de conmutación S_{wp} , S_{wn} correspondiente a una fase W se controlan exclusivamente de cada uno. Por lo tanto, los siguientes ocho patrones de conmutación existen como el conjunto del inversor 5 según un estado de conmutación de cada elemento de conmutación. Aquí, un estado de conmutación en el que el elemento de conmutación del lado superior es conductor y el elemento de conmutación del lado inferior no es conductor se expresa con "1", y un estado de conmutación en el que el elemento de conmutación del lado superior no es conductor y el elemento de conmutación del lado inferior es conductor se expresa con "0". Cuando el estado de conmutación con respecto a cada fase se presenta en el orden de la fase U , la fase V y la fase W , ocho patrones de (0, 0, 0), (0, 0, 1), (0, 1, 0), (0, 1, 1), (1, 0, 0), (1, 0, 1), (1, 1, 0) y (1, 1, 1) existen como los patrones de conmutación.

En el inversor 5, mediante la realización de los respectivos patrones de conmutación descritos más arriba, las corrientes I_u , I_v , I_w se emiten respectivamente desde los extremos de salida P_u , P_v , P_w según los patrones de conmutación.

La Figura 14 muestra los vectores de voltaje V_0 a V_7 correspondientes a los patrones de conmutación de más arriba. Para "x" en un símbolo " V_x " que muestra el vector de voltaje, se adopta un número obtenido al capturar los tres números de más arriba que muestran el estado de conmutación como un número binario de tres dígitos y al convertir el número binario en un número decimal. Por ejemplo, el patrón de conmutación (1, 0, 0) se expresa como el vector de voltaje V_4 .

Los puntos de inicio de los respectivos vectores de voltaje V_1 a V_6 se corresponden con un punto central, y sus puntos terminales se disponen radialmente hacia afuera. La conexión de los puntos terminales de los respectivos vectores de voltaje V_1 a V_6 constituye un hexágono regular. En cuanto a los vectores de voltaje V_0 , V_7 , dado que los extremos de salida P_u , P_v , P_w están en cortocircuito, los vectores de voltaje V_0 , V_7 no tienen magnitudes. Por lo tanto, los vectores de voltaje V_0 , V_7 se disponen en el punto central. Dichos vectores de voltaje V_0 , V_7 se denominan vectores de voltaje cero.

Debe observarse que las regiones triangulares regulares, configuradas por dos vectores adyacentes de cada uno de los vectores V_1 a V_6 y cada uno de los vectores de voltaje V_0 , V_7 , se denominan respectivamente S_1 a S_6 .

En el inversor 5, el patrón de conmutación de más arriba se adopta y opera selectivamente. En el caso de controlar el inversor 5 mediante el uso del vector de voltaje, los vectores de voltaje V_0 a V_7 pueden sintetizar un valor de comando V^* del vector de voltaje. Al ajustar un período en el que se adoptan dichos vectores de voltaje, es posible establecer arbitrariamente el valor de comando V^* en cada una de las regiones S_1 a S_6 donde se ubica. Sin embargo, un período en el que un vector de voltaje se adopta continuamente se establece en un período

suficientemente corto con respecto al ciclo del voltaje de CA monofásico.

Un diagrama de tiempos de la Figura 15 ilustra el funcionamiento del dispositivo de conversión de energía directa en el período de entrega. Aquí, una onda triangular que tiene un ciclo t_s se adopta como una portadora C para simplificar. En dicha onda triangular, por ejemplo, un valor mínimo y un valor máximo toman, respectivamente, 0 y 1, y un valor absoluto de inclinación al momento del aumento y un valor absoluto de inclinación al momento de la disminución son iguales entre sí.

En el período de entrega, el deber de refuerzo d_l es cero ya que el circuito 4b de refuerzo no funciona como se describe más arriba, el deber de rectificación d_{rec} y el deber de descarga d_c se establecen, respectivamente, mediante las expresiones (6) y (7), y el deber cero d_z se establece mediante la expresión (4) en función del deber de rectificación d_{rec} y el deber de descarga d_c .

Cuando se supone que el interruptor S_{rec} se convierte en conductor cuando la portadora C toma un valor no menor que el deber de rectificación d_{rec} , el interruptor S_{rec} resulta ser conductor en el deber de rectificación d_{rec} (es conductor de manera equivalente en un período $t_{rec} = d_{rec} \cdot t_s$). Además, dado que la expresión (4) se mantiene, cuando se supone que el interruptor S_c se convierte en conductor cuando la portadora C toma un valor no menor que una suma $(d_{rec} + d_z)$ de los deberes, el interruptor S_c resulta ser conductor en el deber de descarga d_c (es conductor en un período $t_c = d_c \cdot t_s$). Entonces, cuando la portadora C toma un valor que no es menor que el deber de rectificación d_{rec} y no es mayor que la suma $(d_{rec} + d_z)$, el interruptor S_z resulta ser conductor (es conductor en un período $t_z/2 = d_z \cdot t_s/2$ que aparece dos veces en un ciclo t_s : el período t_z se divide en dos, ya que el valor absoluto de la inclinación al momento del aumento de la portadora C es igual al de la inclinación al momento de la disminución allí). Como se describe, por consiguiente, al comparar el valor de comando según los deberes d_{rec} , d_z con la portadora C, los períodos t_{rec} , t_c , t_z , en los cuales los respectivos interruptores S_{rec} , S_c , S_z se hacen conductores de manera equivalente en un ciclo t_s de la portadora C, se establecen. Como resultado de dicha comparación de la portadora, se decide el momento para la conducción del interruptor S_c .

El inversor 5 se somete a dicho control de la siguiente manera para hacer que el rectificador 2 de diodos lleve a cabo una operación equivalente a hacer que el interruptor S_{rec} sea conductor en el período t_{rec} y hacer que el inversor 5 lleve a cabo una operación equivalente a hacer que el interruptor S_z sea conductor en el período t_z . Cabe señalar que en la Figura 15, no se muestra la conducción/no conducción de los elementos de conmutación S_{un} , S_{vn} , S_{wn} , los cuales se controlan exclusivamente desde los elementos de conmutación S_{up} , S_{vp} , S_{wp} , respectivamente.

Aquí, para simplificar, se describirá el caso de hallazgo de un período de conducción de cada elemento de conmutación en el inversor 5 mediante el uso de la misma portadora C que la portadora usada para conducir a los períodos t_{rec} , t_c , t_z de los interruptores S_{rec} , S_c , S_z .

La Figura 15 ilustra el caso de sintetización del valor de comando V^* del vector de voltaje mediante el uso de los vectores de voltaje V_0 , V_4 , V_6 en el inversor 5. Dicha síntesis, por ejemplo, se adopta cuando el valor de comando V^* del vector de voltaje está en la región S1. Cabe señalar que, aunque el caso de no adopción del vector de voltaje cero V_7 se describirá en aras de la simplificación, se puede adoptar el vector de voltaje cero V_7 .

Generalmente, cuando se controla el funcionamiento del inversor 5, los comandos de voltaje de fase V_u^* , V_v^* , V_w^* se adoptan como valores de comando de los voltajes de salida en los extremos de salida P_u , P_v , P_w . En el caso que se muestra en la Figura 15, se ilustran las modulaciones mediante el uso de los vectores de voltaje V_0 , V_4 , V_6 y, por lo tanto, se mantiene la relación de $0 < V_u^* < V_v^* < V_w^* = 1$.

Para hacer que el rectificador 2 de diodos lleve a cabo la conmutación cuando se opera el inversor 5 mediante la adopción del vector de voltaje cero, el valor de comando, con el que se compara la portadora C, se cambia en el momento en que la portadora C toma un valor del deber de rectificación d_{rec} . Específicamente, el elemento de conmutación S_{up} se vuelve conductor cuando la portadora C no es mayor que $d_{rec} \cdot (1 - V_u^*)$, el elemento de conmutación S_{vp} se vuelve conductor cuando la portadora C no es mayor que $d_{rec} \cdot (1 - V_v^*)$, y el elemento de conmutación S_{wp} se vuelve conductor cuando la portadora C no es mayor que $d_{rec} \cdot (1 - V_w^*)$.

Dicho patrón de conducción corresponde a la comparación entre la onda triangular convencional y los comandos de voltaje de fase V_u^* , V_v^* , V_w^* en el período t_{rec} . Esto se debe a que, fuera de la portadora C, una porción de onda triangular donde se toman los valores 0 a d_{rec} se divide internamente por V_u^* , V_v^* y V_w^* . Sin embargo, dado que $V_w^* = 1$ se mantiene en el ejemplo de la Figura 15, $d_{rec} \cdot (1 - V_w^*) = 0$ se mantiene, y el elemento de conmutación S_{wp} no es conductor en el período t_{rec} . De la operación de más arriba, por ejemplo, los vectores de voltaje V_0 , V_4 , V_6 , V_4 , V_0 se adoptan en el presente orden en el período t_{rec} .

Además, el elemento de conmutación S_{up} se vuelve conductor cuando la portadora C no es más pequeña que $d_{rec} + d_z + d_c \cdot V_u^*$, el elemento de conmutación S_{vp} se vuelve conductor cuando la portadora C no es más pequeña que $d_{rec} + d_z + d_c \cdot V_v^*$, y el elemento de conmutación S_{wp} se vuelve conductor cuando la portadora C no es más pequeña que $d_{rec} + d_z + d_c \cdot V_w^*$.

Dicho patrón de conducción corresponde a la comparación entre la onda triangular convencional y los comandos de voltaje de fase V_u^* , V_v^* , V_w^* en el período t_c . Esto se debe a que, fuera de la portadora C, una porción de onda

triangular donde se toman los valores $d_{rec} + d_z + d_c$ a 1 ($= d_{rec} + d_z + d_c$) se divide internamente por V_{u^*} , V_{v^*} y V_{w^*} . Sin embargo, dado que $V_{w^*} = 1$ se mantiene en el ejemplo de la Figura 15, $d_{rec} + d_z + d_c \cdot V_{w^*} = 1$ se mantiene, y el elemento de conmutación Swp no es conductor en el período t_c . De la operación de más arriba, los vectores de voltaje V_0 , V_4 , V_6 , V_4 , V_0 se adoptan en el presente orden también en el período t_c como en el período t_{rec} .

- 5 Mediante el control de cada elemento de conmutación en los períodos t_{rec} , t_c , los elementos de conmutación Sup, Svp, Swp no son conductores en un período $t_z/2$ que se intercala entre los períodos t_{rec} y t_c . Por consiguiente, el vector de voltaje V_0 se emite como el vector de voltaje cero en el período $t_z/2$.

Por otro lado, el funcionamiento del inversor 5 por otro que no sea el vector de voltaje cero se permite cuando el inversor 5 recibe una corriente de las líneas de alimentación de CC LH, LL. Por lo tanto, el funcionamiento del inversor 5 por otro que no sea el vector de voltaje cero se realiza cuando el interruptor Sz no es conductor.

Además, como es obvio por la descripción anterior, el período t_z es un período que se decide por el deber d_z . En otras palabras, es un período en el que el inversor 5 adopta el vector de voltaje cero independientemente de (sin depender) de los comandos de voltaje de fase V_{u^*} , V_{v^*} , V_{w^*} . Es decir, también se puede entender que el deber d_z es un deber en el cual el inversor 5 se opera con el vector de voltaje cero independientemente de la magnitud de un voltaje que el inversor 5 genera. Además, también se puede entender que el deber de rectificación d_{rec} es un deber obtenido restando 1 de una suma del deber de descarga d_c y el deber cero d_z en consideración de la expresión (4).

Un diagrama de tiempos de la Figura 16 ilustra una operación del dispositivo de conversión de energía directa en el período de recepción. También en el período de recepción, se adopta la misma portadora C que en el período de entrega. Además, el deber de rectificación d_{rec} y el deber de descarga d_c se establecen, respectivamente, mediante las expresiones (10) y (16) (sin embargo, la expresión (11) se usa para la corriente i_l que se adopta en la expresión (16)).

Como en el período de entrega, se establece de manera que el interruptor Srec se convierte en conductor cuando la portadora C toma un valor no menor que el deber de rectificación d_{rec} . Sin embargo, en el período de recepción, como se describe más arriba, el deber de descarga d_c es cero, y $d_{rec} + d_z = 1$ se mantiene desde la expresión (4). Por lo tanto, a diferencia del período de entrega, los interruptores Srec, Sz se convierten exclusivamente en conductores/no conductores.

Como se describe, por consiguiente, al comparar el valor de comando según el deber d_{rec} con la portadora C, se establecen los períodos t_{rec} , t_z en los cuales los respectivos interruptores Srec, Sz se vuelven conductores de manera equivalente en un ciclo t_s de la portadora C.

También en el período de recepción, en cuanto al funcionamiento del inversor 5, en el período t_{rec} , las operaciones de los elementos de conmutación Sup, Svp, Swp se deciden por comparación entre los valores de comando $d_{rec} \cdot (1 - V_{u^*})$, $d_{rec} \cdot (1 - V_{v^*})$, $d_{rec} \cdot (1 - V_{w^*})$ con el valor de la portadora C, y los vectores de voltaje V_0 , V_4 , V_6 , V_4 , V_0 se adoptan en este orden.

