

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 654 860**

51 Int. Cl.:

<b>H02P 27/08</b>	(2006.01)
<b>H02P 6/06</b>	(2006.01)
<b>H02P 21/26</b>	(2006.01)
<b>H02P 21/14</b>	(2006.01)
<b>H02P 21/18</b>	(2006.01)
<b>H02P 23/14</b>	(2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **06.12.2012 PCT/JP2012/007815**

87 Fecha y número de publicación internacional: **18.07.2013 WO13105173**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **06.12.2012 E 12865488 (6)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **04.10.2017 EP 2804311**

54 Título: **Dispositivo para controlar un inversor**

30 Prioridad:

**12.01.2012 JP 2012003718**

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

**15.02.2018**

73 Titular/es:

**PANASONIC CORPORATION (100.0%)  
1006 Oaza Kadoma  
Kadoma-shi, Osaka 571-8501, JP**

72 Inventor/es:

**KAWAJI, MITSUO**

74 Agente/Representante:

**ELZABURU, S.L.P**

ES 2 654 860 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 para controlar un inversor

**Campo técnico**

5 La presente invención se refiere a dispositivos para el control de inversores que tienen unos medios de rectificación, y unos medios de alisado estructurados para incluir un capacitor con una capacitancia significativamente pequeña, que están conectados a un terminal de salida de los medios de rectificación, de modo que un voltaje de salida tiene pulsaciones amplias con una frecuencia que es el doble de la frecuencia de una fuente de alimentación de CA. Más particularmente, la presente invención se refiere a dispositivos para el control de inversores adaptados para accionar un motor, tal como un motor de CC sin escobillas, a una velocidad de rotación arbitraria.

**10 Antecedentes de la técnica**

Los dispositivos habituales para el control de inversores para accionar un motor están adaptados para rectificar una fuente de alimentación de CA, y además para alisar la corriente eléctrica de CC resultante de la rectificación, a través de un condensador de alisado, además de convertir, a través de un inversor, la corriente eléctrica de CC alisada en corriente alterna CA con una velocidad de rotación arbitraria y con un voltaje arbitrario y para suministrar la energía eléctrica de CA al motor.

15 Las estructuras como las arriba descritas han necesitado capacitores de alisado. Estos capacitores de alisado han sido causa de aumentos de los tamaños y de los costos de los dispositivos convencionales para el control de inversores. Sin embargo, se ha sabido que, si el capacitor de alisado se hace innecesario o se hace que tenga una capacitancia ampliamente reducida, esto hace que el voltaje de la CC resultante de la rectificación pulse en sincronización con la fuente de alimentación de CA, lo que ejerce influencias adversas sobre el motor tales como aumentos de pulsaciones del par motor y la reducción de la eficiencia del funcionamiento.

20 Para hacer frente a esto, y con el fin de atenuar las influencias adversas sobre el motor debidas a las pulsaciones del voltaje de CC, en aquellos casos en que el capacitor de alisado se hace innecesario o se hace que tenga una capacitancia ampliamente reducida, hay un método que aumenta los tiempos de salida de las señales de PWM para adelantar la fase del voltaje de salida del inversor, en estados de saturación en los que es imposible proporcionar voltajes de salida del inversor de acuerdo con los valores de voltaje de comando para el motor (véase la Bibliografía de Patentes 1, por ejemplo).

25 El método en la Bibliografía de Patentes 1 está adaptado para debilitar un flujo magnético de campo en un motor para restringir el voltaje aplicado al motor, cuando el voltaje de CC aplicado a un inversor se ha reducido debido a las pulsaciones de éste (lo que corresponde al llamado "control del debilitamiento del campo").

30 Sin embargo, el método indicado en la Bibliografía de Patentes 1 necesita hacer fluir una corriente eléctrica en el inducido para debilitar el flujo magnético de campo en el motor, lo que plantea inquietudes sobre las influencias adversas, tales como aumentos de la corriente eléctrica en el inducido y la reducción de la eficiencia del funcionamiento del motor.

35 Por lo tanto, se ha sugerido un método para reducir la corriente eléctrica del inducido en un motor a un valor mínimo necesario para atenuar la reducción de la eficiencia del funcionamiento del motor, estando este método adaptado para controlar la corriente eléctrica de modo que la cantidad total de flujos magnéticos en el motor se mantenga constante, para hacer que una operación de debilitamiento del campo se realice naturalmente, cuando el voltaje aplicado al motor está restringido, en un dispositivo para controlar un inversor que está estructurado para no necesitar ningún capacitor de alisado o estructurado para incluir un capacitor con una capacitancia ampliamente reducida (véase la Bibliografía de Patentes 2, por ejemplo).

40 El método en la Bibliografía de Patentes 2 está adaptado para integrar la diferencia de voltajes entre el voltaje aplicado al motor y la caída de voltaje a través de una resistencia de devanado en el motor (el valor de la resistencia de devanado x el valor de la corriente eléctrica) para calcular la cantidad total de flujos magnéticos en el motor (el vector compuesto por el flujo magnético generado por el estator y el flujo magnético generado por el rotor), además de realizar un control integral proporcional basado en la diferencia de flujo magnético entre un flujo magnético de comando y el valor calculado total del flujo magnético, y para controlar los componentes de la corriente eléctrica (un sistema de coordenadas ortogonales de dos ejes) que contribuyen a la operación de debilitamiento del campo, de acuerdo con el cambio del voltaje aplicado al motor, de modo que el valor total calculado del flujo magnético tenga un valor constante (el flujo magnético de comando).

45 Además, la Bibliografía de Patentes 2 describe la reducción gradual del flujo magnético de comando al aumentar la velocidad de rotación del motor, reduciéndose con ello la cantidad total de flujos magnéticos que se han de mantener constantes, junto con esto, con el fin de mejorar el efecto del control del debilitamiento del campo en un mayor intervalo de velocidades de rotación.

55 Además, la Bibliografía de Patentes 2 también describe medidas contra el fenómeno en el que, en el dispositivo para

controlar el inversor, los componentes armónicos en la corriente eléctrica de entrada aumentan debido a la aparición de intervalos durante los que no se conduce la corriente eléctrica de entrada procedente de la fuente de alimentación de la corriente eléctrica alterna, debido a la energía regenerativa procedente del motor. Como medidas de este tipo, se sugiere un método que reduce los valores de la corriente eléctrica de comando para los componentes que contribuyen a la operación del debilitamiento del campo (el sistema de coordenadas ortogonales de dos ejes), en las fases coincidentes con el cruce por cero del voltaje de alimentación de CA, para suprimir la corriente eléctrica en la dirección de operaciones regenerativas alrededor del cruce por cero del voltaje de alimentación de CA y, además, se sugiere un método que emplea, en un motor de imanes permanentes interiores (motor de IPM: Interior Permanent Magnet), un motor que tenga tales especificaciones técnicas de manera que atenúe la influencia del voltaje inducido generado por los imanes de campo para aumentar la proporción del par de reluctancia, sugiriendo cualquiera de los métodos el efecto de suprimir los componentes armónicos en la corriente eléctrica de entrada por medio de la reducción de la energía regenerativa.

Además, como otro método para reducir la corriente eléctrica del inducido en el motor a un valor mínimo necesario para atenuar la reducción de la eficiencia de funcionamiento del motor, la Bibliografía no de Patentes 1 sugiere un método que utiliza un valor de corriente eléctrica de comando para un "control del debilitamiento del campo", que se determina a partir de un valor límite del voltaje aplicado a un motor, y utiliza además un valor de corriente eléctrica de comando para el "control de par máximo", que se determina a partir de una fase de corriente eléctrica que minimiza la amplitud de la corriente eléctrica en el inducido del motor, fuera de los vectores de corriente eléctrica que generan el mismo par. La Bibliografía no de Patentes 1 sugiere un método que hace una comparación entre los voltajes inducidos en el motor, que se han determinado a partir de los respectivos valores de corriente eléctrica de comando y, además, selecciona un valor de corriente eléctrica de comando que genera un voltaje inducido más pequeño (el control de debilitamiento del campo o el control de par máximo) para llevar a cabo el control de la corriente eléctrica, con el fin de atenuar la reducción de la eficiencia del funcionamiento del motor, mientras se implementa una marcha estable del motor.

El documento US 2011/031910 A1 describe un dispositivo para el control de inversores configurado para proporcionar un control de par máximo por amperio y un control del debilitamiento del campo.

Los documentos de patente US 2011/057591, JP 2011010430, WO 2010/116815, US 2008/116842, EP 1657808 y JP 2009100558, como también los documentos no patentes SILVERIO BOLOGNANI ET AL: "Online MTPA Control Strategy for DTC Synchronous-Reluctance-Motor Drives", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, USA, vol. 26, no. 1, 1 de enero de 2011 (2011-01-01) y WEINER C. ET AL: "FLUX-LINKAGE CONTROL OF FULLY-PITCHED SWITCHED RELUCTANCE MOTORS", 8TH EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS. LAUSANNE, CH, SEPT. 7 - 9, 1999; [EPE. EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS], EPE ASSOCIATION, BRUSSELS, BE, vol. 8, 7 de septiembre de 1999 (1999-09-07), describen métodos de control relacionados.

#### Lista de Menciones

Bibliografías de Patentes

Bibliografía de Patentes 1: Publicación de Patente Japonesa no examinada No. H10-150795.

Bibliografía de Patentes 2: Patente Japonesa No. 4693904.

Bibliografía de no Patentes

Bibliografía de no Patentes 1: Tatsuya Nishihara, Shigeo Morimoto, y Masayuki Sanada, "Influences of Electrolytic-Capacitor-less-ness in IPMSM Speed Control System", 2009 National Convention of The Institute of Electrical Engineers of Japan, 4-067, P. 116-117 (Part 4).

#### Compendio de la invención

Problema técnico

Como se describió en lo que precede, los dispositivos para el control de inversores que tienen estructuras convencionales se han adaptado para suprimir las operaciones de debilitamiento de campo a un nivel mínimo necesario para suprimir la corriente eléctrica de inducido en el motor a un valor mínimo necesario para atenuar la reducción de la eficiencia del funcionamiento del motor o se han adaptado para controlar la corriente eléctrica en la dirección de operaciones regenerativas o para utilizar un motor que satisfaga tales especificaciones técnicas, de manera que se atenúen las influencias del voltaje inducido generado por los imanes de campo para aumentar la proporción del par de reluctancia, con el fin de reducir la energía regenerativa del motor para suprimir los componentes armónicos en la corriente eléctrica de entrada procedente de la fuente de alimentación de CA. Sin embargo, estas estructuras tenían el problema de que es imposible optimizar la eficiencia del sistema entero de accionamiento del motor que incluye el dispositivo para controlar el inversor y el motor como un objeto que debe ser controlado.

La presente invención se hizo para superar el problema mencionado anteriormente en los dispositivos para controlar inversores que tienen estructuras convencionales y se dirige a la utilización de un motor que tiene una proporción más elevada de par de reluctancia en un dispositivo para el control de inversores estructurado para incluir un capacitor con una pequeña capacitancia y, además, controlar la energía regenerativa del motor, a fin de optimizar la eficiencia de la totalidad del sistema de accionamiento del motor.

#### Solución del problema

Para resolver el problema de la técnica convencional, se propone un dispositivo para controlar inversores definido por la reivindicación independiente 1 de aparato.

En las reivindicaciones dependientes se definen formas de realización preferidas.

El dispositivo para el control de un inversor que tiene la estructura arriba mencionada de acuerdo con la presente invención está adaptado para controlar la energía regenerativa del motor de manera que sea igual o inferior a un valor predeterminado para optimizar la eficiencia del convertidor (la parte de rectificación y la parte de alisado) y del inversor (la parte de conversión de CC-CA), reduciéndose al mismo tiempo la corriente eléctrica del inducido en el motor a un valor mínimo necesario para atenuar la reducción de la eficiencia del motor. Esto permite optimizar la eficiencia de todo el sistema.

Las novedosas características de la invención no son otra cosa que los temas descritos específicamente en las reivindicaciones adjuntas, pero la presente invención, como también otros objetos y características de la misma, se comprenderán y evaluarán mejor, tanto con respecto a las estructuras como a sus contenidos, leyendo la siguiente descripción detallada junto con los dibujos.

#### Efectos ventajosos de la invención

El dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la presente invención utiliza un motor que tiene una proporción mayor de par de reluctancia más y, además, controla la energía regenerativa del motor, optimizándose de esta manera la eficiencia de la totalidad del sistema de accionamiento del motor, lo que incluye el motor.

#### Breve Descripción de los Dibujos

La Figura 1 es una vista de la estructura del sistema de un dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con una primera forma de realización de la presente invención.

La Figura 2 es una vista de la estructura del sistema de un dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con una segunda forma de realización de la presente invención.

La Figura 3 es una vista de la estructura del sistema de un dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con una tercera forma de realización de la presente invención.

La Figura 4 es una vista que ilustra un ejemplo de cambios temporales en el estado de las corrientes eléctricas de fase en un motor.

La Figura 5 es una vista que ilustra un ejemplo de cambios de señales de PWM.

La Figura 6 es una vista que ilustra los estados de corrientes eléctricas que fluyen a través del motor y de una parte de conversión CC-CA durante el accionamiento con las señales de PWM en la Figura 5.

La Figura 7 es una vista que ilustra un ejemplo de cambios de señales de PWM.

La Figura 8 es una vista que ilustra los estados de las corrientes eléctricas que fluyen a través del motor y de una parte de conversión de CC-CA durante la marcha con las señales de PWM en la Figura 7.

La Figura 9(a) es una vista característica de una primera operación en el dispositivo para el control de un inversor de acuerdo con la presente invención, y la Figura 9(b) es una vista característica de la primera operación en el dispositivo para control un inversor.

La Figura 10(a) es una vista característica de una segunda operación en el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la presente invención, y la Figura 10(b) es una vista característica de la segunda operación en el dispositivo para controlar un inversor.

La Figura 11 es una vista de las características de una cantidad total de energía regenerativa y de un flujo magnético del motor, en el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la presente invención.

La Figura 12(a) es una vista de las características de la cantidad total de energía regenerativa y de la eficiencia de un convertidor (una parte de rectificación y una parte de alisado), en el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la presente invención; la Figura 12(b) es una vista de la característica de la cantidad total de energía regenerativa y de la eficiencia de un inversor (la parte de conversión CC-CA), y la Figura 12(c) es una vista de la característica de la

cantidad total de energía regenerativa y de la eficiencia total.

La Figura 13 es una vista de una característica de un par motor de salida en el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la presente invención.

5 La Figura 14 es una vista esquemática de un primer flujo de procesamiento en el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la presente invención.

La Figura 15 es una vista esquemática de un segundo flujo de procesamiento en el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la presente invención.

La Figura 16 es una vista de las características de la diferencia de fases de la corriente eléctrica y de la corriente eléctrica en el inducido, en el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la presente invención.

10 **Descripción de formas de realización**

Un dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con un primer aspecto de la presente invención sirve para accionar un motor adaptado para utilizar un par magnético generado por un flujo magnético de campo y una corriente eléctrica de inducido, y un par de reluctancia generado por la corriente eléctrica en el inducido y un cambio de inductancia en un devanado de inducido, combinados entre sí de manera que elevan el par de reluctancia, en el que el dispositivo para controlar un inversor incluye:

15 una parte de rectificación a la que se da entrada una alimentación de CA;

una parte de alisado que tiene un condensador con un valor establecido de manera tal que un voltaje de salida de la parte de rectificación pulsa con una frecuencia que es de aproximadamente dos veces una frecuencia de fuente de energía de CA;

20 una parte de conversión de CC-CA adaptada para convertir un voltaje alisado de la parte de alisado en un voltaje CA deseado para accionar el motor;

una parte para el control del accionamiento adaptada para transmitir, a la parte de la conversión de CC-CA, la información necesaria para accionar el motor de acuerdo con el voltaje alisado; y

25 una parte para la detección de la corriente eléctrica, adaptada para detectar la corriente eléctrica del inducido en el motor;

en el que la parte para el control del accionamiento incluye una parte para la estimación del flujo magnético adaptada para estimar un enlace o concatenación de flujo en el motor en base a la corriente eléctrica en el inducido, detectada por la parte para la detección de la corriente eléctrica, y una parte para el ajuste de la diferencia de fases de corriente eléctrica, adaptada para ajustar una diferencia de fases entre la corriente eléctrica en el inducido y un voltaje inducido generado por el motor, y

30 la parte para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica está adaptada para realizar un ajuste de fases, de modo que un valor de enlace de flujo estimado, estimado por la parte de la estimación del flujo magnético, es igual o inferior a un valor establecido de enlace de flujo que se ha establecido preliminarmente y, también, al menos uno de entre un valor promedio de un valor de corriente eléctrica de comando o un valor de comando de par que se suministra al motor, un valor promedio de un valor efectivo de la corriente eléctrica del inducido detectada por la parte para la detección de la corriente eléctrica, y se minimiza un valor promedio de un valor máximo de la corriente eléctrica en el inducido detectada por la parte para la detección de la corriente eléctrica.

40 El dispositivo para controlar un inversor, que tiene esta estructura en el primer aspecto de la presente invención, está adaptado para controlar la energía regenerativa del motor de manera que sea igual o menor que un valor predeterminado para optimizar la eficiencia "del convertidor (la parte de rectificación y la parte de alisado) y el inversor (la parte de conversión CC-AC)", mientras se reduce la corriente eléctrica en el inducido del motor a un valor mínimo necesario para atenuar la reducción de la eficiencia del motor. Esto permite optimizar la eficiencia del sistema en su conjunto.

45 En un dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con un segundo aspecto de la presente invención, los medios del control del accionamiento de acuerdo con el primer aspecto incluyen además una parte de medición del intervalo regenerativo adaptada para medir un intervalo durante el cual fluye una corriente eléctrica regenerativa al condensador desde el motor,

50 la parte del ajuste de la diferencia de fases de corriente eléctrica está adaptada para realizar un ajuste de fase, de modo que un valor estimado de enlace de flujo, estimado por la parte de estimación del flujo magnético, es igual a o menor que un valor establecido de enlace de flujo que se ha establecido preliminarmente, como también un valor medido del intervalo regenerativo, medido por la parte de medición del intervalo regenerativo, es igual a o menor que un valor establecido del intervalo regenerativo que se ha establecido previamente y, asimismo, al menos uno de entre un valor promedio de un valor de comando de corriente eléctrica o un valor de comando de par que se suministra al

motor, un valor promedio de un valor efectivo de la corriente eléctrica en el inducido detectada por los medios de detección de la corriente eléctrica, y se minimiza un valor promedio de un valor máximo de la corriente eléctrica en el inducido detectada por la parte de detección de la corriente eléctrica.

