

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 385 050**

51 Int. Cl.:
H02P 21/00 (2006.01)
H02P 6/18 (2006.01)
H02M 7/48 (2007.01)
H02M 7/527 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **06797126 .7**
96 Fecha de presentación: **31.08.2006**
97 Número de publicación de la solicitud: **2034605**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **11.03.2009**

54 Título: **Dispositivo de accionamiento de motor eléctrico, y dispositivo de accionamiento de compresor**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
17.07.2012

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
17.07.2012

73 Titular/es:
MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION
7-3, MARUNOUCHI 2-CHOME CHIYODA-KU
TOKYO 100-8310, JP

72 Inventor/es:
SHINOMOTO, Yosuke;
ARISAWA, Koichi y
SAKANOBÉ, Kazunori

74 Agente/Representante:
de Elizaburu Márquez, Alberto

ES 2 385 050 T3

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

DESCRIPCIÓN

Dispositivo de accionamiento de motor eléctrico, y dispositivo de accionamiento de compresor.

5 Campo técnico
 La presente invención de refiere a un activador de motor para activar un motor, y a un accionamiento de compresor que tiene un activador de motor instalado en el mismo.

Técnica antecedente

10 Por la técnica anterior (JP 2004-064958) se conoce un método de control basado en inversor para un activador de motor que restringe un valor de comando del voltaje de salida y reduce la pulsación del voltaje de salida del inversor. Una parte de limitación de la cantidad de control de voltaje restringe la cantidad de control del voltaje. Se proporciona una parte de corrección del voltaje de salida que corrige la señal de salida de la parte de limitación basada en un elemento de detección primario del voltaje de CC.

15 Se conoce también en la técnica anterior (JP 2006-303963) un control de inversor para un motor. En ella se muestra una parte de circuito de rectificación. Se usa un condensador de pequeña capacidad entre los buses de CC del inversor.

20 Estos dos documentos anteriormente mencionados de la técnica anterior no tienen integrador en la unidad de control de corriente. Cuando el voltaje de comando > voltaje real, simplemente se realizan las restricciones y correcciones.

También se conoce por la técnica anterior (US 5.734.251) un control de velocidad variable para un motor de CA. Aunque existe una calculadora de integración, no es una unidad de control de corriente debido a que la calculadora de integración integra la salida (velocidad) de la calculadora de frecuencia de deslizamiento para convertirla en una posición.

30 Un activador de motor generalmente utilizado permite que el inversor suministre potencia al motor rectificando la fuente de CA, y filtrando la potencia de CC después de la rectificación por el condensador de filtración. La estructura anteriormente mencionada requiere inevitablemente el uso del condensador de filtración, lo que aumenta el tamaño y el coste de la estructura. La eliminación del condensador de filtración, sin embargo, puede causar pulsación en el voltaje de CC después de la rectificación en sincronización con la fuente de CA, influenciando de ese modo adversamente al motor tal como la pulsación del par o se deteriora la eficacia.

35 La técnica para poner la fase del motor en avance ha sido introducida con el fin de suprimir la influencia adversa sobre el motor debido a la pulsación del voltaje de CC causada por la eliminación del condensador de filtración (véase, por ejemplo, el Documento 1 de Patente).

40 La técnica ha sido introducida para controlar el par motor en avance con la doble frecuencia de la fuente de potencia (véase, por ejemplo, el Documento 2 de Patente).

45 En el caso de la fuente de CA trifásica, la pulsación del voltaje de CC es menor que la de la fuente de CA de fase única. De ese modo ha sido introducida la técnica para compensar la pulsación del voltaje de CC detectando momentáneamente el voltaje de CC (véase, por ejemplo, el Documento 3 de Patente).

En el caso en el que el motor sea activado bajo la condición de pulsación de voltaje de CC, la salida de voltaje del inversor está limitada a abordar o solucionar la insuficiencia de voltaje causada por el voltaje de CC disminuido (véase, por ejemplo, el Documento 4 de Patente).

50 El motor puede ser activado ajustando el valor de comando del control de corriente de acuerdo con la reducción del voltaje de CC bajo la condición de pulsación anteriormente mencionada del voltaje de CC (véanse, por ejemplo, los documentos 5 a 7 de patente).

55 La técnica proporcionada con el circuito de fijación ha sido propuesta para proteger el motor de la elevación de voltaje debida al flujo de potencia inverso hacia el inversor, causado por la energía de potencia regenerativa desde el motor en el voltaje de CC pulsante (véase, por ejemplo, el Documento 8 de Patente).

60 Ha sido descrito el método para activar el motor mientras se detecta la posición del rotor del motor de imanes permanentes sin usar el sensor de posición (véanse, por ejemplo, los Documentos 1 y 2 de no Patente).

[Documento 1 de Patente] Publicación de Solicitud de Patente Japonesa no Examinada No. 10-150795 (pp. 5-7, Figura 1)

[Documento 2 de Patente] Publicación de Solicitud de Patente Japonesa no Examinada No. 2002-51589

65 [Documento 3 de Patente] Publicación de Solicitud de Patente Japonesa no Examinada No. 6-153534 (Figura 2)

[Documento 4 de Patente] Publicación de Solicitud de Patente Japonesa no Examinada No. 2005-20986 (Figura 3)

[Documento 5 de Patente] Publicación de Solicitud de Patente Japonesa no Examinada No. 2002-223599

[Documento 6 de Patente] Publicación de Solicitud de Patente Japonesa no Examinada No. 2003-164179

5 [Documento 7 de Patente] Publicación de Solicitud de Patente Japonesa no Examinada No. 2005-130666

[Documento 8 de Patente] Publicación de Solicitud de Patente Japonesa no Examinada No. 2005-39902

[Documento 1 de no Patente] Watanabe et al.: Método para detección sin sensor de una posición de rotor y velocidad de motor de campo de imanes permanentes, Revista de IEEJ, D, Vol. 110, No. 11, pp. 1193-1200 (1990)

10 [Documento 2 de no Patente] Takeshita et al.: Control de motor de CC sin escobillas de tipo de polos salientes, sin sensor, basado en fuerza electromotriz de velocidad, Revista de IEEJ, D, Vol. 117, No. 1, pp. 98-104 (1997).

Sumario de la Invención

15 En un activador de motor generalmente empleado y un accionamiento de compresor, se proporciona el condensador con pequeña capacitancia para filtrar el voltaje de CC después de la rectificación de la fuente de CA, o no se proporciona tal condensador para realizar la estructura de pequeño tamaño, poco peso y bajo coste mientras se reduce la pulsación del voltaje de CC acompañada de la disminución de la capacitancia del condensador. Alternativamente, ha sido propuesta la estructura de elevada eficacia para suprimir el contenido de armónicos de la corriente de entrada.

20 El activador de motor anteriormente mencionado es requerido para estrechar el intervalo de operación al intervalo de velocidad variable que permite la disminución de la corriente de armónicos de la corriente de entrada mientras se activa el motor.

25 Cuando se aplica el activador del motor al sistema con el amplio intervalo de velocidad variable, por ejemplo un sistema de acondicionamiento de aire, se requiere la limitación anteriormente mencionada.

30 A la vista de los problemas anteriormente citados, la presente invención proporciona un activador de motor que utiliza un condensador con pequeña capacitancia para filtrar el voltaje de CC después de la rectificación de la fuente de AC o no dicho condensador para que sea de pequeño tamaño, poco peso y bajo coste y capaz de reducir efectivamente la corriente de armónicos de la corriente de entrada. La presente invención proporciona además un accionamiento de compresor que tiene el activador de motor instalado en el mismo.