Además, dado que $d_c = 0$ se mantiene, todos los valores de comando $d_{rec} + d_z + d_c \cdot V_{u^*}$, $d_{rec} + d_z + d_c \cdot V_{v^*}$ y $d_{rec} + d_z + d_c \cdot V_{w^*}$ resultan en 1, y el inversor 5 lleva a cabo una operación según el vector de voltaje cero V_0 en el período t_z .

Además, el interruptor S1 se controla, por ejemplo, de la siguiente manera. Por ejemplo, en el caso de adopción del modo discontinuo, dado que se puede adoptar un valor constante como el ciclo de conmutación T, aquí, el ciclo t_s de la portadora C se adopta como el ciclo de conmutación T en aras de la simplificación. Entonces, cuando se establece que el interruptor S1 se convierte en conductor cuando la portadora C toma un valor no mayor que el deber d_l , el interruptor S1 resulta ser conductor en el deber d_l . El deber d_l se puede encontrar adoptando $T = t_s$ en la expresión (16). Es decir, un período t_l cuando el interruptor S1 es conductor se encuentra por un producto del deber d_l y el ciclo t_s . Esto corresponde al período ΔT_1 en la Figura 13.

Cabe señalar que, aunque el caso se ilustra aquí en el que el interruptor S1 se conmuta en el período t_{rec} en sincronización con la portadora C, se puede cambiar en el período t_z o en ambos períodos t_z y t_{rec} , o puede cambiarse según una portadora diferente de la portadora C.

<Control para suprimir el componente de frecuencia de resonancia de la corriente de entrada>

La corriente I_{rec} como valor absoluto de la corriente de entrada i_{lin} es una suma de la corriente i_{rec1} ($= d_{rec} \cdot I_{dc}$) que fluye del rectificador 2 de diodos al inversor 5 y la corriente i_l que fluye en el reactor L4 (expresión (8)). Por lo tanto, mediante el ajuste del deber de rectificación d_{rec} o la corriente i_l , es posible ajustar la corriente I_{rec} , y además ajustar la corriente de entrada i_{lin} .

La forma de onda de resonancia de filtro de la corriente de entrada i_{lin} se genera inmediatamente después de que la corriente de entrada i_{lin} deja cero, como se describe en la segunda realización (es preciso ver la Figura 11). Por lo tanto, esta forma de onda de resonancia de filtro se genera principalmente en el período de entrega T1. Dado que la corriente i_l , por ejemplo, se establece en cero en el período de entrega T1, la corriente de entrada i_{lin} depende de la

corriente irec1 en el período de entrega T1. Por lo tanto, en la tercera realización, se pretende que el deber de rectificación drec se ajuste y, de esta manera, ajustar la corriente Irec, y además reducir la forma de onda de resonancia de filtro de la corriente de entrada lin.

5 Por otro lado, como se muestra en la Figura 17, un voltaje VL entre ambos extremos del reactor L3 varía según un componente de alta frecuencia de la corriente de entrada lin (incluido un componente armónico debido a la conmutación del inversor 5 y una forma de onda de resonancia de filtro). Cuanto mayor es la velocidad de cambio en la corriente que fluye en el reactor L3, a saber, la corriente Irec, mayor es el valor que toma el voltaje VL. Dado que la corriente Irec es el valor absoluto de la corriente de entrada lin, como se muestra en la Figura 17, cuando la corriente de entrada lin está en un rango positivo, cuanto mayor es la velocidad de cambio, mayor es el valor que toma el voltaje VL, y cuando la corriente de entrada lin está en un rango negativo, cuanto menor es la velocidad de cambio, mayor es el valor que toma el voltaje VL.

15 Según se describe, por consiguiente, el voltaje VL varía según la forma de onda de resonancia de filtro de la corriente de entrada lin. Por lo tanto, en la tercera realización, se detecta el voltaje VL del reactor L3, y el deber de rectificación drec se corrige en función del voltaje detectado VL. Más específicamente, la corrección se lleva a cabo de manera que, cuanto mayor es el voltaje VL, más se reduce el deber de rectificación drec, y cuanto menor es el voltaje VL, más aumenta el deber de rectificación drec. Como un ejemplo más específico, se lleva a cabo la corrección de restar un valor de corrección ($K \cdot VL$), obtenido mediante la multiplicación del voltaje VL por un valor predeterminado K, del deber de rectificación drec. En lo sucesivo, el deber de rectificación drec después de la corrección se denominará un deber de rectificación posterior a la corrección drec'.

20 Luego, los interruptores Sc, S1 y el inversor 5 están hechos para llevar a cabo un control equivalente a hacer que el interruptor Srec sea conductor mediante el deber de rectificación posterior a la corrección drec'. Mientras el control específico es como se describe más arriba, el deber de rectificación posterior a la corrección drec' se adopta como el deber de rectificación drec. Además, es deseable cambiar al menos el deber de descarga dc o el deber cero dz en relación con la adopción del deber de rectificación posterior a la corrección drec'. Ello se debe a que una suma de los deberes drec', dc y dz se mantiene en 1 a partir de la expresión (4).

25 El deber de descarga dc se establece, por ejemplo, para cancelar el rizado de potencia mediante la expresión (7). Por lo tanto, cuando se cambia el deber de descarga dc, el efecto de supresión del rizado de potencia se deteriora. Por lo tanto, no se cambia el deber de descarga dc sino el deber cero dz. El deber cero después del cambio se denomina dz'. Más específicamente, el deber cero dz' después del cambio se encuentra restando una suma del deber de rectificación posterior a la corrección drec' y el deber de descarga dc de 1.

30 Luego, el control del interruptor Sc y del inversor 5 mediante el uso de los deberes drec', dc, dz' como se describe más arriba permite que el interruptor Srec se convierta en conductor de manera equivalente mediante el deber de rectificación posterior a la corrección drec'. Debe observarse que, en el presente control, una corriente de fase cero del inversor 5 se controla mediante el uso del deber cero dz'.

35 Según dicho control, cuanto mayor es el voltaje VL, más se reduce el deber de rectificación posterior a la corrección drec' y, por lo tanto, la corriente irec1 ($= drec' \cdot Idc$) puede reducirse cuando el voltaje VL es grande. En otras palabras, la corriente Irec ($= Irec1 + il = |lin|$) se puede reducir cuando la velocidad de cambio en la corriente de entrada lin es grande. Esto permite la supresión del componente de frecuencia de resonancia de la corriente de entrada lin.

40 La Figura 18 muestra el resultado de la simulación en el caso de adopción del deber de rectificación posterior a la corrección drec'. Como se puede entender a partir de la comparación entre las Figuras 17 y 18, se descubre que la amplitud de la corriente de entrada lin (amplitud de la forma de onda de resonancia de filtro) puede reducirse mediante la corrección del deber de rectificación drec.

45 Debe observarse que, en la ilustración de la Figura 18, un componente armónico causado por la conmutación del inversor 5 o similar apenas se reduce. Ello se debe a la siguiente razón. Es decir, en el inversor 5, se generan múltiples tiempos de conmutación por ciclo de portadora. Mientras tanto, dado que un ciclo de control para corregir el deber de rectificación está al mismo nivel que el ciclo de la portadora, incluso cuando el deber de rectificación está controlado, el control no se lleva a cabo a tiempo.

50 Además, como se describe más arriba, la forma de onda de resonancia de filtro de la corriente de entrada lin se genera después del punto de tiempo en el que la corriente de entrada lin deja cero, y se resuelve por el lapso de tiempo correspondiente a la característica del filtro 3 (cf. corriente de entrada de Figura 17). Por lo tanto, el deber de rectificación drec no necesita corregirse en función del voltaje VL en todos los períodos, pero puede corregirse en al menos un período predeterminado después del punto de tiempo cuando la corriente de entrada lin deja cero. En la Figura 18, como un ejemplo, el deber de rectificación drec se corrige solo en el período de entrega T1, y el rendimiento o no rendimiento de la corrección se muestra como una señal de conmutación de control. En la Figura 55 18, el deber de rectificación drec se corrige cuando la señal de conmutación de control está activa, y el deber de rectificación drec no se corrige cuando la señal de conmutación de control no está activa. Esto permite la reducción del número de procesos de control mientras se suprime la variación en la corriente de entrada lin debido a la

resonancia.

<Parte de control>

5 La Figura 19 muestra un ejemplo de una configuración conceptual de una parte 10 de control para controlar el presente dispositivo de conversión de energía directa. La parte 10 de control está provista de una parte 11 de generación de relación de distribución de corriente, una parte 15 de control de supresión de resonancia, una parte 16 de resta, partes 13, 17 de suma, partes 12, 14 de comparación, una parte 23 generación de portadora, una parte 31 de generación de comando de voltaje de salida, partes 32, 33 de operación, partes 34, 35 de comparación y parte 36 de operación O/Y.

10 La parte 11 de generación de relación de distribución de corriente recibe entradas de la amplitud V_m de la corriente CA de fase simple V_{in} , la amplitud I_m de la corriente de entrada lin, un valor de comando I_{dc}^* con respecto a la corriente CC I_{dc} , un valor de comando v_c^* con respecto al voltaje v_c entre ambos extremos y la velocidad angular de suministro de energía ω . Por ejemplo, al proveer una parte de detección conocida, las amplitudes V_m , I_m y la velocidad angular de suministro de energía ω se detectan y se ingresan en la parte 11 de generación de relación de distribución de corriente. Los valores de comando I_{dc}^* , v_c^* se ingresan desde una parte externa, la cual no se muestra.

15 En el período de entrega T1, la parte 11 de generación de relación de distribución de corriente, respectivamente, emite el deber de rectificación d_{rec} y el deber de descarga d_c según las Expresiones (6) y (7) y emite cero como el deber de refuerzo d_l , y en el período de recepción T2, la parte 11 de generación de relación de distribución de corriente emite, respectivamente, el deber de rectificación d_{rec} y el deber de descarga d_c según las Expresiones (10) y (16) y produce cero como el deber de descarga d_c . Además, la parte 11 de generación de relación de distribución de corriente emite como el deber cero d_z un valor obtenido restando una suma del deber de rectificación d_{rec} y el deber de descarga d_c de 1.

20 La parte 15 de control de supresión de resonancia recibe una entrada del voltaje V_L del reactor L3. El voltaje V_L se detecta por una parte 7 de detección conocida. Cuanto mayor es el voltaje V_L , mayor es el valor de corrección que produce la parte 15 de control de supresión de resonancia. Por ejemplo, un producto del voltaje V_L y el valor predeterminado K se emite como un valor de corrección.

25 Además, en la ilustración de la Figura 19, por ejemplo, la velocidad angular de suministro de energía ω se introduce en la parte 15 de control de supresión de resonancia. En el período de entrega T1 descubierto por un producto $\omega \cdot t$ de la velocidad angular de suministro de energía ω y el tiempo t , cuanto mayor es el voltaje V_L , mayor valor de corrección puede emitir la parte 15 de control de supresión de resonancia, y en el período de recepción T2, la parte 15 de control de supresión de resonancia puede emitir cero como el valor de corrección.

30 La parte 16 de resta recibe entradas del deber de rectificación d_{rec} y el valor de corrección, resta el valor de corrección del deber de rectificación d_{rec} y genera un resultado de ello como el deber de rectificación posterior a la corrección d_{rec}' .

35 La parte 17 de suma recibe entradas del deber cero d_z y el valor de corrección, las suma y las emite como el deber cero posterior a la corrección d_z' . Por lo tanto, el deber cero posterior a la corrección d_z' se convierte en un valor obtenido restando una suma del deber de rectificación posterior a la corrección d_{rec}' y el deber de descarga d_c de 1.

40 El deber de rectificación posterior a la corrección d_{rec}' y el deber cero posterior a la corrección d_z' se añaden en la parte 13 de adición, y un resultado de ello ($d_{rec}'+ d_z'$) se compara con la portadora C en la parte 12 de comparación. La portadora C se genera, por ejemplo, en la parte 23 de generación de portadora. El resultado de la comparación en la parte 12 de comparación se emite como una señal de conmutación SSc que se provee al interruptor Sc . Por ejemplo, la parte 12 de comparación emite como la señal de conmutación SSc una señal activada en un período en el que la portadora C no es menor que un valor ($d_{rec}' + d_z'$).

45 El deber de refuerzo d_l se compara con la portadora C en la parte 14 de comparación, y el resultado de la comparación se emite como una señal de conmutación SSI que se provee al interruptor $S1$. Por ejemplo, la parte 14 de comparación emite como la señal de conmutación SSI una señal activada en un período en el que la portadora C no es mayor que el deber de refuerzo d_l .

50 La parte 31 de generación de comando de voltaje de salida genera los comandos de voltaje de fase V_u^* , V_v^* , V_w^* . En la ilustración de la Figura 19, la parte 31 de generación de comando de voltaje de salida recibe entradas de una velocidad de rotación ω_m de la carga 6 inductiva y su comando ω_m^* . La velocidad de rotación ω_m se detecta por una parte de detección conocida, y el comando ω_m^* se ingresa por una parte externa, la cual no se muestra. La parte 31 de generación de comando de voltaje de salida genera los comandos de voltaje de fase V_u^* , V_v^* , V_w^* mediante una técnica conocida de manera que una desviación de la velocidad de rotación ω_m y su comando ω_m^* se reduce.