5 El dispositivo para controlar un inversor que tiene esta estructura, en el segundo aspecto de la presente invención, está adaptado para controlar la energía regenerativa del motor y los intervalos durante los cuales la corriente eléctrica regenerativa fluye desde el mismo, de manera que sean iguales o menores que los valores predeterminados respectivos para suprimir con certeza los intervalos durante los cuales la corriente eléctrica de entrada procedente de la alimentación de CA no se conduce al mismo de modo que sea igual o inferior a un valor predeterminado y para optimizar la eficiencia "del convertidor (la parte de rectificación y la parte de alisado) y el inversor (la parte de conversión CC-CA)", reduciéndose al mismo tiempo la corriente eléctrica en el inducido del motor a un valor mínimo necesario para atenuar la reducción de la eficiencia del motor. Esto puede optimizar la eficiencia del sistema en su conjunto.

15 En un dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con un tercer aspecto de la presente invención, la parte de estimación del flujo magnético, de acuerdo con el primer o segundo aspecto, está adaptada para estimar el enlace de flujo en un sistema de coordenadas ortogonal de dos ejes, mediante un cálculo, basado en respectivos factores de configuración preliminar del motor, y la corriente eléctrica en el inducido detectada por la parte de detección de corriente eléctrica.

20 Con el dispositivo para controlar un inversor que tiene esta estructura, en el tercer aspecto de la presente invención, es posible calcular el enlace de flujo en el motor a través de cálculos, lo que elimina la necesidad de proporcionar un sensor adicional o similar, ofreciéndose de esta manera una ventaja en términos de costos.

Un dispositivo para controlar un inversor, de acuerdo con un cuarto aspecto de la presente invención, incluye además:  
una parte de detección de voltaje de CA adaptada para detectar un voltaje de la fuente de alimentación de CA, una parte de conversión de valor absoluto adaptada para calcular el valor absoluto del valor detectado de voltaje de CA, detectado por la parte de detección de voltaje de CA, y una parte de detección de voltaje alisado adaptada para detectar el voltaje alisado,

25 en el que la parte de medición del intervalo regenerativo está adaptada para medir el intervalo durante el que la corriente eléctrica regenerativa fluye al condensador desde el motor, en base a una relación de magnitudes entre el valor absoluto del valor de voltaje de CA detectado como resultado de la conversión por la parte de conversión de valor absoluto y el valor del voltaje alisado detectado por la parte de detección de voltaje alisado.

30 Con el dispositivo para controlar un inversor que tiene la estructura del cuarto aspecto de la presente invención, es posible medir con certeza los intervalos durante los cuales la corriente eléctrica regenerativa fluye al condensador desde el motor, incluso en el caso de distorsiones de voltaje en la fuente de alimentación de CA y/o fluctuaciones de la frecuencia de la fuente de alimentación.

35 En un dispositivo para controlar un inversor, de acuerdo con el quinto aspecto de la presente invención, la parte de detección de la corriente eléctrica de acuerdo con el segundo o tercer aspecto está adaptada para detectar directamente una corriente eléctrica en una línea de bus del lado de CC hacia/desde la parte de conversión CC-AC y para detectar indirectamente la corriente eléctrica en el inducido que fluye a través del motor, a partir del valor detectado de la corriente eléctrica en la línea de bus,

40 la parte de medición del intervalo regenerativo está adaptada para medir el intervalo durante el que la corriente eléctrica regenerativa fluye al condensador desde el motor, basado en el valor detectado en el valor detectado de la corriente eléctrica en la línea de bus.

Con el dispositivo para controlar un inversor que tiene esta estructura, en el quinto aspecto de la presente invención, es posible compartir la detección de la corriente eléctrica del inducido que fluye a través del motor, lo que elimina la necesidad de proveer un sensor adicional o similar, ofreciéndose de esta manera una ventaja en términos de costo.

45 En el dispositivo para controlar un inversor, de acuerdo con un sexto aspecto de la presente invención, el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con cualquiera de los aspectos primero, segundo, tercero, quinto, incluye además una parte de detección de voltaje alisado adaptada para detectar el voltaje alisado, en el que la parte para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica está adaptada para llevar a cabo un ajuste de fase, solamente cuando el valor del voltaje alisado detectado por la parte de detección de voltaje alisado es inferior a un valor arbitrario fijado.

50 Con el dispositivo para controlar un inversor que tiene esta estructura, en el sexto aspecto de la presente invención, es posible abreviar el tiempo requerido para procesar, con una minicomputadora, un sistema LSI y similar.

55 En un dispositivo para controlar un inversor, de acuerdo con un séptimo aspecto, el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con cualquiera de los aspectos primero, segundo, tercero y quinto incluye además una parte de detección de voltaje de corriente alterna adaptada para detectar un voltaje de la fuente de corriente alterna, y una parte

de conversión del valor absoluto adaptada para calcular el valor absoluto del valor detectado del voltaje de corriente alterna, detectado por la parte de detección de voltaje de corriente alterna,

5 la parte para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica está adaptada para llevar a cabo un ajuste de fase, solamente cuando el valor absoluto del valor del voltaje de la corriente alterna detectado, resultante de la conversión por la parte de conversión del valor absoluto, es inferior a un valor arbitrario fijado.

Con el dispositivo para controlar un inversor que tiene esta estructura, de acuerdo con el séptimo aspecto de la presente invención, es posible abreviar el tiempo requerido para procesar, con una microcomputadora, un sistema LSI y similar.

10 En un dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con un octavo aspecto de la presente invención, de acuerdo con el cuarto aspecto, la parte para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica está adaptada para llevar a cabo un ajuste de fases, solamente cuando por lo menos uno de entre el valor detectado del voltaje alisado, detectado por la parte de detección del voltaje alisado, y el valor absoluto del valor detectado de la corriente alterna resultante de la conversión por la parte de conversión del valor absoluto es inferior a un valor arbitrario fijado.

15 Con el dispositivo para controlar un inversor que tiene esta estructura del octavo aspecto de la presente invención, es posible abreviar el tiempo requerido para procesar, mediante una microcomputadora, un sistema LSI y similar.

En un dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con un noveno aspecto de la presente invención, de acuerdo con cualquiera de los aspectos primero a octavo, la parte de alisado comprende un capacitor y un reactor, y una frecuencia de resonancia determinada por el capacitor y el reactor se fija de manera que sea igual o superior a 40 veces la frecuencia de la fuente de corriente eléctrica alterna.

20 Con el dispositivo para controlar un inversor que tiene esta estructura del noveno aspecto de la presente invención, es posible obtener un rendimiento superior en cuanto a las características armónicas de la fuente de energía de la corriente eléctrica de entrada desde la fuente de corriente eléctrica alterna.

25 En un dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con un décimo aspecto de la presente invención, de acuerdo con cualquiera de los aspectos primero a noveno, el valor fijado del enlace de flujo se fija de manera que sea igual o inferior a 2,5 veces el enlace de flujo de cuando la energía regenerativa cargada en el capacitor procedente del motor es cero.

30 Con el dispositivo para controlar un inversor que tiene esta estructura del décimo aspecto de la presente invención, es posible controlar la energía regenerativa del motor de manera tal que sea ciertamente igual o inferior a un valor predeterminado, con lo cual se optimiza la eficiencia "del convertidor (la parte de rectificación y la parte de alisado) y el inversor (la parte de conversión CC-CA)".

35 En un dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con un onceavo aspecto, de acuerdo con cualquiera de los aspectos primero a décimo, se determina una especificación del motor, de manera tal que el enlace de flujo en el motor que es controlado por la parte del control del accionamiento es igual o inferior a 2,5 veces el enlace de flujo de cuando la energía regenerativa cargada en el capacitor procedente del motor es cero, a una velocidad de rotación y par de carga, predeterminados.

Con el dispositivo para controlar un inversor que tiene esta estructura del onceavo aspecto de la presente invención, es posible controlar la energía regenerativa del motor de manera que sea ciertamente igual o inferior a un valor predeterminado, con lo cual se optimiza la eficiencia "del convertidor (la parte de rectificación y la parte de alisado) y el inversor (la parte de conversión CC-CA)".

40 En lo que sigue, y haciendo referencia a los dibujos adjuntos, se describen formas de realización del dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la presente invención.

(Primera forma de realización)

45 La Figura 1 es una vista que ilustra la estructura del sistema de un dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con una primera forma de realización de la presente invención. El dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la primera forma de realización incluye una parte de rectificación 2 como unos medios de rectificación que están constituidos por un puente diodo adaptado para recibir energía eléctrica de una fuente de energía eléctrica alterna 1 en forma de un suministro de energía de corriente eléctrica monofásica, tal como un suministro de energía eléctrica comercial, y, además, adaptado para llevar a cabo una rectificación de onda completa sobre el suministro de energía eléctrica alterna 1 suministrado al mismo, una parte de alisado 3 como unos medios de alisado que tienen un capacitor o condensador 32 con un valor fijado de manera tal que el voltaje de salida procedente de la parte de rectificación 2 tiene amplias pulsaciones con una frecuencia que es de aproximadamente el doble de la frecuencia de la fuente de energía eléctrica alterna 1, una parte 4 de conversión de corriente continua a corriente alterna como unos medios para la conversión de CC-AC que están adaptados para convertir el voltaje alisado de la parte de alisado 3 en un voltaje de corriente alterna que tiene una frecuencia deseada y un valor deseado para el voltaje, y una parte del control del accionamiento 6 como unos medios para el control del accionamiento que están adaptados para transmitir, a la parte 4

conversión CC-CA, la información necesaria para accionar un motor de acuerdo con el voltaje alisado.

El motor 5 que es accionado y controlado por el dispositivo para controlar un inversor está constituido por un estator 51 provisto de tres devanados de inducido (51u, 51v, 51w) que están conectados en Y entre sí alrededor de un punto neutro, y un rotor 52 provisto con imanes. El motor 5 está adaptado para utilizar un par magnético y un par de reluctancia, combinados entre sí, de tal manera que se eleva la proporción del par de reluctancia, en el que el par magnético es generado por un flujo del campo magnético generado en los imanes en el rotor 52 y fluyendo la corriente eléctrica en el inducido a través de los devanados del inducido (51u, 51v, 51w) en el estator 51, mientras que el par de reluctancia es generado por la corriente eléctrica en el inducido y por los cambios de inductancia en los devanados del inducido (51u, 51v, 51w).

La parte 4 de conversión de CC-CA incluye circuitos de semipunte, cada uno de los cuales está constituido por un par de dispositivos de conmutación, en asociación con las tres fases, que son las fases U, V y W. El par de dispositivos de conmutación en cada circuito de semipunte está conectados en serie, entre el extremo del lado de elevado voltaje y el extremo del lado de bajo voltaje del capacitor 32, y el voltaje alisado entre los extremos opuestos del capacitor 32 se aplica a los circuitos de semipunte. El circuito de semipunte para la fase U está constituido por un dispositivo de conmutación 41u del lado de elevado voltaje, y por un dispositivo de conmutación 41x del lado de bajo voltaje. El circuito de semipunte para la fase V está constituido por un dispositivo de conmutación 41v del lado de elevado voltaje, y por un dispositivo de conmutación 41y del lado de bajo voltaje. El circuito de semipunte para la fase W está constituido por un dispositivo de conmutación 41w del lado de elevado voltaje, y por un dispositivo de conmutación 41z del lado de bajo voltaje. Además, unos respectivos diodos de rueda libre (de 42u a 42z) están conectados en paralelo a estos dispositivos de conmutación (de 41u a 41z). Específicamente, los brazos superiores están provistos con los dispositivos de conmutación (41u, 41v, 41w) y con los diodos de rueda libre (42u, 42v, 42w), mientras que los brazos inferiores están provistos con los dispositivos de conmutación (41x, 41y, 41z) y con los diodos de rueda libre (42x, 42y, 42z).

El voltaje alisado aplicado a la parte 4 de conversión CC-CA se convierte en un voltaje de corriente alterna trifásica por intermedio de operaciones de conmutación de los dispositivos de conmutación en la parte 4 de conversión CC-CA, arriba mencionada, y el voltaje de CA resultante de esta conversión se utiliza para accionar el motor 5. Además, en una línea de bus del lado de CC hacia/desde la parte 4 de conversión CC-CA, se ha provisto una parte 7 de detección de corriente eléctrica como unos medios para la detección de la corriente eléctrica, que está adaptada para detectar la corriente eléctrica de la línea de bus.

La parte de alisado 3 está adaptada de manera tal que la frecuencia de resonancia de LC es igual o superior a 40 veces la frecuencia de la fuente de energía eléctrica de corriente alterna 1. Además, la parte de alisado 3 incluye un reactor 31 para reducir el valor de pico de la corriente eléctrica de carga/descarga entrante en el capacitor 32 con una capacitancia más pequeña.

La parte 6 de control del accionamiento puede estar constituida por una microcomputadora y/o un sistema LSI, y similares e incluye bloques que llevan a cabo las respectivas funciones de un excitador (driver) de base 10, una parte 12 creadora de señales de PWM, una parte 13 controladora de la corriente eléctrica, una parte 14 para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica, una parte 15 para la conversión de la corriente eléctrica de fase, una parte 16 estimadora de la posición/velocidad del rotor, y una parte 17 estimadora del flujo magnético.

La parte 15 convertidora de corriente eléctrica de fase observa la corriente eléctrica en la línea de bus del lado de CC hacia/desde la parte 4 de conversión CC-CA, que fluye a través de la parte 7 de detección de corriente eléctrica, y, además, la parte 15 convertidora de corriente eléctrica de fase convierte la corriente eléctrica de línea de bus en una corriente eléctrica en el inducido del motor 5. En realidad, la parte 15 convertidora de corriente eléctrica de fase detecta la corriente eléctrica solamente durante un intervalo de tiempo predeterminado después de convertir la corriente eléctrica en la línea de bus del lado de la corriente continua hacia/desde la parte 4 de conversión CC-CA.

La parte 16 estimadora de la posición/velocidad del rotor estima la velocidad de rotación del motor 5 y las posiciones de los polos magnéticos del rotor en él, a partir de información acerca de la corriente eléctrica en el inducido en el motor 5, que resultó de la conversión por la parte 15 convertidora de corriente eléctrica de fase, un voltaje de salida calculado por la parte 12 creadora de la señal de PWM, y el voltaje alisado detectado por una parte 8 de detección de voltaje alisado.

La parte 13 de control de la corriente eléctrica deriva un valor de comando de la corriente eléctrica, por medio de cálculos de PI y similares, de manera tal que la velocidad de rotación del motor 5 coincida con un valor de comando de la velocidad, sobre la base de una diferencia de fases de corriente eléctrica suministrada a ella desde la parte 14 para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica, y sobre la base de información acerca de la desviación de la velocidad de rotación del motor 5 que ha sido estimada por la parte 16 estimadora de la posición/velocidad del rotor a partir del valor del comando de la velocidad suministrado desde fuera.

La parte 12 creadora de la señal de PWM crea señales de PWM para accionar el motor 5, a partir del valor de comando de la corriente eléctrica derivado por la parte 13 del control de la corriente eléctrica, la corriente eléctrica en el inducido en el motor 5, que resultó de la conversión por la parte 15 convertidora de corriente eléctrica de fase, e información

acerca de las posiciones de los polos magnéticos del rotor en el motor 5, que han sido estimadas por la parte 16 estimadora de la posición/velocidad del rotor.

5 La parte 12 creadora de la señal de PWM crea las señales de PWM de manera tal que, por ejemplo, en un estado en el que el voltaje alisado aplicado a la parte 4 de conversión CC-CA es de 200 V, cuando el voltaje de comando de la fase U es de 150 V, el voltaje de comando de la fase V es de 100 V, y el voltaje de comando de la fase W es de 0 V, lo debido de la señal de PWM para cada fase (la proporción del periodo de tiempo durante el que el dispositivo de conmutación de brazo superior está en ON con respecto al periodo de portadora de la señal de PWM) es del 75% para la fase U, del 50% para la fase V, y 0% para la fase W.

10 Específicamente, la división del voltaje de comando para cada fase por el voltaje alisado tiene como resultado lo debido de la señal de PWM. Además, cuando el voltaje comandado para cada fase es más grande que el voltaje alisado, lo debido de la señal de PWM es el 100%.

15 Las señales de PWM determinadas como se describe en lo que precede son finalmente emitidas hacia el excitador de base 10, y los respectivos dispositivos de conmutación (de 41u a 41z) son accionados de acuerdo con las señales de PWM, con lo que se crea una corriente eléctrica alterna con una forma de ondas sinusoidales. Como se describió en lo que precede, en la primera forma de realización, se hace fluir una corriente eléctrica en el inducido de forma de onda sinusoidal, con lo que se lleva a cabo un accionamiento de forma sinusoidal del motor 5.

A continuación, y haciendo referencia a las Figuras 4 a 8, se describirán estados en los que aparece la corriente eléctrica en el inducido en el motor 5, a medida que la corriente eléctrica en la línea de bus fluye a través de la línea de bus del lado de CC hacia/desde la parte 4 de conversión CC-CA.

20 La Figura 4 es una vista que ilustra estados de la corriente eléctrica en el inducido que fluye a través de los devanados del inducido en el motor 5, y las direcciones de las corrientes eléctricas que fluyen a través de los devanados del inducido para las respectivas fases, dentro de respectivas secciones a intervalos de ángulo eléctrico de 60°.

25 Con referencia a la Figura 4, dentro de la sección correspondiente al intervalo de ángulo eléctrico de 0 a 60 grados, las corrientes eléctricas fluyen a través del devanado 51u de la fase U y de el devanado 51w de la fase W desde sus respectivos extremos no conectados hacia el punto neutro, mientras que una corriente eléctrica fluye a través del devanado 51v de la fase V desde el punto neutro a su extremo no conectado. Además, dentro de la sección correspondiente al intervalo del ángulo eléctrico de 60 a 120 grados, una corriente eléctrica fluye a través del devanado 51u de la fase U desde su extremo no conectado hacia el punto neutro, mientras que fluyen corrientes eléctricas a través del devanado 51v de la fase V y del devanado 51w de la fase W desde el punto neutro hacia sus respectivos extremos no conectados. A continuación se ilustran los estados de los cambios de las corrientes eléctricas de fase que fluyen a través de los devanados para las respectivas fases, en intervalos de ángulo eléctrico de 60°.

Por ejemplo, se estudiará un caso en el que las señales de PWM, creadas por la parte 12 creadora de la señal de PWM, correspondientemente una mitad del periodo de portadora, se cambian como en la Figura 5, en un ángulo eléctrico de 30 grados en la Figura 4.

35 En este caso, en la Figura 5, una señal U indica una señal para accionar el dispositivo de conmutación 41u, una señal V indica una señal para accionar el dispositivo de conmutación 41v, una señal W indica una señal para accionar el dispositivo de conmutación 41w, una señal X indica una señal para accionar el dispositivo de conmutación 41x, una señal Y indica una señal para accionar el dispositivo de conmutación 41y, y una señal Z indica una señal para accionar el dispositivo de conmutación 41z.

40 Estas señales se ilustran de una manera sumamente activa. En este caso, como se ilustra en la Figura 6, en el momento 1, no aparece ninguna corriente eléctrica en la línea de bus del lado de la corriente continua hacia/desde la parte 4 de conversión CC-CA. En el momento 2, la corriente eléctrica en el inducido que fluye a través del devanado 51w de la fase W (la corriente eléctrica de la fase W) aparece en ella. En el momento 3, la corriente eléctrica en el inducido que fluye a través del devanado 51v de la fase V (la corriente eléctrica de la fase V) aparece en ella.

