

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 653 854**

51 Int. Cl.:

H02M 5/458 (2006.01)
H02M 7/797 (2006.01)
H02M 1/32 (2007.01)
H02M 7/219 (2006.01)
H02M 5/297 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **06.08.2008 PCT/JP2008/064125**
- 87 Fecha y número de publicación internacional: **12.02.2009 WO09020152**
- 96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **06.08.2008 E 08826940 (2)**
- 97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **22.11.2017 EP 2178199**

54 Título: **Aparato de conversión de potencia directa**

30 Prioridad:

07.08.2007 JP 2007205602

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
09.02.2018

73 Titular/es:

**DAIKIN INDUSTRIES, LTD. (100.0%)
UMEDA CENTER BUILDING 4-12, NAKAZAKI-
NISHI 2-CHOME, KITA-KU, OSAKA-SHI
OSAKA 530-8323, JP**

72 Inventor/es:

SAKAKIBARA, KENICHI

74 Agente/Representante:

FÚSTER OLAGUIBEL, Gustavo Nicolás

ES 2 653 854 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

Aparato de conversión de potencia directa

5 **Campo técnico**

La presente invención se refiere a un aparato de conversión de potencia directa y, más particularmente, a un aparato de conversión de potencia directa que incluye un circuito de bloqueo en una sección de enlace de CC.

10 **Antecedentes de la técnica**

El documento no de patente 1, que se describirá a continuación, divulga un aparato de conversión de potencia de CA directa que incluye un circuito de bloqueo. La FIG. 9 muestra el aparato de conversión de potencia de CA directa descrito en el documento no de patente 1. En este caso, se asume que se proporciona un motor IPM en un lado de salida de este aparato de conversión de potencia de CA directa. Cuando La representa una inductancia por fase que corresponde a un valor promedio de inductancias efectivas del motor IPM, i representa la corriente de sobrecarga que sirve de referencia para interrumpir el suministro de corriente al motor IPM, Vc representa la tensión entre ambos extremos de un condensador de bloqueo, Cc representa la capacitancia electrostática del condensador de bloqueo y Vs representa la tensión de línea de un suministro eléctrico de CA trifásico, y, cuando toda la potencia almacenada en un inductor para tres fases del motor IPM se regenera al condensador de bloqueo, se cumple la siguiente expresión relacional.

[Expresión 1]

$$\frac{1}{2}La\left(i^2 + \left(\frac{i}{2}\right)^2 + \left(\frac{i}{2}\right)^2\right) = \frac{1}{2}Cc\left(Vc^2 - (\sqrt{2}Vs)^2\right) \dots (1)$$

25 Por lo tanto, la tensión entre ambos extremos del condensador de bloqueo se expresa mediante la siguiente expresión.

30 [Expresión 2]

$$Vc = \sqrt{\frac{3}{2} \frac{La}{Cc} i^2 + 2Vs^2} \dots (2)$$

35 La FIG. 10 muestra la relación entre la tensión entre ambos extremos y la capacitancia electrostática del condensador de bloqueo, que se basa en la Expresión (2). Por ejemplo, si la tensión de suministro eléctrico Vs es de 400 V, la inductancia La es de 12 mH, la corriente de sobrecarga i es de 40 A y la capacitancia electrostática del condensador de bloqueo es de 10 µF, la tensión Vc entre ambos extremos del condensador de bloqueo es aproximadamente de 1.800 V. El valor de tensión supera el valor nominal del dispositivo de 1.200 V de un transistor y un diodo con tensión de suministro eléctrico de escala de 400 V.

40 Con el fin de conservar la tensión Vc entre ambos extremos del condensador de bloqueo en aproximadamente 750 V o inferior, es necesario que la capacitancia electrostática del condensador de bloqueo sea de 200 µF o superior a partir de la Expresión (2) y la FIG. 10.

45 Por otro lado, una corriente de irrupción durante el encendido aumenta a medida que se aumenta la capacitancia electrostática del condensador de bloqueo. En este caso, un circuito en serie en el que un suministro eléctrico, un reactor, un resistor y un condensador están conectados en serie se toma como ejemplo de un circuito en serie para una fase, donde L representa una inductancia del reactor, R representa un valor de resistencia del resistor y C representa una capacitancia electrostática del condensador de bloqueo. Entonces, una característica de transferencia de salida (corriente) a entrada (tensión de suministro eléctrico Vs) en el circuito en serie se expresa mediante la siguiente expresión.

[Expresión 3]

$$G(s) = \frac{ic}{Vs} = sC \frac{1/LC}{s^2 + sR/L + 1/LC} \dots (3)$$

La respuesta a la entrada escalonada se expresa mediante la siguiente expresión.

5 [Expresión 4]

$$G(s) = sC \frac{1/LC}{s^2 + sR/L + 1/LC} \frac{1}{s} = \frac{1/L}{s^2 + sR/L + 1/LC} \dots (4)$$

10 En este caso, la Expresión (4) se somete a la transformada de Laplace inversa para obtener la respuesta de corriente asumiendo que $1/L=D$, $R/L=E$ y $1/LC=F$, se deriva la siguiente expresión.

[Expresión 5]

$$i(t) = \frac{D}{\omega} e^{-\alpha} \sin \omega t \dots (5)$$

15 [Expresión 6]

$$\omega = \frac{\sqrt{4F - E^2}}{2}, \quad \sigma = \frac{E}{2} \dots (6)$$

20 F disminuye a medida que la capacitancia electrostática C del condensador aumenta y D y E permanecen constantes con independencia de la capacitancia electrostática C y, por tanto, ω disminuye a medida que la capacitancia electrostática C del condensador aumenta. Por consiguiente, un término de amplitud D/ω que excluye la atenuación a lo largo del tiempo aumenta a medida que la capacitancia electrostática C del condensador aumenta. Es decir, la corriente de irrupción aumenta junto con un aumento en la capacitancia electrostática C del condensador.

25 Cuando el valor máximo de corriente se obtiene asumiendo que un valor obtenido al diferenciar $i(t)$ con respecto al tiempo es 0 ($i(t)'=0$) a partir de la Expresión (5), se deriva la siguiente expresión.

30 [Expresión 7]

$$t = \frac{\pi - \alpha}{\omega} \dots (7)$$

35 El valor máximo se considera como corriente de irrupción. La FIG. 11 muestra la relación entre corriente de irrupción ($i((\pi-\alpha)/\omega)$) y la capacitancia electrostática C.

40 Tal como se describió anteriormente, la tensión entre ambos extremos del condensador de bloqueo cargado con la corriente regenerativa es aproximadamente igual o inferior a 750 V y, por consiguiente, si la capacitancia electrostática del condensador de bloqueo es de 200 [micro]F, el valor máximo (corriente de irrupción) de corriente alcanza 150 A a partir de las expresiones (6) y (7) y de la FIG. 11.

45 En el documento no de patente 1, para reducir la corriente de irrupción mencionada anteriormente y también reducir la tensión entre ambos extremos del condensador de bloqueo cargado con la corriente regenerativa, se proporciona un circuito de descarga en el condensador de bloqueo. Más específicamente, el circuito de descarga incluye un resistor de descarga conectado en paralelo con el condensador de bloqueo. La corriente de irrupción se reduce al reducir la capacitancia electrostática del condensador de bloqueo y se descargan cargas cargadas en el condensador de bloqueo al resistor de descarga cuando la tensión entre ambos extremos del condensador de

bloqueo supera una tensión de referencia predeterminada debido a la corriente regenerativa, por lo cual se impide que aumente la tensión entre ambos extremos.

Obsérvese que los documentos de patente 1 a 5 divulgan las tecnologías relacionadas con la presente invención.

Documento no de patente 1: J. Schoenberger, T. Friedli, S. D. Round, J. W. Kolar, "An ultra sparse matrix converter with a novel active clamp circuit", Proc. of the 4th power conversion conference (PCC '07), pp. 784-791

Documento de patente 1: Patente estadounidense n. ° 6.995.992

Documento de patente 2: Solicitud de patente japonesa abierta a consulta por el público n. ° 2006-54947

Documento de patente 3: Solicitud de patente japonesa abierta a consulta por el público n. ° 02-65667

Documento de patente 4: Publicación de patente japonesa n. ° 62-53918

Documento de patente 5: Publicación de patente japonesa JP 2000 341967 A

Divulgación de la invención

Problema para resolver por la invención

Sin embargo, en la tecnología descrita en el documento no de patente 1, aproximadamente la misma cantidad de tensión como la tensión entre ambos extremos (= tensión de referencia) del condensador de bloqueo se aplica al resistor de descarga y, por tanto, el resistor de descarga requiere una capacidad de potencia igual o superior a $(\text{tensión de referencia}) \cdot (\text{tensión de referencia}) / (\text{valor de resistencia})$.

Por lo tanto, un objeto de la presente invención es proporcionar un aparato de conversión de potencia directa capaz de reducir la capacidad de potencia requerida por un resistor de descarga.

Medios para resolver el problema

De acuerdo con un primer aspecto de la presente invención, un aparato de conversión de potencia directa incluye las características según la reivindicación 1.

De acuerdo con un segundo aspecto del aparato de conversión de potencia directa de la presente invención, en el aparato de conversión de potencia directa de acuerdo con el primer aspecto, un valor de resistencia del resistor de descarga (R1) es igual o inferior a un valor obtenido dividiendo el valor predeterminado (Vref-h) entre un valor máximo de una corriente que fluya a través del resistor de descarga.

De acuerdo con un tercer aspecto del aparato de conversión de potencia directa de la presente invención, en el aparato de conversión de potencia directa de acuerdo con el primer o el segundo aspecto, que incluye además: un tercer dispositivo de capacitancia (C3) conectado entre el primer dispositivo de diodo (D1) y el segundo dispositivo de capacitancia (C2); un cuarto dispositivo de diodo (D6) conectado entre dicho segundo dispositivo de capacitancia (C2) y dicho tercer dispositivo de capacitancia (C3), estando el ánodo del cuarto dispositivo de diodo conectado a dicho tercer dispositivo de capacitancia (C3) y estando el cátodo del cuarto dispositivo de diodo conectado a dicho segundo dispositivo de capacitancia (C2) y a dicho segundo dispositivo de diodo (D2); un ánodo conectado a un punto entre el primer dispositivo de diodo y el tercer dispositivo de capacitancia y un cátodo conectado a la línea de suministro eléctrico de CC de lado positivo; y un sexto dispositivo de diodo (D8) que tiene un ánodo conectado a la línea de suministro eléctrico de CC de lado negativo y un cátodo conectado a un punto entre el cuarto dispositivo de diodo y el tercer dispositivo de capacitancia.