55 La parte 32 de operación recibe entradas del deber de rectificación posterior a la corrección d_{rec}' , del deber cero posterior a la corrección d_z' , del deber de descarga d_c y de los comandos de voltaje de fase V_u^* , V_v^* , V_w^* . La parte

32 de operación calcula un valor $(drec' + dz' + dc \cdot Vx^*)$ (donde x representa u, v, w), y genera estos. La parte 33 de operación recibe entradas del deber de rectificación posterior a la corrección $drec'$ y de los comandos de voltaje de fase Vu^* , Vv^* , Vw^* , calcula valores $(drec' \cdot (1 - Vx^*))$ y los emite.

5 El valor $(drec' + dz' + dc \cdot Vx^*)$ se compara con la portadora C en la parte 34 de comparación, y el valor $(drec' \cdot (1 - Vx^*))$ se compara con la portadora C en la parte 35 de comparación. La parte 34 de comparación, por ejemplo, emite una señal activada en un período en que la portadora C no es menor que el valor $(drec' + dz' + dc \cdot Vx^*)$, y la parte 35 de comparación, por ejemplo, emite una señal activada en un período cuando la portadora C no es mayor que el valor $(drec' \cdot (1 - Vx^*))$.

10 Los resultados de la comparación de las partes 34, 35 de comparación se ingresan en la parte 36 de operación O/Y. Los O de los resultados de comparación de las partes 34, 35 de comparación se emiten como señales de conmutación SSup, SSvp, SSwp que se proveen respectivamente a los elementos de conmutación Sup, Svp, Swp y los NI de estos se emiten como señales de conmutación SSun, SSvn, SSwn que se proveen respectivamente a los elementos de conmutación Sun, Svn, Swn.

Cuarta Realización

15 Una configuración del dispositivo de conversión de energía directa según una cuarta realización es la misma que el dispositivo de conversión de energía directa según la segunda realización. Aquí, se describirá un método para suprimir el avance de la corriente de entrada lin mediante el establecimiento de una constante del filtro 3, para reducir el componente de frecuencia de resonancia.

20 La inductancia del reactor L3 y la capacitancia del condensador C3 se pueden establecer en base a un método de diseño que se muestra en el Capítulo III-A del documento no patente 4. Por ejemplo, cuando se adopta 230 [V] como un valor efectivo del voltaje de CA V_{in} y 16 [A] se adopta como un valor efectivo de la corriente de entrada lin para las condiciones de entrada del suministro de energía de CA 1 para las entradas al rectificador 2 de diodos, se establece una constante que se muestra en un campo J de la Tabla 1.

[Tabla 1]

	J	A	B
L (μH)	460	820	950
C (μF)	25	14	12
%L	1,0%	1,8%	2,1%
fc (kHz)	1,48	1,49	1,49
Factor de potencia nominal	99,4%	99,8%	99,9%
Tiempo de avance de fase	352,2 μseg	197 μseg	169,5 μseg
Carga con factor de potencia del 85%	18%	10%	9%

25 Aquí, %L es una relación $(= Z/\omega L)$, ω es una velocidad angular de suministro de energía) de una reactancia inductiva del reactor L3 con respecto a una impedancia nominal Z del rectificador 2 de diodos, y fc es una frecuencia de corte del filtro 3.

30 En el presente caso, el tiempo de avance de fase Δt (uno obtenido al dividir la diferencia de fase por la velocidad angular de suministro de energía ω) para la corriente de entrada lin con respecto al voltaje de CA V_{in} es 352,2 [μs], y un factor de potencia de entrada nominal es 99,4%. Además, una carga en el momento del factor de potencia que tiene un límite inferior del 85%, que se muestra en las regulaciones de cableado interior, es el 18% del valor nominal. Por lo tanto, cuando se adopta dicho filtro 3, en un inversor acondicionador cuyo rango de capacidad variable es del orden de 10:1, un factor de potencia puede ser inferior al 85%. No es deseable que la potencia sea inferior al 85% como se describe más arriba.

35 Un campo A de la Tabla 1 muestra el resultado del hallazgo de una constante de modo que el factor de potencia no es menor que el 85% cuando la carga es el 10% del valor nominal. Según dicha constante, la capacitancia del condensador C3 se convierte en pequeña y, de esta manera, permite la reducción en el tiempo de avance de fase para la corriente de entrada lin con respecto al voltaje de CA. La Figura 20 muestra el voltaje de CA V_{in} en su porción superior, y muestra las formas de onda de corriente en el caso de adoptar la constante que se muestra en el campo A por el valor de resistencia de la resistencia R3. La corriente de entrada lin cuando el valor de resistencia de la resistencia R3 es 20 [Ω] se muestra en una porción por debajo del voltaje de CA V_{in} de la Figura 20, y la corriente

de entrada lin cuando el valor de resistencia es 200 $[\Omega]$ se muestra en la porción más baja de la Figura 20. Debe observarse que el factor de atenuación cuando el valor de resistencia es 20 $[\Omega]$ es aproximadamente 0,19, y el factor de atenuación cuando el valor de resistencia es 200 $[\Omega]$ es aproximadamente 0,02.

5 Dado que la capacitancia del condensador C3 en la Figura 20 es 15 $[\mu\text{F}]$ como se muestra en el campo A de la Tabla 1 y la capacitancia del condensador C3 en la Figura 11 es 25 $[\mu\text{F}]$ como se muestra en el campo J de la Tabla 1, el tiempo de avance de fase t10 se acorta en comparación con la Figura 11. Por lo tanto, el valor v0 del voltaje de CA Vin en el punto de tiempo t1 cuando la corriente de entrada lin se convierte en cero se puede reducir en comparación con la Figura 11. Esto conduce a una reducción en el valor mínimo del voltaje vc entre ambos extremos del condensador C3. Cuando se reduce el valor mínimo del voltaje vc entre ambos extremos, el período t20 desde 10 cero de la corriente de entrada lin hasta el reinicio del flujo de aquella se convierte en pequeño. Por lo tanto, es posible reducir un ancho de variación inicial cuando la corriente de entrada lin se reinicia para fluir, y además hacer que la amplitud de la forma de onda de resonancia del filtro sea más pequeña.

Aunque el tiempo de avance de fase t10 se puede reducir aún más ajustando la capacitancia del condensador C3 aún más pequeño, incluso cuando el tiempo de avance de fase t10 se hace tan largo como o más corto que el ciclo de la portadora, el valor mínimo del voltaje vc entre ambos extremos del condensador C3 no puede bajarse debido a un principio de variación de distribución de una corriente como sincronización de una fuente de corriente sujeta a 15 modulación PWM con la portadora en el ciclo de la portadora, y se genera un período sin flujo en los alrededores de un cruce por cero de la corriente de entrada lin. Un campo B de la Tabla 1 muestra un valor límite inferior de la constante del circuito con una frecuencia de portadora de 5,9 [kHz] (aproximadamente un ciclo de portadora de 20 169,5 $[\mu\text{s}]$). En el presente caso, el tiempo de avance de fase T10 es casi el mismo que el ciclo de la portadora.

En otras palabras, es deseable tomar la capacitancia del condensador C3, con lo cual el tiempo de avance de fase t10 se vuelve casi igual al ciclo de portadora, como el valor límite inferior con respecto a la capacitancia del condensador C3.

25 La Figura 21 muestra las formas de onda de corriente en el caso de adoptar la constante que se muestra en el campo B por el valor de resistencia de la resistencia R3. La corriente de entrada lin en el momento en que el valor de resistencia de la resistencia R3 es 20 $[\Omega]$ se muestra en la parte superior de la Figura 21, y la corriente de entrada lin en el momento en que el valor de resistencia es 200 $[\Omega]$ se muestra en la parte inferior de la Figura 21. Cabe señalar que el factor de atenuación en el momento en que el valor de resistencia es 20 $[\Omega]$ es aproximadamente 0,22, y el factor de atenuación en el momento en que el valor de resistencia es 200 $[\Omega]$ es aproximadamente 0,02. 30 Cuanto mayor es el valor de resistencia de la resistencia R3, más aumenta el componente de frecuencia de resonancia de la corriente de entrada lin. Sin embargo, dado que la capacitancia del condensador C3 se convierte en más pequeña, el tiempo de avance de fase t10 se convierte además en más corto, y el componente de frecuencia de resonancia es pequeño en comparación con el que se muestra en la Figura 20.

REIVINDICACIONES

1. Un dispositivo de conversión de energía directa, que comprende:
 - una primera línea de suministro de energía (LH);
 - 5 una segunda línea de suministro de energía (LL) configurada para aplicarse con un potencial menor que el de dicha primera línea de suministro de energía (LH);
 - un rectificador (2) de diodos que tiene un lado de entrada conectado a un suministro (1) de energía de CA monofásico y un lado de salida conectado a dicha primera línea de suministro de energía (LH) y a dicha segunda línea de suministro de energía (LL), y que se configura para llevar a cabo una rectificación de onda completa monofásica;
 - 10 un primer condensador (C3) provisto entre dicha primera línea de suministro de energía (LH) y dicha segunda línea de suministro de energía (LL);
 - un circuito (4) de carga/descarga provisto entre dicha primera línea de suministro de energía (LH) y dicha segunda línea de suministro de energía (LL) en un lado opuesto a dicho rectificador (2) de diodos con respecto a dicho primer condensador (C3); y
 - 15 un inversor (5) introducido con un voltaje de CC (Vdc) como un voltaje entre dicha primera línea de suministro de energía (LH) y dicha segunda línea de suministro de energía (LL),
 - en donde dicho circuito (4) de carga/descarga tiene
 - un circuito (4a) tampón que incluye un segundo condensador (C4) provisto entre dicha primera línea de suministro de energía (LH) y dicha segunda línea de suministro de energía (LL) y un primer interruptor (Sc, D42) conectado en serie a dicho segundo condensador (C4) en un lado de dicha primera línea de suministro de energía (LH) entre dicha primera línea de suministro de energía (LH) y dicha segunda línea de suministro de energía (LL),
 - 20 un circuito (4b) de refuerzo que se configura para aumentar un voltaje rectificado desde dicho rectificador (2) de diodos para cargar dicho segundo condensador (C4), y
 - 25 una parte (4c) de bloqueo de corriente provista en dicha primera línea de suministro de energía (LH) o dicha segunda línea de suministro de energía (LL) entre dicho primer condensador (C3) y dicho segundo condensador (C4) y se configura para bloquear el flujo de una corriente de dicho segundo condensador (C4) a dicho primer condensador (C3),
 - dicha parte (4c) de bloqueo de corriente es un diodo (D43), y
 - 30 caracterizado por que
 - dicho circuito (4b) de refuerzo incluye
 - un segundo diodo (D40) provisto de un ánodo y un cátodo conectado entre dicho primer interruptor (Sc, D42) y dicho segundo condensador (C4),
 - un reactor (L4) conectado entre dicha primera línea de suministro de energía (LH) y dicho ánodo, y
 - 35 un segundo interruptor (S1, D41) conectado entre dicha segunda línea de suministro de energía (LL) y dicho ánodo, y
 - dicho diodo (D43) se provee en dicha primera línea de suministro de energía (LH) entre dicho primer interruptor (Sc, D42) y dicho reactor (L4) del circuito (4b) de refuerzo.
2. El dispositivo de conversión de energía directa según la reivindicación 1, que comprende, además
- 40 un segundo reactor (L3) provisto en dicha primera línea de suministro de energía (LH) o dicha segunda línea de suministro de energía (LL) entre dicho primer condensador (C3) y dicho rectificador (2) de diodos.
3. El dispositivo de conversión de energía directa según la reivindicación 1, que comprende, además
- un segundo reactor (L3) provisto en dicho lado de entrada de dicho rectificador (2) de diodos.
4. El dispositivo de conversión de energía directa según la reivindicación 2, que comprende, además
- 45 una resistencia de amortiguamiento (R3) conectada en paralelo a dicho segundo reactor (L3).

5. El dispositivo de conversión de energía directa según la reivindicación 3, que comprende, además una resistencia de amortiguamiento (R3) conectada en paralelo a dicho segundo reactor (L3).