45 Como otro ejemplo, se estudiará un caso en el que las señales de PWM creadas por la parte 12 creadora de la señal de PWM, correspondientemente a la mitad de un periodo de portadora, se cambian como en la Figura 7, en un ángulo eléctrico de 30 grados en la Figura 4. En este caso, y como se ilustra en la Figura 8, en el momento 1, no aparece ninguna corriente eléctrica en la línea de bus del lado de la corriente continua hacia/desde la parte 4 de conversión CC-CA. En el momento 2, la corriente eléctrica en el inducido que fluye a través del devanado 51u de la fase U (la corriente eléctrica de la fase U) aparece en ella. En el momento 3, la corriente eléctrica en el inducido que fluye a través del devanado 51w de la fase W (la corriente eléctrica de la fase W) aparece en ella.

55 En este caso, en el momento 3 en la Figura 8, la corriente eléctrica en la línea de bus del lado de la corriente continua hacia/desde la parte 4 de conversión CC-CA se dirige como un flujo desde el extremo del lado de bajo voltaje del capacitor 32 hacia el extremo del lado de elevado voltaje del capacitor 32 a través de la parte 4 de conversión CC-CA, y se ilustra un estado regenerativo en el que la energía eléctrica generada por el motor 5 es devuelta al capacitor 32 (en lo que sigue, esta energía eléctrica recibirá la denominación de "energía regenerativa").

Puede observarse que aparece una corriente eléctrica de fase en el motor 5 en la línea de bus hacia/desde la parte 4 de conversión CC-CA, correspondiente a los estados ON/OFF de los dispositivos de conmutación (de 41u a 41z), como se describió en lo que precede.

5 Más específicamente, hay una relación como sigue. Es decir, en estados en los que cualquiera de los dispositivos de conmutación de brazo superior (41u, 41v, 41w) está en ON, la corriente eléctrica en el inducido en la fase que está en ON aparece en la línea de bus hacia/desde la parte 4 de conversión CC-CA. Asimismo, en estados en los que cualquiera de los dispositivos de conmutación de brazo inferior (41x, 41y, 41z) está en ON, la corriente eléctrica en el inducido en la fase que está en ON aparece en la línea de bus hacia/desde la parte 4 de conversión CC-CA.

10 Es obvio que, si es posible determinar las corrientes eléctricas en dos fases en momentos cercanos entre sí dentro del periodo de portadora como se describió en lo que precede, es posible determinar las corrientes eléctricas de inducido (iu, iv, iw) para las respectivas fases, de acuerdo con relación expresada por la siguiente Ecuación 1.

[Número 1]

$$i_u + i_v + i_w = 0 \quad (1)$$

15 Además, los momentos 4 y 5 son intervalos de tiempo muerto para impedir que se presenten cortocircuitos entre los brazos superior e inferior en la parte 4 de conversión CC-CA, debido a las demoras de las operaciones de los dispositivos de conmutación (de 41u a 41z). Dentro de estos intervalos de tiempo muerto, la corriente eléctrica en la línea de bus hacia/desde la parte 4 de conversión CC-CA no es constante, y depende de las direcciones de los flujos de la corriente eléctrica de inducido para las respectivas fases.

20 La Figura 9 es una vista característica de una primera operación del dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la primera forma de realización de la presente invención. La Figura 9(a) ilustra el valor absoluto del voltaje de corriente alterna de la fuente 1 de energía de corriente alterna (una parte de línea discontinua en la Figura 9(a)), y el voltaje alisado aplicado a la parte 4 de conversión CC-CA (una parte de línea llena en la Figura 9(a)). Además, la Figura 9(b) ilustra la forma de onda de la corriente eléctrica en la línea de bus del lado de la corriente continua hacia/desde la parte 4 de conversión CC-CA, que fluye a través de la parte 7 de detección de corriente eléctrica.

25 El dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la primera forma de realización de la presente invención utiliza el capacitor 32 que tiene una capacitancia relativamente pequeña. Por ello, cuando una corriente eléctrica fluye a través del motor 5, el voltaje alisado aplicado a la parte 4 de conversión CC-CA experimenta pulsaciones amplias con una frecuencia que es de aproximadamente el doble de la frecuencia fs de fuente 1 de energía eléctrica de corriente alterna.

30 La Figura 9(b) representa la forma de onda de la corriente eléctrica en la línea de bus del lado de la corriente continua hacia/desde la parte 4 de conversión CC-CA, que fluye a través de la parte 7 de detección de corriente eléctrica, suponiendo que la dirección del flujo desde la parte 4 de conversión CC-CA al extremo del lado de bajo voltaje del capacitor 32 es positiva, y, en cambio, la dirección del flujo es desde el extremo del lado de bajo voltaje del capacitor 32 a la parte 4 de conversión CC-CA es negativa. Como se ilustra en la Figura 9(b), la corriente eléctrica de la línea de bus  
35 tiene una forma de onda de impulsos correspondiente a las operaciones de los respectivos dispositivos de conmutación (41u a 41z) en la parte 4 de conversión CC-CA.

40 Como se ilustra en la Figura 9, el dispositivo para controlar un inversor, estructurado para incluir el capacitor 32 que tiene una capacitancia más pequeña, puede incluir intervalos (en lo que sigue, denominados como " intervalos regenerativos") durante los que la corriente eléctrica en la línea de bus del lado de la corriente continua hacia/desde la parte 4 de conversión CC-CA es negativa, alrededor del cruce por cero del voltaje de fuente de energía de la fuente 1 corriente alterna, en donde, durante estos intervalos regenerativos, la energía regenerativa del motor 5 se carga en el capacitor 32.

45 La cantidad total Ereg de energía regenerativa cargada en el capacitor 32 puede determinarse integrando la diferencia entre el voltaje alisado Vdc aplicado a la parte 4 de conversión CC-CA y el valor absoluto |V ac| del voltaje de corriente alterna de la fuente 1 de energía de corriente alterna, como en la siguiente Ecuación 2. Específicamente, la cantidad total Ereg de la energía regenerativa corresponde al área de la parte de líneas oblicuas en la Figura 9(a).

[Número 2]

$$E_{reg} = \int (V_{dc} - |V_{ac}|) dt \quad (2)$$

50 La cantidad total Ereg de la energía regenerativa se refiere ampliamente a las especificaciones del motor 5, las condiciones de carga del motor 5 (la velocidad de rotación, el par de carga, la temperatura ambiente y similares) y similares, como también a un valor del voltaje de corriente alterna de la fuente 1 de energía de corriente alterna, el reactor 31 en la parte de alisado 3, y la capacitancia del capacitor 32. En particular, los inventores de la presente se han enfocado en el hecho de que el enlace de flujo (el enlace de flujo del eje d) que contribuye al voltaje inducido generado por el motor 5, y el enlace de flujo (el enlace de flujo primario) que contribuye al voltaje aplicado necesario

para accionar el motor 5, se refieren a la cantidad total Ereg de la energía regenerativa.

La Figura 11 es una vista que ilustra características de la cantidad total Ereg de energía regenerativa, y el enlace de flujo (el enlace de flujo del eje d/el enlace de flujo primario) en el motor 5 que es controlado por la parte del control del accionamiento 6, bajo dos diferentes condiciones de carga (A y B). Como se ilustra en la Figura 11, la cantidad total Ereg de energía regenerativa aumenta a medida que el enlace de flujo (el enlace de flujo del eje d/ el enlace de flujo primario) en el motor 5 aumenta y por lo tanto, hay una relación de incremento monótono entre ellos.

Por otra parte, la Figura 12(a) es una vista que ilustra una características de la eficiencia del convertidor (la parte de rectificación 2 y la parte de alisado 3) con respecto a la cantidad total Ereg de energía regenerativa, la Figura 12(b) es una vista que ilustra una característica de la eficiencia del inversor (la parte 4 de conversión CC-CA), y la Figura 12(c) es una vista que ilustra una característica de la eficiencia total (el convertidor y el inversor) con respecto a la cantidad total Ereg de energía regenerativa. Como se ilustra en la Figura 12(c), si la cantidad total Ereg de energía regenerativa aumenta excesivamente, esto reduce la eficiencia total del convertidor (la parte de rectificación 2 y la parte de alisado 3) y del inversor (la parte de conversión CC-CA 4). Por ello, el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la primera forma de realización de la presente invención está adaptado para proveer un valor límite de la cantidad total Ereg de energía regenerativa para controlar la cantidad total Ereg de energía regenerativa del motor 5 para hacerla igual o inferior al valor límite a efectos de determinar una eficiencia total con un valor necesario mínimo (un valor diana establecido de manera preliminar para la eficiencia).

Con referencia a la Figura 10, se describirá un ejemplo de operaciones de cuando la cantidad total Ereg de energía regenerativa se controla de manera que sea igual o inferior al valor límite. La Figura 10 es una vista característica de una segunda operación del dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la primera forma de realización de la presente invención, que ilustra el valor absoluto del voltaje de corriente alterna de la fuente 1 de energía de corriente alterna (una parte de línea discontinua en la Figura 10(a)), el voltaje alisado aplicado a la parte 4 de conversión CC-CA (una parte de línea llena en la Figura 10(a)), y la forma de onda de la corriente eléctrica en la línea de bus del lado de la corriente continua hacia/desde la parte 4 de conversión CC-CA (Fig. 10(b)), que fluye a través de la parte 7 de detección de corriente eléctrica, de manera similar a la Figura 9. Con referencia a la Figura 10, no solamente la cantidad total Ereg de energía regenerativa sino también los intervalos regenerativos se reducen, en comparación con los de la Figura 9. Esto tiene como resultado una reducción de la energía eléctrica reactiva causada por la energía regenerativa cargada en el capacitor 32 del motor 5.

Para detectar indirectamente la cantidad total de Ereg de energía regenerativa, en vista de la relación, monótonamente creciente, en la Figura 11, se utiliza un método para estimar el enlace de flujo (el enlace de flujo del eje d/el enlace de flujo primario) en el motor 5 controlado por la parte del control del accionamiento 6, y se provee un valor fijado del enlace de flujo (el valor fijado del enlace de flujo en el eje d/el valor primario fijado del enlace de flujo) para el motor 5, que corresponde al valor límite de la cantidad total Ereg de energía regenerativa.

Además, dado que el enlace de flujo en el motor 5 también depende de las condiciones de carga (la velocidad de rotación, el par de carga, la temperatura ambiente y similares), como se ilustra en la Figura 11, una pluralidad de valores fijados del enlace de flujos debería proveerse preliminarmente en forma datos de tabla asociados con respectivas velocidades de rotación, por ejemplo, en vista de resultados de ensayos hechos con máquinas reales, resultados de análisis de simulación, y similares. Con referencia a la Figura 11, se proveen respectivos valores fijados del enlace de flujos ( $\lambda A_{set}$ ,  $\lambda B_{set}$ ), para dos condiciones de carga diferentes (A y B).

Además, cada valor fijado del enlace de flujo (el valor fijado del enlace de flujo en el eje d/el valor primario fijado del enlace de flujo) se establece preferentemente de manera que sea igual o inferior a 2,5 veces el enlace de flujo de cuando la energía regenerativa cargada en el capacitor 32 del motor 5 es cero, en vista de resultados obtenidos en ensayos con máquinas reales, resultados de análisis de simulación y similares. Por ejemplo, en el caso de la condición de carga A en la Figura 11, suponiendo que el enlace de flujo es  $\lambda A_0$  cuando la energía regenerativa del motor 5 es cero, el valor fijado del enlace de flujo  $\lambda A_{set}$  ha de establecerse de manera que satisfaga la condición de la siguiente Ecuación 3.

[Número 3]

$$\lambda A_{set} \leq 2.5 \times \lambda A_0 \quad (3)$$

Por ello, en el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la primera forma de realización de la presente invención, la parte 17 estimadora del flujo magnético estima el enlace de flujo en el motor 5 y, además, la parte 14 para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica lleva a cabo un ajuste de fase sobre la diferencia de fases entre la corriente eléctrica y el voltaje inducido generado por el motor 5, de manera tal que el valor estimado del enlace de flujo es igual o inferior al valor fijado del enlace de flujo que ha sido establecido de manera preliminar y, también, por lo menos uno de entre el valor promedio del valor de comando de la corriente eléctrica suministrado al motor 5 desde la parte 13 de control de la corriente eléctrica, el valor promedio del valor efectivo de la corriente eléctrica en el inducido resultante de la conversión por la parte 15 convertidora de corriente eléctrica de fase y el valor promedio del valor de pico de la corriente eléctrica en el inducido se minimiza.

En lo que sigue, y con referencia a la Figura 14, la parte 17 estimadora del flujo magnético y la parte 14 para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica, que son características en el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la primera forma de realización de la presente invención, se describirán en detalle en cuanto a sus operaciones.

5 La Figura 14 es una vista que ilustra el contorno general de un primer flujo de procesamiento en el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la primera forma de realización, en donde el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la primera forma de realización utiliza el capacitor 32 que tiene una capacitancia significativamente más pequeña en la parte de alisado 3, que hace que la corriente eléctrica en el inducido en el motor 5 experimente amplias pulsaciones. Por ello, antes de la estimación del enlace de flujo en el motor 5 por la parte 17 estimadora del  
10 flujo magnético, se fija el motor 5 a una velocidad de rotación predeterminada, tal como una de entre la pluralidad de velocidades de rotación indicadas en la tabla de datos anteriormente mencionada, por ejemplo, mientras se mantiene constante (S101) el valor del comando de la velocidad proporcionado desde el exterior.

A continuación, la parte 17 estimadora del flujo magnético calcula el valor promedio la del valor efectivo de la corriente eléctrica en el inducido resultante de la conversión por la parte 15 convertidora de corriente eléctrica de fase, a intervalos de un período de tiempo predeterminado  $T_a$  que ha sido establecido de manera preliminar, inicialmente, de acuerdo con la siguiente Ecuación 4 (S102).

[Número 4]

$$I_a = \Sigma \{ \sqrt{ (i_d)^2 + (i_q)^2 } / \sqrt{ (3) \times \Delta T } \} / T_a \quad (4)$$

En este caso, "id" es el valor de la corriente eléctrica del eje d detectado, "iq" es el valor de corriente eléctrica del eje q detectado, "id<sup>2</sup>" es el cuadrado de "id", e "iq<sup>2</sup>" es el cuadrado de "iq". La corriente eléctrica en el inducido se ha obtenido realizando una transformación de coordenadas del sistema de coordenadas de CA trifásico (iu, iv, iw) a un sistema de coordenadas giratorias (id, iq).

Además, es preferible que el período de tiempo predeterminado  $T_a$  se fije como un número entero múltiple del periodo de variación del voltaje alisado.

25 Se calcula el enlace de flujo en el sistema de coordenadas de dos ejes ortogonales, sobre la base del valor promediado la del valor efectivo de la corriente eléctrica en el inducido, que ha sido calculado como se describió en lo que precede, y sobre la base de los respectivos factores preliminarmente establecidos del motor 5 (la inductancia  $L_d$  del eje d, la inductancia  $L_q$  del eje q, y el coeficiente de fuerza electromotriz  $\Lambda$ ) (S103).

[Número 5]

$$\lambda_{da} = \Lambda + L_d \times i_{da} \quad (5)$$

30

[Número 6]

$$\lambda_{qa} = L_q \times i_{qa} \quad (6)$$

[Número 7]

$$\lambda_{1a} = \sqrt{ (\lambda_{da})^2 + (\lambda_{qa})^2 } \quad (7)$$

35 [Número 8]

$$i_{da} = -\sqrt{ (3) \times I_a \times \sin(\beta T) } \quad (8)$$

[Número 9]

$$i_{qa} = \sqrt{ (3) \times I_a \times \cos(\beta T) } \quad (9)$$

En este caso, "ida" es el valor promedio de corriente eléctrica del eje d, "iqa" es el valor promedio de corriente eléctrica del eje q, " $\beta T$ " es el valor establecido de diferencia de fases de la corriente eléctrica, " $\lambda da$ " es el valor promedio del enlace de flujo del eje d, " $\lambda qa$ " es el valor promedio del enlace de flujo del eje q, " $\lambda da^2$ " es el cuadrado de " $\lambda da$ ", " $\lambda qa^2$ " es el cuadrado de " $\lambda da$ " y " $\lambda 1a$ " es el valor promedio de enlace de flujo primario.

5 Como se describió en lo que precede, la parte 17 estimadora del flujo magnético está habilitada para calcular el enlace de flujo en el motor 5 por medio de cálculos de acuerdo con las Ecuaciones 4 a 9, lo que elimina la necesidad de disponer de un sensor adicional o similar para detectar el enlace de flujo, con lo que se ofrece una ventaja en términos de costos.

10 Además, en los casos en que pueda garantizarse una suficiente funcionalidad de control solamente con el valor promedio  $\lambda da$  del enlace de flujo del eje d, también es posible eliminar los procesos para calcular el valor promedio  $\lambda qa$  del enlace de flujo del eje q, el valor promedio  $\lambda 1a$  del enlace de flujo primario, y similares, con objeto de reducir el tiempo requerido para el procesamiento con la microcomputadora, el sistema LSI y similares, o por otros motivos.

15 A continuación, la parte 14 para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica determina si el valor estimado del enlace de flujo (el valor promedio  $\lambda da$  del enlace de flujo en el eje d /el valor promedio  $\lambda 1a$  del enlace de flujo primario) que ha sido estimado por la parte 17 estimadora del flujo magnético es igual o inferior al valor ajustado preliminarmente establecido del enlace de flujo (el valor fijado del enlace de flujo en el eje d/valor primario fijado del enlace de flujo), inicialmente (S104). Si el valor estimado del enlace de flujo es mayor que el valor fijado del enlace de flujo, la diferencia de fases de la corriente eléctrica  $\beta T$  aumenta de manera monótona en etapas de un ancho de cambio predeterminado  $\Delta\beta 1$  para llevar a cabo operaciones de debilitamiento del campo, hasta que el valor estimado del enlace de flujo (el valor promedio  $\lambda da$  del enlace de flujo en el eje d /el valor promedio  $\lambda 1a$  del enlace de flujo primario) llega a ser igual o inferior que el valor ajustado del enlace de flujo (el valor ajustado del enlace de flujo en el eje d/el valor primario ajustado del enlace de flujo) (S106). En la manera anteriormente mencionada, la cantidad total Ereg de la energía regenerativa del motor 5 puede controlarse de manera que sea igual o inferior al valor límite predeterminado.

25 A continuación, después de que el valor estimado del enlace de flujo (el valor promedio  $\lambda da$  del enlace de flujo en el eje d /el valor promedio  $\lambda 1a$  del enlace de flujo primario) ha llegado a ser igual o inferior al valor fijado del enlace de flujo (el valor fijado del enlace de flujo en el eje d/el valor primario fijado del enlace de flujo), la parte 14 para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica opera para cambiar en la diferencia de fases  $\beta T$  de la corriente eléctrica mediante un predeterminado ancho de cambio  $\Delta\beta 2$  (que es un ancho de cambio más pequeño que  $\Delta\beta 1$ ) y, además, para ajustar la diferencia de fases  $\beta T$  de la corriente eléctrica de manera que se minimice el valor de la, sobre la base de la diferencia en el valor promedio la del valor efectivo de la corriente eléctrica en el inducido (que ha sido calculado de acuerdo con la Ecuación 4) entre antes y después del cambio de la diferencia de fases  $\beta T$  de la corriente eléctrica (S105).