35 Un activador de motor de acuerdo con la presente invención comprende:

40 una unidad de rectificación para rectificar un voltaje de CA a partir de una fuente de CA proporcionando un voltaje de CC; una unidad de conversión de potencia para convertir la salida de voltaje de CC de la unidad de rectificación en un voltaje de CA para que sea aplicado a un motor; y una unidad de control para controlar el voltaje aplicado al motor desde la unidad de conversión de potencia, en el que: la unidad de control incluye una unidad de limitación de voltaje de salida que ejecuta un control de tal manera que un valor escalar del voltaje aplicado al motor resulta igual o inferior que un voltaje de salida máximo definido por la salida de voltaje de CC procedente de la unidad de limitación; una cantidad de un voltaje limitado por la unidad de limitación de voltaje de salida es realimentada a la unidad de control; la unidad de control incluye una unidad de control de corriente que recibe un valor de comando de una corriente aplicada al motor, y da salida a un valor de comando de un voltaje aplicado al motor basado en el valor de comando de la corriente; y la unidad de limitación del voltaje de salida recibe el valor de comando del voltaje procedente de la unidad de control de corriente, calcula el valor escalar del valor de comando del voltaje, y limita el voltaje aplicado al motor cuando el valor escalar excede del voltaje de salida máximo definido por la salida de voltaje de CC procedente de la

45 una unidad de rectificación; caracterizado porque la unidad de control de corriente incluye un integrador, y calcula el valor de comando del voltaje permitiendo que el integrador realice un cálculo de control que incluye un control integral para que se le dé salida; la unidad de limitación de voltaje de salida realimenta la cantidad de limitación de voltaje a la unidad de control de corriente; y la unidad de control de corriente substrahe la cantidad de limitación de voltaje realimentada por la unidad de limitación de voltaje de salida de un valor de salida del integrador.

50 Un activador de motor de acuerdo con la presente invención comprende:

60 una unidad de rectificación para rectificar un voltaje de CA de una fuente de CA proporcionando un voltaje de CC; una unidad de conversión de potencia para convertir la salida de voltaje de CC de la unidad de rectificación en un voltaje de CA para que sea aplicado a un motor; y una unidad de control para controlar el voltaje aplicado al motor desde la unidad de conversión de potencia, en el que: la unidad de control incluye una unidad de limitación de voltaje de salida que ejecuta un control de tal manera que un valor escalar del voltaje aplicado al motor resulta igual o menor que un voltaje de salida máximo definido por la salida de

65 voltaje de CC procedente de la unidad de rectificación; una cantidad de un voltaje limitado por la unidad de

limitación del voltaje de salida es realimentada a la unidad de control; la unidad de control calcula el valor de comando de la corriente de manera que sea mantenida constante una cantidad del flujo magnético total del motor; la unidad de control incluye una unidad de generación de comando de corriente que recibe un valor de comando de un flujo magnético del motor para calcular el valor de comando de la corriente para mantener constante la cantidad de flujo magnético total del motor; y la unidad de generación de comando de corriente calcula una cantidad de caída de voltaje causada por una resistencia de fase basada en la resistencia de fase y la corriente de fase del motor, y calcula la cantidad de flujo magnético total sobre la base de una diferencia entre el voltaje aplicado al motor y la magnitud de caída de voltaje; caracterizado porque se proporciona un desplazamiento predeterminada para una fase correspondiente a un punto de cruce o paso por cero de la fuente de CA cuando la unidad de generación de comando de corriente calcula el valor de comando de la corriente, y la unidad de generación de comando de corriente hace disminuir la amplitud del valor de comando de la corriente en una tasa predeterminada de manera que se desplace con un valor predeterminado para calcular el valor de comando de la corriente, y calcula para corregir el valor de comando de la corriente de manera que resulte el mismo que el valor de comando antes del desplazamiento de fase correspondiente a un punto de pico o máximo de la fuente de CA.

El activador de motor de acuerdo con la presente invención está estructurado para emplear el condensador de filtración de pequeña capacitancia o no usar tal condensador de filtración de manera que se realice el activador de motor de pequeño tamaño, poco peso y bajo coste.

Como la magnitud de limitación de voltaje que resulta de la limitación del voltaje de salida es realimentada para eliminar momentáneamente la influencia del error de voltaje de salida causado por la limitación de voltaje, se reduce así efectivamente el contenido de armónicos de la corriente de entrada.

Breve Descripción de los dibujos

- 25 [Figura 1] La figura 1 es un diagrama de bloques de circuitos de un activador de motor de acuerdo con una primera realización.
- [Figura 2] La figura 2 muestra una forma de onda del voltaje de CC filtrado por un condensador de filtración 4.
- [Figura 3] La figura 3 es un gráfico que muestra una limitación de voltaje realizada por una unidad 23 de limitación de voltaje de salida.
- 30 [Figura 4] La figura 4 es una vista que muestra una estructura de la unidad 23 de limitación del voltaje de salida.
- [Figura 5] La figura 5 muestra una estructura de una unidad 22 de control de corriente.
- [Figura 6] La figura 6 muestra una estructura que tiene una parte inversora 6 de circuito principal mostrada en la figura 1 sustituida de manera equivalente por una fuente de corriente virtual 30.
- 35 [Figura 7] La figura 7 es un diagrama de bloques de circuitos de un activador de motor de acuerdo con la segunda realización.
- [Figura 8] La figura 8 muestra una estructura de una unidad 26 de generación de comando de corriente.
- [Figura 9] La figura 9 muestra la pulsación del flujo magnético total de un motor 5.
- 40 [Figura 10] La figura 10 es un gráfico que muestra un comando de flujo magnético que cambia de acuerdo con la velocidad de rotación del motor 5.
- [Figura 11] La figura 11 muestra la forma de onda del voltaje de CC y la forma de onda de la corriente de entrada obtenidas cuando el motor 5 es regenerado.
- [Figura 12] La figura 12 es una vista de un ejemplo que muestra un desplazamiento proporcionado para el valor I_r^* de comando de la corriente de eje r.
- 45 [Figura 13] La figura 13 muestra una forma de onda de una fase de la fuente de potencia real y una forma de onda de una fase de cálculo generada por medio de un muestreo basado en valores de detección de un detector 9 de fase de fuente de potencia.
- [Figura 14] La figura 14 es un diagrama de bloques de circuitos de un activador de motor de acuerdo con la tercera realización.
- 50 [Figura 15] La figura 15 muestra una forma de onda que indica la regulación de tiempo o temporización para conmutar una operación en un bucle abierto a un bucle cerrado.
- [Figura 16] La figura 16 es una vista de vector para comparar el voltaje observado desde el eje de control en el bucle abierto con el voltaje observado desde el eje de control en el bucle cerrado.
- 55 [Figura 17] La figura 17 muestra valores de comando de corriente de eje r y de eje δ tras la conmutación del control desde el bucle abierto al bucle cerrado.
- [Figura 18] La figura 18 muestra un ejemplo de una forma de onda real de una corriente de fase (Fase-U) del motor 5.

Números de Referencia

- 60 1 fuente de CA de fase única
- 2 bobina
- 3 unidad de rectificación
- 4 condensador de filtración
- 5 motor
- 65 6 parte inversora de circuito principal

	7a, 7b	detector de corriente de fase
	8	detector de voltaje de CC
	9	detector de fase de fuente de potencia
5	10	unidad de control
	21	unidad de conversión de coordenadas
	22	unidad de control de corriente
	23	unidad de control de voltaje de salida
	24a, 24	integrador
	25	valor de comando de corriente
10	26	unidad de generación de comando de corriente
	27	unidad de estimación de posición

Mejor Modo de Realizar la Invención

15 La figura 1 es un diagrama de bloques de circuitos de un activador de motor de acuerdo con una primera realización de la presente invención.

La figura 1 muestra una fuente 1 de CA de fase única, una bobina 2, una unidad de rectificación 3, un condensador de filtración 4, un motor 5, una parte inversora 6 de circuito principal, detectores 7a y 7b de corriente de fase, un detector 8 de voltaje de CC, un detector 9 de fase de fuente de potencia y una unidad de control 10.

20 La bobina 2 está conectada entre la fuente 1 de CA de fase única y la unidad de rectificación 3.

La unidad de rectificación 3 rectifica el voltaje de CA desde la fuente 1 de CA de fase única al voltaje de CC.

25 El condensador de filtración 4 está conectado a un lado de salida de la unidad de rectificación 3 para filtrar el voltaje que ha sido rectificado por la unidad de rectificación 3.

El motor 5 está conectado a un lado de salida de la parte inversora 6 de circuito principal de manera que sea activado por el activador de motor de acuerdo con la primera realización.

30 La parte inversora 6 de circuito principal convierte el voltaje de CC filtrado por el condensador de filtración 4 en el voltaje de CA para que sea aplicado al motor 5 para ser activado.

Los detectores 7a y 7b de corriente de fase detectan la corriente de fase del motor 5 y dan salida a la corriente de fase detectada hacia la unidad de control 10.