6. Un método para controlar el dispositivo de conversión de energía directa según cualquiera de las reivindicaciones 2 a 5, el método comprendiendo:

5 detectar un voltaje (VL) de dicho segundo reactor (L3);

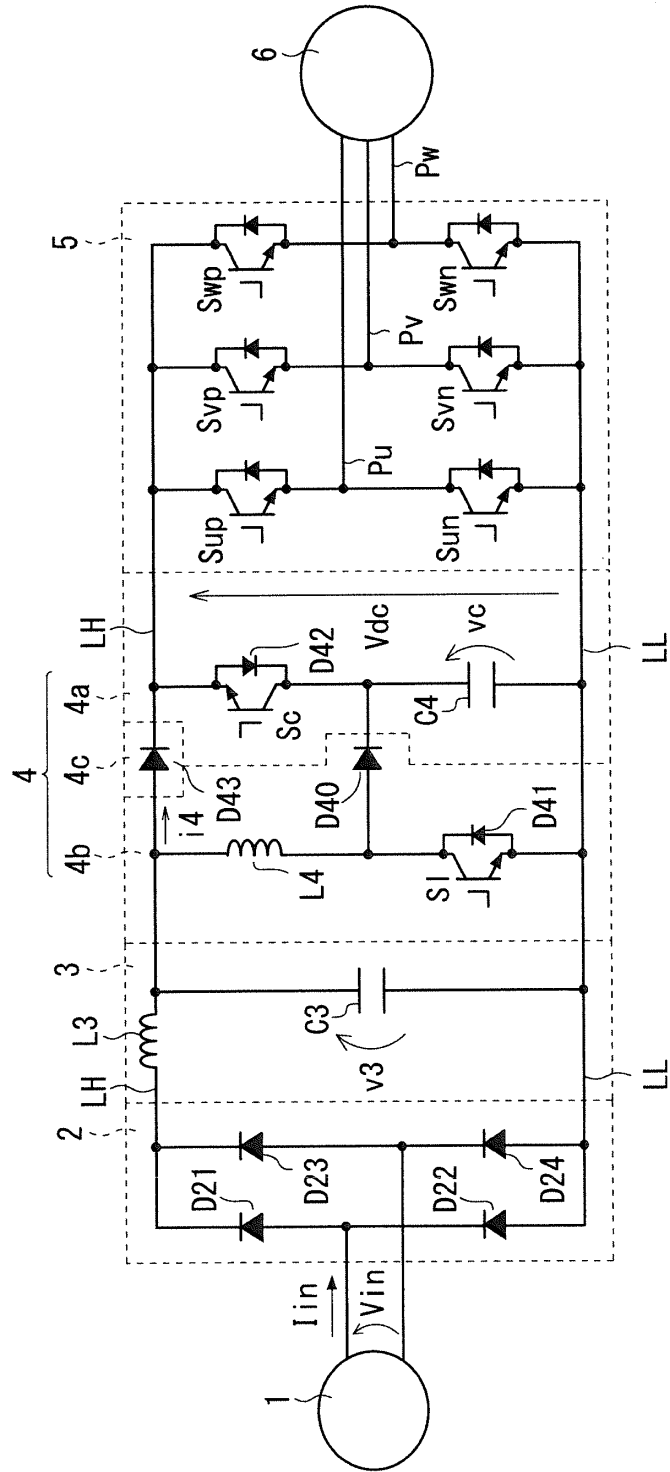
 generar un deber de rectificación (drec') como una relación de tiempo donde se conduce dicho rectificador (2) de diodos;

 corregir dicho deber de rectificación para que se reduzca más a medida que dicho voltaje es mayor, para generar un deber de rectificación posterior a la corrección (drec); y

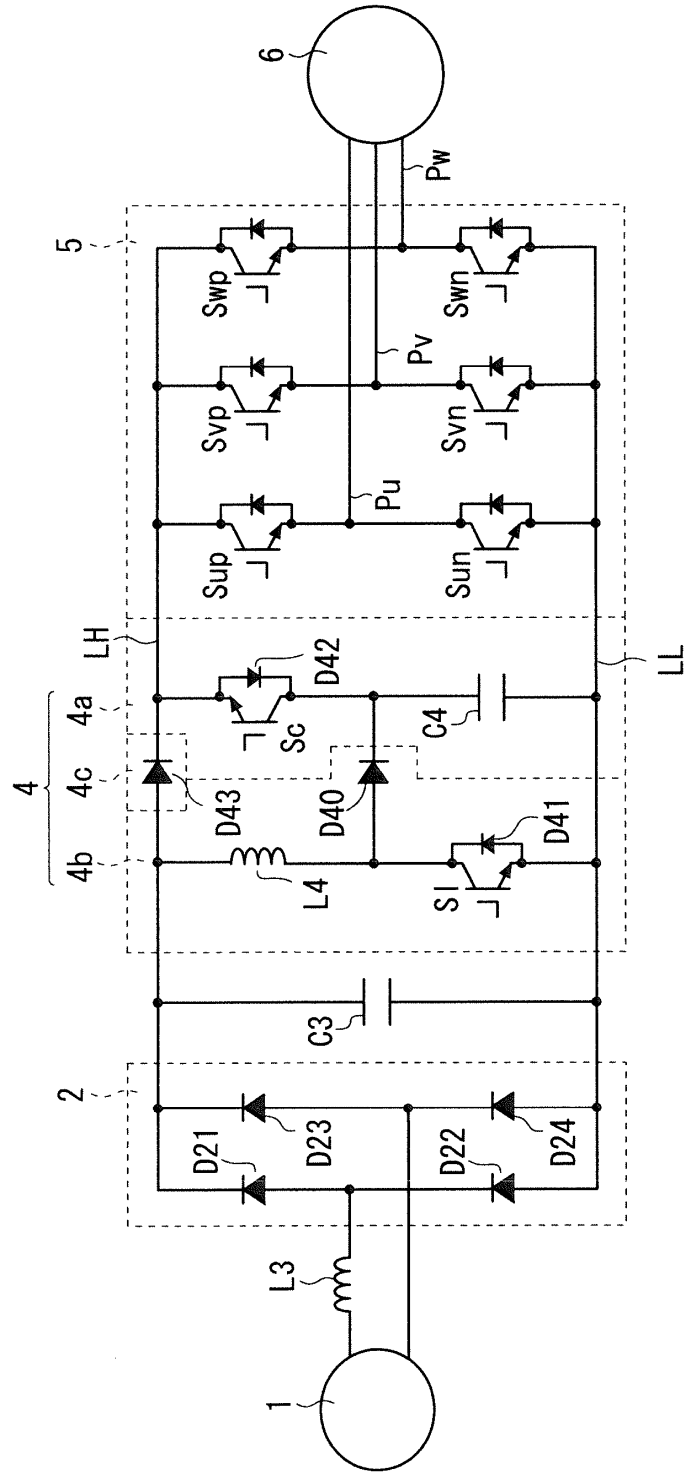
10 controlar una corriente de fase cero de dicho inversor (5) mediante el uso de un deber cero (dz) como una relación de tiempo que se establece en función de dicho deber de rectificación posterior a la corrección y un deber de descarga (dc) como una relación de tiempo donde dicho primer interruptor (Sc, D42) se conduce.

15 7. El método para controlar el dispositivo de conversión de energía directa según la reivindicación 6, en donde dicho deber de rectificación (drec') se corrige solo en un primer período (T1) cuando un valor de coseno ($\cos(2\omega t)$) con respecto a un valor ($2\omega t$) dos veces más grande que un ángulo de fase (ωt) de una forma de onda de CA emitida por dicho suministro de energía de CA monofásico (1, 2) al entender la forma de onda de CA como un valor sinusoidal del ángulo de fase (ωT).

F I G . 1



F I G . 2



F I G . 3

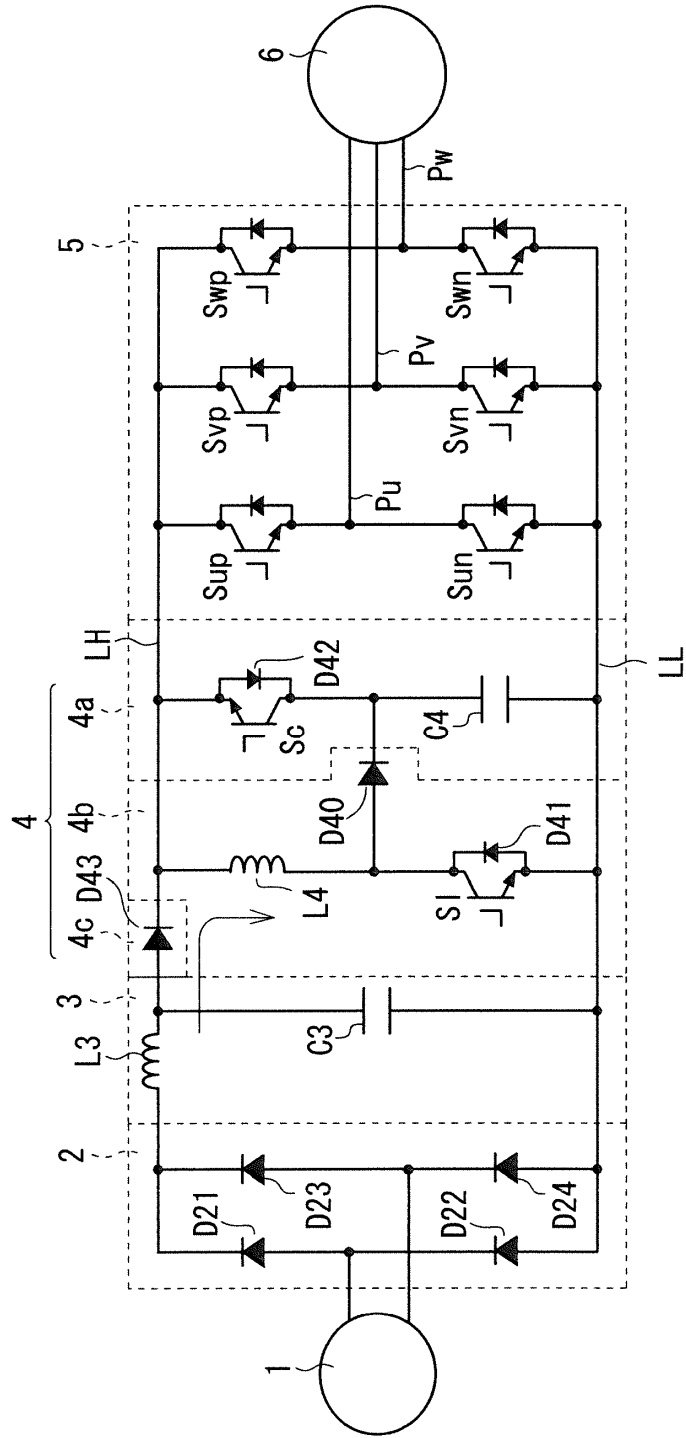
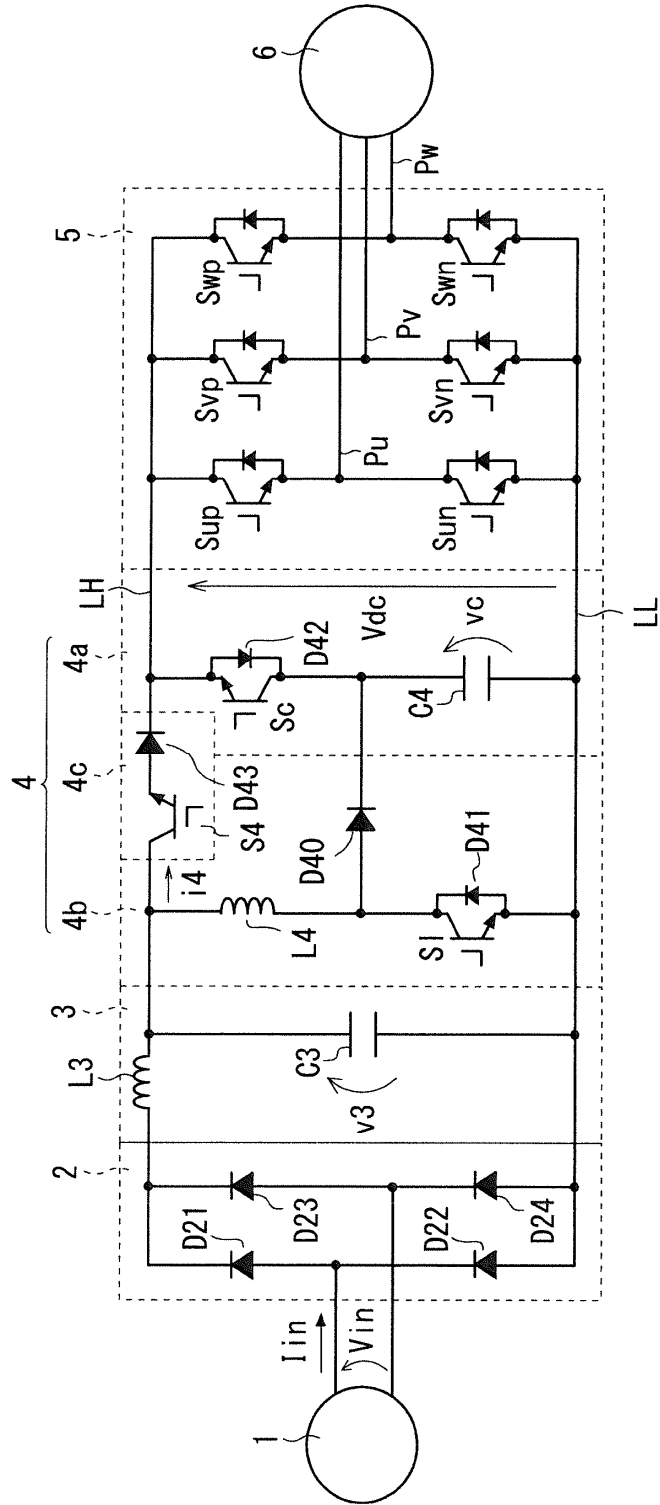
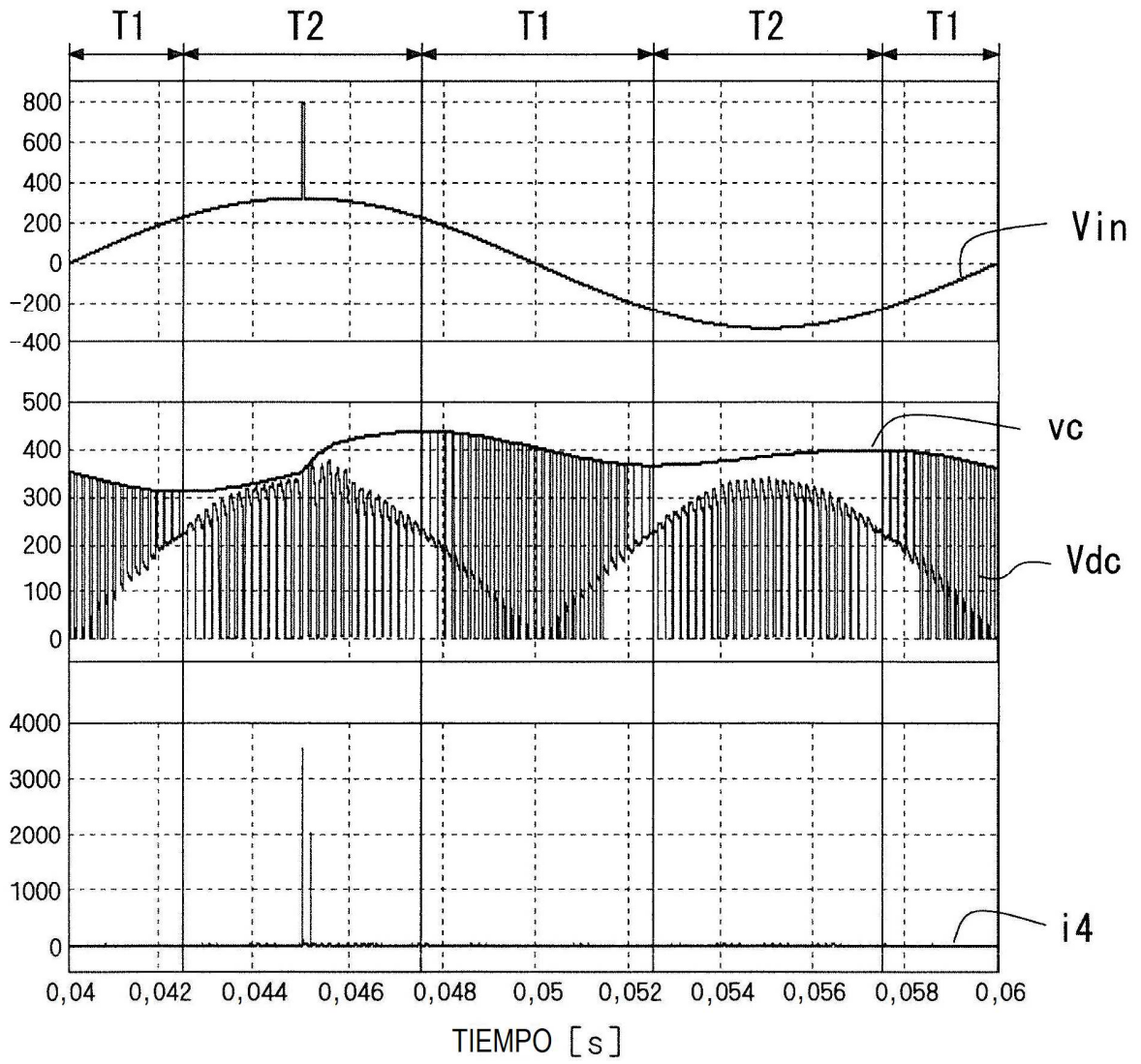