35 Más específicamente, como se ilustra en la Figura 16, el valor promedio la del valor efectivo de la corriente eléctrica en el inducido cambia con respecto a la diferencia de fases  $\beta T$  de la corriente eléctrica de acuerdo con una función cuadrática que tiene un valor mínimo. Por ello, inicialmente, la diferencia de fases  $\beta T$  de la corriente eléctrica se incrementa en una cantidad  $\Delta\beta 2$  de cambio. Además, si, después del cambio de la diferencia de fases  $\beta T$  de la corriente eléctrica, el valor promedio la ha cambiado en la dirección de la disminución con respecto a antes del cambio de la diferencia de fases  $\beta T$  de la corriente eléctrica, la diferencia de fases  $\beta T$  de la corriente eléctrica aumenta además en  $\Delta\beta 2$ . Por el contrario, si, después del cambio de la diferencia de fases  $\beta T$  de la corriente eléctrica, el valor promedio la ha cambiado en la dirección del incremento con respecto a antes del cambio de la diferencia de fases  $\beta T$  de la corriente eléctrica, la diferencia de fases  $\beta T$  de la corriente eléctrica disminuye en  $\Delta\beta 2$ . Ajustando la diferencia de fases  $\beta T$  de la corriente eléctrica de manera tal que la dirección del cambio del valor promedio la cambie en el sentido de incrementar desde la dirección de la disminución, cuando la diferencia de fases  $\beta T$  de la corriente eléctrica cambia, como se describió en lo que precede, es posible buscar el valor del mismo que minimice el promedio la y, por lo tanto, es posible minimizar el valor promedio la.

45 Como se describió en lo que precede, la energía regenerativa del motor 5 se controla de manera que sea igual o inferior a un valor predeterminado para optimizar la eficiencia "del convertidor (la parte de rectificación y la parte de alisado) y del inversor (la parte de conversión CC-CA)" (obteniéndose una eficiencia total con un valor necesario mínimo (un valor de eficiencia objetivo preliminarmente establecido), mientras que la corriente eléctrica en el inducido en el motor 5 se reduce a un valor mínimo necesario para atenuar la reducción de la eficiencia del motor. Esto permite optimizar la eficiencia de la totalidad del sistema.

55 Además, si bien, en la descripción precedente, la parte 17 estimadora del flujo magnético calcula el valor estimado del enlace de flujo, la utilización del valor promedio la del valor efectivo de la corriente eléctrica en el inducido, resultante de la conversión por la parte 15 de conversión de la corriente eléctrica de fase, es también posible utilizar el valor promedio lpa del valor pico de la corriente eléctrica en el inducido, resultante de la conversión por la parte 15 de la conversión de la corriente eléctrica de fase, como en la siguiente Ecuación 4a.

[Número 10]

$$I_{pa} = \Sigma \{ \sqrt{(i_d^2 + i_q^2)} \times \sqrt{(2/3)} \times \Delta T \} / T_a \quad (4a)$$

5 En este caso, el valor promedio "ida" de la corriente en el eje d, y valor promedio "iqa" de la corriente en el eje q pueden calcularse de acuerdo con las siguientes Ecuaciones 8a y 9a, y el valor estimado del enlace de flujo puede calcularse por medio de cálculos de acuerdo con las Ecuaciones anteriormente mencionadas 5 a 7.

[Número 11]

$$i_{da} = -\sqrt{(3/2)} \times I_{pa} \times \sin(\beta T) \quad (8a)$$

[Número 12]

$$i_{qa} = \sqrt{(3/2)} \times I_{pa} \times \cos(\beta T) \quad (9a)$$

10 Además, la parte 14 para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica está adaptada para ajustar la diferencia de fases  $\beta T$  de la corriente eléctrica de manera tal que el valor promedio la tenga un valor mínimo, sobre la base de la diferencia en el valor promedio la del valor efectivo de la corriente eléctrica en el inducido entre antes y después del cambio de la diferencia de fases  $\beta T$  de la corriente eléctrica, como en la Ecuación 4b. Sin embargo, en el caso en el que la parte 17 estimadora del flujo magnético utiliza el valor promedio lpa del valor pico de la corriente eléctrica en el inducido, es también posible ajustar la diferencia de fases  $\beta T$  de la corriente eléctrica, utilizando el valor promedio lpa del valor pico de la corriente eléctrica en el inducido, en lugar del valor promedio la del valor efectivo de la corriente eléctrica en el inducido, de manera tal que este valor promedio lpa tenga un valor mínimo.

15 Además, como otro método, la parte 17 estimadora del flujo magnético puede utilizar el valor promedio la\* del valor de comando de la corriente eléctrica establecido por la parte 13 de control de la corriente eléctrica (que corresponde al valor promedio del valor efectivo de la corriente eléctrica en el inducido), como se expresa mediante la siguiente Ecuación 4b.

[Número 13]

$$I_{a*} = \Sigma \{ \sqrt{(i_{d*}^2 + i_{q*}^2)} / \sqrt{(3)} \times \Delta T \} / T_a \quad (4b)$$

25 En este caso, "id\*" es el valor de comando de la corriente eléctrica del eje d, "iq\*" es valor de comando de la corriente eléctrica del eje q, "id<sup>2</sup>" es el cuadrado de "id\*", y "iq<sup>2</sup>" es el cuadrado de "iq\*". En este caso, el valor estimado del enlace de flujo puede calcularse, usando el valor promedio la\* del valor del comando de la corriente eléctrica, en lugar del valor promedio la en las Ecuaciones 8 y 9.

30 Además, la parte 14 para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica está adaptada para ajustar la diferencia de fases  $\beta T$  de la corriente eléctrica de manera tal que el valor promedio la tenga un valor mínimo, sobre la base de la diferencia en el valor promedio la del valor efectivo de la corriente eléctrica en el inducido entre antes y después del cambio de la diferencia de fases  $\beta T$  de la corriente eléctrica. Sin embargo, en el caso en el que la parte 17 estimadora del flujo magnético utiliza el valor promedio la\* del valor del comando de la corriente eléctrica, es también posible ajustar la diferencia de fases  $\beta T$  de la corriente eléctrica usando el valor promedio la\* del valor del comando de la corriente eléctrica, en lugar del valor promedio la del valor efectivo de la corriente eléctrica en el inducido, de manera tal que este valor promedio la\* tenga un valor mínimo.

35 En lo que sigue se describirá con detalle un método para determinar las especificaciones técnicas del reactor 31 que tiene una capacidad más pequeña y del capacitor 32 que tiene una capacidad más pequeña, en cuanto al dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la primera forma de realización de la presente invención.

40 En el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la primera forma de realización, se determina la combinación del reactor 31 y de la capacitancia 32 de manera que la frecuencia de resonancia f<sub>LC</sub> del reactor 31 y del capacitor 32 resulte igual o superior a 40 veces la frecuencia de la fuente de energía eléctrica f<sub>s</sub> (de tal manera que se satisfaga la restricción de f<sub>LC</sub> ≥ (40x f<sub>s</sub>)), a efectos de suprimir los componentes armónicos en la corriente eléctrica de

entrada desde la fuente 1 de corriente eléctrica alterna para cumplir con la norma IEC.

En este caso, y suponiendo que la capacidad del reactor es L1 [H] y que la capacidad del capacitor 32 es C1[F], la frecuencia de la resonancia fLC se expresa como en la siguiente Ecuación 10.

[Número 14]

$$f_{LC} = 1 / \{ 2 \pi \times \sqrt{ (L1 \times C1) } \} \quad (10)$$

Por ejemplo, suponiendo que la frecuencia de suministro de energía eléctrica es de 50 Hz, y que la capacidad del capacitor 32 es de 10 µF, la capacidad del reactor 31 debe seleccionarse dentro del intervalo de L1 <0.633 [mH], de acuerdo con la restricción anteriormente mencionada y la ecuación 14.

Determinando la combinación del reactor 31 que tiene la capacidad más pequeña y del capacitor 32 que tiene la capacidad más pequeña como se describió en lo que precede, es posible obtener un rendimiento superior en cuanto a las características armónicas de la fuente de energía eléctrica de la corriente eléctrica de entrada procedente de la fuente 1 de corriente eléctrica alterna.

En lo que sigue se describirá con detalle un método para determinar las especificaciones técnicas del motor 5, en cuanto al dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la primera forma de realización de la presente invención.

El motor 5 en el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la primera forma de realización está adaptado para utilizar un par magnético y un par de reluctancia, combinados entre sí, de manera que se eleva la proporción del par de reluctancia, siendo el par magnético generado por un flujo del campo magnético generado por los imanes en el rotor 52 y por la corriente eléctrica en el inducido que fluye a través de los devanados del inducido (51u, 51v, 51w) en el estator 51, mientras que el par de reluctancia es generado por la corriente eléctrica en el inducido y por los cambios de inductancia en los devanados del inducido (51u, 51v, 51w). Se describirán sus diferencias con respecto a las especificaciones técnicas de motores convencionales que utilizan principalmente pares magnéticos, y haciendo referencia a la Figura 13.

La Figura 13 es una vista que ilustra las características de los pares de salida del motor (el par sintético compuesto por el par magnético y el par de reluctancia) que son proporcionados por la especificación técnica de un motor convencional (1) que principalmente utiliza un par magnético (1), y una especificación técnica del motor (2) que tiene una proporción de par de reluctancia más elevada en cuanto al dispositivo para controlar un inversor, de acuerdo con la primera forma de realización. En la Figura 13, una línea discontinua representa una curva característica de la especificación para motores convencionales (1) que utiliza principalmente el par magnético, mientras que una línea llena representa una curva característica de la especificación del motor (2) que tiene una proporción de par de reluctancia más elevada. En cuanto a las curvas características ilustradas en la Figura 13, se determinan las especificaciones técnicas del motor de manera tal que sus pares de salida máximos Tmax son iguales entre sí y también, cuando puede obtenerse el par de salida máximo Tmax, la diferencia de fases βT de la corriente eléctrica para la especificación de motor (1) es βs1, mientras que la diferencia de fases βT de la corriente eléctrica para la especificación de motor (2) es βs2, que es más grande que Bs1, bajo condiciones en las que el valor promedio la del valor efectivo de la corriente eléctrica en el inducido es el mismo. Además, βs2 puede tener el intervalo de βs1<βs2<45 [grados].

Como se describió en lo que precede, la parte 17 estimadora del flujo magnético y la parte 14 para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica están adaptadas para estimar el enlace de flujo en el motor 5 para detectar indirectamente la cantidad total Ereg de energía regenerativa del motor 5 y, además, están adaptadas para ajustar la diferencia de fases βT de la corriente eléctrica de manera tal que el valor estimado del enlace de flujo sea igual o inferior al enlace de flujo preliminarmente establecido, con lo que se controla la cantidad total Ereg de energía regenerativa de manera tal que sea igual o inferior al valor límite. Sin embargo, determinando las especificaciones técnicas del motor 5 de la siguiente manera, es posible controlar la cantidad total Ereg de energía regenerativa de manera tal que sea ciertamente igual o inferior al valor límite.

Más específicamente, las especificaciones técnicas del motor se determinan de manera tal que, a una velocidad predeterminada y un par de carga predeterminado, el enlace de flujo real (el enlace de flujo del eje d/el enlace de flujo primario) en el motor controlado por la parte 6 de control del accionamiento es igual o inferior a 2,5 veces el enlace de flujo de cuando la energía regenerativa cargada en el capacitor 32 del motor es cero (los respectivos factores del motor que se refieren al enlace de flujo son la inductancia Ld del eje d, la inductancia Lq del eje q, y el coeficiente de fuerza electromotriz λ).

Como se describió en lo que precede, el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la primera forma de realización de la presente invención está adaptado para reducir con certeza la energía regenerativa del motor de manera que sea igual o inferior a un valor predeterminado, con lo que de manera cierta se logra la optimización de la eficiencia del "convertidor (la parte de rectificación y la parte de alisado) y del inversor (la parte de conversión CC-CA)"

(obtención de una eficiencia total con un valor necesario mínimo (un valor de eficiencia objetivo preliminarmente establecido)).

(Segunda forma de realización)

5 La Figura 2 es una vista que ilustra la estructura del sistema de un dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con una segunda forma de realización de la presente invención. En la segunda forma de realización, los componentes que tienen las mismas funciones y estructuras que las del dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con primera forma de realización, arriba mencionada (Figura 1), serán designados mediante los mismos caracteres de referencia y, también, en casos en los que estos componentes desempeñan las mismas operaciones, se omitirán sus descripciones a efectos de evitar descripciones redundantes, y solamente se describirán temas diferentes de los mismos.

10 El dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la segunda forma de realización es diferente del dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la primera forma de realización, por el hecho de que se proporciona, como un constituyente, una parte 18 para medir los intervalos regenerativos, que está adaptada para medir intervalos durante los que una corriente eléctrica regenerativa fluye en un capacitor 32 de un motor 5 a intervalos del período de variación de un voltaje alisado, sobre la base del valor detectado de una corriente eléctrica en una línea de bus de lado de DC hacia/desde la parte 4 de conversión de corriente continua a corriente alterna, que es detectado por una parte 7 de detección de corriente eléctrica. En el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la segunda forma de realización, una parte 14 para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica está adaptada para ajustar la diferencia de fases entre la corriente eléctrica y el voltaje inducido por el motor 5, de manera tal que un valor estimado del enlace de flujo estimado por una parte 17 estimadora del flujo magnético sea igual o inferior a un valor ajustado del enlace de flujo que ha sido establecido de manera preliminar, además que el valor de intervalo regenerativo medido, medido por la parte 18 para medir los intervalos regenerativos sea igual o inferior a un valor establecido de intervalo regenerativo que ha sido establecido de manera preliminar y, también por lo menos uno de entre el valor promedio de un valor de comando de corriente eléctrica suministrado al motor 5 desde una parte 13 del control de la corriente eléctrica, el valor promedio del valor efectivo de la corriente eléctrica en el inducido, resultante de la conversión por una parte 15 convertidora de corriente eléctrica de fase y el valor promedio del valor pico de la corriente eléctrica en el inducido, se minimiza.

20 En lo que sigue, la parte 17 estimadora del flujo magnético, la parte 18 para medir los intervalos regenerativos y la parte 14 para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica, que son características en el dispositivo para controlar un inversor, de acuerdo con la segunda forma de realización de la presente invención, se definirán con detalle haciendo referencia a la Figura 15.

25 La Figura 15 es una vista que ilustra el esquema general de un segundo flujo de procesamiento en el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la segunda forma de realización. De manera similar al dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la primera forma de realización, arriba mencionado, el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la segunda forma de realización utiliza un capacitor 32 que tiene una capacitancia significativamente más pequeña en una parte de alisado 3, lo que hace que la corriente eléctrica en el inducido en el motor 5 tenga pulsaciones amplias. Por ello, antes de la estimación del enlace de flujo en el motor 5 por la parte 17 estimadora del flujo magnético, se impone al motor 5 una velocidad de rotación predeterminada, tal como una de entre una pluralidad de velocidades de rotación incluidas en los datos de tabla descritos en la primera forma de realización arriba mencionada, por ejemplo, mientras que el valor del comando de la velocidad proporcionado desde fuera se mantiene constante (S201).

30 A continuación, la parte 18 para medir los intervalos regenerativos mide intervalos durante los que el valor detectado de la corriente eléctrica en la línea de bus del lado de la corriente continua hacia/desde la parte 4 de conversión CC-CA, que es detectada por la parte 7 de detección de corriente eléctrica, es negativa, a intervalos de un período de tiempo predeterminado  $T_a$  que ha sido establecido de manera preliminar (S202).

35 Más específicamente, la parte 7 de detección de la corriente eléctrica detecta la corriente eléctrica de la línea de bus a intervalos del período de portadora  $T_s$  y, por ello, mediante el recuento, con un contador o similar, del número de veces que el valor detectado de la corriente eléctrica de la línea de bus llegó a ser inferior a un valor predeterminado ( $\pm\delta$ , que se determina en consideración de influencias por ruidos y similares), es posible calcular el valor Treg del intervalo regenerativo medido a intervalos del período de variación del voltaje alisado, de acuerdo con la siguiente Ecuación 11, suponiéndose que el número de recuentos dentro de un período de tiempo predeterminado  $T_a$  (que se establece de manera que sea un número entero múltiplo del período de variación del voltaje alisado y, por lo tanto, tiene M veces el valor de éste) es N.

[Número 15]

55 
$$T_{reg} = N \times T_s / M \quad (11)$$

Como se describió en lo que precede, la parte 18 para medir los intervalos regenerativos puede utilizar el valor detectado de la corriente eléctrica en el inducido que fluye a través del motor 5 de manera que lo comparte con la parte 15 convertidora de corriente eléctrica de fase, lo que elimina la necesidad de proveer un sensor adicional o similar en

la estructura de la segunda forma de realización, con lo que ofrece una ventaja en términos de costos.

A continuación, la parte 17 estimadora del flujo magnético calcula, de acuerdo con la Ecuación 4, el valor promedio la del valor efectivo de la corriente eléctrica en el inducido, resultante de la conversión por la parte 15 convertidora de corriente eléctrica de fase, a intervalos del período de tiempo predeterminado  $T_a$  que han sido establecidos de manera preliminar (S203).

Además, la parte 17 estimadora del flujo magnético calcula el enlace de flujo en el sistema de coordenadas de dos ejes ortogonales, de acuerdo con las Ecuaciones 5 a 9, sobre la base del valor promedio la del valor efectivo de la corriente eléctrica en el inducido que ha sido calculado, y sobre la base de los respectivos valores preliminarmente establecidos del motor 5 (la inductancia  $L_d$  del eje d, la inductancia  $L_a$  del eje q, y el coeficiente de fuerza electromotriz  $\Lambda$ )(S204).

A continuación, la parte 14 para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica determina si el valor estimado del enlace de flujo (el valor promedio  $\lambda_{da}$  del enlace de flujo en el eje d/el valor promedio  $\lambda_{1a}$  del enlace de flujo primario) que ha sido estimado por la parte 17 estimadora del flujo magnético es igual o inferior a un valor preliminarmente establecido fijado del enlace de flujo (el valor fijado del enlace de flujo en el eje d/el valor primario ajustado del enlace de flujo) (S205). Si el valor estimado del enlace de flujo es mayor que el valor fijado del enlace de flujo, la diferencia de fases  $\beta T$  de la corriente eléctrica aumenta de manera monótona en etapas de un ancho de cambio predeterminado  $\Delta\beta_1$  a intervalos de períodos de tiempo predeterminado  $T_a$  para llevar a cabo operaciones de debilitamiento del campo, hasta que el valor estimado del enlace de flujo (el valor promedio  $\lambda_{da}$  del enlace de flujo en el eje d /el valor promedio  $\lambda_{1a}$  del enlace de flujo primario) llega a ser igual o inferior al valor ajustado del enlace de flujo (el valor ajustado del enlace de flujo en el eje d/el valor primario ajustado del enlace de flujo) (S209). En la manera anteriormente mencionada, la cantidad total  $E_{reg}$  de la energía regenerativa del motor 5 puede controlarse de manera tal que sea igual o inferior a un valor límite predeterminado.