35 El detector 8 de voltaje de CC detecta la salida de voltaje de CC de la unidad de rectificación 3, y da salida al voltaje de CC detectado hacia la unidad de control 10.

El detector 9 de fase de fuente de potencia detecta la fase de fuente de potencia de la fuente 1 de CA de fase única y da salida a la fase de fuente de potencia detectada hacia la unidad de control 10.

40 La unidad de control 10 recibe un valor 25 (I_r^* , I_δ^*) de comando de corriente para ser aplicado al motor 5, y controla la parte inversora 6 del circuito principal basándose en el valor 25 de comando de corriente para controlar el voltaje aplicado al motor 5.

La unidad de control 10 incluye una unidad 21 de conversión de coordenadas, una unidad 22 de control de corriente y una unidad 23 de control de voltaje de salida.

45 La unidad 21 de conversión de coordenadas recibe el valor detectado de la corriente de fase del motor 5 desde los detectores 7a y 7b de corriente de fase, y da salida al valor (I_r , I_δ) obtenido por medio de la transformación de coordenadas en el sistema de coordenadas biaxial ortogonal.

La unidad 22 de control de corriente recibe el valor 25 de comando de corriente, que sale de la unidad 21 de conversión de coordenadas y del detector 9 de fase de fuente de potencia y la magnitud de límite de voltaje (V_r_rst , V_δ_rst) que se describirá posteriormente, y da salida al valor de comando de voltaje (V_r0 , $V_\delta0$) que se ha de aplicar al motor 5.

50 La unidad 23 de limitación de voltaje de salida recibe salidas desde el detector 8 de voltaje de CC y de la unidad 22 de control de corriente y da salida a un comando de voltajes (V_r , V_δ) para ser aplicado al motor 5 a la unidad inversora 6 del circuito principal. La cantidad de límite de voltaje (V_r_rst , V_δ_rst) es llevada a la unidad 22 de control de corriente bajo las condiciones predeterminadas.

Otros detalles de las estructuras y sufijos (r , δ) anteriormente mencionados se describirán posteriormente.

La figura 2 muestra una forma de onda del voltaje de CC que ha sido filtrado por el condensador de filtración 4.

55 La figura 2(a) muestra la forma de onda del voltaje cuando la capacitancia del condensador de filtración 4 es suficientemente grande. En este caso, como el voltaje de CC difícilmente fluctúa, o fluctúa en una magnitud pequeña, como se muestra en el dibujo, el par de salida del motor 5 puede ser controlado esencialmente a un valor constante.

60 La figura 2(b) muestra la forma de onda del voltaje de CC cuando es pequeña la capacitancia del condensador de filtración, y es pulsante el voltaje de CC. Como se muestra en el dibujo, el voltaje de CC pulsa ampliamente como resultado de la pequeña capacitancia del condensador de filtración 4, que tiene la forma de onda similar a la del voltaje de fuente. Cuando el motor 5 es controlado de la misma manera que en el caso del voltaje de CC mostrado en la figura 2(a), no se puede dar salida al par suficiente en el momento en que el voltaje de CC disminuye ampliamente (alrededor del paso por cero de la fuente 1 de potencia de fase única). Esto puede hacer el control inestable.

65 En la presente invención, la capacitancia del condensador de filtración 4 es reducida hasta un grado tal que el voltaje

de CC pulsa ampliamente a la frecuencia doble a la de la fuente 1 de AC de fase única, como se muestra en la figura 2(b), de manera que se realiza la estructura de pequeño tamaño, poco peso y bajo coste. El problema con respecto al control de la fuente 1 de CA de fase única alrededor del paso por cero se describirá posteriormente.

5 El fundamento teórico del aumento del intervalo de pulsación permisible del voltaje de CC para reducir la capacitancia del condensador de filtración 4 se describirá antes de la explicación de la estructura mostrada en la figura 1.

10 (1) Suponiendo que la inductancia del motor 5 se fija en L , la corriente nominal se fija en I y el intervalo de pulsación permisible del voltaje de CC se fija en V , se establece la siguiente ecuación (2) basada en la ley de conservación de la energía.

$$(1/2)CV^2=(1/2)LI^2 \dots (2)$$

15 (2) Suponiendo que $L=10$ mH e $I=10$ A, la relación de $C=2500$ μ F se establece de acuerdo con la ecuación (2) cuando el intervalo de pulsación V es de 20 V. Entretanto, cuando el intervalo de pulsación V es de 280 V, la relación de $C=13$ μ F se establece de acuerdo con la ecuación (2).

20 (3) En otras palabras, la capacitancia del condensador puede ser ampliamente reducida extendiendo el intervalo de pulsación del voltaje de CC, como se muestra en la figura 2(b). El cálculo teórico justifica claramente la reducción de la capacitancia del condensador.

25 Realmente, el condensador de filtración 4 es cargado con la carga suministrada de la fuente 1 de CA de fase única. El cálculo anteriormente citado usando la ecuación (2) representa de ese modo un mero cálculo de aproximación en lugar de uno para expresar perfectamente el fenómeno físico.

La estructura mostrada en la figura 1 se describirá con detalle en lo que sigue.

30 La unidad 21 de conversión de coordenadas convierte la corriente de fase del motor 5, detectada por los detectores 7a y 7b de corriente de fase, en la corriente del sistema de coordenadas ortogonal biaxial. Las coordenadas ortogonales biaxiales convertidas se referirán al eje r y al eje δ , y se usan los mismos códigos como sufijos para el voltaje y la corriente, respectivamente.

35 En la primera realización, los respectivos valores de corriente y voltaje son controlados utilizando los valores en el eje r y el eje δ incluyendo el valor 25 de comando de corriente (I_r^* , I_δ^*), que se aplicará a las explicaciones de los ejemplos siguientes.

Los valores de corriente (I_r , I_δ) de corriente del eje r y del eje δ , que han sido transformados de coordenadas por la unidad 21 de conversión de coordenadas, son llevados a la unidad 22 de control de corriente. La estructura y funcionamiento de la unidad 22 de control de corriente se describirán posteriormente en referencia a la figura 5.

40 La figura 3 es una vista para explicar la limitación de voltaje realizada por la unidad 23 de limitación de voltaje de salida.

A la parte inversora 6 del circuito principal no se le permite dar salida al voltaje igual o mayor que el voltaje de salida máximo definido por el voltaje de CC de entrada. Se supone que el valor máximo del voltaje de salida se fija en V_{lim} (mostrado por un arco circular de trazo discontinuo mostrado en la figura 3).

45 Cuando el valor de comando (V_{r0} , $V_{\delta 0}$) del voltaje aplicado al motor 5 excede de V_{lim} , la unidad 23 de limitación del voltaje de salida corrige el valor de comando del voltaje (V_{r0} , $V_{\delta 0}$) de tal manera que el valor escalar resulte igual o menor que el valor V_{lim} . Entonces la parte inversora 6 del circuito principal tiene que ser controlada sobre la base del valor de voltaje corregido (V_r , V_δ).

50 La unidad 23 de limitación del voltaje de salida sirve para limitar el voltaje aplicado al motor 5 para que sea igual o menor que el valor máximo V_{lim} .

La figura 4 muestra la estructura de la unidad 23 de limitación del voltaje de salida.

(1) Entrada

55 La unidad 23 de limitación del voltaje de salida recibe una entrada del valor de V_{lim} definido por la salida del detector 8 de voltaje de CC junto con el valor de comando (V_{r0} , $V_{\delta 0}$) del voltaje aplicado al motor 5.

(2) Limitación de voltaje

60 Entonces la unidad 23 de limitación de voltaje de salida compara el valor de V_{lim} con el valor escalar del valor de comando de voltaje (V_{r0} , $V_{\delta 0}$).

(3) Salida

Cuando el valor escalar excede del valor de V_{lim} , es corregido el valor (V_{r0} , $V_{\delta 0}$) de comando de voltaje de manera que da salida al valor de voltaje corregido (V_r , V_δ) como el voltaje final.

65 Cuando el valor escalar no excede del valor de V_{lim} , se da salida al valor (V_{r0} , $V_{\delta 0}$) de comando de voltaje como el

valor (V_r, V_{δ}).