FIG. 4



F I G . 5



F I G . 6

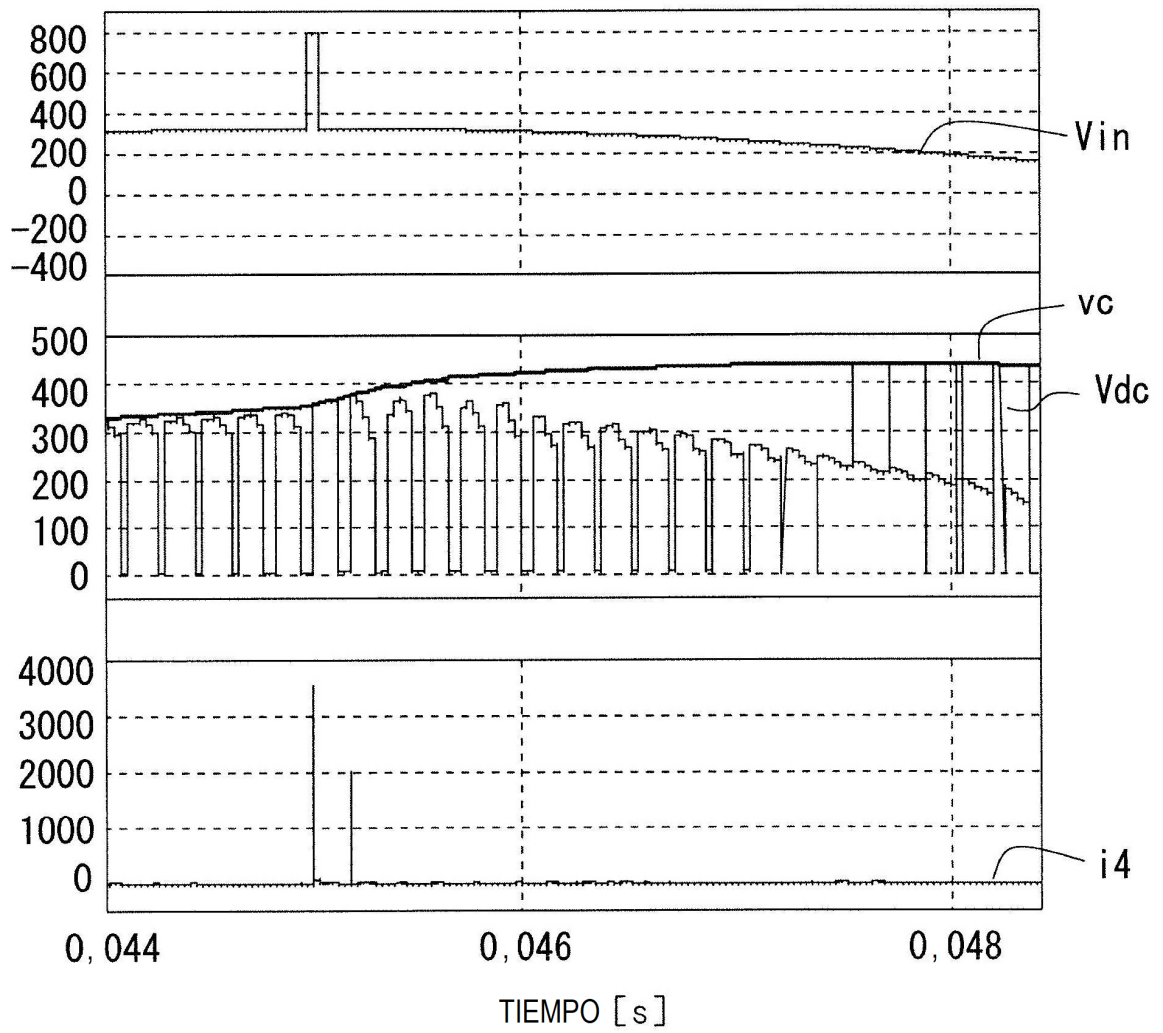
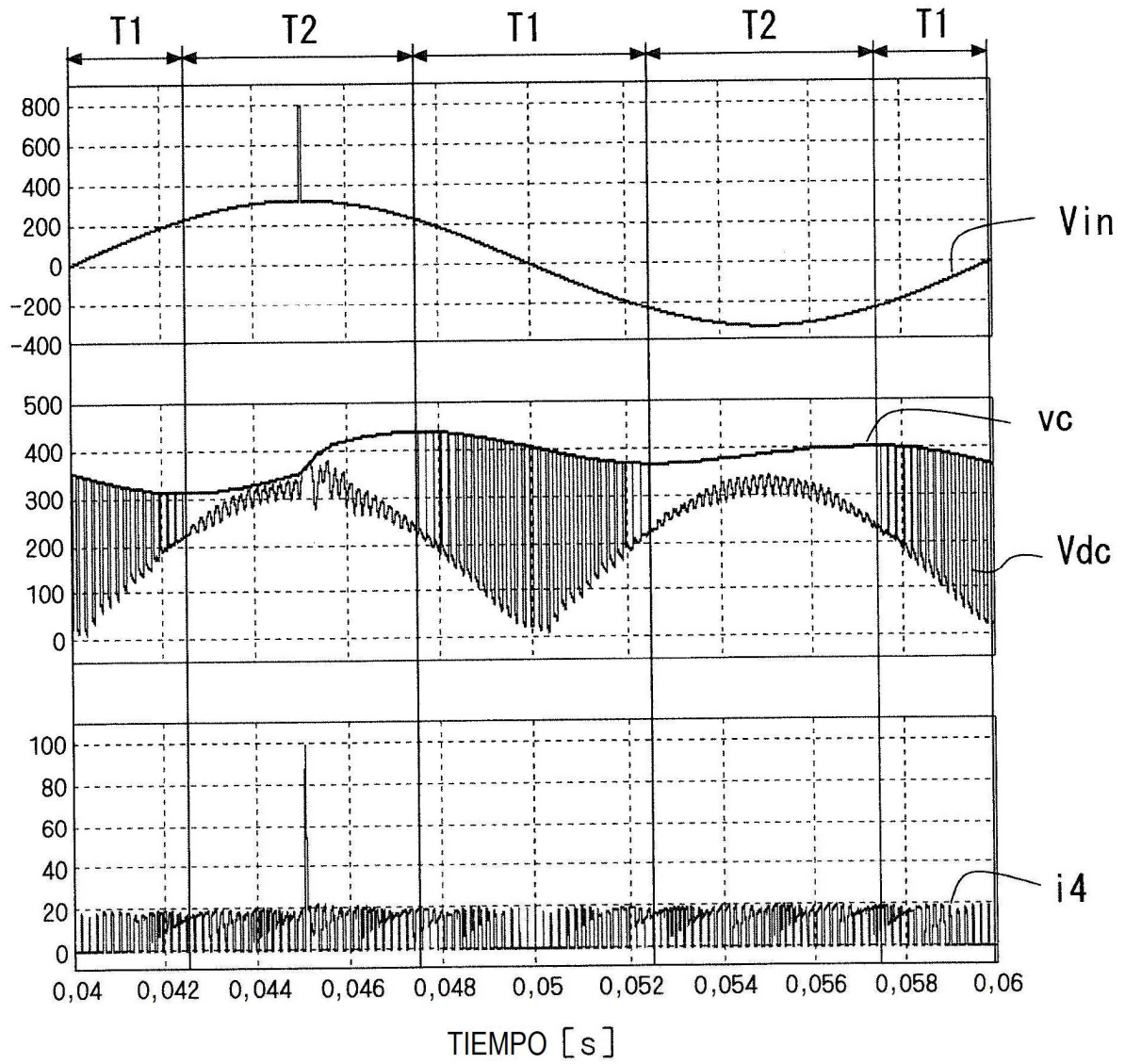
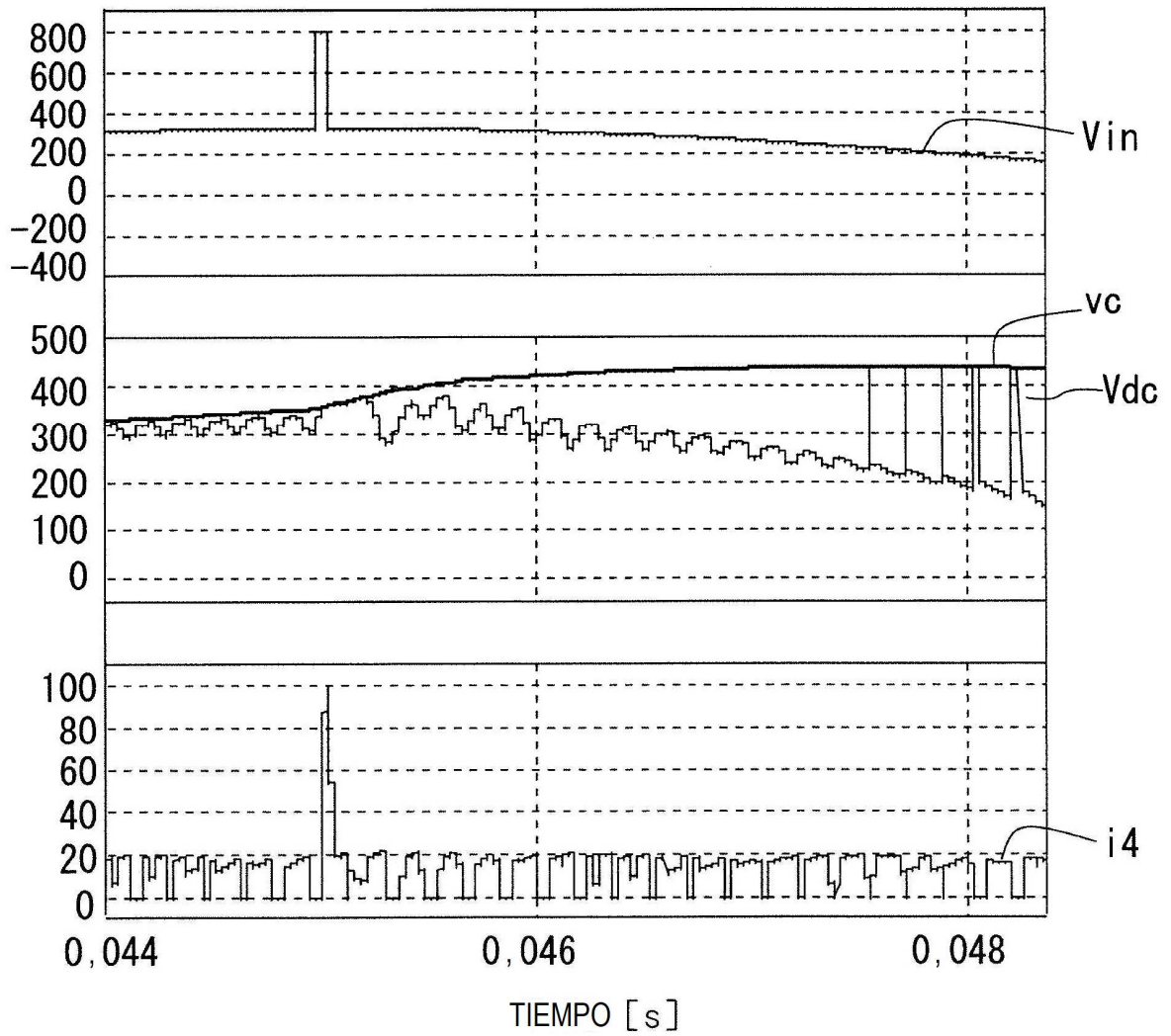