De acuerdo con un cuarto aspecto del aparato de conversión de potencia directa de la presente invención, en el aparato de conversión de potencia directa de acuerdo con uno cualquiera de los primer a tercer aspectos, el convertidor de potencia de fuente de tensión y el dispositivo de conmutación están compuestos por un módulo integrado de potencia (PIM).

Efectos de la invención

De acuerdo con el primer aspecto del aparato de conversión de potencia directa de la presente invención, el primer dispositivo de capacitancia y el segundo dispositivo de capacitancia están cargados con una corriente regenerativa de la carga de múltiples fases inductiva. En este caso, el primer dispositivo de capacitancia y el segundo dispositivo de capacitancia están cargados en el estado de estar conectados en serie entre sí rectificando funciones del primer dispositivo de diodo al tercer dispositivo de diodo (véase la FIG. 3). El primer dispositivo de capacitancia y el segundo dispositivo de capacitancia dividen una tensión entre la línea de suministro eléctrico de CC de lado positivo y la línea de suministro eléctrico de CC de lado negativo, por lo cual es posible reducir las tensiones de ruptura del

primer dispositivo de capacitancia y del segundo dispositivo de capacitancia.

Entonces, se pone en conducción el dispositivo de conmutación cuando la tensión entre ambos extremos del primer dispositivo de capacitancia o del segundo dispositivo de capacitancia supera el primer valor predeterminado. En esta ocasión, el primer dispositivo de capacitancia y el segundo dispositivo de capacitancia se descargan en el estado de estar conectados en paralelo entre sí al resistor de descarga mediante las funciones de rectificación del primer dispositivo de diodo al tercer dispositivo de diodo (véase la FIG. 4). El primer dispositivo de capacitancia y el segundo dispositivo de capacitancia se descargan de esta manera, por lo cual es posible suprimir la tensión entre ambos extremos del primer dispositivo de capacitancia y la tensión entre ambos extremos del segundo dispositivo de capacitancia debido a la corriente regenerativa.

Además, es posible aplicar, al resistor de descarga, las tensiones entre ambos extremos de un par del primer dispositivo de capacitancia y del segundo dispositivo de capacitancia. Por consiguiente, en comparación con un modo en el que se proporcione un condensador de bloqueo entre una línea de suministro eléctrico de CC de lado positivo y una línea de suministro eléctrico de CC de lado negativo, puede reducirse la capacitancia electrostática requerida por un resistor de descarga.

De acuerdo con el segundo aspecto del aparato de conversión de potencia directa de la presente invención, la tensión entre ambos extremos del resistor de descarga cuando se pone en conducción el dispositivo de conmutación, y por tanto la corriente más grande fluye a través del resistor de descarga, es inferior al primer valor predeterminado. La tensión entre ambos extremos es igual a las tensiones entre ambos extremos del primer dispositivo de capacitancia y del segundo dispositivo de capacitancia. Por lo tanto, incluso en un caso en el que las tensiones entre ambos extremos son las más grandes (la corriente más grande fluye a través del resistor de descarga), puede impedirse que el dispositivo de conmutación esté en conducción durante un periodo de tiempo largo y, por consiguiente, puede reducirse un valor nominal de tiempo del dispositivo de conmutación.

De acuerdo con el tercer aspecto del aparato de conversión de potencia directa de la presente invención, estando el dispositivo de conmutación en conducción, el primer dispositivo de capacitancia al tercer dispositivo de capacitancia se descargan al resistor de descarga en el estado de estar conectados en paralelo entre sí mediante las funciones de rectificación del primer dispositivo de diodo al sexto dispositivo de diodo. Por consiguiente, en comparación con el caso en el que el primer dispositivo de capacitancia al tercer dispositivo de capacitancia se descargan en el estado de estar conectados en serie entre sí, puede reducirse adicionalmente la capacidad de potencia del resistor de descarga.

De acuerdo con el cuarto aspecto del aparato de conversión de potencia directa de la presente invención, el convertidor de potencia de fuente de tensión y el dispositivo de conmutación pueden fabricarse íntegramente, y por tanto se usan ampliamente en un aparato de conversión de potencia de CA indirecta. Por consiguiente, el aparato de conversión de potencia directa puede configurarse para ser de tamaño compacto a bajo coste.

Estos y otros objetivos, características, aspectos y ventajas de la presente invención se harán más evidentes a partir de la siguiente descripción detallada de la presente invención cuando se tome en conjunto con los dibujos adjuntos.

Breve descripción de los dibujos

La FIG. 1 es un diagrama de configuración conceptual de un dispositivo de accionamiento de motor.

La FIG. 2 es un diagrama de configuración conceptual de un circuito para emitir una señal de conmutación a un transistor incluido en un circuito de frenado.

La FIG. 3 es un diagrama que muestra un estado en el que se carga un condensador de bloqueo.

La FIG. 4 es un diagrama que muestra un estado en el que se descarga el condensador de bloqueo.

La FIG. 5 es una gráfica que muestra corrientes que fluyen a través de bobinas incluidas en un motor, corrientes que fluyen a través de líneas de suministro eléctrico de CC, tensión entre ambos extremos de un condensador de bloqueo, tensiones entre ambos extremos de un par de condensadores de bloqueo, tensión entre las líneas de suministro eléctrico de CC y corriente que fluye a través de un resistor de descarga (transistor) en un dispositivo de accionamiento de motor de acuerdo con un primer modo de realización.

La FIG. 6 es una gráfica que muestra corrientes que fluyen a través de bobinas incluidas en un motor, corrientes que fluyen a través de líneas de suministro eléctrico de CC, tensión entre ambos extremos de un condensador de bloqueo, tensiones entre ambos extremos de un par de condensadores de bloqueo, tensión entre las líneas de suministro eléctrico de CC y corriente que fluye a través de un resistor de descarga (transistor) en un dispositivo de accionamiento de motor de acuerdo con un segundo modo de realización.

La FIG.7 es otra gráfica que muestra corrientes que fluyen a través de bobinas incluidas en un motor, corrientes que

fluyen a través de líneas de suministro eléctrico de CC, tensión entre ambos extremos de un condensador de bloqueo, tensiones entre ambos extremos de un par de condensadores de bloqueo, tensión entre las líneas de suministro eléctrico de CC y corriente que fluye a través de un resistor de descarga (transistor) en el dispositivo de accionamiento de motor de acuerdo con el segundo modo de realización.

5 La FIG. 8 es un diagrama de configuración conceptual de un circuito de bloqueo incluido en un dispositivo de accionamiento de motor de acuerdo con un tercer modo de realización.

10 La FIG. 9 es un diagrama que muestra un aparato de conversión de potencia del documento no de patente 1.

La FIG. 10 es una gráfica que muestra una relación entre la capacitancia electrostática de condensador de bloqueo y una tensión entre ambos extremos del condensador de bloqueo.

15 La FIG. 11 es una gráfica que muestra una relación entre la capacitancia electrostática del condensador de bloqueo y la corriente de irrupción del condensador de bloqueo.

Mejor modo de llevar a cabo la invención

Primer modo de realización

20 La FIG. 1 es un diagrama de configuración conceptual de un dispositivo de accionamiento de motor como ejemplo de un aparato de conversión de potencia directa de acuerdo con un primer modo de realización de la presente invención. El dispositivo de accionamiento de motor incluye un suministro eléctrico E1, líneas de entrada ACLr, ACLs y ACLt, reactores Lr, Ls y Lt, condensadores Cr, Cs y Ct, un convertidor de fuente de corriente 1, líneas de suministro eléctrico de CC L1 y L2, un circuito de bloqueo 2, un circuito de frenado 3, un inversor de fuente de tensión 4 y un motor 5.

25 El suministro eléctrico E1 es un suministro eléctrico de CA de múltiples fases, que es, por ejemplo, un suministro eléctrico de CA trifásico y suministra las líneas de entrada ACLr, ACLs y ACLt con corriente CA trifásica.

30 Los reactores Lr, Ls y Lt se proporcionan en las líneas de entrada ACLr, ACLs y ACLt, respectivamente.

35 Cada uno de los condensadores Cr, Cs y Ct se conecta entre unas de las líneas de entrada ACLr, ACLs y ACLt. Es decir, el condensador Cr se proporciona entre las líneas de entrada ACLr y ACLs, el condensador Cs se proporciona entre las líneas de entrada ACLs y ACLt y el condensador Ct se proporciona entre las líneas de entrada ACLt y ACLr. Más específicamente, unos extremos de los mismos se conectan a los reactores Lr, Ls y Lt en un lado opuesto al suministro eléctrico E1 y los otros extremos de los mismos se conectan entre sí. Esos se proporcionan en un lado de salida del convertidor de fuente de corriente 1 y funcionan como una fuente de tensión. Los condensadores Cr, Cs y Ct constituyen un filtro LC que suprime la corriente de conmutación, junto con los reactores Lr, Ls y Lt.

40 El convertidor de fuente de corriente 1 se conecta al suministro eléctrico E1 por medio del filtro LC y convierte una entrada de tensión de CA de múltiples fases desde las líneas de entrada ACLr, ACLs y ACLt en una tensión de CC en forma de onda cuadrada que tiene dos potenciales para suministrar la tensión de CC entre las líneas de suministro eléctrico de CC L1 y L2 (véase la forma de onda de tensión entre las líneas eléctricas de CC L1 y L2 de las FIGS. 5 a 7, que se describirá a continuación).

45 Más específicamente, el convertidor de fuente de corriente 1 incluye transistores Srp, Srn, Ssp, Ssn, Stp y Stn y diodos Drp, Drn, Dsp, Dsn, Dtp y Dtn.

50 Se conectan cátodos respectivos de los diodos Drp, Dsp y Dtp a la línea de suministro eléctrico de CC L1. Se conectan ánodos respectivos de los diodos Drn, Dsn y Dtn a la línea de suministro eléctrico de CC L2.

55 Se conectan emisores de los transistores Srp, Ssp y Stp a ánodos de los diodos Drp, Dsp y Dtp, respectivamente. Se conectan colectores de los transistores Srn, Ssn y Stn a cátodos de los diodos Drn, Dsn y Dtn, respectivamente. Un colector del transistor Srp y un emisor del transistor Srn, un colector del transistor Ssp y un emisor del transistor Ssn y un colector del transistor Stp y un emisor del transistor Stn se conectan en común a las líneas de entrada ACLr, ACLs y ACLt, respectivamente.