Cuando se corrige el voltaje, cada valor de diferencia entre los valores de comando antes y después de la corrección, es decir, $(V_{r0}-V_r, V_{\delta0}-V_{\delta}) = \text{magnitud } (V_{r_rst}, V_{\delta_rst})$ de limitación de voltaje se lleva a la unidad 22 de control de corriente.

5 La figura 5 muestra una estructura de la unidad 22 de control de corriente.
La figura 5(a) indica el control de corriente de eje r, y la figura 5(b) indica el control de corriente de eje δ . Como las estructuras anteriormente mencionadas son las mismas, se describirá solamente el control de corriente de eje r.

10 (1) Estructura básica

La unidad 22 de control de corriente recibe el valor de comando I_r^* de la corriente de eje r, y la salida I_r del valor de corriente de eje r de coordenadas transformadas procedente de la unidad 21 de conversión de coordenadas de manera que se obtiene la diferencia entre ellas ($I_r^* - I_r$).

15 El cálculo de control proporcional-integral es realizado usando la ecuación siguiente (3) sobre la base de la diferencia obtenida para calcular la magnitud de operación.

$$\text{Magnitud de operación} = K_{id} \times (\text{diferencia} + (1/T_{id}) \times \int (\text{diferencia})dt) \dots (3)$$

20 donde K_{id} indica la ganancia proporcional y T_{id} indica la ganancia integral.
El cálculo integral de la anterior ecuación (3) es realizado por un integrador 24a (el integrador 24b en el eje δ). La magnitud de operación obtenida es llevada a la unidad 23 de limitación de voltaje de salida como el valor V_{r0} de comando del voltaje de eje r.

25 (2) Corrección calculada usando realimentación procedente de la unidad 23 de limitación de voltaje de salida.
La estructura básica de la unidad 22 de control de corriente ha sido descrita anteriormente. En la presente invención, la corrección calculada es realizada para reflejar la realimentación procedente de la unidad 23 de limitación de voltaje de salida en el valor integral del integrador 24a.

30 Cuando ha sido realizada la limitación de voltaje según se ha descrito con referencia a las figuras 3 y 4 por la unidad 23 de limitación de voltaje de salida, la magnitud resultante V_{r_rst} de limitación de voltaje es realimentada a la unidad de control de corriente.

La unidad 22 de control de corriente realiza la corrección restando la magnitud V_{r_rst} de limitación de voltaje del valor integral del integrador 24a. Se puede aplicar lo mismo a la corrección con respecto al eje δ (integrador 24b). El fundamento del cálculo anteriormente mencionado se describirá en lo que sigue.

35 En la presente invención, la capacitancia del condensador de filtración 4 es reducida para permitir al voltaje de CC pulsar ampliamente a la frecuencia doble a la de la fuente 1 de CA de fase única. En cada semiciclo de la fuente 1 de CA de fase única, la entrada de voltaje a la parte inversora 6 del circuito principal disminuye ampliamente para hacer que la unidad 23 de limitación de voltaje de salida limite el voltaje.

40 En el caso anteriormente mencionado en el que el integrador es empleado en la unidad 22 de control de corriente, el error en la magnitud correspondiente al voltaje limitado reside en la integración. Como consecuencia, el valor integral contiene la influencia del error, que deforma la forma de onda para aumentar el contenido de armónicos.

45 El cálculo integral puede ser detenido tras la limitación del voltaje con el fin de eliminar la influencia del error de integral (véase, por ejemplo, el Documento 4 de Patente). El error resultante puede residir en la integración cuando se reanuda el control integral, fracasando de ese modo para reducir lo suficiente el contenido de armónicos de la corriente de salida. Especialmente cuando el valor del voltaje de la fuente 1 de CA de fase única es alto, resulta grande el cambio en el tiempo momentáneo para la pulsación del voltaje. La tendencia anteriormente mencionada es observada con frecuencia.

50 En la presente invención, el problema anteriormente citado puede ser resuelto corrigiendo el error que reside en la integración por medio de la substracción sin detener el cálculo integral.

Cuando la unidad 23 de limitación de voltaje de salida realiza la limitación de voltaje, la magnitud de limitación de voltaje resultante V_{r_rst} es restada del integrador 24a (integrador 25b) para eliminar momentáneamente el error de integral debido al error del voltaje de salida.

55 Esto hace posible reducir efectivamente el contenido de armónicos de la corriente de entrada para que sea inferior en comparación con el método para detener el cálculo integral del integrador 24a (e integrador 25b).

Se describirá el procedimiento para reducir el contenido de armónicos de la corriente de entrada controlando la forma de onda de la corriente que fluye hacia la parte inversora 6 del circuito principal para que sea similar a la del voltaje de la fuente 1 de CA de fase única.

60 En primer lugar, se describirá con referencia a la figura 6 el fundamento teórico del procedimiento, y a continuación se describirá el método concreto para realizar el procedimiento de acuerdo con la primera realización.

La figura 6 es una vista de la estructura mostrada en la figura 1 que tiene la parte inversora 6 del circuito principal sustituida de manera equivalente por una fuente 30 de corriente virtual. La fuente 30 de corriente virtual y el condensador de filtración 4 constituyen un circuito paralelo 31.

Como el condensador de filtración 4 tiene la menor capacitancia, el circuito paralelo 31 puede ser operado esencialmente de la misma manera para operar la resistencia pura bajo la condición en la que la corriente de salida de la fuente 30 de corriente virtual está en sincronismo con el voltaje de la fuente 1 de CA de fase única.

5 Generalmente en el circuito de resistencia pura, no ocurre desplazamiento de la forma de onda entre el voltaje y la corriente, es decir, ambas formas de onda están en la misma fase. Bajo la condición anteriormente mencionada, la corriente de entrada tiene la forma de onda que es similar a la del voltaje de la fuente 1 de CA de fase única en la misma fase.

10 La forma de onda similar a la del voltaje de la fuente 1 de CA de fase única en la misma fase no tiene contenido de armónicos tal como distorsión. El contenido de armónicos de la corriente de entrada puede ser reducido haciendo la forma de onda de la corriente de entrada similar a la del voltaje de la fuente 1 de CA de fase única en la misma fase.

15 Con el fin de realizar la estructura anteriormente mencionada, el motor 5 puede ser controlado de tal manera que la forma de onda de la corriente que circula hacia la parte inversora 6 del circuito principal resulta similar a la del voltaje de la fuente 1 de CA de fase única detectando, por ejemplo, la información de voltaje de la fuente de potencia, la información de fase de la fuente de potencia, el punto cero del voltaje de la fuente de potencia, el valor momentáneo del voltaje de la fuente, o el voltaje de pulsación momentáneo del voltaje de CC.

Es decir, la corriente que circula hacia la parte inversora 6 del circuito principal es detectada de tal manera que la corriente detectada tiene la forma de onda similar a la del voltaje de la fuente de potencia.

20 En la presente invención, la entrada de corriente a la parte inversora 6 del circuito principal concuerda con la corriente de salida basada en la ley de Kirchhoff. Como ambas formas de onda de las corriente de eje r y de eje d se hacen similares a la del voltaje de la fuente 1 de CA de fase única, la corriente que fluye de manera equivalente hacia la parte inversora 6 del circuito principal resulta similar a la del voltaje de la fuente 1 de CA de fase única.

25 La estructura permite que los detectores 7a y 7b de corriente de fase del motor 5 sirvan como un detector de corriente de entrada, requiriendo que no sea dispuesto detector de corriente de entrada en el lado de la fuente 1 de AC de fase única, formando así el activador de motor a bajos costes reduciendo el número de piezas.

30 Se describirá la estructura concreta para controlar ambas corriente de eje r y de eje δ del motor 5 para que tengan formas de onda similares a la del voltaje de la fuente 1 de CA de fase única.

Basándose en la fase de la fuente de potencia de la fuente 1 de CA de fase única detectada por el detector de fase de fuente de potencia, la unidad de control 10 genera la forma de onda sinusoidal similar a la del voltaje de la fuente 1 de CA de fase única.

35 A continuación, la forma de onda sinusoidal así generada es multiplicada por el valor 25 (I_r^* , I_δ^*) de comando de corriente, que será enviado a la unidad 22 de control de corriente.