FIG. 7



F I G . 8



F I G . 9

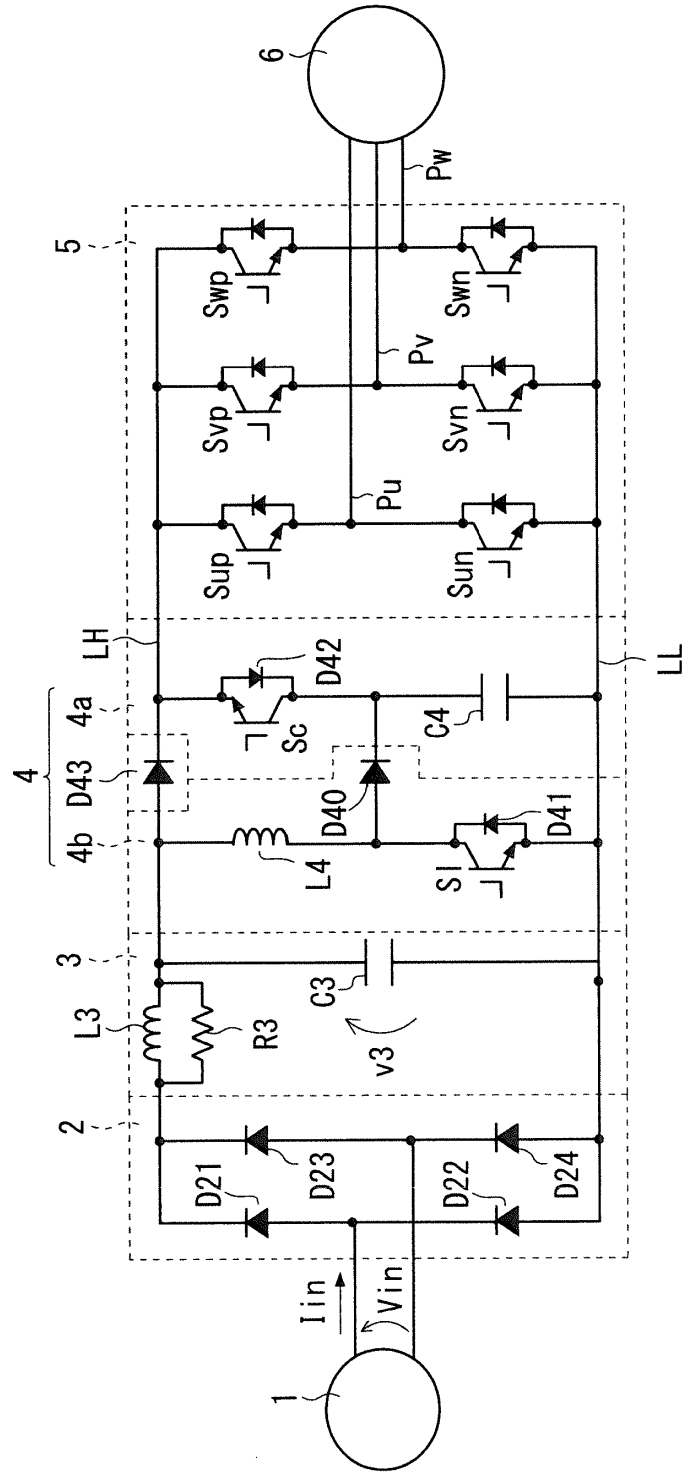
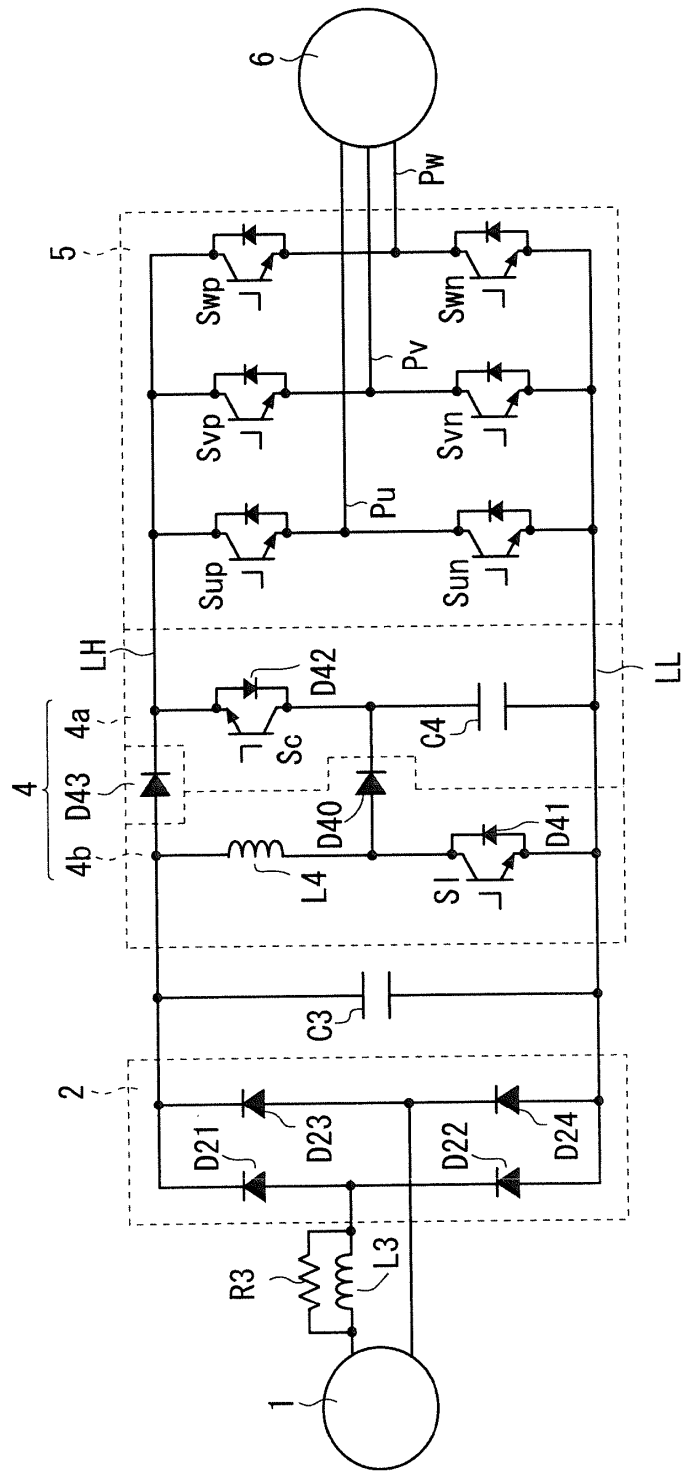
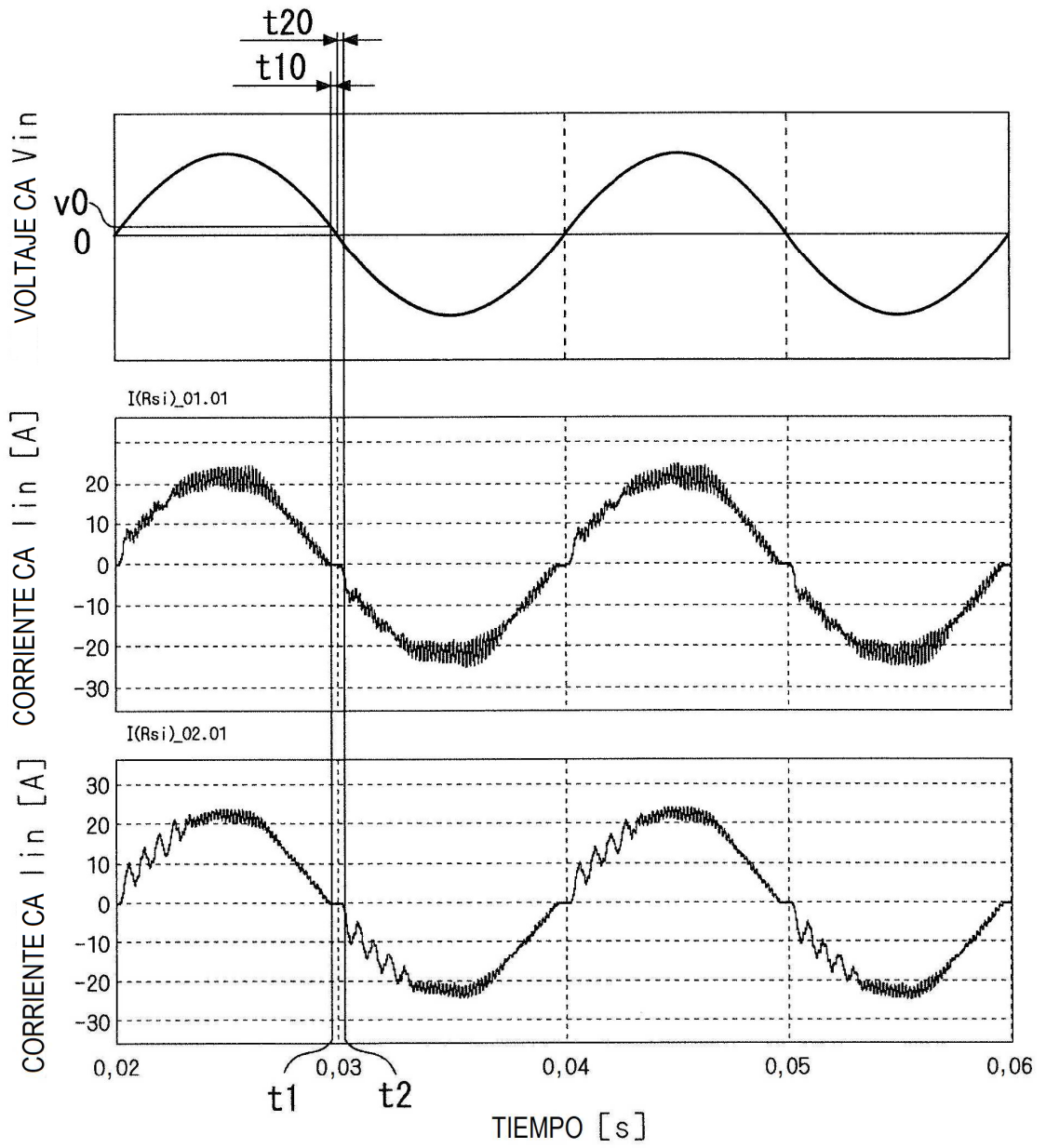