60 Se suministran bases respectivas de aquellos transistores Srp, Srn, Ssp, Ssn, Stp y Stn con una señal de conmutación mediante una sección de control (no mostrada) o similar, y el convertidor de fuente de corriente 1 convierte la tensión de CA trifásica en una tensión de CC en forma de onda cuadrada que tiene dos potenciales. Obsérvese que la línea de suministro eléctrico de CC L1 se considera como una línea de suministro eléctrico de CC de lado positivo y la línea de suministro eléctrico de CC L2 se considera como una línea de suministro eléctrico de CC de lado negativo a la que se aplica un potencial inferior a un potencial aplicado a la línea de suministro eléctrico de CC L1.

El circuito de bloqueo 2 incluye al menos dos condensadores de bloqueo. Esos dos condensadores de bloqueo se cargan en un estado de estar conectados en serie entre sí para tener una tensión superior al potencial superior de la tensión en forma de onda cuadrada y se descargan en un estado de estar conectados en paralelo entre sí para tener una tensión inferior al potencial inferior de la tensión en forma de onda cuadrada. De esta manera, el circuito de bloqueo actúa en un estado estable, a través de la operación de descarga/carga mencionada anteriormente, para equilibrar una tensión cuando la corriente de descarga sea superior a la corriente de carga. Más específicamente, el circuito de bloqueo 2 incluye condensadores de bloqueo C1 y C2 y diodos D1 a D3.

El condensador de bloqueo C1 tiene un extremo conectado a la línea de suministro eléctrico de CC L1. El condensador de bloqueo C2 se conecta al otro extremo del condensador de bloqueo C1 y a la línea de suministro eléctrico de CC L2. Es decir, los condensadores de bloqueo C1 y C2 se conectan en serie entre sí entre las líneas de suministro eléctrico de CC L1 y L2.

Entre los condensadores de bloqueo C1 y C2, el diodo D1 tiene un ánodo y un cátodo conectado al condensador de bloqueo C1 y al condensador de bloqueo C2, respectivamente. El diodo D2 tiene un ánodo conectado a un punto entre el condensador de bloqueo C2 y el diodo D1 y un cátodo conectado a la línea de suministro eléctrico de CC L1. El diodo D3 tiene un ánodo conectado a la línea de suministro eléctrico de CC L2 y un cátodo conectado a un punto entre el condensador de bloqueo C1 y el diodo D1.

El circuito de frenado 3 incluye un resistor de descarga R1, un transistor S1 y diodos D4 y D5. El resistor de descarga R1 se conecta entre las líneas de suministro eléctrico de CC L1 y L2. El transistor S1 se conecta en serie con el resistor de descarga R1. El diodo D4 tiene un ánodo conectado a un punto entre el resistor de descarga R1 y el transistor S1 y un cátodo conectado a la línea de suministro eléctrico de CC L1. El diodo D5 tiene un ánodo conectado a un emisor del transistor S1 y un cátodo conectado a un colector del transistor S1.

Se pone en conducción el transistor S1 cuando al menos cualquiera de las tensiones entre ambos extremos de los condensadores de bloqueo C1 y C2 supera un valor predeterminado. Por ejemplo, la FIG. 2 muestra un ejemplo de un circuito para emitir una señal de conmutación al transistor S1. Un amplificador diferencial 6 tiene un terminal de entrada no inversora a la que se aplica una tensión V_{c1} entre ambos extremos del condensador de bloqueo 2 y un terminal de entrada inversora al que se aplica una tensión de referencia V_{ref} (aunque no se muestra en el presente documento, el amplificador diferencial tiene características de histéresis de tensiones de referencia V_{ref-h} y V_{ref-L} basándose en la tensión de referencia) que sirve de referencia del valor predeterminado. Una salida del amplificador diferencial 6 se introduce en una base del transistor S1 como una señal de conmutación.

Un valor de resistencia $r1$ del resistor de descarga R1 es inferior a un valor obtenido dividiendo un valor, que se obtiene al multiplicar la tensión de referencia V_{ref-h} por el número de los condensadores de bloqueo C1 y C2, por el valor máximo I_{max} de la corriente que fluye a través del resistor de descarga R1. Es decir, $r1 < 2 \cdot V_{ref-h} / I_{max}$ (a continuación en el presente documento, la denominada Expresión (8)) se cumple. Esto se describirá detalladamente a continuación.

El inversor de fuente de tensión 4 convierte la tensión de CC en forma de onda cuadrada que tiene dos potenciales entre las líneas de suministro eléctrico de CC L1 y L2 en una tensión de CA en forma de onda cuadrada y emite la tensión de CA en forma de onda cuadrada al motor 5. Más específicamente, el inversor de fuente de tensión 4 incluye transistores Sup, Sun, Svp, Svn, Swp y Swn y diodos Dup, Dun, Dvp, Dvn, Dwp y Dwn.

Se conectan colectores respectivos de los transistores Sup, Svp y Swp y cátodos respectivos de los diodos Dup, Dvp y Dwp a la línea de suministro eléctrico de CC L1 y se conectan emisores respectivos de los transistores Sun, Svn y Swn y ánodos respectivos de los diodos Dun, Dvn y Dwn a la línea de suministro eléctrico de CC L2.

Un emisor del transistor Sup, un colector del transistor Sun, un ánodo del diodo Dup y un cátodo del diodo Dun se conectan en común al motor 5, un emisor del transistor Svp, un colector del transistor Svn, un ánodo del diodo Dvp y un cátodo del diodo Dvn se conectan en común al motor 5 y un emisor del transistor Swp, un colector del transistor Swn, un ánodo del diodo Dwp y un cátodo del diodo Dwn se conectan en común al motor 5.

Se suministran bases de esos transistores Sup, Sun, Svp, Svn, Swp y Swn con la señal de conmutación mediante la sección de control (no mostrada) o similar y el inversor de fuente de tensión 4 convierte la tensión de CC en forma de onda cuadrada que tiene dos potenciales entre las líneas de suministro eléctrico de CC L1 y L2 en una tensión de CA en forma de onda cuadrada y emite la tensión de CA en forma de onda cuadrada al motor 5.

El motor 5 es, por ejemplo, un motor de CA trifásico, y un componente de inductancia y un componente de resistencia del mismo están representados por las bobinas Lu, Lv y Lw y por los resistores Ru, Rv y Rw, respectivamente. Las bobinas Lu, Lv y Lw se conectan en serie con los resistores Ru, Rv y Rw, respectivamente. Unos extremos de las bobinas Lu, Lv y Lw en un lado opuesto a los resistores Ru, Rv y Rw se conectan a un punto entre los transistores Sup y Sun, entre los transistores Svp y Svn, y entre los transistores Swp y Swn, respectivamente. Unos extremos de los resistores Ru, Rv y Rw en un lado opuesto a las bobinas Lu, Lv y Lw se

conectan en común en un punto neutro P.

El motor 5 se suministra con la tensión de CA en forma de onda cuadrada desde el inversor de fuente de tensión 4. Gracias a la componente de inductancia del motor 5, se filtra una corriente de CA para accionar el motor 5. En otras palabras, el motor 5 convierte la tensión de CA en forma de onda cuadrada suministrada desde el inversor de fuente de tensión 4 en la corriente de CA.

Los condensadores Cr, Cs y Ct se cargan con esta corriente de CA que fluye a través del motor 5 por medio del inversor de fuente de tensión 4 y el convertidor de fuente de corriente 1, que se convierte en la tensión de CA. En otras palabras, el motor 5 se considera también como una fuente de corriente para el convertidor de fuente de corriente 1.

De acuerdo con el circuito de bloqueo 2 del dispositivo de accionamiento de motor que tiene la configuración mencionada anteriormente, en un caso en el que la corriente que fluye a través del motor 5 se retrasa con respecto a la tensión entre las líneas de suministro eléctrico de CC L1 y L2 debido a un factor de potencia de carga del lado del inversor de fuente de tensión 4, durante un periodo de tiempo predeterminado, una corriente de reflujo fluye desde el motor 5 hasta las líneas de suministro eléctrico de CC L1 y L2, por lo cual los condensadores de bloqueo C1 y C2 se cargan en el estado de estar conectados en serie entre sí. En esta ocasión, la tensión de carga (tensiones entre ambos extremos de un par de los condensadores de bloqueo C1 y C2) también se determina basándose en el factor de potencia de carga. Por otro lado, cuando las tensiones entre ambos extremos de los condensadores de bloqueo C1 y C2 ascienden para superar la tensión inferior de la tensión en forma de onda cuadrada entre las líneas de suministro eléctrico de CC L1 y L2, los condensadores de bloqueo C1 y C2 se descargan en el estado de estar conectados en paralelo entre sí. Obsérvese que los condensadores de bloqueo C1 y C2 se cargan en el estado de estar conectados en serie entre sí y se descargan en el estado de estar conectados en paralelo entre sí, y por tanto la tensión de descarga es la mitad de la tensión de carga.

A través de la operación de descarga/carga tal como se describió anteriormente, las tensiones de los condensadores de bloqueo C1 y C2 se equilibran en un caso en el que la corriente de descarga es más grande que la corriente de carga.

Tal como se describió anteriormente, la corriente de reflujo del motor 5 se carga y se descarga de nuevo para suministrarse al motor 5, con el resultado de que el motor 5 se acciona eficientemente. Además, el circuito de bloqueo 2 no requiere un denominado dispositivo activo tal como un dispositivo de conmutación, por lo cual el consumo de potencia y coste de fabricación se reducen.

Además, en un caso en el que se reduce una corriente de funcionamiento al motor 5 (el motor 5 se desacelera) o en un caso en el que se detiene el suministro de la corriente de funcionamiento al motor 5, la corriente regenerativa desde el motor 5 se suministra a los condensadores de bloqueo C1 y C2. Además, en este caso, los condensadores de bloqueo C1 y C2 se cargan en el estado de estar conectados en serie entre sí. La FIG. 3 muestra un estado en el que los condensadores de bloqueo C1 y C2 se cargan cuando fluye la corriente regenerativa. Los condensadores de bloqueo C1 y C2 dividen una tensión entre las líneas de suministro eléctrico de CC L1 y L2, que reduce las tensiones de ruptura de los condensadores de bloqueo C1 y C2.

Además, tal como se describió anteriormente, las tensiones entre ambos extremos de los condensadores de bloqueo C1 y C2 ascienden para superar el potencial inferior de la tensión en forma de onda cuadrada, los condensadores de bloqueo C1 y C2 se descargan en, por ejemplo, el lado de motor 5. En este caso, los condensadores de bloqueo C1 y C2 se descargan en el estado de estar conectados en paralelo entre sí rectificando funciones de los diodos D1 a D3.