40 Como consecuencia, el valor 25 (I_r^* , I_δ^*) de comando de corriente pulsa en sincronismo con el voltaje de la fuente 1 de CA de fase única de tal manera que la corriente que circula hacia el motor 5 pulsa en sincronismo con el voltaje de la fuente 1 de CA de fase única. En otras palabras, ambas corrientes de eje r y de eje δ del motor 5 pueden ser controladas para que tengan la forma de onda similar a la del voltaje de la fuente 1 de CA de fase única. Como consecuencia, se puede realizar el control anteriormente mencionado.

45 Se describirá la técnica para pulsar sólo la corriente de eje δ para controlar la corriente de eje r para que se mantenga esencialmente constante. Por ejemplo, en el Documento 5 de Patente, la corriente de eje q es sólo pulsada para mantener la corriente de eje d esencialmente constante.

La estructura anteriormente citada mejora el factor de potencia de la fuente de potencia en comparación con la presente invención que pulsa ambas corrientes de eje r y de eje δ . Sin embargo, aumenta el contenido de corriente de armónico a 30 veces o mayor (es decir, contenido de frecuencia 30 veces mayor que el de la fuente de potencia).

50 El armónico anteriormente citado puede ser limitado por la regulación, por ejemplo, de la ley pertinente. De ese modo, la presente invención es superior a la técnica relacionada a la vista de la conformidad con la regulación. La presente invención es capaz de evitar que la corriente de armónico de orden 30 o mayor exceda del valor regulado mientras se consideran variaciones de pieza-a-pieza.

55 La figura 18 muestra un ejemplo de la forma de onda real de la corriente de fase (fase U) del motor 5.

La figura 18 muestra el ejemplo de la forma de onda cuando la frecuencia de la fuente 1 de CA de fase única se fija en 50 Hz, y la velocidad de rotación del motor 5 de 4 electrodos se fija en 45 rps.

La corriente aplicada al motor 5 tiene el contenido de frecuencia del mismo fijada como la frecuencia básica. Entretanto, la frecuencia de la fuente 1 de CA de fase única está también contenida en la corriente que circula hacia el motor 5 a causa del control para la sincronización con la fuente 1 de CA de fase única.

60 Como se muestra en la figura 18, ocurre un fenómeno de oscilación en la corriente de fase del motor 5 como la diferencia de frecuencias entre la velocidad de rotación del motor 5 y la fuente 1 de CA de fase única.

En el ejemplo mostrado en la figura 18, la frecuencia rectificadora es de 100 Hz, y la frecuencia del inversor es de 90 Hz. La diferencia entre estas frecuencias es de 10 Hz.

65 Como se ha descrito anteriormente, se utiliza generalmente el método de salto con respecto a la velocidad de rotación que interfiere en la fuente de potencia. En la presente invención, como el condensador es eliminado, o el

condensador tiene la capacitancia considerablemente educida, la frecuencia a la que ocurre la interferencia saltará como la velocidad de rotación del motor 5.

5 En la primera realización, la capacitancia del condensador de filtración 4 se reduce para que sea pequeña para permitir que el voltaje de CC pulse ampliamente a la frecuencia doble de la de la fuente 1 de CA de fase única.

En el caso anteriormente citado, por ejemplo, en el Documento 2 de Patente, se emplea el condensador con pequeña capacitancia de aproximadamente la centésima parte de la capacitancia general. La capacitancia del condensador de filtración 4 de la presente invención no está limitada a la del condensador generalmente empleado, y el valor de una centésima parte del mismo.

10 En la primera realización, la unidad 22 de control de corriente realiza el control proporcional-integral como se muestra en la figura 5. Sin embargo, el proceso no está limitado al descrito siempre que se realice el cálculo de control que incluya el control integral.

15 En la primera realización, cuando la unidad 23 de limitación de voltaje de salida funciona limitando el voltaje, la magnitud de limitación de voltaje es realimentada como el error de voltaje de salida. Sin embargo, el error de voltaje de salida no está limitado como se ha descrito anteriormente.

20 El voltaje considerablemente bajo, denominado voltaje saturado, puede ser generado en el elemento de conmutación de semiconductor usado para la parte inversora 6 del circuito principal tras la aplicación de corriente. Además, el tiempo para evitar cortocircuito es fijado para evitar daño al elemento debido a la aplicación de la corriente de cortocircuito al elemento de conmutación.

25 El error de voltaje de salida puede ser generado por el voltaje saturado anteriormente citado o el tiempo fijado para evitar el cortocircuito. La influencia de las causas anteriormente citadas es preliminarmente almacenada en la memoria y similar dentro de la unidad de control 10 de tal manera que la corrección de substracción es realizada sobre la base del valor almacenado.

El voltaje saturado puede ser almacenado como la tabla correspondiente a la corriente que circula hacia el motor 5. El tiempo fijado para el cortocircuito puede ser almacenado como el valor correspondiente al voltaje de CC pulsante.

30 En la primera realización, se reduce la capacitancia del condensador de filtración 4. Es también preferible utilizar la bobina 2 con baja inductancia. Preferiblemente, el valor de la frecuencia de resonancia del condensador de filtración 4 y de la bobina 2 es de 40 a 50 veces mayor que la frecuencia de la fuente 1 de CA de fase única.

La estructura que no está provista del condensador de filtración 4 es capaz de proporcionar los mismos efectos que los de la primera realización.

35 De acuerdo con la primera realización, la unidad de control 10 incluye una unidad 23 de limitación de voltaje de salida que ejecuta un control tal que un valor escalar del voltaje aplicado al motor 5 resulta igual o menor que un voltaje de salida máximo definido por la salida de voltaje de CC de la unidad de rectificación 3. Una magnitud de un voltaje (V_{r_rst} , V_{δ_rst}) limitado por la unidad 23 de limitación de voltaje de salida es realimentada a la unidad de control 10.

40 En la estructura en la que la capacitancia del condensador de filtración 4 es reducida para pulsar ampliamente el voltaje de CC, el voltaje de la parte inversora 6 del circuito principal puede ser controlada apropiadamente, y tal estado de control es realimentado para evitar el cambio brusco del valor del cálculo de control, y la distorsión de la forma de onda de la corriente de entrada, suprimiendo de ese modo el aumento del contenido de armónicos.

45 De acuerdo con la primera realización, la unidad de control 10 incluye una unidad 22 de control de corriente que recibe un valor de comando 25 de una corriente aplicada al motor 5, y da salida a un valor de comando (V_{r0} , $V_{\delta0}$) de un voltaje aplicado al motor 5 basado en el valor de comando 25 de la corriente. La unidad 23 de limitación de voltaje de salida recibe el valor de comando (V_{r0} , $V_{\delta0}$) del voltaje procedente de la unidad de control de corriente, calcula el valor escalar del valor de comando (V_{r0} , $V_{\delta0}$) del voltaje y limita el voltaje aplicado al motor 5 cuando el valor escalar excede del voltaje de salida máximo definido por la salida de voltaje de CC de la unidad de rectificación 3.

50 En la estructura en la que la capacitancia del condensador de filtración 4 se reduce para pulsar ampliamente el voltaje de CC, el valor 25 de comando de corriente puede ser reflejado sobre el control del voltaje aplicado al motor 5, y se puede realizar el control de voltaje apropiado de acuerdo con la pulsación del voltaje de CC.

55 Se proporcionan detectores 7a, 7b de corriente de fase para detectar la corriente de fase que circula hacia el motor 5. La unidad 22 de control de corriente da salida al valor de comando (V_{r0} , $V_{\delta0}$) del voltaje aplicado al motor 5 sobre la base del valor de comando 25 de la corriente y salidas de los detectores 7a, 7b de corriente de fase.

La corriente de fase que circula hacia el motor 5 se compara con el valor 25 de comando de corriente de tal manera que se realiza el cálculo de control para hacer aquellos valores próximos entre sí.

60 La unidad 22 de control de corriente incluye integradores 24a, 24b y calcula el valor de comando (V_{r0} , $V_{\delta0}$) del voltaje permitiendo que los integradores 24, 24b realicen un cálculo de control que incluya un control integral para que constituya la salida. La unidad 23 de limitación de voltaje de salida realimenta la magnitud de limitación de voltaje (V_{r_rst} , V_{δ_rst}) a la unidad 22 de control de corriente. La unidad 22 de control de corriente resta la magnitud de limitación de voltaje (V_{r_rst} , V_{δ_rst}) realimentada por la unidad 23 de limitación de voltaje de salida de los valores

65

de salida de los integradores 24a, 24b.