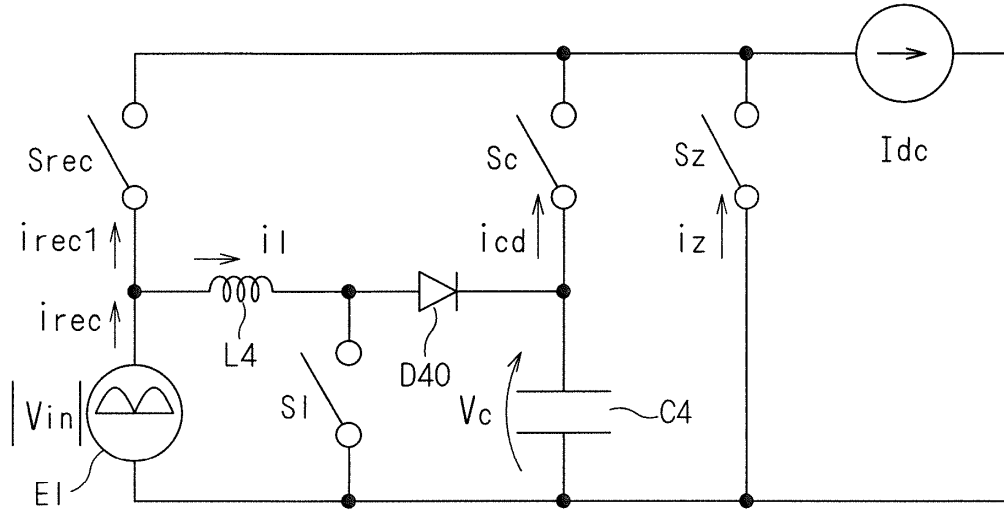
FIG. 10



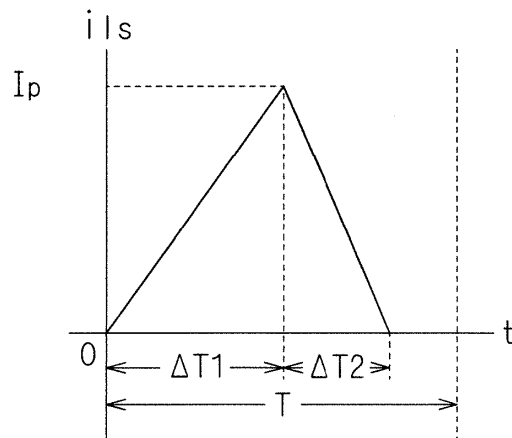
F I G . 1 1



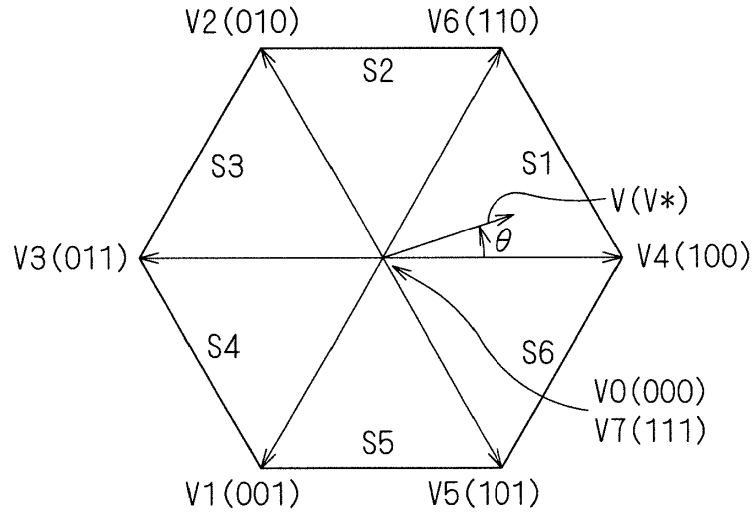
F I G . 1 2



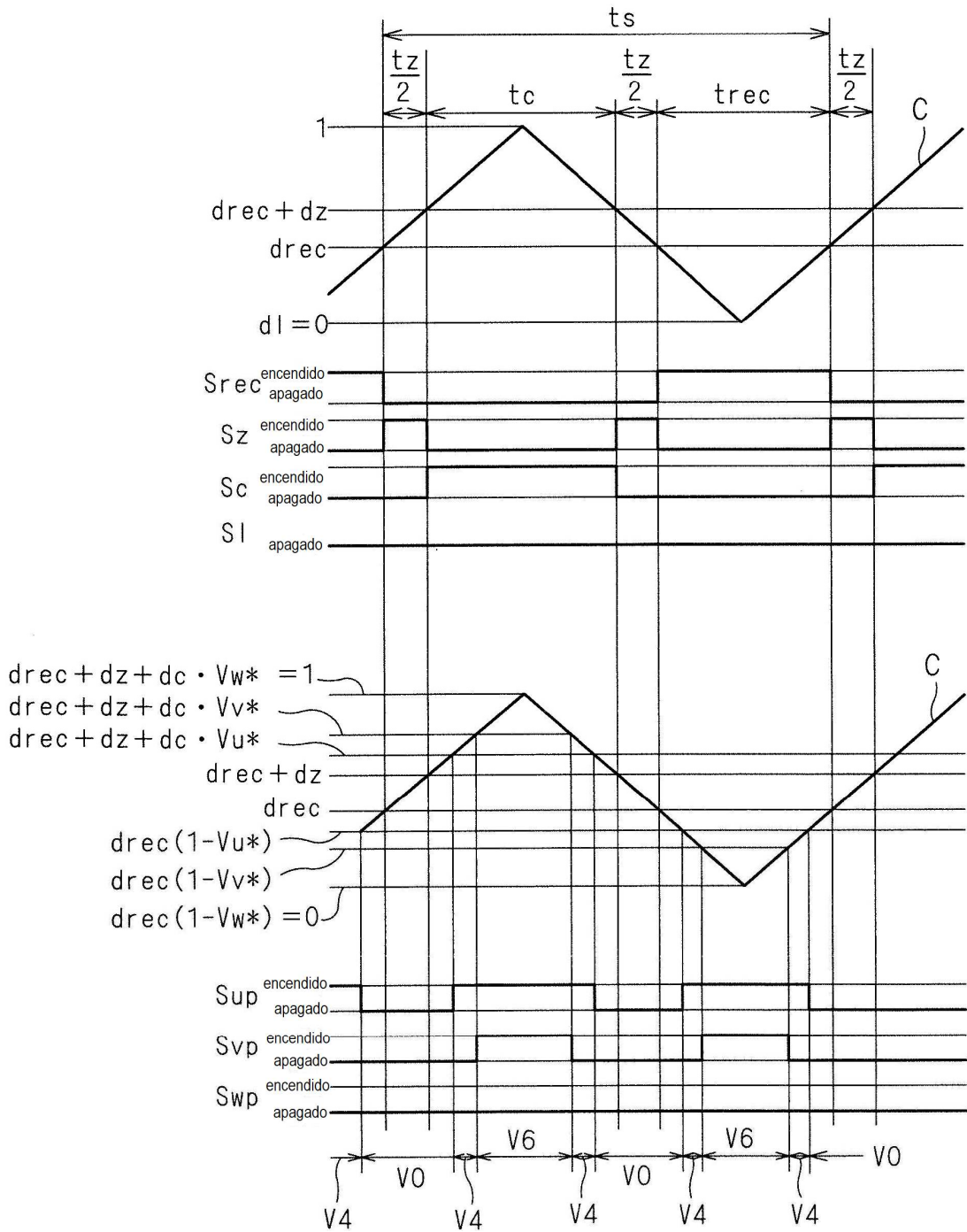
F I G . 1 3



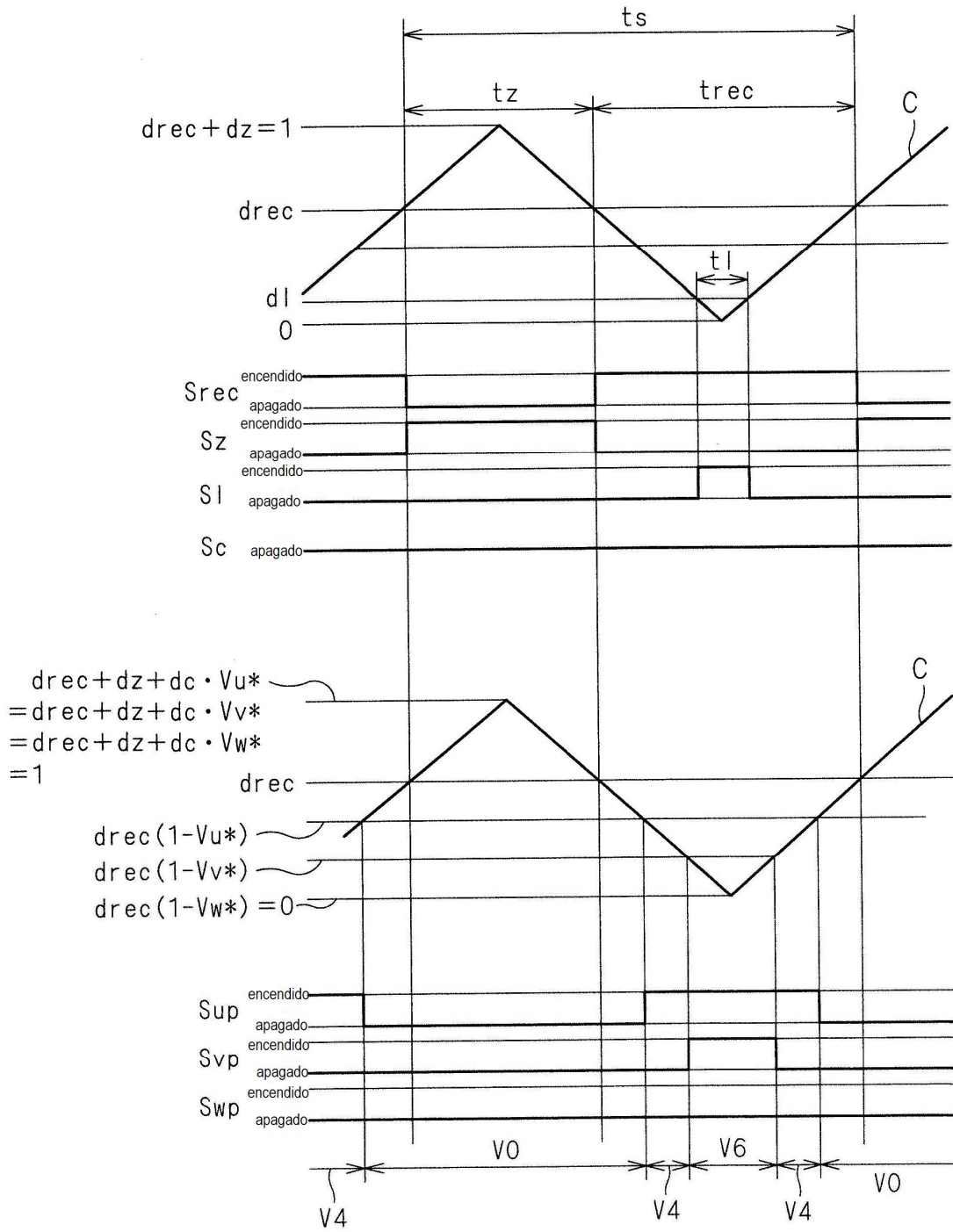
F I G . 1 4