A continuación en el presente documento, se dará una descripción específica de un caso en el que la operación del inversor de fuente de tensión 4 se detiene para proteger el motor 5 de una sobrecarga para detener el suministro de corriente al motor 5 cuando, por ejemplo, la corriente de funcionamiento para suministrarse al motor 5 supere un valor predeterminado.

Como ejemplo de funcionamiento específico, se describirá un caso en el que la tensión de suministro eléctrico Vs del suministro eléctrico E1 es de 400 V, el valor máximo I_{max} de la corriente regenerativa es de 40 A, el valor de resistencia r1 del resistor de descarga R1 es de 15 Ω y la tensión de referencia V_{ref-h} es de 400 V. Obsérvese que esos cumplen la Expresión (8). La FIG. 4 muestra un estado en el que los condensadores de bloqueo C1 y C2 se descargan. La FIG. 5 muestra corrientes que fluyen a través de las bobinas Lu, Lv y Lw, corrientes que fluyen a través de las líneas de suministro eléctrico de CC L1 y L2, una tensión entre ambos extremos del condensador de bloqueo C2, una suma de tensiones entre ambos extremos de los condensadores de bloqueo C1 y C2, una tensión entre las líneas de suministro eléctrico de CC L1 y L2 y una corriente que fluye a través del resistor de descarga R1 (transistor S1).

Por ejemplo, en un caso en el que se detiene el suministro desde el suministro eléctrico E1 para detener el suministro de corriente al motor 5 (véase el tiempo de 70 ms de la FIG. 5), la corriente regenerativa desde el motor 5

fluye a través de las líneas de suministro eléctrico de CC L1 y L2 (véase la FIG. 5) y la corriente regenerativa se suministra a los condensadores de bloqueo C1 y C2. En este caso, los condensadores de bloqueo C1 y C2 se cargan en el estado de estar conectados en serie entre sí, por lo cual las tensiones entre ambos extremos de los condensadores de bloqueo C1 y C2 ascienden (véanse la FIG. 3 y la FIG. 5).

Entonces, se pone en conducción el transistor S1 cuando, por ejemplo, la tensión Vc1 entre ambos extremos del condensador de bloqueo C2 supera la tensión de referencia Vref-h. Obsérvese que la tensión de referencia Vref-h (400 V) se establece en un valor superior a la tensión Vc1 (aproximadamente 350 V) entre ambos extremos del condensador de bloqueo C2 al accionar el motor 5. Si se pone en conducción el transistor S1, los condensadores de bloqueo C1 y C2 no se descargan, por lo cual toda la corriente regenerativa fluye a través del circuito de frenado 3. A continuación se dará la descripción específica de la misma. Obsérvese que se dará la descripción sin tener en cuenta la caída de tensión del transistor S1 por motivos de simplicidad.

Una caída de tensión Vr1 del resistor de descarga R1, que se produce cuando la corriente regenerativa fluye a través del resistor de descarga R1, se obtiene al multiplicar el valor de resistencia r1 del resistor de descarga R1 por la corriente regenerativa. Al asumir que la corriente regenerativa es casi la misma que I_{max} al mismo tiempo cuando se pone en conducción el transistor S1 primero, $Vr1 = r1 \cdot I_{max} = 600 \text{ V}$.

Por otro lado, las tensiones entre ambos extremos de los condensadores de bloqueo C1 y C2 son cada una de 400 V (igual a la tensión de referencia Vref-h). La suma de las tensiones entre ambos extremos de los condensadores de bloqueo C1 y C2 es de 800 V y la caída de tensión Vr1 en el caso en el que toda la corriente regenerativa fluye a través del resistor R1 de descarga es de 600 V, y por tanto la relación entre la corriente regenerativa y el resistor de descarga R1 pasa a ser dominante. Más específicamente, la corriente regenerativa que fluye a través del resistor de descarga R1 no fluye a través de los condensadores de bloqueo C1 y C2 sino que fluye en el resistor de descarga R1. En otras palabras, el valor de resistencia r1 cumple la Expresión (8), por lo cual es posible impedir que los condensadores de bloqueo C1 y C2 se carguen con la corriente regenerativa.

Los condensadores de bloqueo C1 y C2 se descargan en el estado de estar conectados en paralelo entre sí y, en este caso, las tensiones entre ambos extremos (= tensión de referencia) de los condensadores de bloqueo C1 y C2 son inferiores a la caída de tensión Vr1 del resistor de descarga R1. Por consiguiente, los condensadores de bloqueo C1 y C2 no se descargan.

Entonces, la caída de tensión Vr1 disminuye junto con una disminución de la corriente regenerativa (véase la tensión entre las líneas de suministro eléctrico de CC L1 y L2 de la FIG. 5) y, cuando la caída de tensión Vr1 cae por debajo de las tensiones entre ambos extremos de los condensadores de bloqueo C1 y C2, se inicia la descarga de los condensadores de bloqueo C1 y C2 al resistor de descarga R1 (véanse la FIG. 4 y la FIG. 5).

Después de eso, se pone en no conducción el transistor S1 cuando la tensión Vc1 entre ambos extremos del condensador de bloqueo C2 cae por debajo de la tensión de referencia Vref-L y la corriente regenerativa fluye a través de los condensadores de bloqueo C1 y C2, por lo cual estos se cargan. Entonces, se pone en conducción el transistor S1 cuando la tensión Vc1 entre ambos extremos del condensador de bloqueo C2 de nuevo supera la tensión de referencia Vref-h, por lo cual los condensadores de bloqueo C1 y C2 se descargan.

Tal como se describió anteriormente, es posible consumir energía regenerativa debido a la corriente regenerativa mientras que se impide que las tensiones entre ambos extremos de los condensadores de bloqueo C1 y C2 asciendan debido a la corriente regenerativa.

Además, en un modo en el que un condensador de bloqueo se proporciona entre líneas de suministro eléctrico de CC, se aplica una tensión igual a la tensión entre las líneas de suministro eléctrico de CC L1 y L2 (= tensión entre ambos extremos de un condensador de bloqueo, que es de 800 V en las condiciones mencionadas anteriormente) al resistor de descarga R1 cuando se pone en conducción el transistor S1. Por otro lado, en este dispositivo de accionamiento de motor, la caída de tensión Vr1 del resistor de descarga R1 es inferior a esta tensión (por ejemplo, de 800 V) tal como se describió anteriormente. Por consiguiente, es posible reducir la capacidad de potencia requerida por el resistor de descarga R1 con el mismo valor de resistencia.

Segundo modo de realización

Un diagrama de configuración conceptual de un dispositivo de accionamiento de motor de acuerdo con un segundo modo de realización de la presente invención es igual al de la FIG. 1. En este dispositivo de accionamiento de motor, el transistor S1 está en conducción durante un periodo de tiempo en el que la tensión Vc1 entre ambos extremos del condensador de bloqueo C2 supera la tensión de referencia Vref-h. Por consiguiente, cuanto más largo es este periodo de tiempo, mayor valor nominal de tiempo requiere el transistor S1. Por lo tanto, en el dispositivo de accionamiento de motor de acuerdo con el segundo modo de realización, el periodo de tiempo en el que la corriente se mantiene fluyendo a través del transistor S1 se reduce, por lo cual el valor nominal de tiempo requerido por el transistor S1 se reduce.

El valor de resistencia r_1 del resistor de descarga R1 es un valor igual o inferior a un valor obtenido dividiendo la tensión de referencia V_{ref-h} entre el valor máximo I_{max} de la corriente que fluye a través del resistor de descarga R1. Es decir, $r_1 \leq V_{ref-h}/I_{max}$ (a continuación en el presente documento, la denominada Expresión (9)) se cumple.

5 La FIG. 6 muestra las corrientes que fluyen a través de las bobinas L_u , L_v y L_w , la corriente que fluye a través de las líneas de suministro eléctrico de CC L1 y L2, la tensión entre ambos extremos del condensador de bloqueo C2, la suma de las tensiones entre ambos extremos de los condensadores de bloqueo C1 y C2, la tensión entre las líneas de suministro eléctrico de CC L1 y L2 y la corriente que fluye a través del resistor de descarga R1 (transistor S1) cuando, por ejemplo, la operación del inversor de fuente de tensión 4 se detiene para detener el suministro de corriente al motor 5.

10 Obsérvese que la FIG. 6 muestra los resultados en un caso en el que la tensión de suministro eléctrico V_s del suministro eléctrico E1 es de 400 V, el valor máximo I_{max} de la corriente regenerativa es de 40 A, el valor de resistencia r_1 del resistor de descarga R1 es de 10Ω y la tensión de referencia V_{ref-h} es de 400 V, que cumplen la Expresión (9).

Se dará la descripción en comparación con la FIG. 5. En la FIG. 5, el valor de resistencia r_1 es de 15Ω y el valor máximo I_{max} de la corriente regenerativa es de 40 A, y por tanto la caída de tensión V_{r1} del resistor de descarga R1 cuando se pone en conducción el transistor S1 primero es de 600 V, que es superior a 400 V (tensiones entre ambos extremos de los condensadores de bloqueo C1 y C2) de la tensión de referencia V_{ref-h} . Por lo tanto, los condensadores de bloqueo C1 y C2 no se descargan hasta que la caída de tensión V_{r1} cae por debajo de las tensiones entre ambos extremos de los condensadores de bloqueo C1 y C2, por lo cual el transistor S1 está en conducción durante un periodo de tiempo largo.

20 En el segundo modo de realización, la caída de tensión V_{r1} del resistor de descarga R1, que resulta de la corriente regenerativa al mismo tiempo que se pone en conducción el transistor S1 primero, es de 400 V ($=10 \Omega \times 40 A$), que es igual a las tensiones entre ambos extremos de los condensadores de bloqueo C1 y C2. La caída de tensión V_{r1} disminuye junto con una disminución de corriente regenerativa y, por tanto, la caída de tensión V_{r1} cae por debajo de las tensiones entre ambos extremos de los condensadores de bloqueo C1 y C2 inmediatamente después de que se pone en conducción el transistor S1 primero. Por consiguiente, se inicia la descarga de los condensadores de bloqueo C1 y C2 al resistor de descarga R1. Después de eso, tal como en el primer modo de realización, el transistor S1 repite la conducción y la no conducción basándose en, por ejemplo, la tensión V_{c1} entre ambos extremos del condensador de bloqueo C2.