La diferencia entre los valores de comando del voltaje (V_{r0} , $V_{\delta 0}$) y el voltaje de salida real (V_r , V_{δ}) puede ser eliminada del cálculo integral para evitar la distorsión de la forma de onda después del cálculo. Esto hace posible evitar la distorsión de la forma de onda de la corriente de entrada, reduciendo así de manera efectiva el contenido de armónicos.

La unidad 23 de limitación de voltaje de salida realiza la limitación del voltaje de salida sólo cuando el valor escalar del valor de comando (V_{r0} , $V_{\delta 0}$) del voltaje excede del voltaje de salida máximo definido por la salida de voltaje de CC procedente de la unidad de rectificación 3, y realimenta la magnitud de limitación de voltaje (V_{r_rst} , V_{δ_rst}) a la unidad de control de corriente. La unidad de control de corriente realiza la substracción sólo cuando recibe la realimentación de la magnitud de limitación de voltaje (V_{r_rst} , V_{δ_rst}) procedente de la unidad 23 de limitación de voltaje de salida.

Esto hace posible eliminar apropiadamente el error del cálculo integral. Como la corrección de substracción no tiene que ser realizada cuando no se requiere, la estructura es ventajosa a la vista de la eficacia de cálculo.

La unidad 22 de control de corriente da salida al valor de comando (V_{r0} , $V_{\delta 0}$) del voltaje de tal manera que la forma de onda de la corriente que circula hacia el motor 5 resulta similar a la del voltaje de CA procedente de la fuente 1 de CA de fase única.

La corriente de entrada y el voltaje de la fuente 1 de CA de fase única tienen formas de onda similares en la misma fase, reduciendo así el contenido de armónicos de la corriente de entrada.

Se proporciona un detector de fase 9 de la fuente de potencia para detectar una fase de la fuente 1 de CA de fase única. La unidad de control 10 genera una forma de onda sinusoidal que es similar a la del voltaje de CA procedente de la fuente 1 de CA de fase única sobre la base de la fase de la fuente 1 de CA de fase única detectada por el detector de fase 9 de la fuente de potencia. El valor de comando 25 de la corriente se multiplica por la forma de onda sinusoidal de manera que es la salida hacia la unidad 22 de control de corriente.

Un detector de corriente de entrada puede ser sustituido por los detectores 7a y 7b de corriente de fase del motor 5. Como un detector de corriente de entrada no tiene que ser dispuesto en el lado de la fuente 1 de CA de fase única, el activador de motor puede ser producido a bajo coste reduciendo el número de componentes.

La unidad de control 10 incluye una unidad 21 de conversión de coordenadas para transformar una corriente de fase del motor 5, detectada por los detectores 7a, 7b de corriente de fase, en un sistema de coordenadas ortogonal biaxial. La unidad 21 de conversión de coordenadas da salida a un valor (I_r , I_{δ}) de corriente de coordenadas transformadas hacia la unidad 22 de control de corriente. La unidad 22 de control de corriente da salida a los valores de comando (V_{r0} , $V_{\delta 0}$) del voltaje para la coordenada biaxial transformada de coordenadas sobre la base del valor de comando 25 de la corriente de coordenadas transformadas y una salida de la unidad 21 de conversión de coordenadas.

La estructura es capaz de evitar que la corriente de armónicos de orden 30 o mayor exceda del valor regulado mientras se considera la variación pieza-a-pieza. Es de ese modo preferible a la vista de la conformidad con la regulación contra la corriente de armónicos.

La bobina 2 está dispuesta entre el condensador de filtración 4 y a fuente 1 de CA de fase única de tal manera que la frecuencia de resonancia del condensador de filtración 4 y la bobina 2 resulta 41 veces mayor que la frecuencia de la fuente 1 de CA de fase única.

Esto puede hacer la bobina 2 compacta por sí misma, contribuyendo a la estructura compacta del activador de motor.

Segunda realización

La figura 7 es un diagrama de bloques de circuitos de un activador de motor de acuerdo con la segunda realización de la presente invención.

Haciendo referencia a la figura 7, la unidad de control 10 incluye una unidad 26 de generación de comando de corriente.

La unidad 26 de generación de comando de corriente recibe un comando de velocidad, un comando de flujo magnético, una salida de la unidad 21 de conversión de coordenadas, una salida de la unidad 23 de limitación de voltaje de salida y una salida del detector de fase 9 de fuente de potencia para dar salida al valor de comando de corriente 25 (I_r^* , I_{δ}^*).

Cualquier otra estructura es la misma que la descrita en la primera realización. Los mismos componentes están designados con los mismos números de referencia y de ese modo se omitirá la explicación de los mismos.

Al igual que la primera realización, la pulsación disminuye el voltaje de CC aplicado a la parte inversora 6 del circuito principal de la segunda realización, lo que requiere limitación del voltaje aplicado al motor 5.

Con el fin de satisfacer el requisito, el voltaje aplicado al motor 5 es disminuido bajo el control de debilitamiento de campo (como se describe, por ejemplo, en el Documento 1 de Patente). El campo magnético generado por el rotor del motor 5 es debilitado por la salida de campo desde el estator.

La técnica anteriormente mencionada requiere que la corriente para debilitar el campo del rotor sea aplicada al

estator del motor 5, deteriorando de ese modo la eficacia.

En la segunda realización, en el estado que demanda limitación del voltaje aplicado al motor 5, la corriente de eje r es apropiadamente controlada para permitir que sea realizado de manera natural el debilitamiento del campo en lugar de aplicar nuevamente la corriente para debilitar el campo del rotor.

5 El control anteriormente mencionado permite que la corriente circule hacia el estator para debilitar el campo hasta su mínimo, aliviando así la preocupación con respecto al deterioro de la eficacia.

En la segunda realización, la cantidad de flujo magnético total del motor 5 es controlada para mantenerla en un valor constante para realizar el control anteriormente mencionado. El flujo magnético total indica el vector compuesto formado del flujo concreto generado por el estator del motor 5 y el flujo magnético generado por el rotor.

10 Se describirá el procedimiento para controlar la cantidad de flujo magnético total del motor 5 para que sea mantenido constante, y a continuación se describirá la estructura concreta de la segunda realización.

15 (1) Procedimiento para controlar la cantidad de flujo magnético total para que sea constante

De acuerdo con la ley de Faraday, la velocidad de cambio del flujo magnético total $d\Phi/dt$ es igual a la diferencia entre el voltaje aplicado al motor 5 y la caída de voltaje causada por la resistencia de fase del motor 5.

El voltaje aplicado al motor 5 está en sincronismo con la salida de voltaje desde la parte inversora 6 (V_r , V_δ) del circuito principal.

20 La caída de voltaje causada por la resistencia de fase del motor 5 puede ser obtenida de la resistencia de fase R y de las corrientes del eje r y del eje δ (I_r , I_δ).

La operación para mantener constante la cantidad de flujo magnético total es igual a la operación para mantener sin cambio el flujo magnético total, es decir, mantener a cero el valor de velocidad de cambio del flujo magnético total $d\Phi/dt$ como en la ecuación (4) siguiente.

25
$$d\Phi/dt = (\text{voltaje aplicado al motor 5}) - (\text{caída de voltaje causada por resistencia de fase del motor 5}) = 0, \text{ es decir,}$$

$$\Phi = \int (\text{voltaje aplicado al motor 5} - \text{caída de voltaje causada por resistencia de fase del motor 5})dt = \text{constante}$$
 ... (4)

30 Cuando disminuye el voltaje aplicado al motor 5 (V_r , V_δ), las corrientes (I_r , I_δ) del eje r y del eje δ son controladas de acuerdo con la caída de voltaje para permitir que se mantenga constante la cantidad de flujo magnético total del motor 5.

35 La corriente de eje r es relevante para la operación de debilitamiento del campo. La corriente I_r es controlada tras la disminución del voltaje aplicado al motor 5 debido a la pulsación del voltaje de CC para permitir que se realice normalmente la operación de debilitamiento de campo.

(2) Estructura concreta de la segunda realización

40 La figura 8 muestra una estructura de la unidad 26 de generación de comando de corriente.

La unidad 26 de generación de comando de corriente recibe el comando de flujo magnético, valores (V_r , V_δ) de salida de la unidad 23 de limitación de voltaje de salida, y valores (I_r , I_δ) de salida de la unidad 21 de conversión de coordenadas como entradas.