A continuación, después de que el valor estimado del enlace de flujo (el valor promedio  $\lambda_{da}$  de enlace de flujo en el eje d /el valor promedio  $\lambda_{1a}$  de enlace de flujo primario) ha llegado a ser igual o inferior al valor ajustado del enlace de flujo (el valor ajustado del enlace de flujo en el eje d /el valor primario ajustado del enlace de flujo), in S205, la parte 14 para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica opera para determinar si el valor medido del intervalo regenerativo  $T_{reg}$ , medido por la parte 18 para medir los intervalos regenerativos, es igual o inferior a un valor preliminarmente establecido de intervalo regenerativo, inicialmente (S206). Si el valor medido del intervalo regenerativo  $T_{reg}$  es mayor que el valor establecido de intervalo regenerativo, la diferencia de fases  $\beta T$  de la corriente eléctrica aumenta de manera monótona en etapas de un ancho de cambio predeterminado  $\Delta\beta_3$  (que tiene un ancho de cambio más pequeño que  $\Delta\beta_1$  pero más grande que  $\Delta\beta_2$ ;  $\Delta\beta_2 < \Delta\beta_3 < \Delta\beta_1$ ) a intervalos de períodos de tiempo predeterminado  $T_a$  para llevar a cabo operaciones de debilitamiento del campo hasta que el valor de intervalo regenerativo medido  $T_{reg}$  llega a ser igual o inferior al valor establecido de intervalo regenerativo, a efectos de optimizar los intervalos regenerativos (S208).

Finalmente, una vez que el valor de intervalo regenerativo medido  $T_{reg}$  ha llegado a ser igual o inferior al valor establecido de intervalo regenerativo en S206, la parte 14 para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica opera para cambiar en la diferencia de fases  $\beta T$  de la corriente eléctrica en el ancho de cambio predeterminado  $\Delta\beta_2$  (que tiene un ancho de cambio más pequeño que  $\Delta\beta_1$  y  $\Delta\beta_3$ ;  $\Delta\beta_2 < \Delta\beta_3 < \Delta\beta_1$ ) y para ajustar la diferencia de fases  $\beta T$  de la corriente eléctrica de manera que se minimice el valor de la, sobre la base de la diferencia en el valor promedio la del valor efectivo de la corriente eléctrica en el inducido (que ha sido calculado de acuerdo con la Ecuación 4) entre antes y después del cambio de la diferencia de fases  $\beta T$  de la corriente eléctrica (S207).

Como se describió en lo que precede, la energía regenerativa del motor 5 y los intervalos en los que la corriente eléctrica regenerativa fluye del mismo se controlan de manera que sean iguales o inferiores a respectivos valores predeterminados para suprimir con certeza los intervalos durante los que la corriente eléctrica de entrada de la a fuente de corriente eléctrica alterna 1 no es conducida a ella de manera que sea igual o inferior a un valor predeterminado y, también, para optimizar la eficiencia "del convertidor (la parte de rectificación y la parte de alisado) y del inversor (la parte de conversión CC-CA)" (obteniéndose una eficiencia total con un valor necesario mínimo (un valor de eficiencia objetivo preliminarmente establecido)), mientras que la corriente eléctrica en el inducido en el motor 5 se reduce a un valor mínimo necesario para atenuar la reducción de la eficiencia del motor. Esto permite optimizar la eficiencia de la totalidad del sistema.

(Tercera forma de realización)

La Figura 3 es una vista que ilustra la estructura del sistema de un dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con una tercera forma de realización de la presente invención. En la tercera forma de realización, los componentes que tienen las mismas funciones y estructuras que los del dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la primera forma de realización arriba mencionada (Figura 1) y el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la segunda forma de realización (Figura 2) llevarán los mismos números de referencia y, también, en los casos en los que estos componentes desempeñan las mismas operaciones que en la primera forma de realización, sus descripciones se omitirán para evitar descripciones redundantes, y solamente se describirán temas diferentes de las mismas.

El dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la tercera forma de realización (Figura 3) es diferente del

dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la segunda forma de realización (Figura 2), por el hecho de que se proveen, como constituyentes, una parte 9 de detección de voltaje de corriente alterna como unos medios para detectar un voltaje de corriente alterna, que están adaptados para detectar el voltaje de la fuente de energía de corriente alterna 1, y una parte 19 de conversión del valor absoluto para calcular el valor absoluto del valor detectado de la corriente alterna Vac, detectado por la parte 9 de detección de voltaje de corriente alterna. En el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la tercera forma de realización, una parte 18 para medir los intervalos regenerativos está adaptada para medir intervalos de medición durante los que una corriente eléctrica regenerativa fluye en un capacitor 32 de un motor 5, sobre la base de la relación de magnitudes entre el valor absoluto IVacl del valor detectado de la corriente alterna obtenida por la parte 19 de conversión del valor absoluto 19 y el valor detectado de voltaje alisado Vdc, detectado por una parte 8 de detección de voltaje alisado. Además, es preferible que el valor detectado de la corriente alterna Vac y el valor de voltaje alisado detectado Vdc se detecten a la misma frecuencia, y también que estén estrechamente cercanos entre sí.

Más específicamente, mediante el establecimiento del período de detección del valor detectado de la corriente alterna Vac y del valor de voltaje alisado detectado Vdc a Tsmp, y haciendo que la parte 18 para medir los intervalos regenerativos cuente, mediante un contador o similar, el número de veces que "Vdc > IVacl ± δ2 (δ2 se establece en consideración de las influencias de ruidos y similares)" ha sido satisfecho, es posible calcular el valor de intervalo regenerativo medido Treg2 a intervalos en el período de variación del voltaje alisado, de acuerdo con la siguiente Ecuación 12, suponiendo que el número de conteos dentro de un período de tiempo predeterminado Ta (que se establece de manera que sea un número entero múltiplo del período de variación del voltaje alisado y, por lo tanto, sea M2 veces éste) es N2.

[Número 16]

$$T_{reg2} = N2 \times T_{smp} / M2 \quad (12)$$

Las operaciones de los otros constituyentes son iguales a los del dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la segunda forma de realización, arriba mencionada, por lo que no se lo describe aquí.

Como se describió en lo que precede, el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la tercera forma de realización está estructurado para medir los intervalos durante los que se hace fluir la corriente eléctrica regenerativa en el capacitor 32 desde el motor 5, sobre la base de la relación entre las magnitudes del valor absoluto IVacl del valor del voltaje de corriente alterna y el valor de voltaje alisado detectado Vdc. El dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la tercera forma de realización es capaz de medir con certeza los intervalos durante los que la corriente eléctrica regenerativa se hace fluir en el capacitor 32 desde el motor 5, aun en el caso de distorsiones en la fuente de energía de corriente alterna 1 y de fluctuaciones de la frecuencia de la fuente de energía eléctrica.

Por otra parte, los dispositivos para controlar inversores de acuerdo con la formas de realización de realización primera y tercera han sido descritos como estructurados de manera que incluyan la parte 13 del control de la corriente eléctrica que está adaptada para derivar un valor de comando de corriente eléctrica de manera tal que la velocidad de rotación del motor 5 coincide con un valor de comando de la velocidad, sobre la base de una diferencia de fase de corriente eléctrica suministrado al mismo desde una parte 14 para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica, y sobre la base de información acerca de la desviación de la velocidad de rotación del motor 5 que ha sido estimada por una parte estimadora de la posición/velocidad del rotor 16 a partir del valor del comando de la velocidad suministrado desde fuera. Sin embargo, el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la presente invención también puede estructurarse de manera que incluya una parte de control de par para derivar un valor de comando de par Tq\* en lugar de un valor de comando de corriente eléctrica, y la parte 14 para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica puede estructurarse para ajustar la diferencia de fases βT de la corriente eléctrica de manera que se minimice el valor promedio Tqa\* del valor de comando de par Tq\* a intervalos del período de tiempo predeterminado Ta. Por ejemplo, el valor del comando de par Tq\* puede deducirse multiplicando el valor de comando de corriente eléctrica I\* por una ganancia K, como "Tq\*=KxI\*".

Los dispositivos para controlar inversores de acuerdo con las formas de realización primera a tercera han sido descritos como estructurados de manera que incluyan la parte 16 estimadora de la posición/velocidad del rotor para estimar la velocidad de rotación del rotor 5 y las posiciones de los polos magnéticos del rotor en el rotor 5. Sin embargo, se da por supuesto que es también posible utilizar un sensor de posición para detectar las posiciones de los polos magnéticos en el rotor, tal como un codificador o un reductor, en lugar de la parte 16 estimadora de la posición/velocidad del rotor.

Los medios para la detección de la corriente eléctrica (la parte 7 de detección de la corriente eléctrica) en los dispositivos para controlar inversores de acuerdo con las formas de realización primera a tercera han sido descritos como estructurados para detectar directamente la corriente eléctrica en la línea de bus del lado de la corriente continua hacia/desde la parte 4 de conversión CC-CA y para detectar indirectamente la corriente eléctrica en el inducido que fluye a través del motor 5 a partir del valor detectado de la corriente eléctrica en la línea de bus. Sin embargo, se da por supuesto que también es posible utilizar un sensor de corriente eléctrica, tal como un CC-CT, como los medios para la detección de la corriente eléctrica, en el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la presente invención. En este caso, es posible detectar directamente la corriente eléctrica en el inducido, lo que elimina la necesidad de la parte

15 de inversión de la corriente eléctrica de fase.

Además, los dispositivos para controlar inversores de acuerdo con las formas de realización primera a tercera pueden adaptarse de manera tal que la parte 14 para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica lleva a cabo un ajuste de las fases, solamente cuando el valor detectado del voltaje alisado, detectado por la parte de detección de voltaje alisado 8, es más pequeño que un valor arbitrario establecido, lo que puede abreviar el tiempo requerido para procesar con la microcomputadora, el sistema LSI y similares. En este caso, el valor arbitrario establecido puede establecerse teniendo en cuenta el valor del voltaje de la corriente alterna de la fuente de energía de corriente alterna 1, las capacidades del reactor 31 y del capacitor 32 en la parte de alisado 3, y similares, dentro del intervalo del valor máximo del voltaje de carga a través del capacitor 32 que es generado por la energía regenerativa del motor 5 al valor máximo del voltaje alisado.

Por otra parte, el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la tercera forma de realización puede adaptarse de manera tal que la parte 14 para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica lleve a cabo el ajuste de las fases, solamente cuando el valor absoluto del valor detectado de la corriente alterna, detectado por la parte 19 de conversión del valor absoluto, es más pequeño que un valor arbitrario establecido, lo que puede abreviar el tiempo requerido para procesar con la microcomputadora, el sistema LSI y similares. En este caso, el valor arbitrario establecido puede ajustarse teniendo en cuenta el valor del voltaje de la corriente alterna de la fuente de energía de corriente alterna 1, las capacidades del reactor 31 y del capacitor 32 en la parte de alisado 3, y similares, dentro del intervalo del valor máximo del voltaje de carga a través del capacitor 32, que es generado por la energía regenerativa del motor 5 al valor máximo del valor absoluto del valor detectado de la corriente alterna.

## 20 **Aplicabilidad industrial**

Como se describió en lo que precede, el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la presente invención utiliza el motor fabricado de manera que tenga una proporción más elevada de la adaptabilidad del par de reluctancia al dispositivo para controlar un inversor estructurado para incluir el capacitor con la capacitancia más pequeña y además, el dispositivo para controlar un inversor controla la energía regenerativa del motor, con lo que se optimiza la eficiencia del sistema de accionamiento del motor. Por ello, el dispositivo para controlar un inversor de acuerdo con la presente invención puede aplicarse a fines que implican el accionamiento de motores, tales como aparatos acondicionadores de aire, refrigeradores de congelación, aspiradoras al vacío, y similares.

### **Lista de signos de referencia**

1	Suministro de energía de corriente eléctrica alterna.
30 2	Parte de rectificación
3	Parte de alisado
4	Parte de conversión de CC a CA
5	Motor
6	Parte del control del accionamiento
35 7	Parte de detección de corriente eléctrica
8	Parte de detección de voltaje alisado
9	Parte de detección de voltaje de corriente alterna
10	Excitador de base
12	Parte creadora de señales de PWM
40 13	Parte del control de la corriente eléctrica
14	Parte para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica
15	Parte convertidora de corriente eléctrica de fase
16	Parte estimadora de la posición/velocidad del rotor
17	Parte estimadora del flujo magnético
45 18	Parte para medir los intervalos regenerativos
19	Parte de conversión del valor absoluto

## ES 2 654 860 T3

	31	Reactor
	32	Capacitor
	41u a 41z	Dispositivos de conmutación
	42u a 42z	Diodo de rueda libre
5	51	Estator
	51u a 51z	Devanado del inducido
	52	Rotor

**REIVINDICACIONES**

1. Un dispositivo para controlar un inversor para accionar un motor (5) adaptado para utilizar un par magnético generado por un flujo magnético de campo y una corriente eléctrica en el inducido, y un par de reluctancia generado por la corriente eléctrica en el inducido y un cambio de inductancia en un devanado de inducido (51u, 51v, 51w), combinados entre sí, comprendiendo el dispositivo para controlar un inversor:

5 una parte de rectificación (2) en la que se da entrada a una fuente de corriente alterna (1);

una parte de alisado (3) que tiene un capacitor (32) con un valor establecido de manera tal que un voltaje de salida de la parte de rectificación (2) pulsa con una frecuencia que es de aproximadamente el doble de una frecuencia de la fuente de corriente eléctrica alterna;

10 una parte (4) de conversión de corriente continua a corriente alterna, adaptada para convertir un voltaje alisado, procedente de la parte de alisado (3), en un voltaje de corriente alterna deseado para accionar el motor (5);

una parte del control del accionamiento (6) adaptada para transmitir, a la parte (4) de conversión CC-CA, información necesaria para accionar el motor (5) de acuerdo con el voltaje alisado; y

15 una parte (7) de detección de corriente eléctrica, adaptada para detectar la corriente eléctrica en el inducido del motor (5);

en el que la parte del control del accionamiento (6) incluye una parte (17) estimadora del flujo magnético adaptada para estimar un enlace o concatenación de flujo en el motor (5) sobre la base de la corriente eléctrica en el inducido detectada por la parte (7) de detección de corriente eléctrica, y una parte (14) para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica, adaptada para ajustar una diferencia de fases entre la corriente eléctrica en el inducido y un voltaje inducido generado por el motor (5), caracterizado porque:

20 la parte (14) para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica está adaptada para llevar a cabo un ajuste de fases, por el hecho de que una diferencia de fases ( $\beta T$ ) de corriente eléctrica se incrementa de manera monótona en etapas de un primer ancho de cambio ( $\Delta\beta 1$ ) para llevar a cabo operaciones de debilitamiento del campo, de manera tal que un valor estimado del enlace de flujo, estimado por la parte (17) estimadora del flujo magnético, es igual o inferior a un valor de enlace de flujo preestablecido ( $\lambda A_{set}$ ,  $\lambda B_{set}$ ) y, a continuación, porque la diferencia de fases ( $\beta T$ ) de la corriente eléctrica es cambiada por un segundo ancho de cambio ( $\Delta\beta 2$ ), de manera tal que por lo menos uno de entre un valor promedio ( $I_a^*$  o  $Tq_a^*$ ) de un valor de comando de corriente eléctrica ( $I^*$ ) o un valor de comando de par ( $Tq^*$ ) que es suministrado al motor (5), un valor promedio ( $I_a$ ) de un valor efectivo de la corriente eléctrica en el inducido, detectada por la parte (7) de detección de corriente eléctrica, y un valor promedio ( $I_{pa}$ ) de un valor de pico de la corriente eléctrica en el inducido, detectado por la parte (7) de detección de corriente eléctrica, se minimiza para controlar una cantidad total de energía ( $E_{reg}$ ) de energía regenerativa desde el motor (5) hacia el capacitor (32).

2. El dispositivo para controlar un inversor según la reivindicación 1, en el que

35 la parte (17) estimadora del flujo magnético está adaptada para estimar el enlace de flujo en un sistema de coordenadas de dos ejes ortogonales, mediante un cálculo, basado en respectivos factores preestablecidos del motor (5), y en la corriente eléctrica en el inducido, detectada por la parte (7) de detección de corriente eléctrica.

3. El dispositivo para controlar un inversor según la reivindicación 1 o 2, en el que

la parte del control del accionamiento (6) incluye además una parte (18) para medir los intervalos regenerativos, adaptada para medir un intervalo durante el que una corriente eléctrica regenerativa se hace fluir en el capacitor (32) del motor (5),

40 la parte (14) para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica está adaptada para llevar a cabo el ajuste de las fases por el hecho de que después de que la diferencia de fases ( $\beta T$ ) de la corriente eléctrica haya aumentado de manera monótona en etapas de un primer ancho de cambio ( $\Delta\beta 1$ ), la diferencia de fases ( $\beta T$ ) de corriente eléctrica se aumenta de manera monótona en etapas de un tercer ancho de cambio ( $\Delta\beta 3$ ) para llevar a cabo las operaciones de debilitamiento del campo, de manera tal que un valor medido ( $T_{reg}$ ) del intervalo regenerativo, medido por la parte (18) de medición del intervalo regenerativo, es igual o inferior a un valor del intervalo regenerativo preestablecido antes de que la diferencia de fases ( $\beta T$ ) de la corriente eléctrica sea cambiada por un segundo ancho de cambio ( $\Delta\beta 2$ ).

4. El dispositivo para controlar un inversor según la reivindicación 2, que además comprende

50 una parte (9) de detección de voltaje de corriente alterna, adaptada para detectar un voltaje de la fuente de corriente alterna (1), una parte (19) de conversión del valor absoluto, adaptada para calcular el valor absoluto ( $|V_{ac}|$ ) del valor ( $V_{ac}$ ) del voltaje detectado de CA, detectado por la parte (9) de detección de voltaje de corriente alterna, y una parte (8) de detección del voltaje alisado, adaptada para detectar el voltaje alisado,

en el que una parte (18) para medir los intervalos regenerativos está adaptada para medir el intervalo durante el que la corriente eléctrica regenerativa se hace fluir en el capacitor (32) desde el motor (5), sobre la base de una relación de

magnitudes entre el valor absoluto ( $|V_{ac}|$ ) del valor detectado ( $V_{ac}$ ) de la corriente alterna resultante de la conversión por la parte (19) de conversión del valor absoluto y el valor detectado del voltaje alisado, detectado por la parte (8) de detección del voltaje alisado.