25 Tal como se describió anteriormente, el valor de resistencia r_1 del resistor de descarga R1 es igual o inferior al valor obtenido dividiendo la tensión de referencia V_{ref-h} entre el valor máximo I_{max} de la corriente regenerativa, y, por tanto, se inicia la descarga de los condensadores de bloqueo C1 y C2 inmediatamente después de que el transistor S1 se pone en conducción, lo que reduce el periodo de tiempo en el que el transistor S1 está en conducción.

30 Además, la caída de tensión V_{r1} del resistor de descarga R1 es igual o inferior a la tensión de referencia V_{ref-h} , y por tanto la capacidad de potencia requerida por el resistor de descarga R1 puede reducirse adicionalmente.

La FIG. 7 muestra los resultados de un caso en el que la tensión de suministro eléctrico V_s del suministro eléctrico E1 es de 400 V, el valor máximo I_{max} de la corriente regenerativa es de 40 A, el valor de resistencia r_1 del resistor de descarga R1 es de 5Ω y la tensión de referencia V_{ref-h} es de 400 V, que cumplen la Expresión (9).

35 Por ejemplo, en el tiempo de 70 ms, la corriente regenerativa del motor 5 se suministra a los condensadores de bloqueo C1 y C2, por lo cual las tensiones entre ambos extremos de los condensadores de bloqueo C1 y C2 ascienden (véase la FIG. 7). Entonces, por ejemplo, la tensión V_{c1} entre ambos extremos del condensador de bloqueo C2 supera la tensión de referencia V_{ref-h} , y por tanto se pone en conducción el transistor S1.

40 En esta ocasión, la caída de tensión V_{r1} del resistor de descarga R1, que resulta sólo de la corriente regenerativa I_{max} , es de 200 V ($= 5 \Omega \times 40 A$), y por tanto la caída de tensión V_{r1} es inferior a la tensión V_{c1} (= tensión de referencia $V_{ref-h} = 400 V$) entre ambos extremos del condensador de bloqueo C2. En este caso, un valor de la corriente que fluye a través del resistor de descarga R1 se determina a partir de la relación entre las tensiones entre ambos extremos de los condensadores de bloqueo C1 y C2 y el valor de resistencia r_1 . En otras palabras, se inicia la descarga de los condensadores de bloqueo C1 y C2 al resistor de descarga R1. Tras la descarga de los condensadores de bloqueo C1 y C2, la corriente regenerativa y las corrientes de descarga desde los condensadores de bloqueo C1 y C2 fluyen a través del resistor de descarga R1. Obsérvese que, en esta ocasión, la corriente que fluye a través del resistor de descarga R1 se ha obtenido dividiendo las tensiones entre ambos extremos de los condensadores de bloqueo C1 y C2 entre el valor de resistencia r_1 (= tensión de referencia V_{ref-h} /valor de resistencia r_1).

45 Después de eso, las tensiones entre ambos extremos de los condensadores de bloqueo C1 y C2 disminuyen para caer por debajo de la tensión de referencia V_{ref-L} , por lo cual se pone en no conducción el transistor. Entonces, la

corriente regenerativa fluye a través de los condensadores de bloqueo C1 y C2 para cargarlos y se pone en conducción el transistor S1 cuando la tensión Vc1 entre ambos extremos del condensador de bloqueo C2 supera de nuevo la tensión de referencia Vref-h, con el resultado de que los condensadores de bloqueo C1 y C2 se descargan.

5 Tal como se describió anteriormente, los condensadores de bloqueo C1 y C2 pueden descargarse casi al mismo tiempo que la conducción del transistor S1, y por tanto puede reducirse el periodo de tiempo en el que el transistor S1 está en conducción, lo que reduce el valor nominal de tiempo del transistor S1.

10 Obsérvese que la tensión (caída de tensión Vr1) aplicada al resistor de descarga R1 es constante, que es casi la misma que las tensiones entre ambos extremos (tensión de referencia Vref-h) de los condensadores de bloqueo C1 y C2, y por tanto se genera una pérdida mayor en el resistor de descarga R1 a medida que el valor de resistencia r1 disminuye. Por lo tanto, el valor de resistencia r1 es deseablemente tan grande como sea posible. Es decir, el valor de resistencia r1 es deseablemente un valor obtenido dividiendo la tensión de referencia Vref-h entre el valor máximo de la corriente que fluye a través del resistor de descarga R1.

15 Tercer modo de realización

20 Un diagrama de configuración conceptual de un dispositivo de accionamiento de motor de acuerdo con un tercer modo de realización es igual al de la FIG. 1 excepto por el circuito de bloqueo 2. La FIG. 8 es un diagrama de configuración conceptual del circuito de bloqueo 2 incluido en el dispositivo de accionamiento de motor de acuerdo con el tercer modo de realización.

25 En comparación con el circuito de bloqueo 2 mostrado en la FIG. 1, el circuito de bloqueo 2 incluye además un condensador de bloqueo C3 y diodos D6 a D8. El condensador de bloqueo C3 se conecta entre el diodo D1 y el condensador de bloqueo C2. Entre los condensadores de bloqueo C2 y C3, el diodo D6 tiene un ánodo conectado al condensador de bloqueo C3 y un cátodo conectado al condensador de bloqueo C2 y al diodo D2. El diodo D7 tiene un ánodo conectado a un punto entre el diodo D1 y el condensador de bloqueo C3 y un cátodo conectado a la línea de suministro eléctrico de CC L1. Un diodo D8 tiene un ánodo conectado a la línea de suministro eléctrico de CC L2 y un cátodo conectado a un punto entre el diodo D6 y el condensador de bloqueo C3.

30 De acuerdo con el circuito de bloqueo 2 que tiene la configuración mencionada anteriormente, los condensadores de bloqueo C1 a C3 se cargan en el estado de estar conectados en serie entre sí y se descargan en el estado de estar conectados en paralelo entre sí mediante las funciones de rectificación de los diodos D1 a D3 y D6 a D8.

35 Como resultado, la tensión entre las líneas de suministro eléctrico de CC L1 y L2 se divide entre los condensadores de bloqueo C1 a C3, con el resultado de que las tensiones aplicadas a los condensadores de bloqueo C1 a C3 se reducen adicionalmente. Por consiguiente, la tensión de referencia Vref-h también puede reducirse.

40 Además, el valor de resistencia r1 del resistor de descarga R1 se establece en un valor igual o inferior al valor obtenido dividiendo la tensión de referencia Vref-h entre el valor máximo I_{max} de la corriente que fluye a través del resistor de descarga R1, por lo cual la capacitancia electrostática (= tensión de referencia Vref-h × tensión de referencia Vref-h/valor r1 de resistencia) requerida por el resistor de descarga R1 puede reducirse adicionalmente. Esto es porque la tensión de referencia Vref-h puede reducirse adicionalmente.

45 Obsérvese que, en los dispositivos de accionamiento de motor descritos en los primer a tercer modos de realización, el circuito de frenado 3 y el inversor de fuente de tensión 4 pueden estar compuestos de un módulo integrado de potencia (PIM). En este caso, esos pueden fabricarse íntegramente y se aplican ampliamente a un aparato de conversión de potencia de AC indirecta, por lo cual puede configurarse un dispositivo de accionamiento de motor para ser de tamaño compacto a bajo coste.

50 Aunque la invención se ha mostrado y descrito detalladamente, la descripción anterior es, en todos los aspectos, ilustrativa y no restrictiva. Por lo tanto, se entiende que pueden idearse numerosas modificaciones y variaciones sin apartarse del alcance de la invención.

REIVINDICACIONES

1. Aparato de conversión de potencia directa, que comprende:
 - 5 una línea de suministro eléctrico de CC de lado positivo (L1);
 - una línea de suministro eléctrico de CC de lado negativo (L2) a la cual se aplica un potencial inferior a un potencial aplicado a dicha línea de suministro eléctrico de CC de lado positivo (L1);
 - 10 líneas de entrada (ACLr, ACLs, ACLt) adaptadas para conectar el aparato de conversión de potencia a un suministro eléctrico de CA de múltiples fases (E1) que funciona como suministro eléctrico;
 - condensadores de entrada (Cr, Cs, Ct) conectados cada uno entre unas de la pluralidad de líneas de entrada (ACLr, ACLs, ACLt);
 - 15 un convertidor de potencia de fuente de corriente (1) dispuesto para convertir una entrada de tensión de CA de múltiples fases desde dichas líneas de entrada (ACLr, ACLs, ACLt) en una tensión de CC en forma de onda cuadrada que tiene dos potenciales, y dispuesto para suministrar dicha línea de suministro eléctrico de CC de lado positivo (L1) y dicha línea de suministro eléctrico de CC de lado negativo (L2) con dicha tensión de CC en forma de onda cuadrada que tiene dos potenciales;
 - 20 un convertidor de potencia de fuente de tensión (4) adaptado para convertir dicha tensión de CC en forma de onda cuadrada que tiene dos potenciales entre dicha línea de suministro eléctrico de CC de lado positivo (L1) y dicha línea de suministro eléctrico de CC de lado negativo (L2) en una tensión de CA en forma de onda cuadrada para la salida de dicha tensión de CA en forma de onda cuadrada a una carga inductiva de múltiples fases (5);
 - 25 un primer dispositivo de capacitancia (C1) que tiene un extremo conectado a dicha línea de suministro eléctrico de CC de lado positivo (L1);
 - 30 un segundo dispositivo de capacitancia (C2) conectado a otro extremo de dicho primer dispositivo de capacitancia (C1) y dicha línea de suministro eléctrico de CC de lado negativo (L2);
 - 35 un primer dispositivo de diodo (D1) conectado entre dicho primer dispositivo de capacitancia (C1) y dicho segundo dispositivo de capacitancia (C2), estando el ánodo del primer diodo conectado a dicho primer dispositivo de capacitancia (C1) y el cátodo del primer diodo conectado a dicho segundo dispositivo de capacitancia (C2);
 - 40 un segundo dispositivo de diodo (D2) que tiene un ánodo conectado a un punto entre dicho segundo dispositivo de capacitancia (C2) y dicho primer dispositivo de diodo (D1) y un cátodo conectado a dicha línea de suministro eléctrico de CC de lado positivo (L1); y
 - 45 un tercer dispositivo de diodo (D3) que tiene un ánodo conectado a dicha línea de suministro eléctrico de CC de lado negativo (L2) y un cátodo conectado a un punto entre dicho primer dispositivo de capacitancia (C1) y dicho primer diodo (D1);
 - 50 un resistor de descarga (R1) conectado entre dicha línea de suministro eléctrico de CC de lado positivo (L1) y dicha línea de suministro eléctrico de CC de lado negativo (L2); y
 - 55 un dispositivo de conmutación (S1) conectado en serie con dicho resistor de descarga (R1) entre dicha línea de suministro eléctrico de CC de lado positivo (L1) y dicha línea de suministro eléctrico de CC de lado negativo (L2), dispuesto para ponerse en conducción cuando una tensión (Vc1) entre ambos extremos de dicho primer dispositivo de capacitancia (C1) o de dicho segundo dispositivo de capacitancia (C2) supere un primer valor (Vref-h) predeterminado y dispuesto para interrumpirse cuando la tensión caiga por debajo de un segundo valor (Vref-L) predeterminado.
2. Aparato de conversión de potencia de acuerdo con la reivindicación 1, en el que el valor de resistencia (r1) de dicho resistor de descarga (R1) es igual o inferior a un valor obtenido dividiendo dicho primer valor (Vref-h) predeterminado entre un valor máximo (Imax) de la corriente que fluye a través de dicho resistor de descarga (R1).
3. Aparato de conversión de potencia de acuerdo con la reivindicación 2, en el que el valor de resistencia (r1) de dicho resistor de descarga (R1) es inferior a un valor $(2 \cdot V_{ref-h}/I_{max})$ obtenido dividiendo un producto del primer valor (Vref-h) predeterminado y el número de dispositivos de capacitancia entre el valor máximo (Imax) de una corriente que fluye a través de dicho resistor de descarga (R1).