45 A continuación se obtiene el valor de cálculo del flujo magnético total del motor 5 usando el procedimiento de cálculo anteriormente mencionado.

Basándose en la diferencia entre el comando de flujo magnético y el valor de cálculo del flujo magnético total, se realiza el cálculo de control proporcional-integral para dar salida al valor I_r^* de comando de corriente del eje r para que se mantenga constante la cantidad de flujo magnético total del motor 5. Se supone que la resistencia de fase R es el valor conocido.

50 Cuando la pulsación del voltaje de CC hace disminuir el voltaje aplicado al motor 5, la I_r es controlada para satisfacer la ecuación (4) dando salida al valor I_r^* de comando de corriente del eje r, realizando así de manera natural la operación de debilitamiento de campo.

55 Análogamente a la primera realización, el valor de comando I_r^* de corriente es controlado para pulsar en sincronización con la fuente 1 de CA de fase única para reflejar el valor detectado de la fase de la fuente de potencia en la salida del valor de comando I_r^* de corriente.

La figura 8(a) muestra la estructura para reflejar la fase de la fuente de potencia después del cálculo de control proporcional-integral. En este caso, el flujo magnético total es controlado para que sea constante.

60 La figura 8(b) muestra la estructura para realizar el control proporcional-integral después de multiplicar el comando de flujo magnético por la fase de la fuente de potencia. En este caso, como el propio comando de flujo magnético como el valor de referencia de control es pulsante, el valor promedio del flujo magnético total es controlado para que se mantenga constante.

La figura 9 muestra el estado en el que pulsa el flujo magnético total del motor 5.

65 Haciendo referencia a la figura 9, el flujo magnético total pulsa en sincronización con la pulsación del voltaje de CC.

Por lo tanto, el activador del motor proporciona los mismos efectos no sólo por la estructura para mantener constante el flujo magnético total, como se muestra en la figura 8(a), sino también por la estructura para dar salida a el comando de corriente r para pulsar con el fin de mantener constante el valor promedio del flujo magnético total, como se muestra en la figura 8(b).

5 La figura 10 es una vista que muestra la correlación entre la velocidad de rotación del motor 5 y el comando de flujo magnético que es cambiado de acuerdo con la velocidad de rotación.

10 Generalmente, cuando la velocidad de rotación del motor 5 resulta elevada, es improbable que sea acelerada incluso si se aumenta la corriente aplicada al motor 5. Para ello, el campo del rotor es debilitado bajo el control de debilitamiento de campo de manera que aumente más la velocidad de rotación.

Incluso en la región de velocidad de rotación elevada, es preferible permitir que la operación de debilitamiento de campo sea realizada de manera natural en vista de la eficacia de funcionamiento.

15 Cuando se hace más alta la velocidad de rotación del motor 5, el comando de flujo magnético es disminuido como se muestra en la figura 10 para reducir la cantidad de flujo magnético total para que sea mantenida correspondientemente constante. Esto puede realizar de manera natural la operación de debilitamiento de campo, dando lugar al funcionamiento eficaz del motor 5.

Si se reduce excesivamente el flujo magnético total, puede ser interferida la operación del motor 5. Es preferible así establecer un valor límite inferior predeterminado del comando de flujo magnético, según se muestra en la figura 10.

20 A continuación se describirá la operación que se ha de realizar para controlar el aumento del contenido de armónicos de la corriente de entrada, causado por la energía regenerativa del motor 5.

La figura 11 muestra la forma de onda del voltaje de CC y la forma de onda de la corriente de entrada tras la regeneración del motor 5.

25 Como la corriente que circula hacia el motor 5 es controlada para que tenga la forma de onda similar a la del voltaje de la fuente 1 de CA de fase única sincrónicamente, el par de salida del motor 5 puede ser cambiado de positivo a negativo alrededor del paso por cero del voltaje de la fuente 1 de CA de fase única.

Esto indica que el estado del motor 5 ha cambiado desde marcha en potencia a regeneración. El condensador de filtración 4 es cargado con la energía regenerativa desde el motor 5.

30 Cuando el condensador de filtración 4 se carga con la energía regenerativa del el motor 5, se interrumpe el suministro de la corriente de entrada desde la fuente 1 de CA de fase única, ya que la unidad de rectificación 3 formada por el diodo no tiene función regenerativa. La parte plana de la forma de onda de la corriente de entrada mostrada en el gráfico inferior de la figura 11 corresponde a la posición en la que se interrumpe el suministro de corriente de entrada.

35 Haciendo referencia a la figura 11, el periodo de tiempo durante el que se interrumpe el suministro de corriente de entrada puede deformar la forma de onda de la corriente de entrada, aumentando así el contenido de armónicos de la corriente de entrada.

Por lo tanto, la energía regenerativa procedente del motor 5 se reduce para suprimir la generación del contenido de armónicos en la corriente de entrada. La explicación concreta se describirá con referencia a la figura 12.

40 La figura 12 muestra una vista ejemplar para proporcionar un desplazamiento para el valor de comando I_r^* de corriente del eje r .

45 Haciendo referencia a la figura 12, el valor I_r^* de comando de corriente del eje r alrededor del paso por cero del voltaje de la fuente 1 de CA de fase única indica la elevada corriente correspondiente a la dirección de la operación regenerativa durante el periodo mostrado en la figura 11 durante el cual se interrumpe el suministro de la corriente de entrada.

En la segunda realización, cuando el motor 5 es accionado por la corriente mínima del campo debilitado, el motor 5 regenera alrededor del paso por cero de la fuente 1 de CA de fase única.

50 A continuación se proporciona el desplazamiento predeterminado para el valor I_r^* de comando de corriente del eje r en la fase correspondiente al paso por cero de la fuente 1 de CA de fase única.

La estructura anteriormente citada reduce la corriente en la dirección de operación regenerativa alrededor del paso por cero del voltaje de la fuente 1 de CA de fase única. Esto hace posible suprimir la operación regenerativa del motor 5 inmediatamente después del paso por cero de la fuente 1 de CA de fase única, y suprimir más el contenido de armónicos de la corriente de entrada.

55 Concretamente, el valor I_r^* de comando de la corriente del eje r es sometido a la siguiente corrección de cálculo para proporcionar la desviación alrededor del paso por cero como se ha descrito anteriormente.

60 (1) La amplitud (diferencia entre el límite superior y el límite inferior) del valor I_r^* es disminuida a una tasa predeterminada.

(2) A continuación se desplaza enteramente al I_r^* .

(3) El valor de desplazamiento es ajustado de tal manera que valores previos y subsiguientes al desplazamiento concuerdan entre sí en el punto de pico de la fuente 1 de CA de fase única.

65 La estructura anteriormente mencionada sin bloquear circuitos y absorbedores de ondas errantes es capaz de

suprimir la elevación de voltaje de CC causada por la energía regenerativa para conseguir fiabilidad en el mismo nivel que el derivado de la estructura proporcionada con circuitos de bloqueo y absorbedores de ondas errantes.

5 Con referencia a la figura 13 se describirá la influencia de la exactitud de muestreo basada en el valor de detección del detector de fase 9 de la fuente de potencia sobre el contenido de armónicos de la corriente de entrada y el procedimiento para controlar la influencia.

10 La figura 13 muestra formas de onda de la fase real de la fuente de potencia y la fase de cálculo generada por muestreo basado en el valor de detección del detector de fase 9 de la fuente de potencia. La línea en negrita indica la forma de onda de la fase de fuente de potencia, y la línea delgada indica la forma de onda de la fase generada por muestreo.

15 La figura 13(a) muestra la forma de onda resultante del muestreo generalmente empleado. Generalmente, durante el intervalo entre los muestreos, el valor de muestreo previo puede ser usado para cálculo. Como consecuencia, la fase de cálculo se retarda inevitablemente con respecto a la fase real de la fuente de potencia. El retardo anteriormente mencionado ocurre incluso si se aumenta la frecuencia de muestreo hasta la más alta en tanto se realice el muestreo.