5. El dispositivo para controlar un inversor según la reivindicación 3, que además comprende:

5 una parte (9) de detección de voltaje de corriente alterna, adaptada para detectar un voltaje de la fuente de energía eléctrica alterna (1), una parte (19) de conversión del valor absoluto, adaptada para calcular el valor absoluto ( $|V_{ac}|$ ) del valor detectado ( $V_{ac}$ ) del voltaje de corriente alterna, detectado por la parte (9) de detección de voltaje de corriente alterna, y una parte (8) de detección de voltaje alisado, adaptada para detectar el voltaje alisado,

10 en el que la parte (18) para medir los intervalos regenerativos está adaptada para medir el intervalo durante el que la corriente eléctrica regenerativa se hace fluir en el capacitor (32) desde el motor (5), sobre la base de una relación de magnitudes entre el valor absoluto ( $|V_{ac}|$ ) del valor detectado ( $V_{ac}$ ) de la corriente alterna resultante de la conversión por la parte (19) de conversión del valor absoluto y el valor detectado del voltaje alisado (dc), detectado por la parte (8) de detección del voltaje alisado.

6. El dispositivo para controlar un inversor según la reivindicación 2, en el que

15 la parte (7) de detección de corriente eléctrica está adaptada para detectar directamente una corriente eléctrica en la línea de bus de lado de CC hacia/desde la parte (4) de conversión CC-CA y para detectar indirectamente la corriente eléctrica en el inducido que fluye a través del motor (5), a partir del valor detectado de la corriente eléctrica en la línea de bus;

20 una parte (18) para medir los intervalos regenerativos está adaptada para medir el intervalo durante el que la corriente eléctrica regenerativa se hace fluir en el capacitor (32) del motor (5), sobre la base del valor detectado de la corriente eléctrica en la línea de bus.

7. El dispositivo para controlar un inversor según la reivindicación 3, en el que

25 la parte (7) de detección de corriente eléctrica está adaptada para detectar directamente una corriente eléctrica en una línea de bus del lado de CC hacia/desde la parte (4) de conversión CC-CA y para detectar indirectamente la corriente eléctrica en el inducido que fluye a través del motor (5), a partir del valor detectado de la corriente eléctrica en la línea de bus;

la parte (18) para medir los intervalos regenerativos está adaptada para medir el intervalo durante el que la corriente eléctrica regenerativa se hace fluir en el capacitor (32) desde el motor (5), sobre la base del valor detectado de la corriente eléctrica en la línea de bus.

30 8. El dispositivo para controlar un inversor según cualquiera de las reivindicaciones 1, 2, 3, 6 y 7, que además comprende una parte (8) de detección del voltaje alisado, adaptada para detectar el voltaje alisado,

en el que la parte (14) para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica está adaptada para llevar a cabo un ajuste de fases, solamente cuando el valor (dc) del voltaje alisado detectado por la parte (8) de detección de voltaje alisado es inferior a un valor arbitrario fijado.

35 9. El dispositivo para controlar un inversor según cualquiera de las reivindicaciones 1, 2, 3, 6 y 7, que además comprende una parte (9) de detección de voltaje de corriente alterna, adaptada para detectar un voltaje de la fuente de corriente alterna (1), y una parte (19) de conversión del valor absoluto, adaptada para calcular el valor absoluto ( $|V_{ac}|$ ) del valor detectado ( $V_{ac}$ ) del voltaje de CA, detectado por la parte (9) de detección de voltaje de corriente alterna,

40 la parte (14) para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica está adaptada para llevar a cabo un ajuste de fases, solamente cuando el valor absoluto ( $|V_{ac}|$ ) del valor ( $V_{ac}$ ) detectado de la corriente alterna, resultante de la conversión por la parte (19) de conversión de valores absolutos, es inferior a un valor arbitrario ajustado.

10. El dispositivo para controlar un inversor según la reivindicación 4 o 5,

45 en el que la parte (14) para el ajuste de la diferencia de fases de la corriente eléctrica está adaptada para llevar a cabo un ajuste de fases, solamente cuando por lo menos uno de entre el valor detectado (dc) de voltaje alisado, detectado por la parte (8) para la detección del voltaje alisado, y el valor absoluto ( $|V_{ac}|$ ) del valor detectado ( $V_{ac}$ ) de la corriente alterna, resultante de la conversión por la parte (19) de conversión del valor absoluto, es inferior a un valor arbitrario fijado.

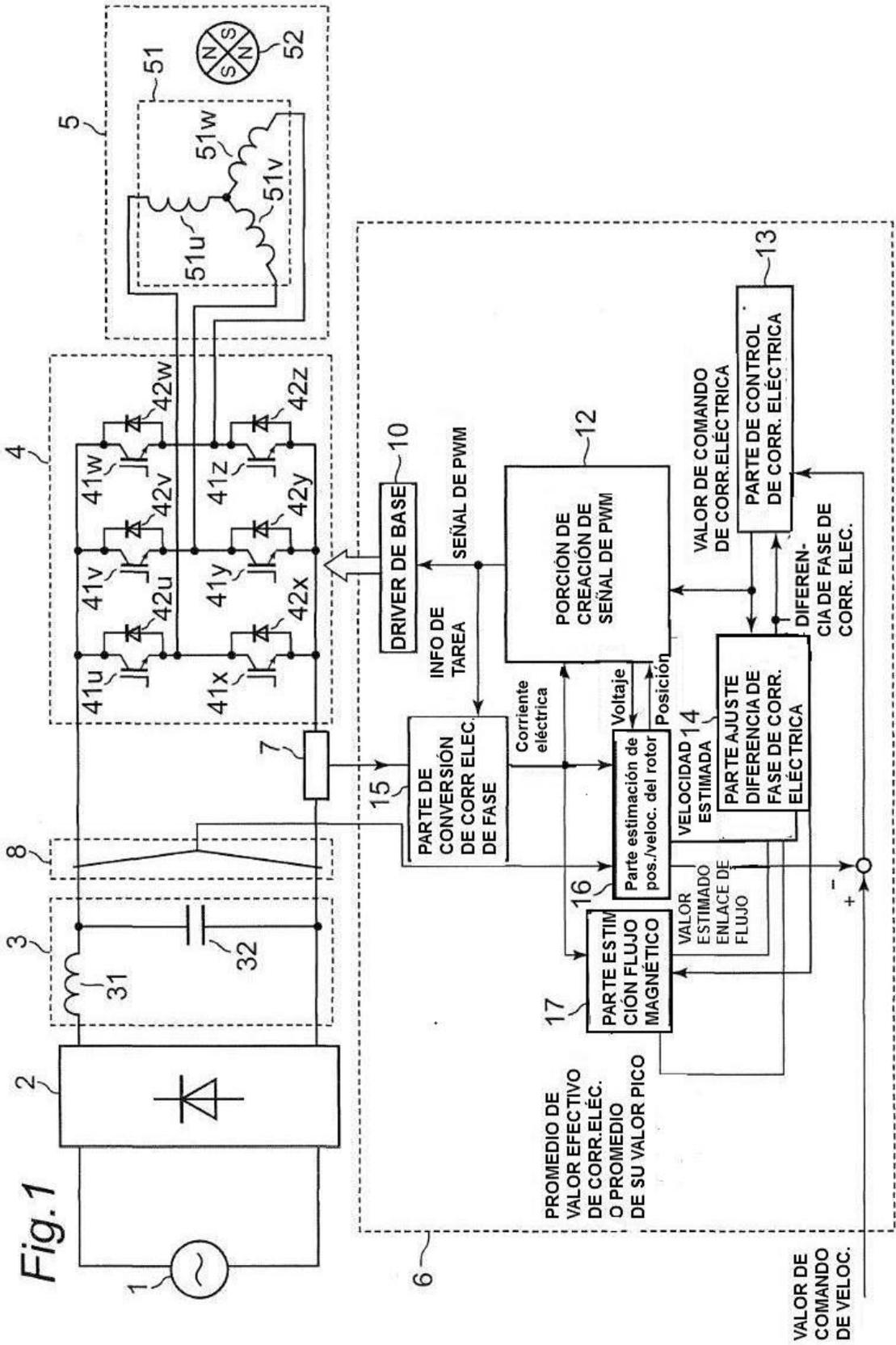
11. El dispositivo para controlar un inversor según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 10, en el que

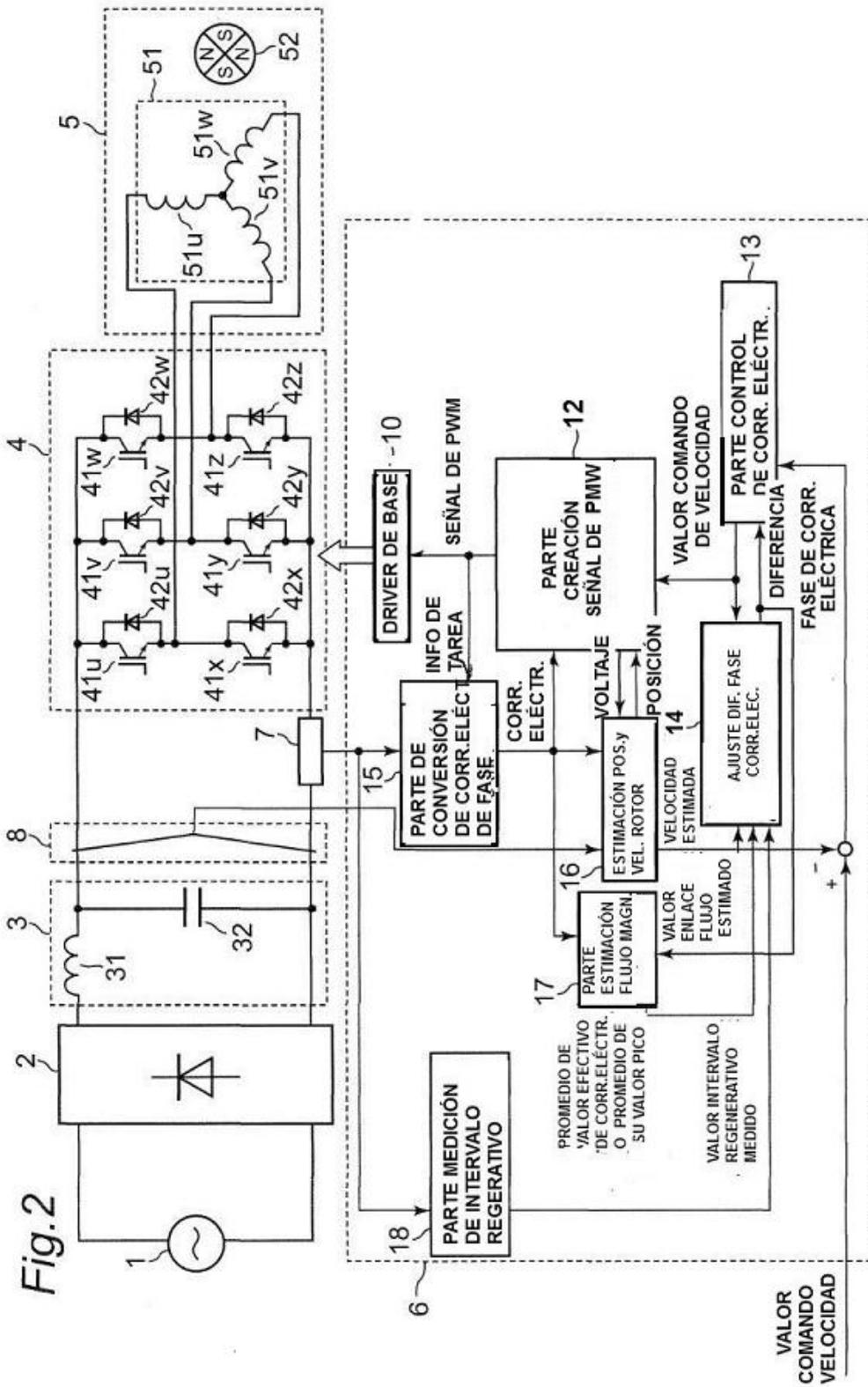
50 la parte de alisado (3) comprende un capacitor (32) y un reactor (31), y una frecuencia de resonancia determinada por el capacitor (32) y por el reactor (31) se fija de manera que sea igual o mayor que 40 veces la frecuencia de la fuente de corriente eléctrica alterna.

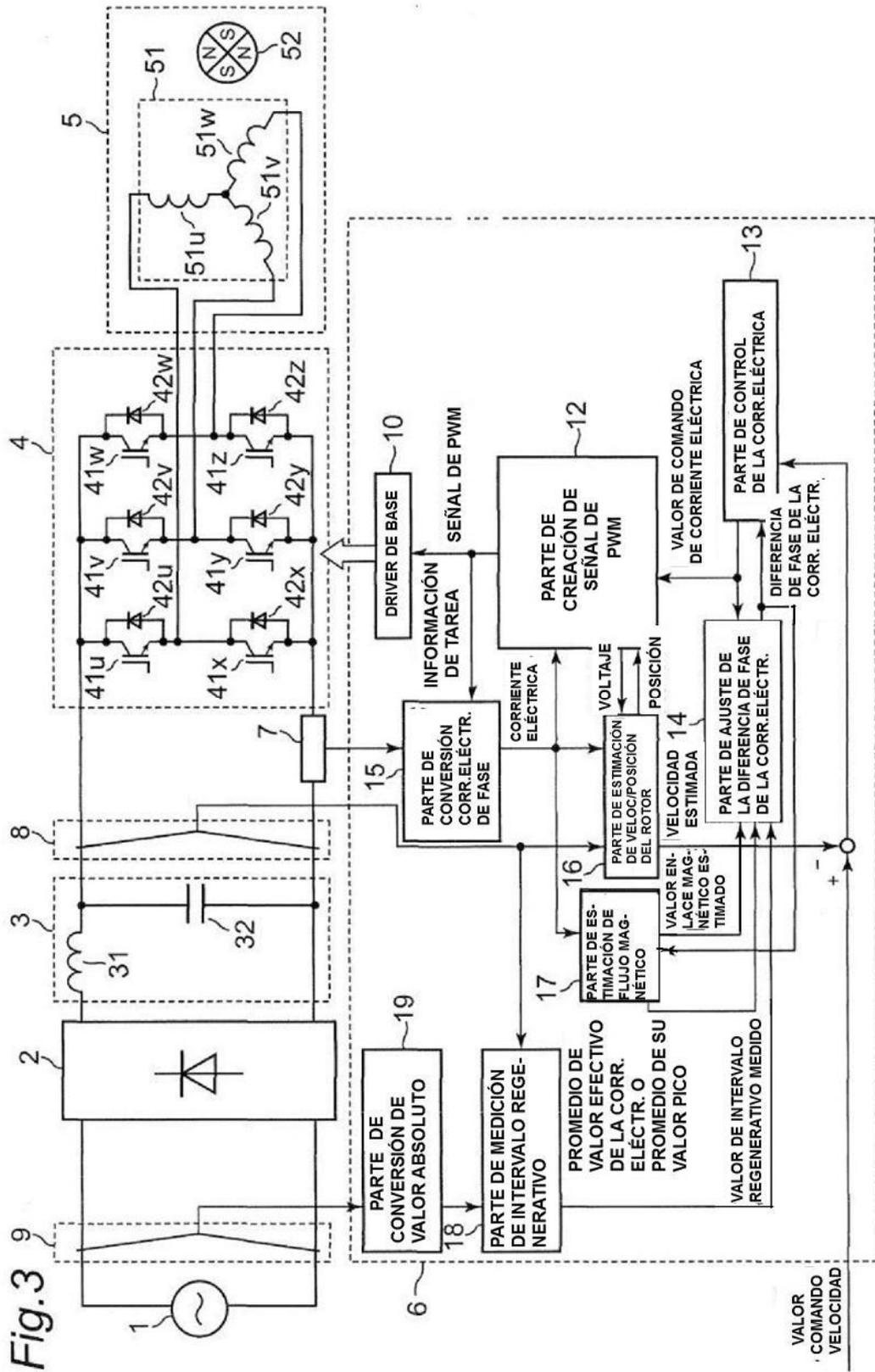
12. El dispositivo para controlar un inversor según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 11, en el que el valor fijado del enlace de flujo ( $\lambda_{Aset}$ ,  $\lambda_{Bset}$ ) se fija de manera que sea igual o inferior a 2,5 veces el enlace de flujo de cuando la energía regenerativa cargada en el capacitor (32) del motor (5) es cero.

13. El dispositivo para controlar un inversor según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 12, en el que

- 5 se determina una especificación técnica del motor (5), de manera tal que el enlace de flujo en el motor (5) que es controlado por la parte de control de accionamiento (6) sea igual o inferior a 2,5 veces el enlace de flujo de cuando la energía regenerativa cargada en el capacitor (32) desde el motor (5) es cero, con una velocidad de rotación y un par de carga, predeterminados.