4. Aparato de conversión de potencia de acuerdo con la reivindicación 1 o 2, que comprende además
un tercer dispositivo de capacitancia (C3) conectado entre dicho primer dispositivo de diodo (D1) y dicho
segundo dispositivo de capacitancia (C2);
- 5
un cuarto dispositivo de diodo (D6) conectado entre dicho segundo dispositivo de capacitancia (C2) y dicho
tercer dispositivo de capacitancia (C3), estando el ánodo del cuarto diodo conectado a dicho tercer
dispositivo de capacitancia (C3) y el cátodo del cuarto diodo conectado a dicho segundo dispositivo de
capacitancia (C2) y a dicho segundo dispositivo de diodo (D2);
- 10
un quinto dispositivo de diodo (D7) que tiene un ánodo conectado a un punto entre dicho primer dispositivo
de diodo (D1) y dicho tercer dispositivo de capacitancia (C3) y un cátodo conectado a dicha línea de
suministro eléctrico de CC de lado positivo (L1); y
- 15
un sexto dispositivo de diodo (D8) que tiene un ánodo conectado a dicha línea de suministro eléctrico de
CC de lado negativo (L2) y un cátodo conectado a un punto entre dicho cuarto dispositivo de diodo (D6) y
dicho tercer dispositivo de capacitancia (C3).
5. Aparato de conversión de potencia de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, en el que
dicho convertidor de potencia de fuente de tensión (4) y dicho dispositivo de conmutación (S1) están
compuestos por un módulo integrado de potencia (PIM).
- 20
6. Aparato de conversión de potencia de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, que
comprende además:
- 25
reactores (Lr, Ls, Lt) que pueden conectarse cada uno en una de la pluralidad de líneas de entrada (ACLr,
ACLs, ACLt), constituyendo los condensadores de entrada (Cr, Cs, Ct) y los reactores (Lr, Ls, Lt) filtros LC
que suprimen las corrientes de conmutación.

FIG. 1

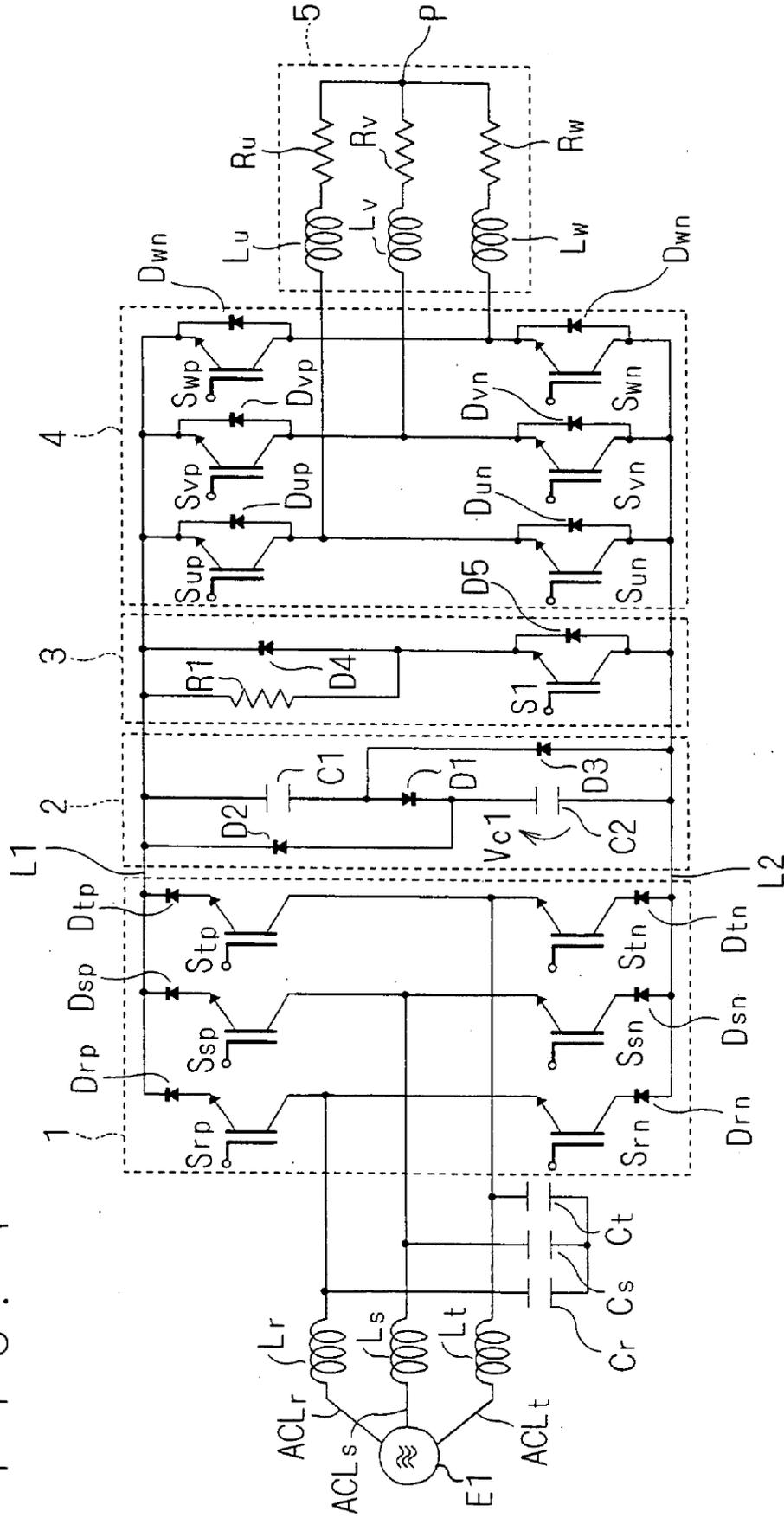


FIG. 2

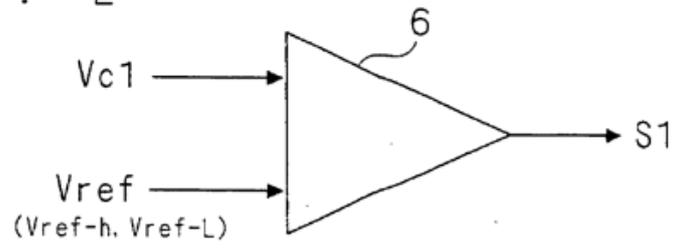
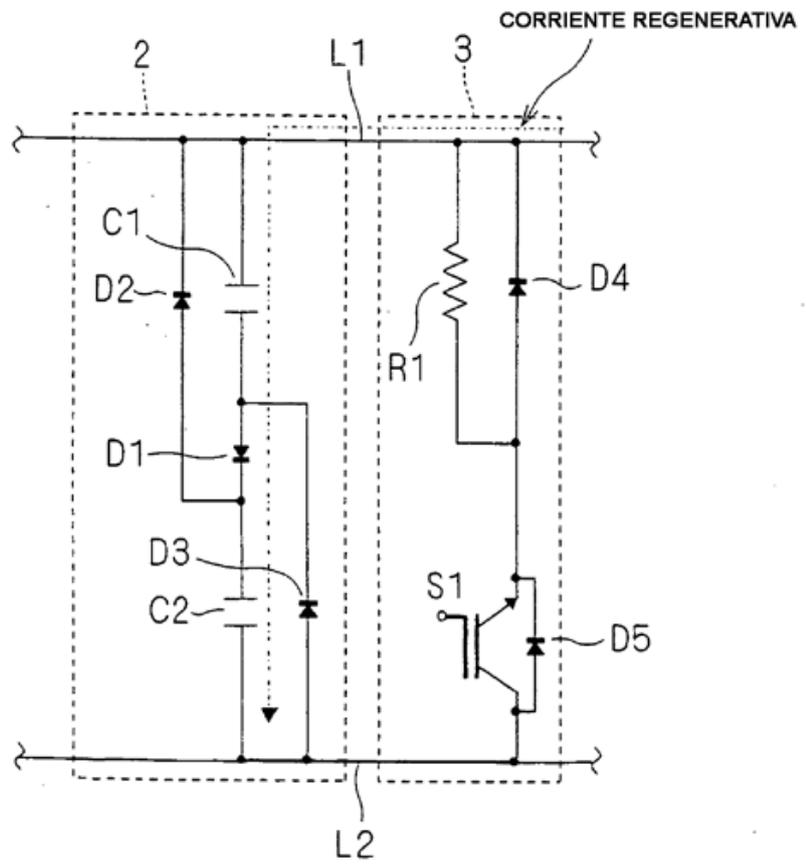