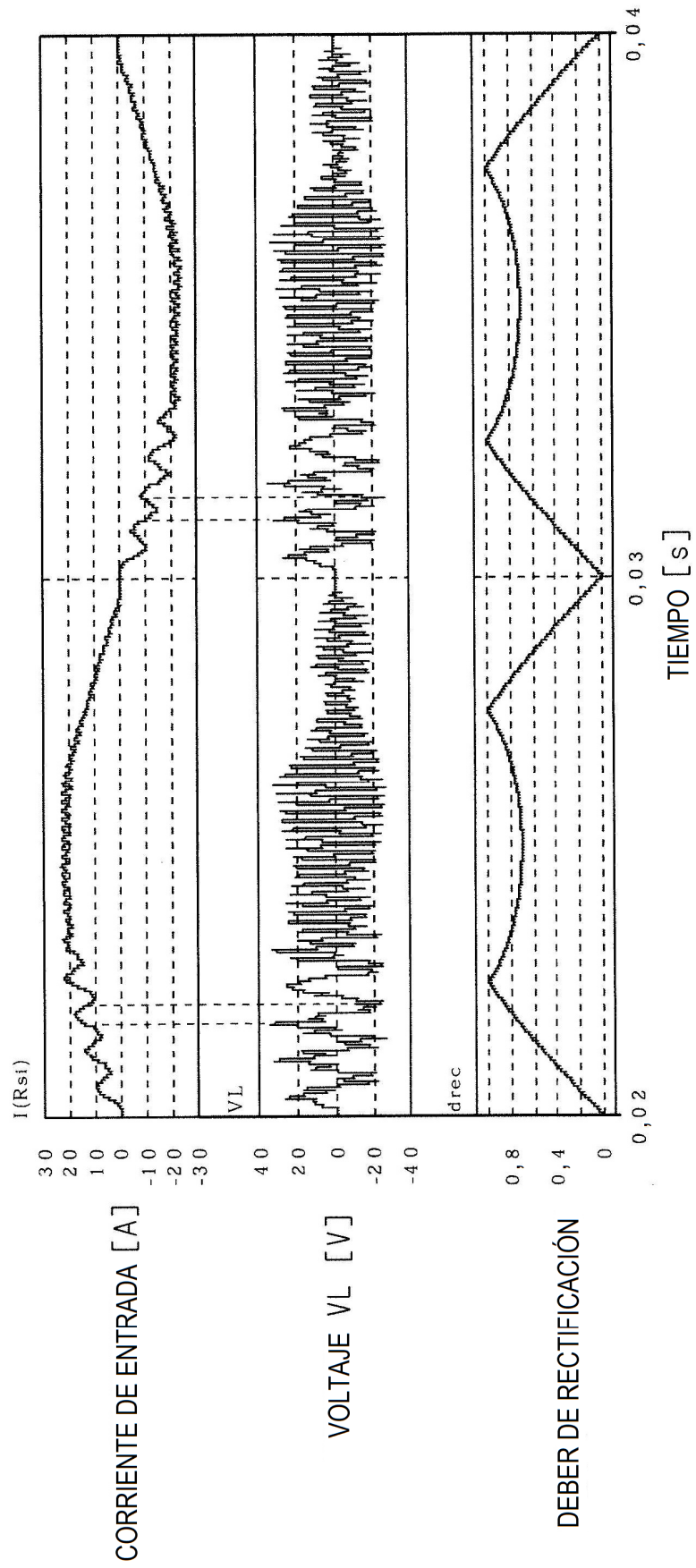
F I G . 1 5



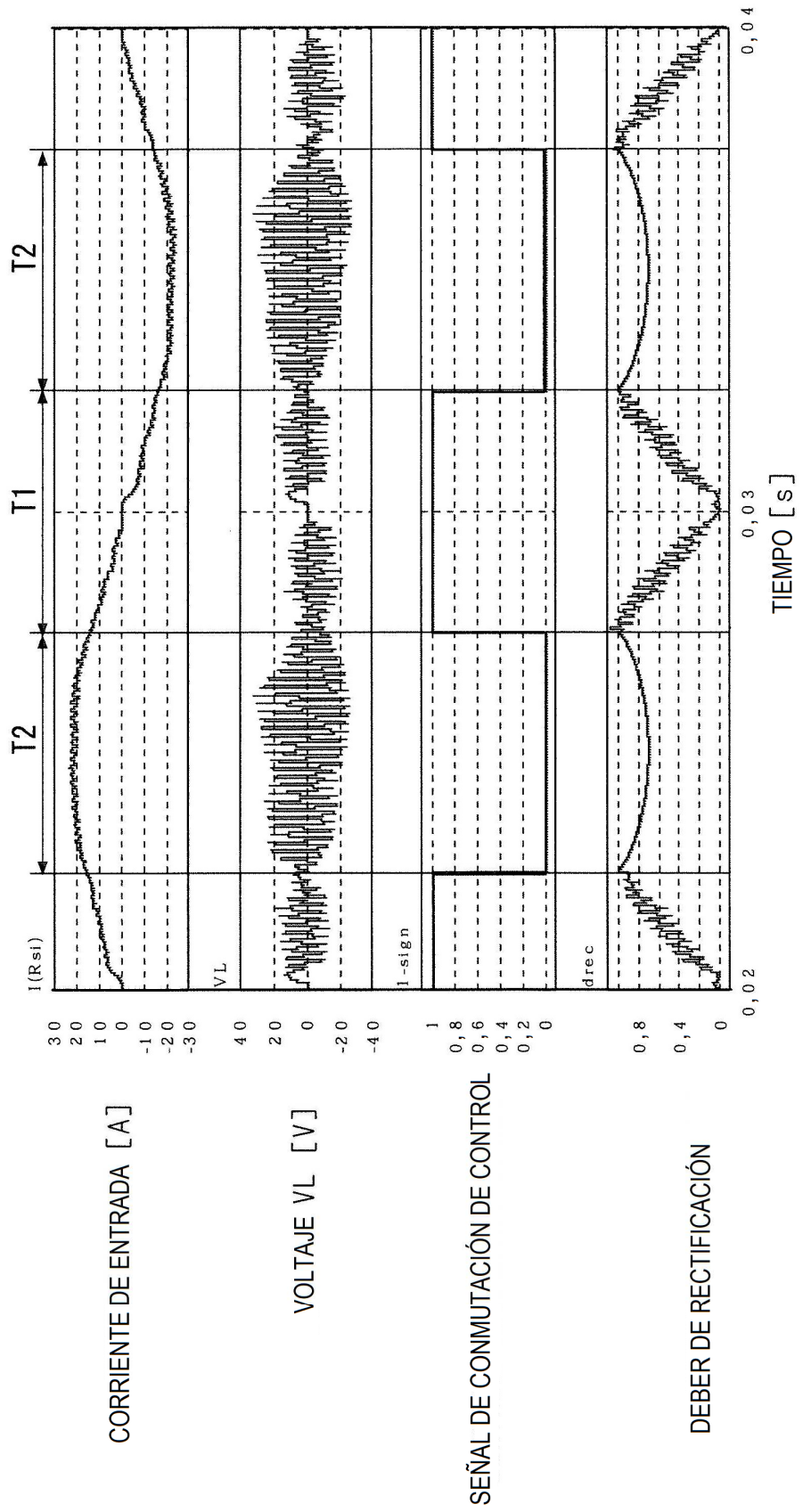
F I G . 1 6



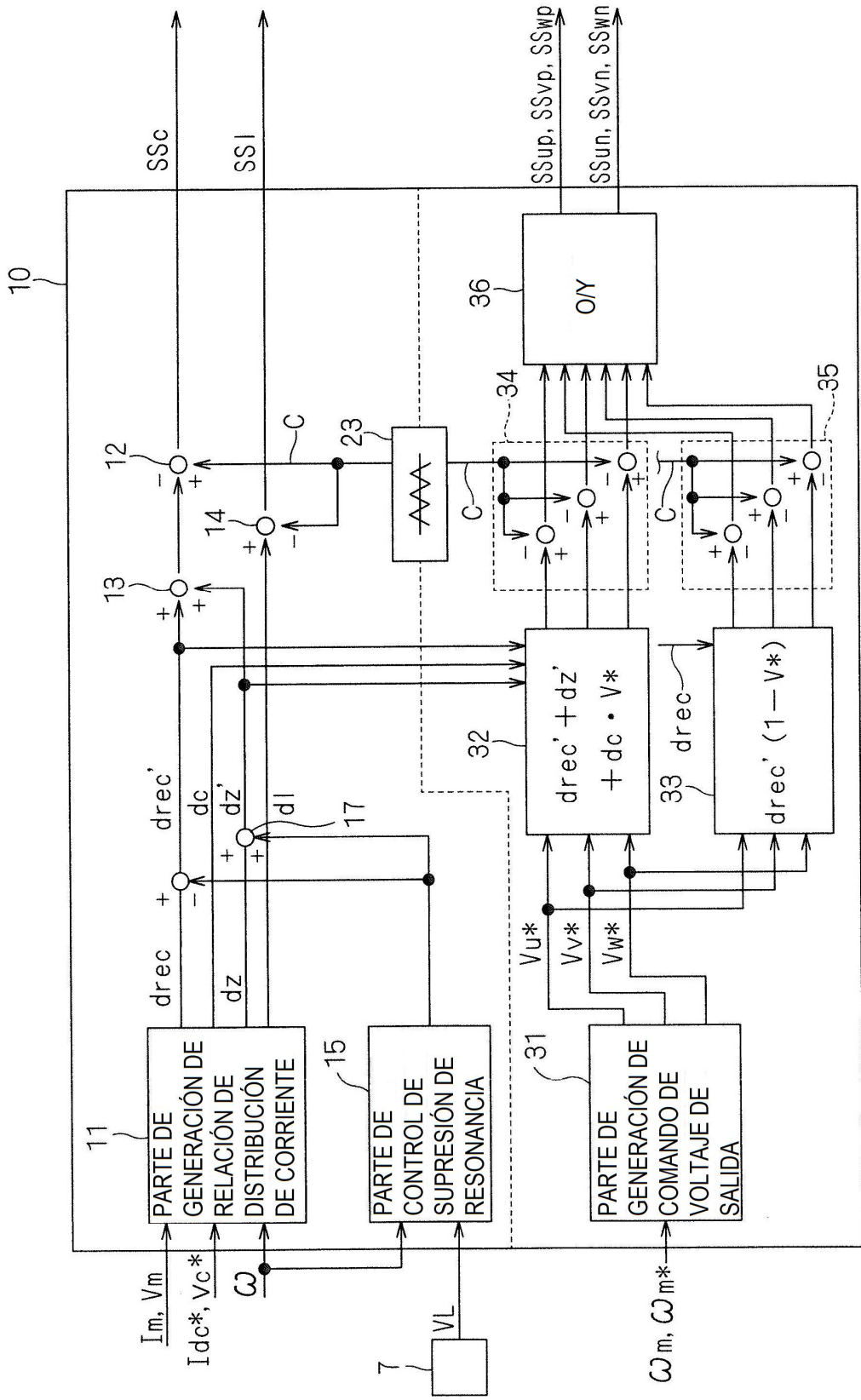
F I G . 1 7



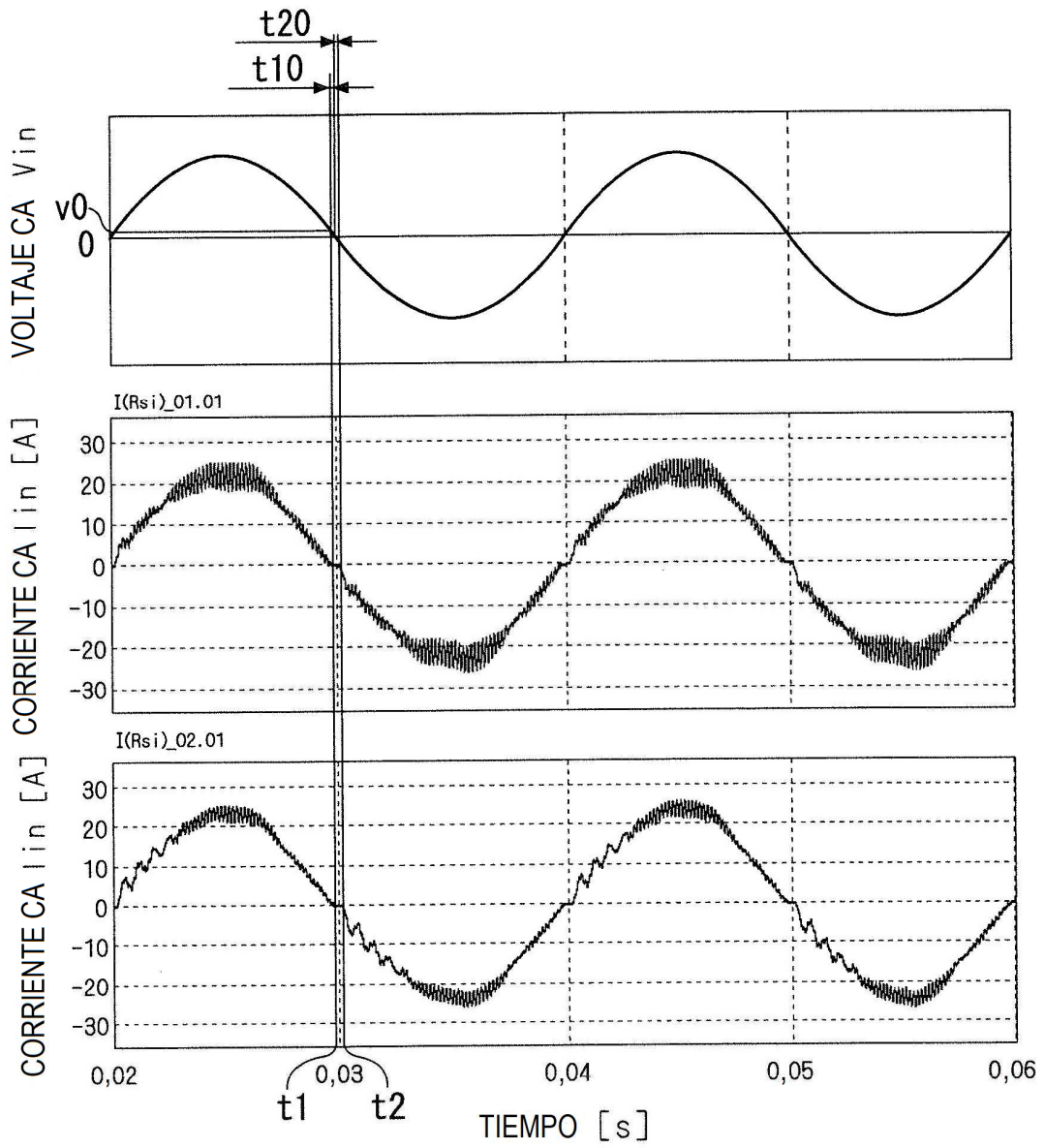
F I G . 1 8



F I G . 1 9



F I G . 20



F I G . 2 1