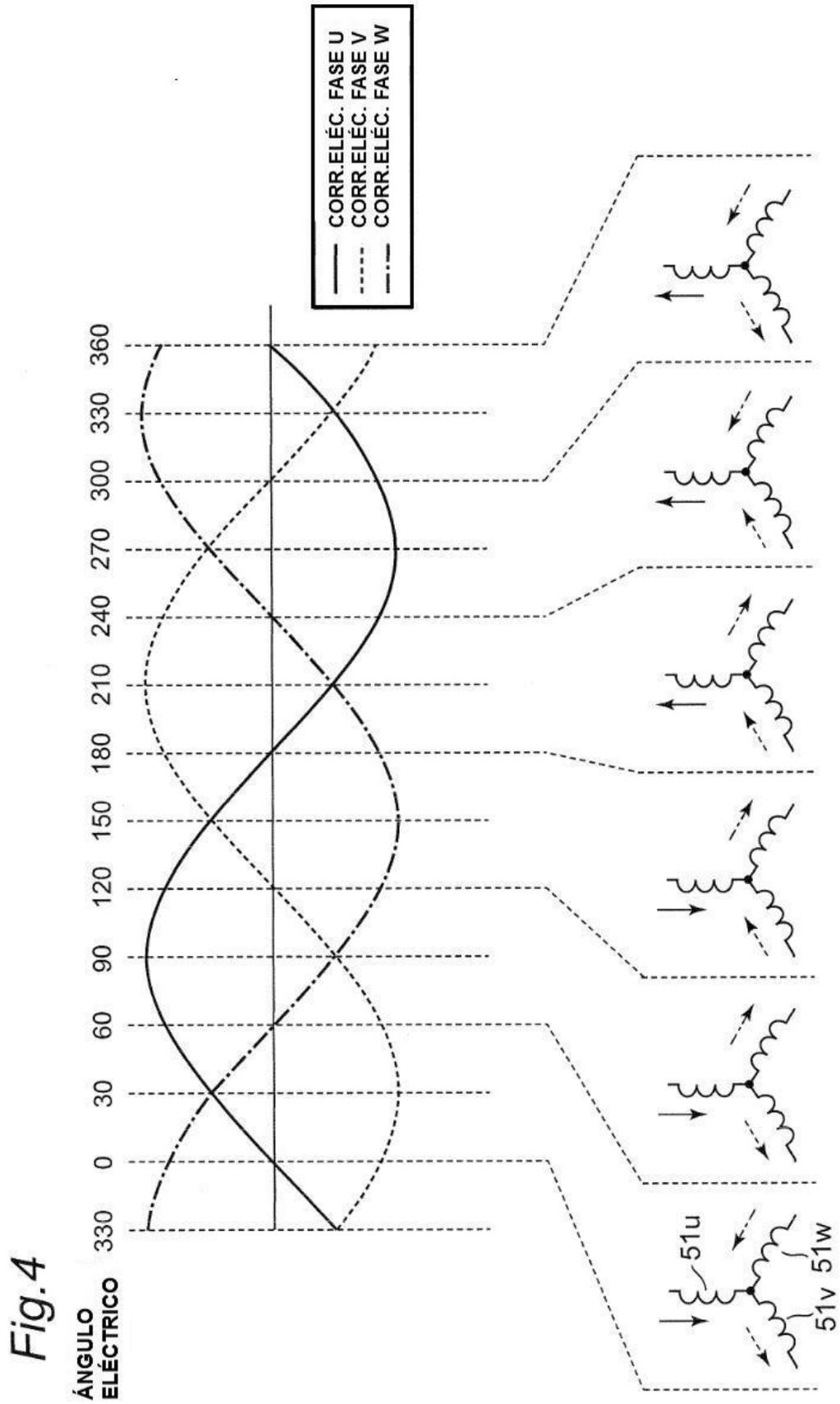


Fig.5

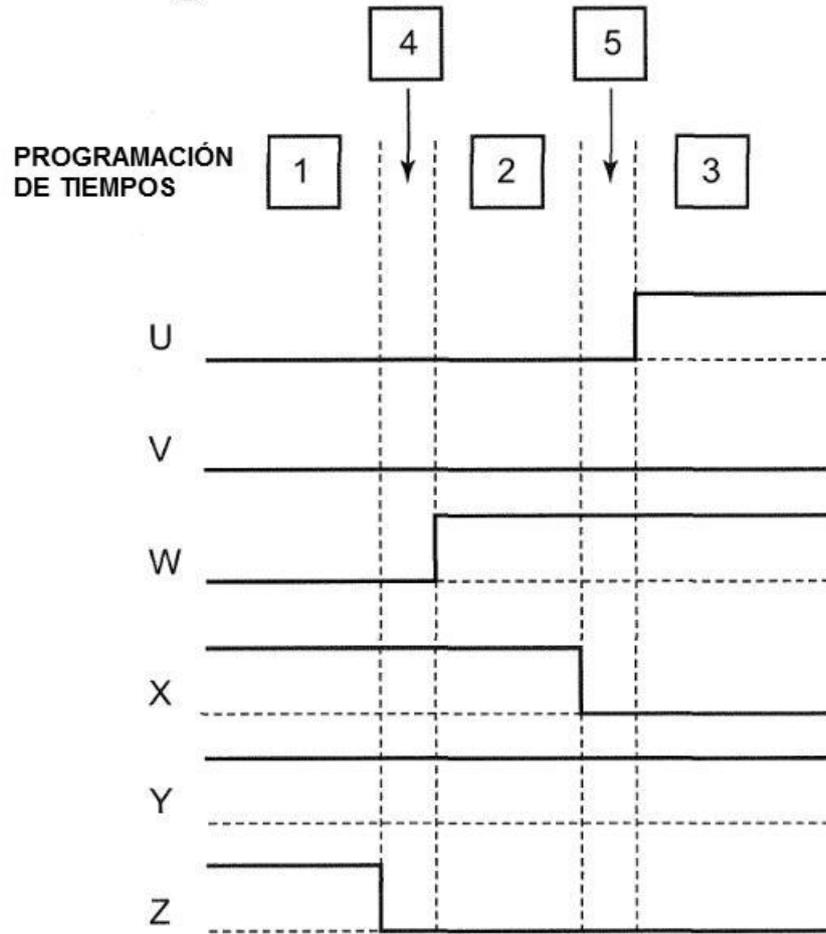


Fig.6

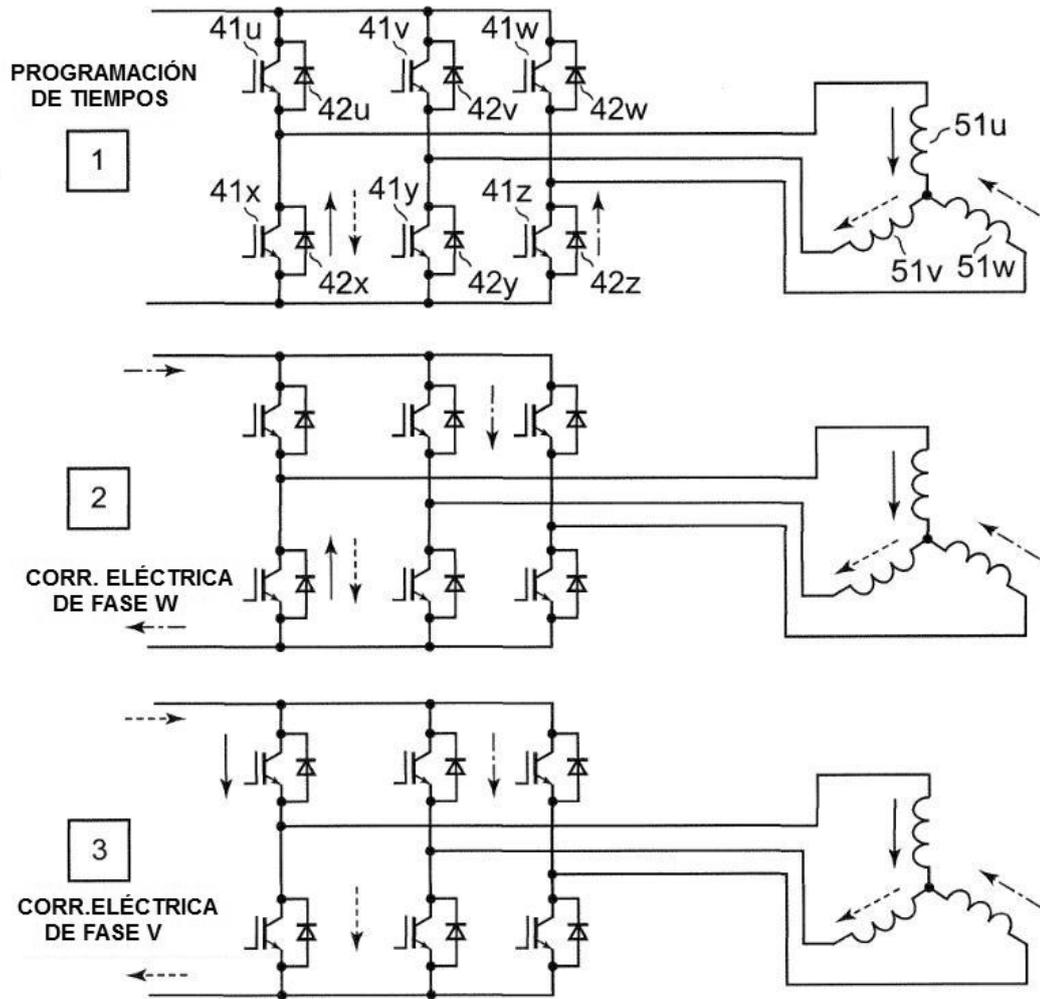


Fig.7

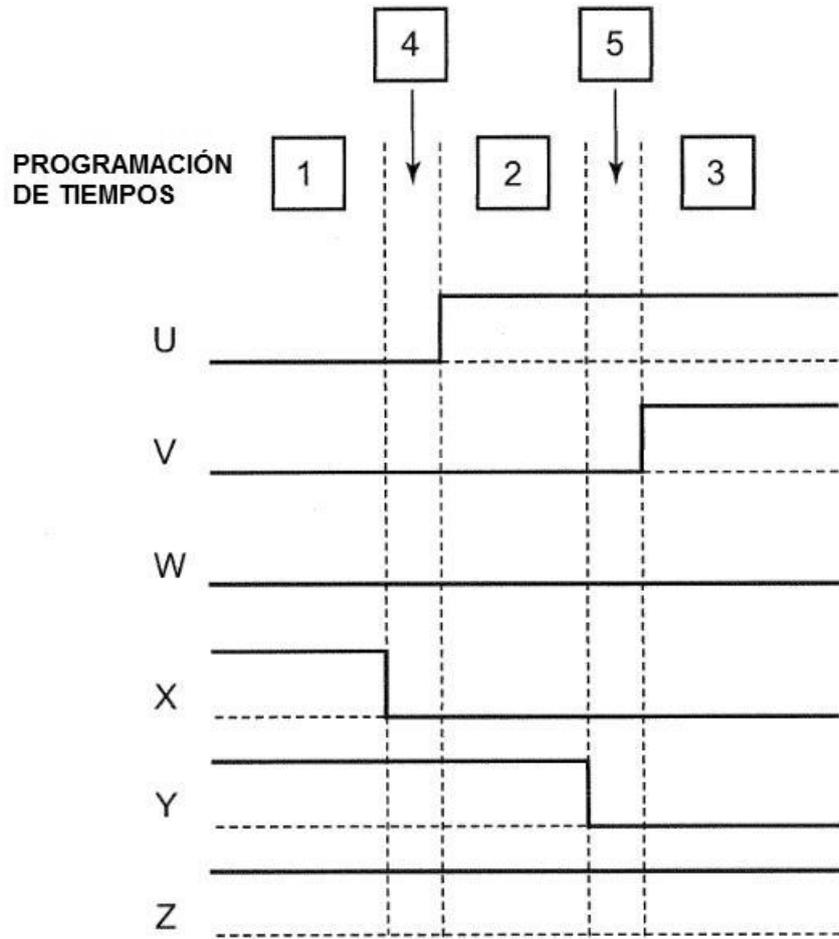


Fig.8

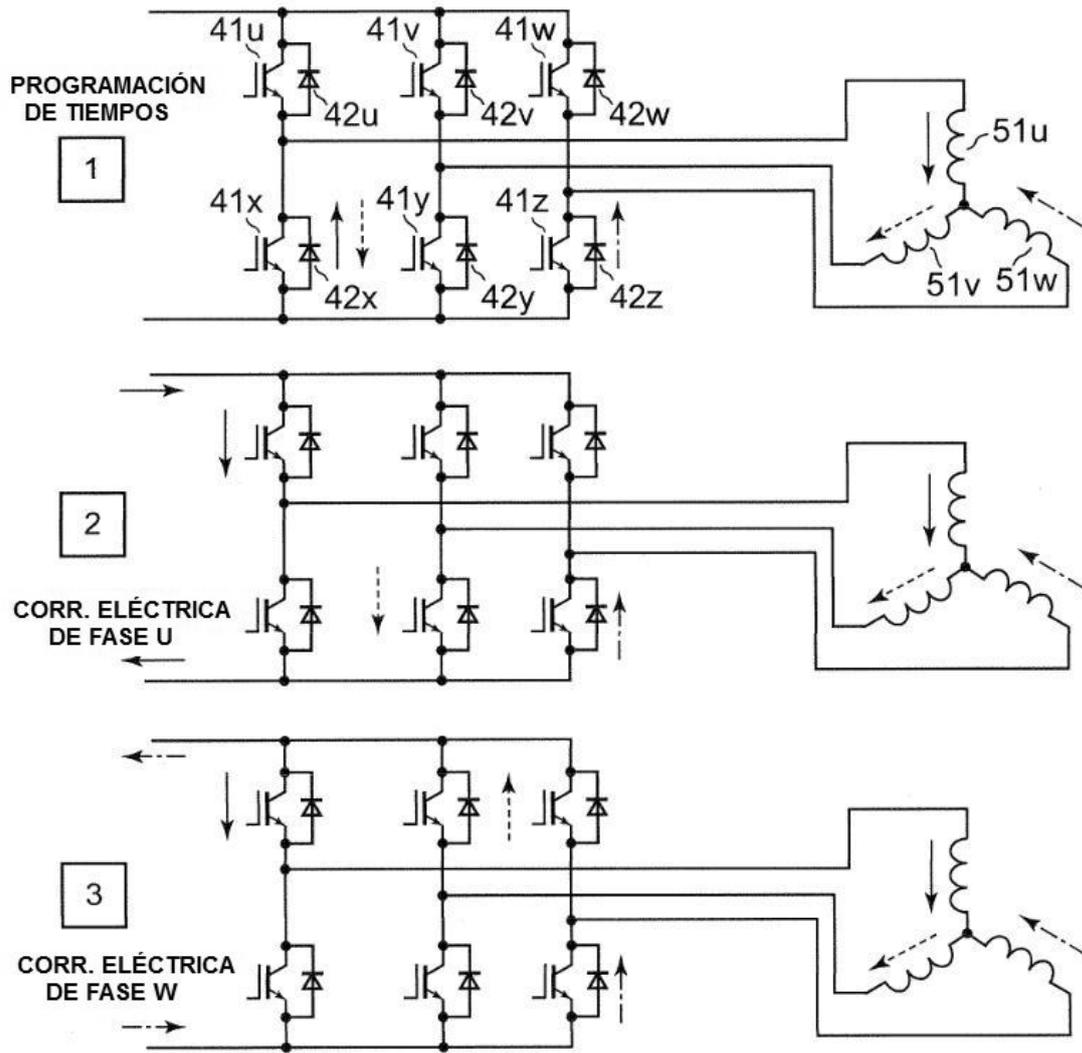


Fig.9

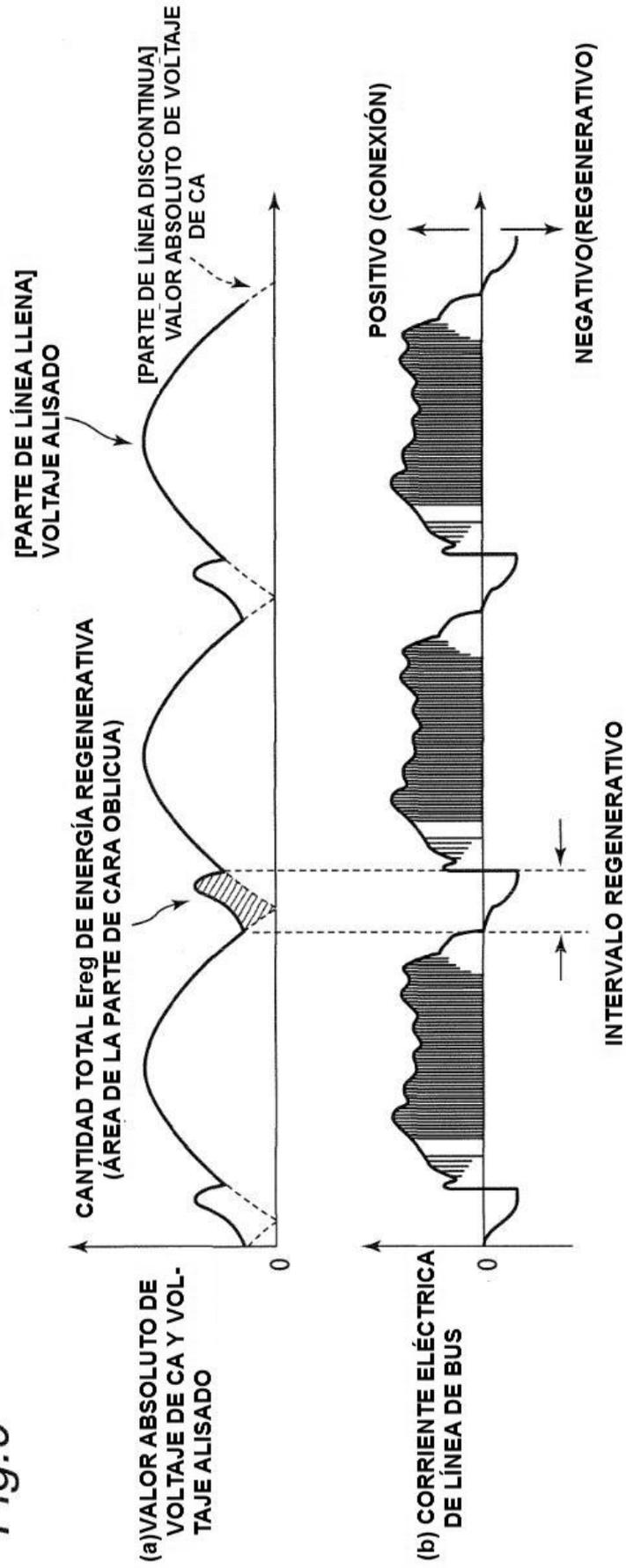


Fig. 10

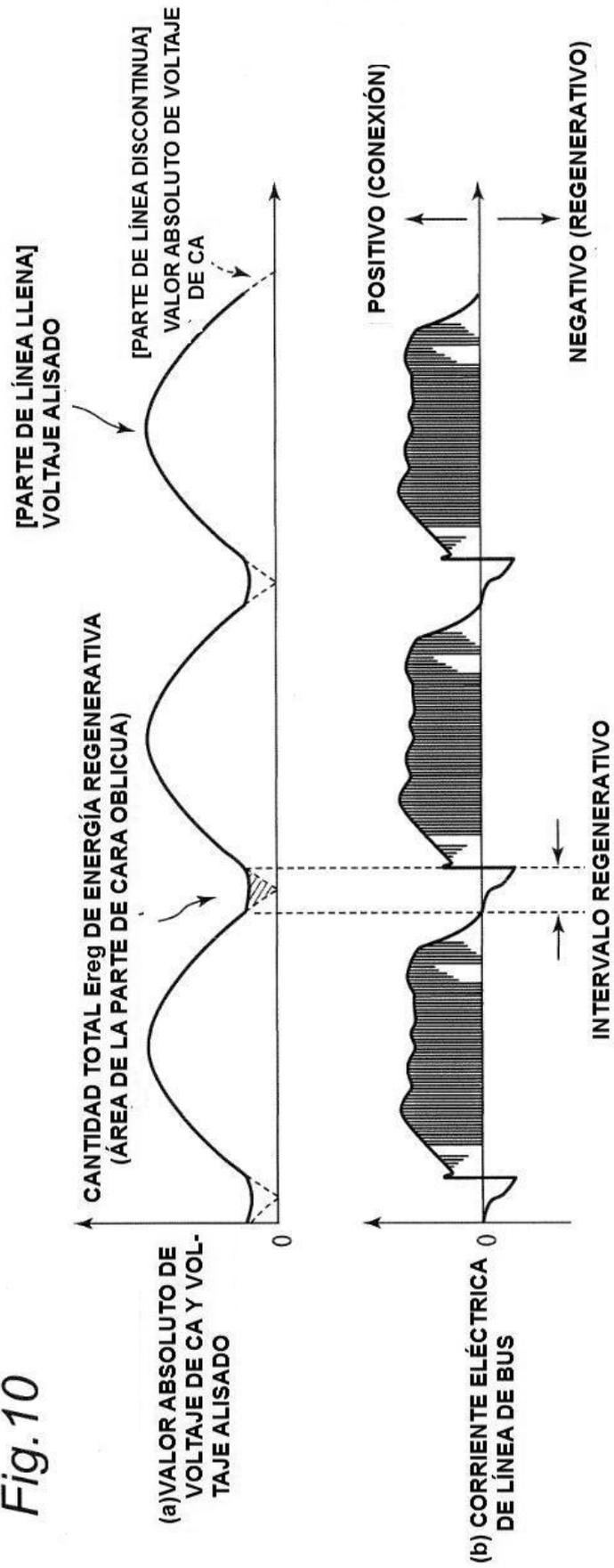