FIG. 3



F I G . 4

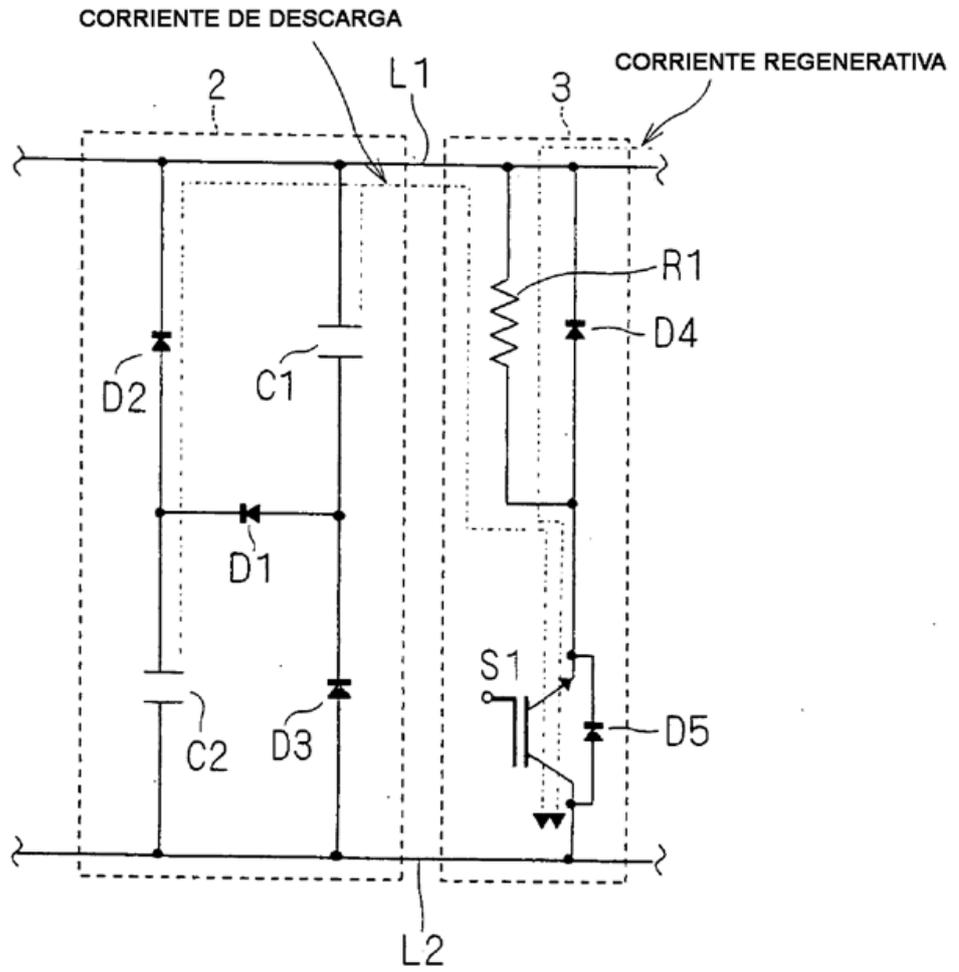
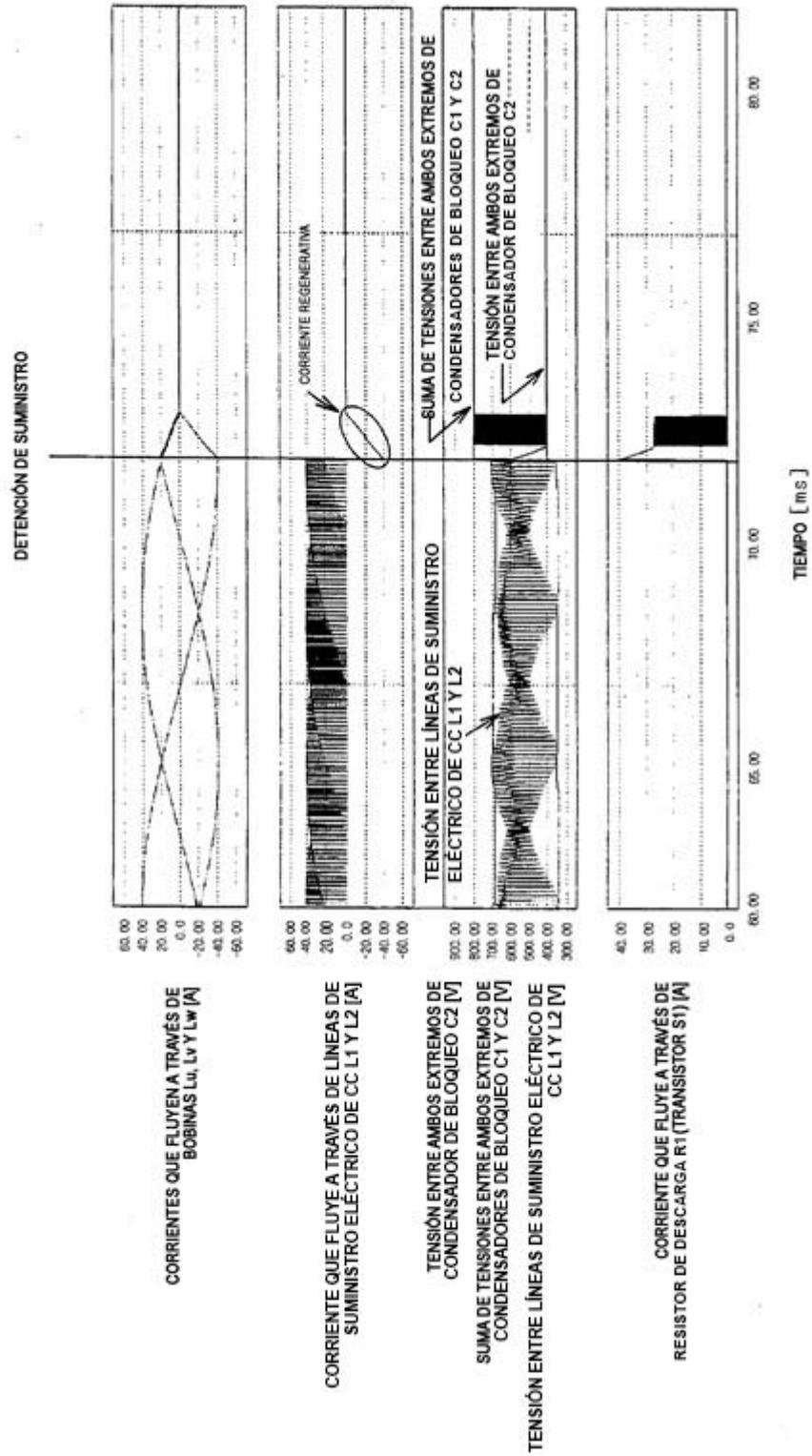


FIG. 5



F I G . 6

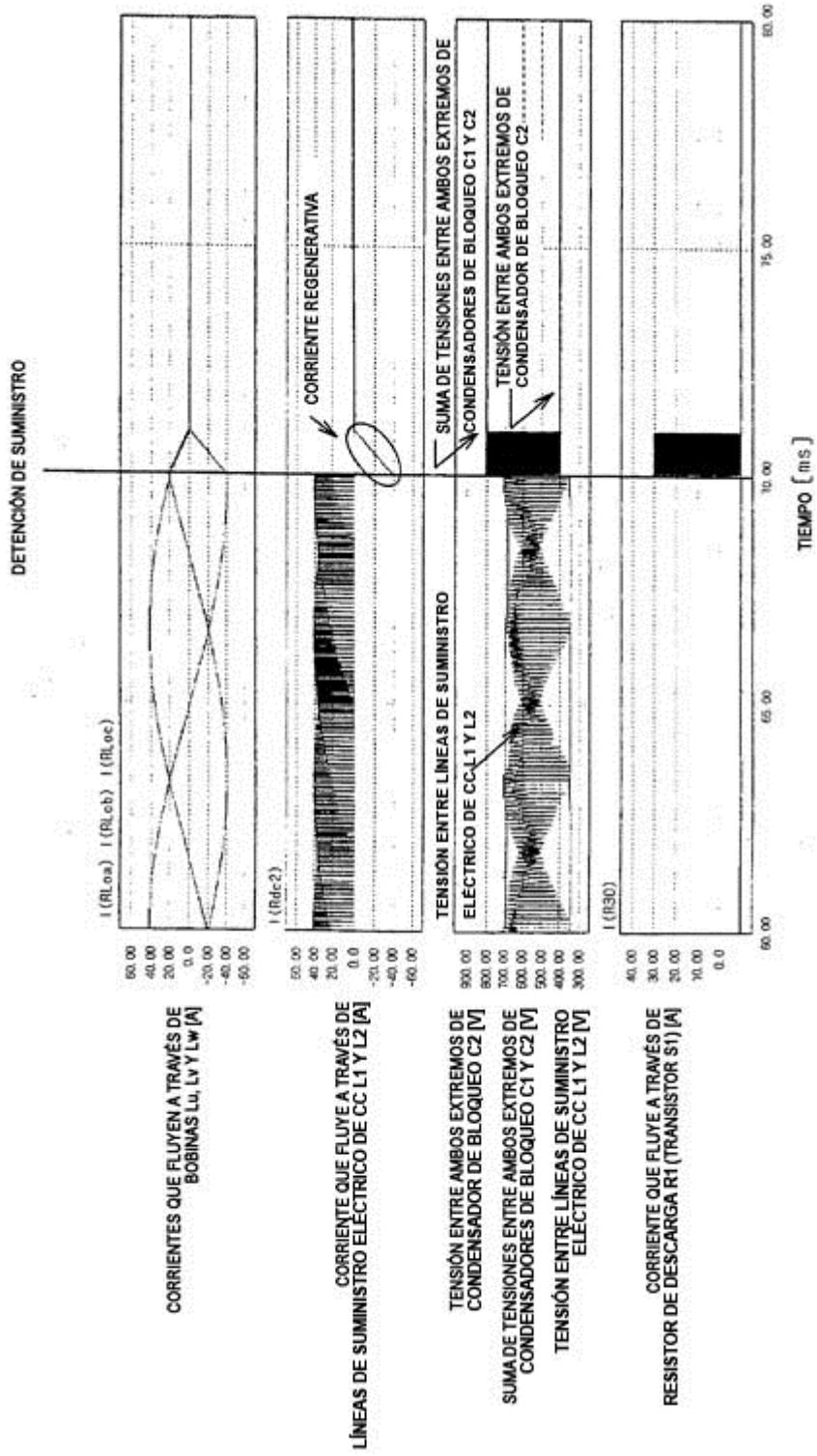
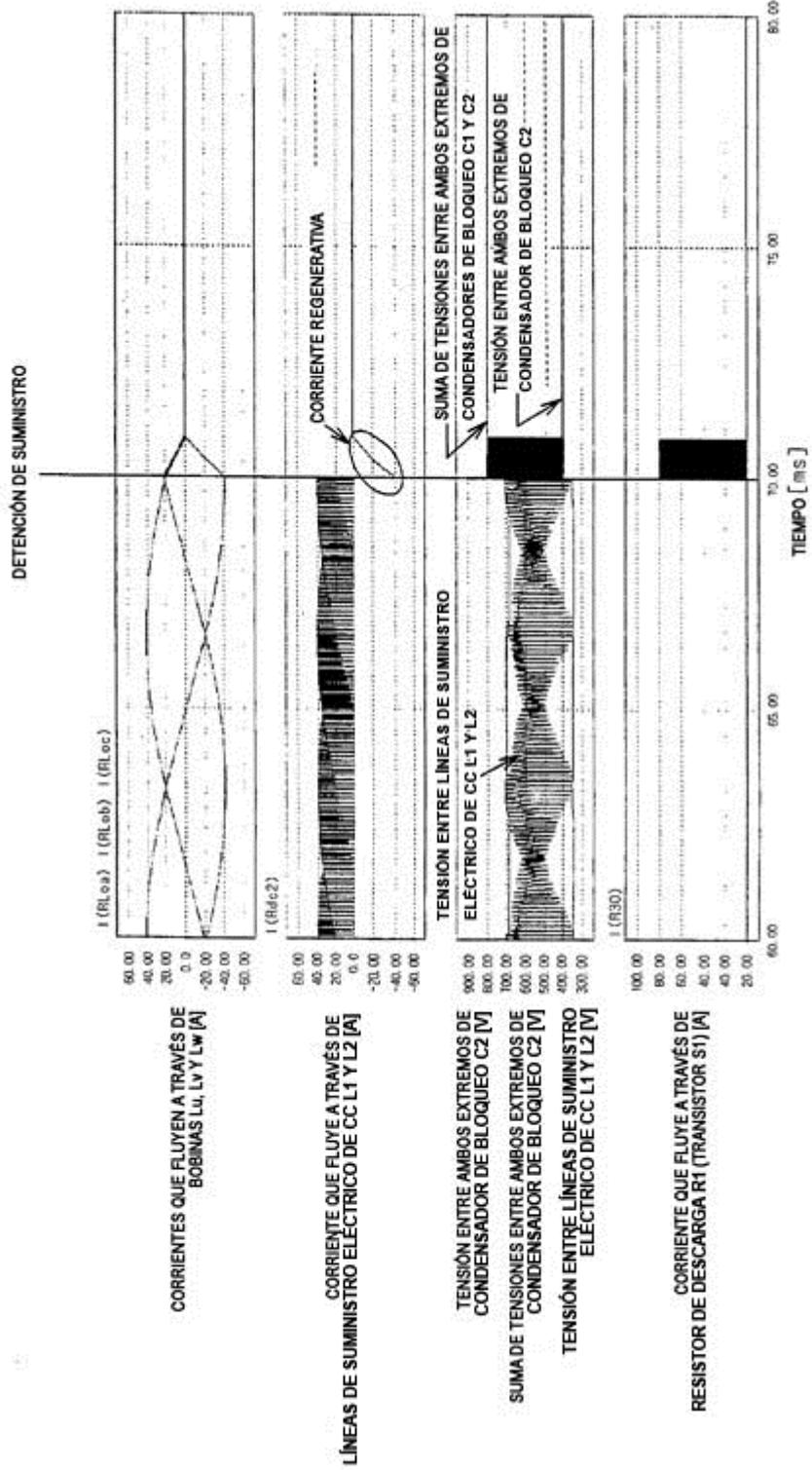
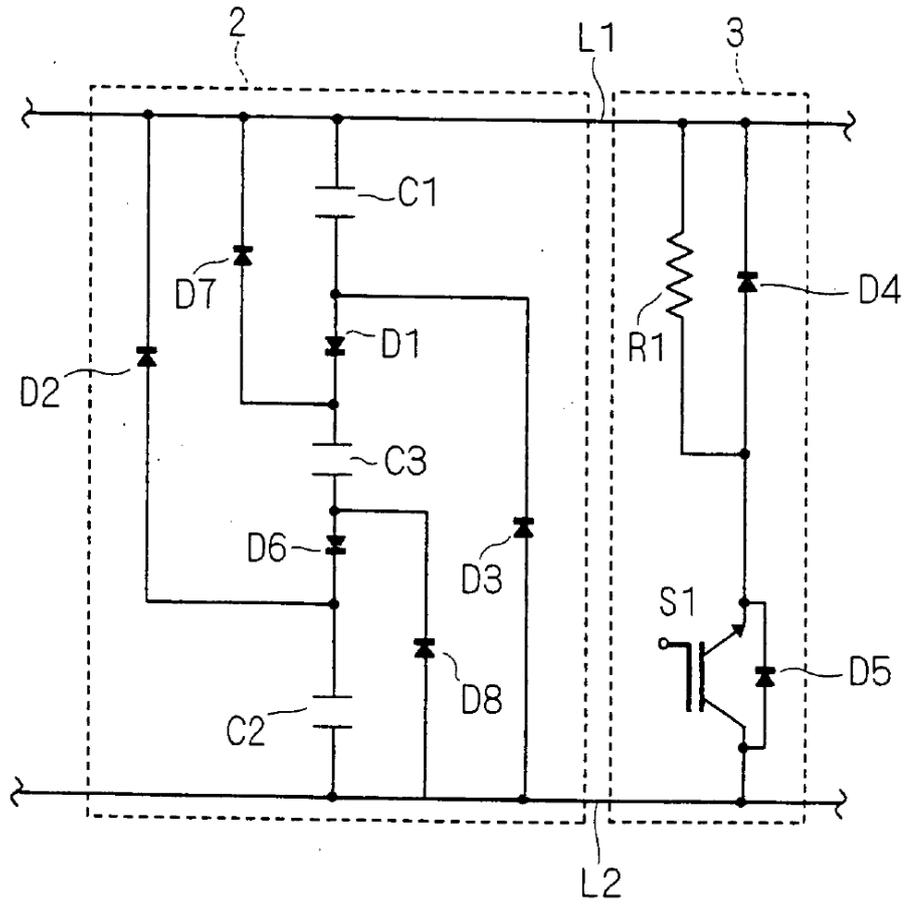


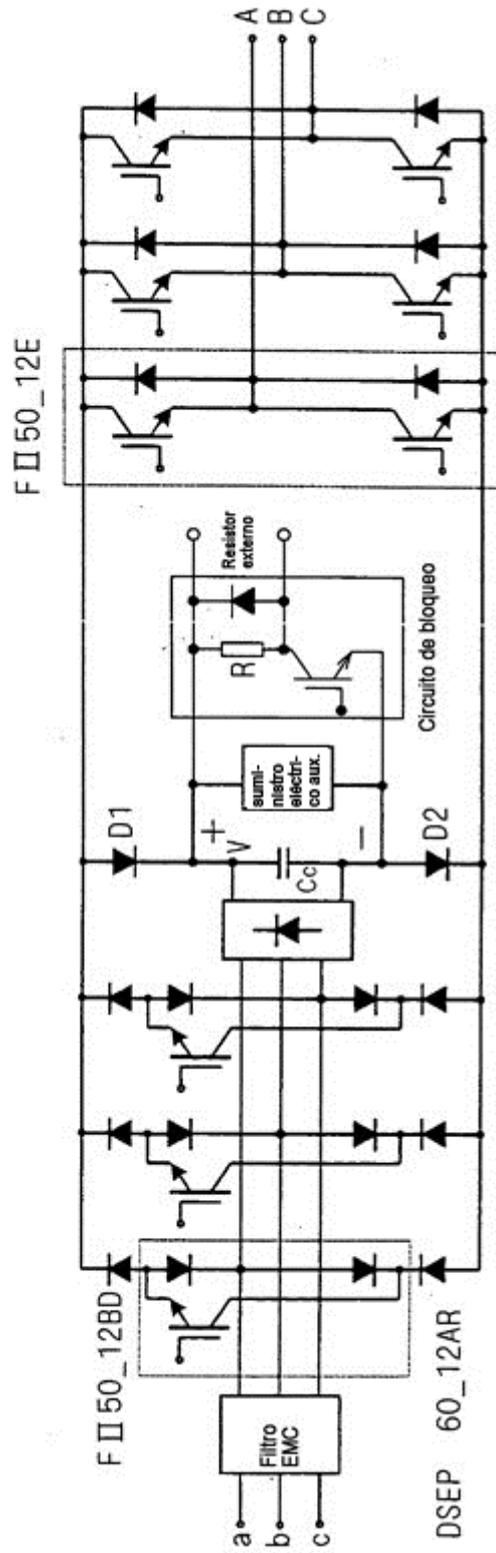
FIG. 7



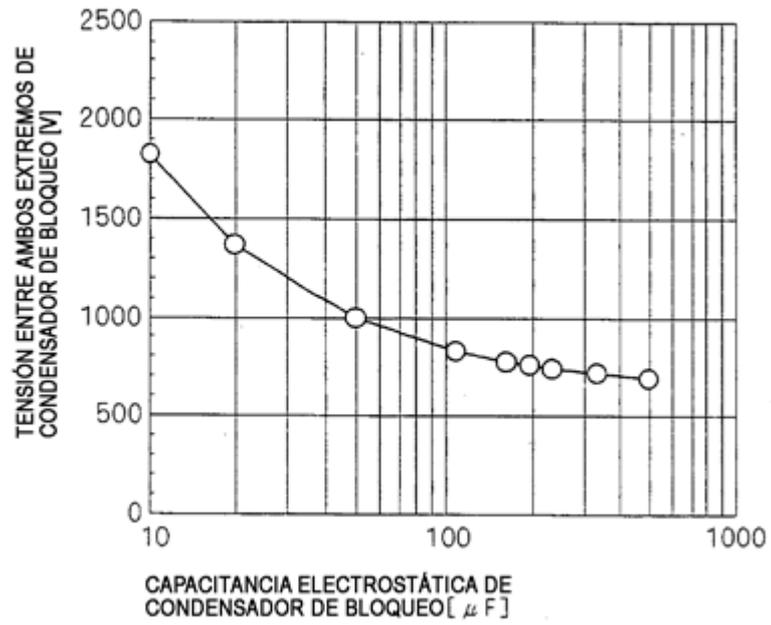
F I G . 8



F I G . 9



F I G . 1 0



F I G . 1 1