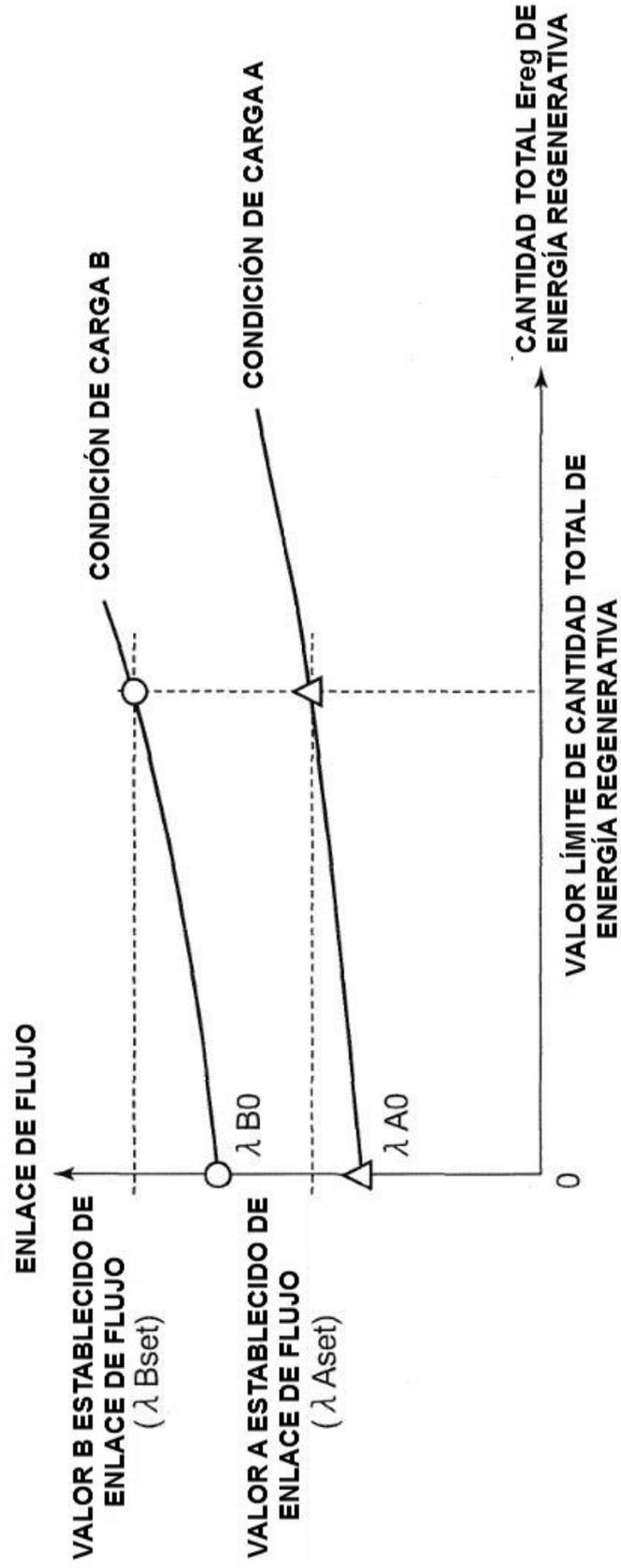
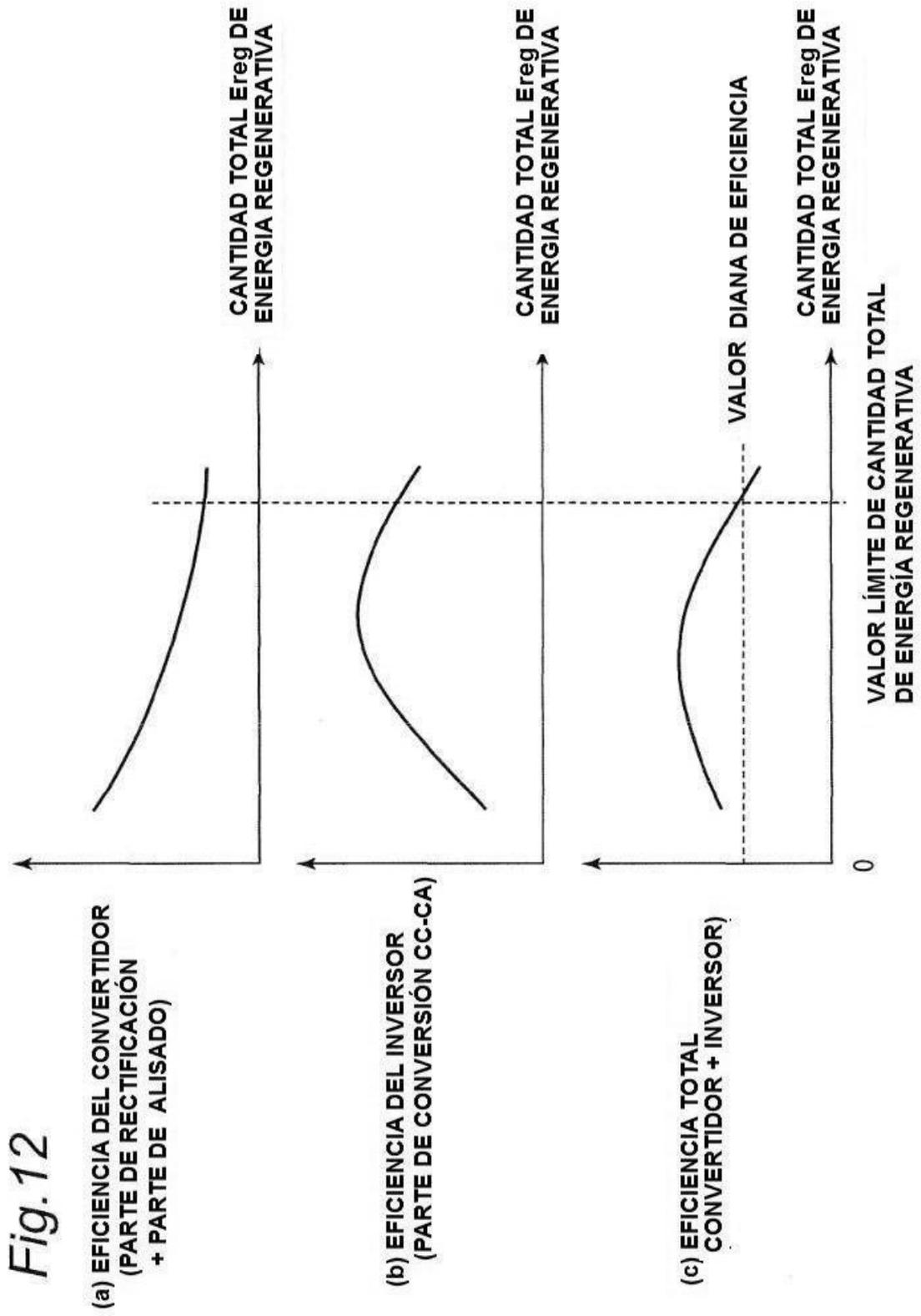


Fig.11





**Fig.12**

Fig.13

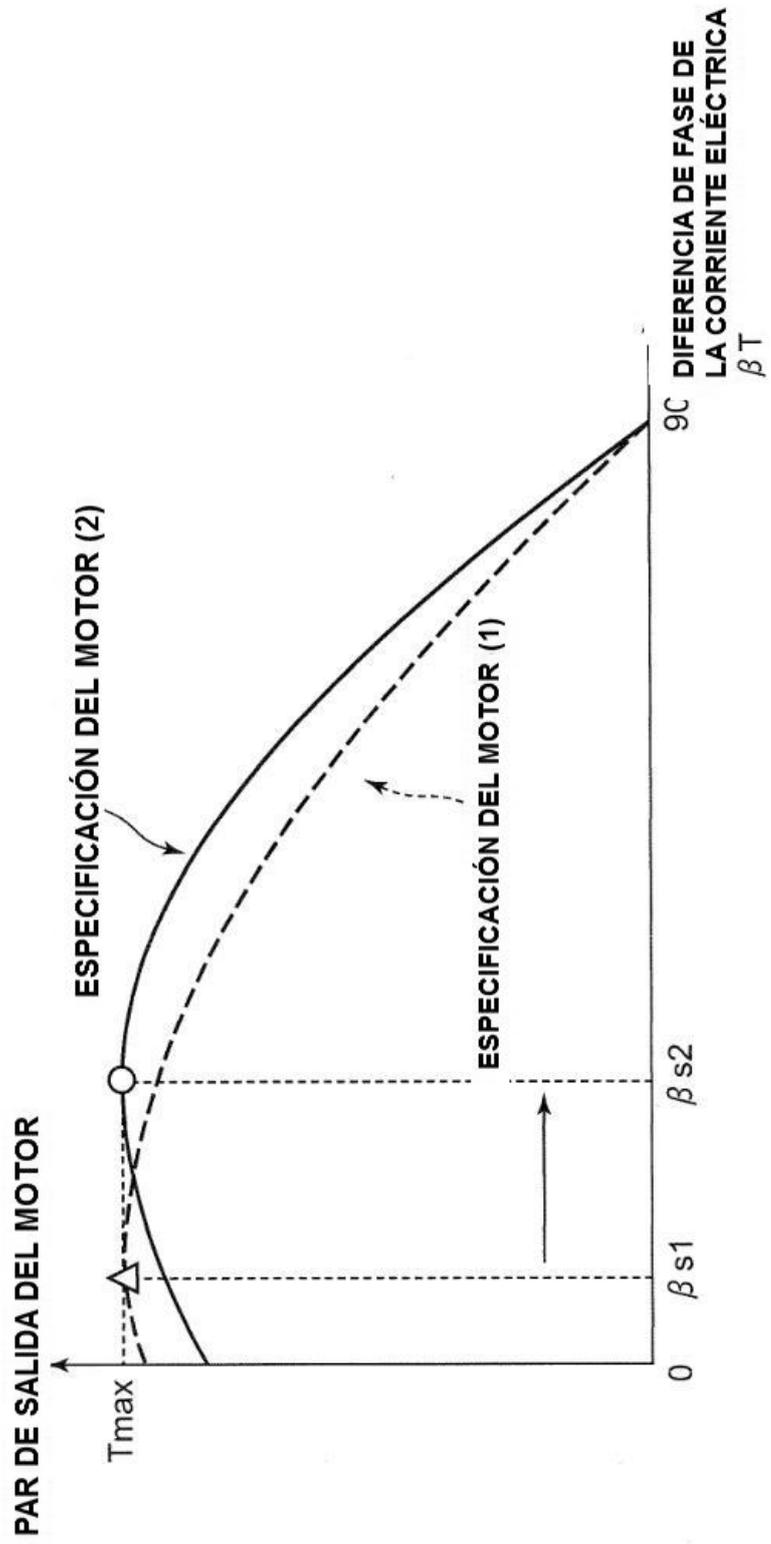


Fig.14

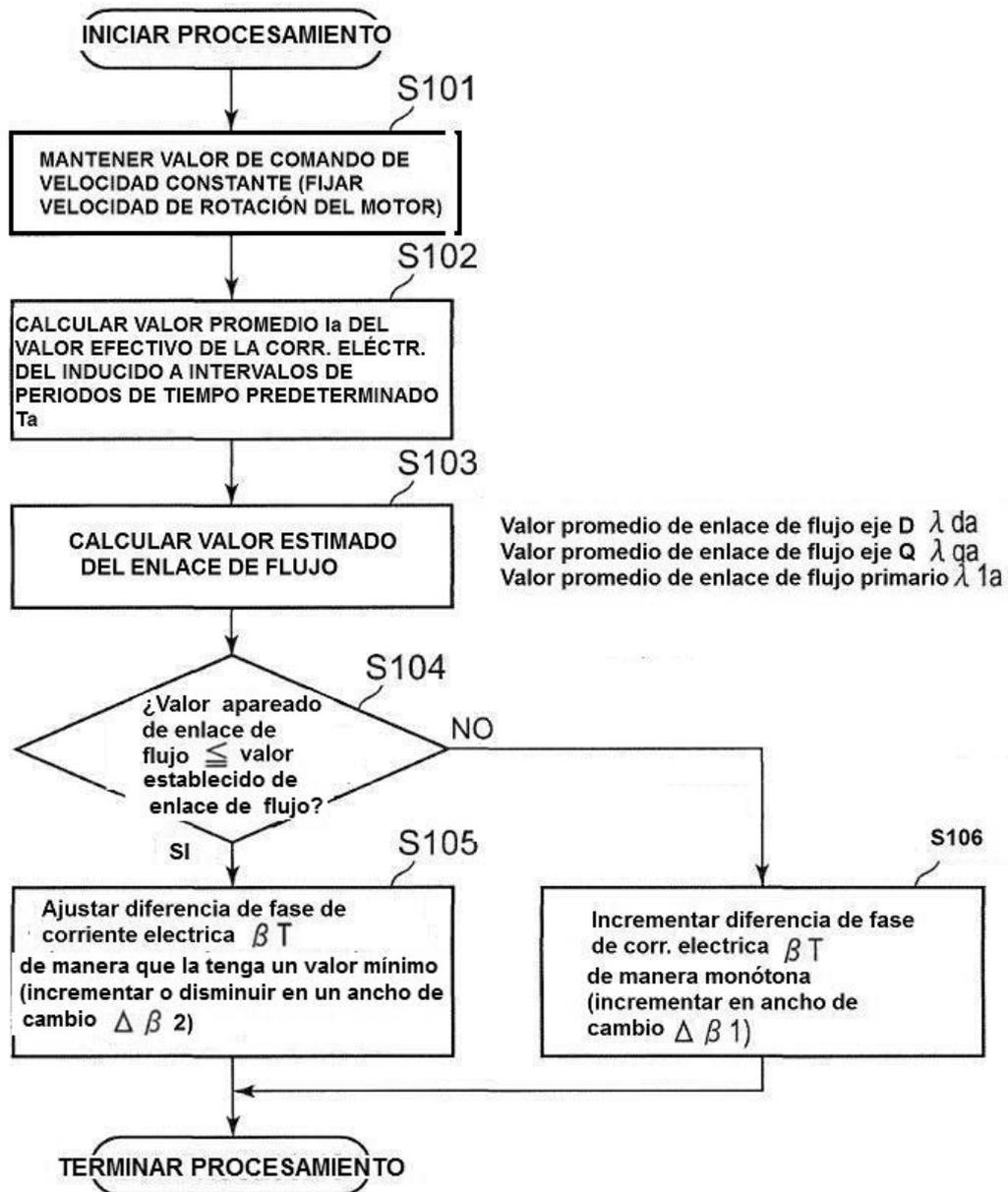
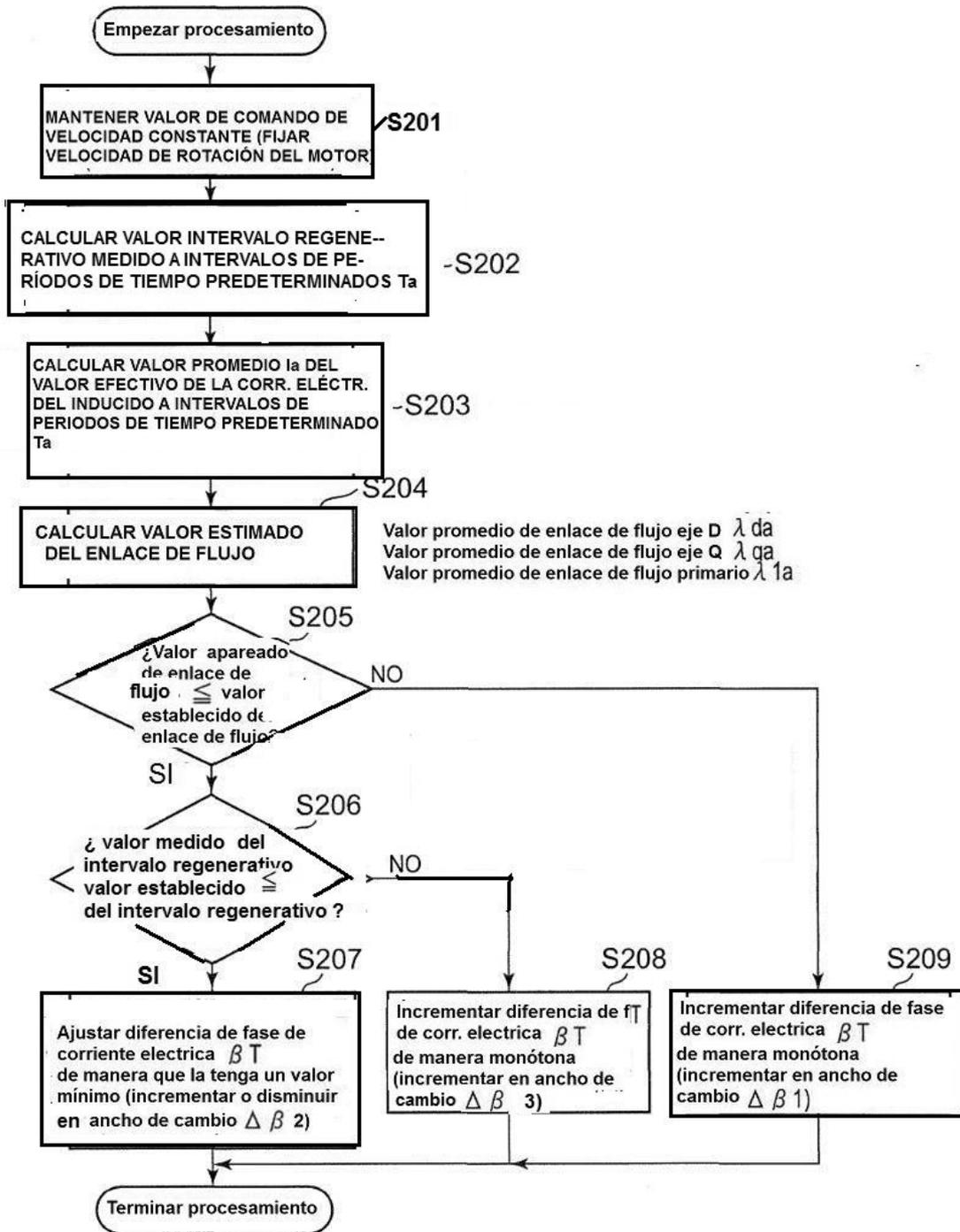


Fig.15



*Fig.16*

VALOR PROMEDIO  $I_a$  DEL VALOR EFECTIVO  
DE LA CORRIENTE ELECTRICA EN EL INDUCIDO