20 En la presente invención, la corriente que circula hacia el motor 5 es controlada de tal manera que la forma de onda resulta similar a la de la fuente 1 de CA de fase única. Esto hace posible reducir el contenido de armónicos de la corriente de entrada mientras se controla la activación del motor. La exactitud de la información de fase de la fuente 1 de CA de fase única, es decir, la exactitud para generar el comando de pulsación en el valor predeterminado del detector de fase 9 de la fuente de potencia, contribuye marcadamente al proceso de controlar el contenido de armónicos de la corriente de entrada.

25 La figura 13(b) muestra la forma de onda que es compensada para avanzar la fase en la magnitud correspondiente a la mitad del ciclo de muestreo en el punto de tiempo de muestreo.

Haciendo referencia a la figura 13(b), cuando se hace avanzar la fase correspondiente a la mitad del ciclo de muestreo, el valor promedio del muestreo concuerda esencialmente con la fase real de la fuente de potencia.

30 La estructura anteriormente citada puede realizarse sólo mediante el software, que puede suprimir el aumento de coste tanto como sea posible, asegurando así el control del armónico de la corriente de entrada a coste notablemente bajo.

35 La segunda realización muestra un caso ejemplar en el que el valor de comando de la corriente de eje r se calcula bajo el control proporcional-integral como se muestra en la figura 8. Sin embargo, el control no está limitado al descrito anteriormente. Puede ser empleado cualquier proceso para proporcionar los mismos efectos en tanto que el control permita que el comando de flujo magnético concuerde con el valor de cálculo del flujo magnético total.

La figura 10 muestra un caso ejemplar en el que se reduce linealmente el comando del flujo magnético total. Sin embargo, el comando de flujo magnético total puede ser reducido usando función cuadrática de curva y exponente.

40 La segunda realización muestra la estructura para reducir el contenido de armónicos de la corriente de entrada suprimiendo la energía regenerativa del motor 5. El motor 5 apropiadamente diseñado puede proporcionar los efectos similares.

45 Por ejemplo, suponiendo que el motor 5 está formado como un motor Magnético Permanente Interior (IPM), el par del motor IPM incluye el par de imán y el par de reluctancia de acuerdo con la inductancia, como se expresa por la ecuación siguiente (5).

[Fórmula 1]

$$50 \quad \tau = p\Phi_m i_q + p(L_q - L_d) i_d i_q \dots (5)$$

- 55 τ : par
- p: número de pares polares
- Φ_m : flujo magnético de imán permanente
- i_d : corriente de eje d
- i_q : corriente de eje q
- L_d : inductancia de eje d
- L_q : inductancia de eje q.

60 El primer y el segundo términos de la ecuación (5) indican un par de imán y un par de reluctancia, respectivamente. La suma de los términos define el par del motor IPM.

La energía regenerativa es causada por el imán del rotor del motor 5 que gira para generar el voltaje inducido. El motor 5 puede ser diseñado para hacer elevado el régimen del segundo término de la ecuación (5), es decir, el par de reluctancia alto para reducir la influencia del voltaje inducido causado por la rotación del imán sin disminuir el par total.

65 Suponiendo que se fija la constante del voltaje inducido del motor en Φ [V/rad/s], el motor 5 puede ser diseñado para

satisfacer la siguiente relación.

$$\Phi \leq 20 \times (Lq - Ld) \dots (6)$$

- 5 La operación anteriormente mencionada corresponde a una para aumentar la relación del par de reluctancia al par total en la ecuación (5).
El motor 5 anteriormente diseñado sin circuito de bloqueo ni absorbedor de ondas errantes es capaz de suprimir la elevación de voltaje de CC causada por la energía regenerativa, proporcionando de ese modo fiabilidad equivalente a la de la estructura con circuitos de bloqueo y absorbedores de ondas errantes como se ha descrito anteriormente.
- 10 En el caso del motor que no genera el par de reluctancia que resulta de inductancia del eje d y del eje q y el par de imán, no se puede establecer la ecuación (6). Por lo tanto, se requiere que tal motor sea excluido del grupo del motor aplicable a la ecuación (6). Por ejemplo, se considera que el motor inductivo no es el aplicable.
- 15 Haciendo referencia a la figura 13, se compensa de antemano la fase formada muestreando la fase de la fuente de potencia. Sin embargo, se pueden obtener los mismos efectos compensando el ángulo rotacional de fase del motor 5 de antemano.
De acuerdo con la segunda realización, la unidad de control 10 calcula el valor 25 de comando de corriente aplicado al motor 5, y calcula además el valor de comando ($Vr0$, $V\delta0$) del voltaje aplicado al motor 5 sobre la base del valor de comando actual 25 de tal manera que se mantiene constante la cantidad de flujo magnético total del motor 5.
- 20 En el caso en que se requiera que el voltaje (Vr , $V\delta$) aplicado al motor 5 sea limitado, la corriente de eje r puede ser apropiadamente controlada para suprimir la corriente aplicada al estator para debilitar el campo de tal manera que se realice de modo natural la operación de debilitamiento de campo. Esto hace posible aliviar la preocupación de la eficacia deteriorada.
- 25 La unidad de control 10 incluye una unidad 26 de generación de comando de corriente que recibe un valor de comando de un flujo magnético del motor 5 para calcular el valor de comando 25 de la corriente de modo que se mantenga constante la cantidad de flujo magnético total del motor 5. La unidad 26 de generación de comando de corriente calcula la magnitud de caída de voltaje causado por la resistencia de fase R sobre la base de la resistencia de fase R y la corriente de fase del motor 5, y calcula la cantidad de flujo magnético total sobre la base de una diferencia entre el voltaje (Vr , $V\delta$) aplicado al motor 5 y la magnitud de caída de voltaje.
- 30 La cantidad total de flujo magnético del motor 5 puede ser calculada, en base a lo cual se ejecuta el control para permitir el debilitamiento natural del campo. El sensor o similar no tiene que ser añadido, lo cual es ventajoso a la vista del coste.
El valor de comando del flujo magnético del motor 5 es disminuido al resultar elevada la velocidad de rotación del motor 5, pudiendo ser eficazmente realizada la operación de debilitamiento del campo incluso en la región de rotación a elevada velocidad.
- 35 Como un valor límite predeterminado es fijado para el valor de comando del flujo magnético del motor 5, la excesiva operación de debilitamiento del campo difícilmente interfiere con la operación del motor 5.
- 40 La unidad 26 de generación de comando de corriente disminuye la amplitud del valor de comando 25 de la corriente en una tasa predeterminada para que sea desplazada con un valor predeterminado para calcular el valor de comando 25 de la corriente, y calcula para corregir el valor de comando 25 de la corriente de manera que resulte el mismo que el valor de comando antes del desplazamiento en una fase correspondiente a un punto de pico de la fuente 1 de CA de fase única.
- 45 Esto hace posible suprimir la operación regenerativa del motor 5 generada inmediatamente después del paso por cero de la fuente 1 de CA de fase única suprimiendo la corriente en la dirección regenerativa. Como consecuencia, se puede suprimir el contenido de armónicos de la corriente de entrada.
- 50 La unidad de control 10 compensa un valor de detección de la fase de la fuente 1 de CA de fase única o un valor de detección de una fase de rotación del motor 5 para avanzar en una magnitud angular de fase correspondiente a la mitad del ciclo de muestreo de la unidad de control 10.
Esto hace posible mejorar la exactitud de la información de fase de la fuente 1 de CA de fase única a coste inferior realizando la corrección de cálculo usando el software. Por lo tanto, se puede realizar el proceso para copiar con el armónico de la corriente de entrada a coste notablemente inferior.
- 55 Como al motor 5 se le permite satisfacer la condición de la ecuación (6) anteriormente mencionada, puede ser suprimida la elevación de voltaje de CC debida a la energía regenerativa. La fiabilidad resultante puede ser equivalente a la de la estructura provista de circuitos de bloqueo y absorbedores de ondas errantes incluso si tales componentes no se proporcionan.
- 60 Tercera realización
La figura 14 es un diagrama de bloques de circuitos de un activador de motor de acuerdo con la tercera realización de la presente invención.
- 65 Haciendo referencia a la figura 14, la unidad de control 10 incluye una unidad 27 de estimación de posición.

La unidad 27 de estimación de posición recibe salidas de la unidad 21 de conversión de coordenadas, y de la unidad 23 de limitación de voltaje de salida para estimación de la fase de aplicación de corriente y de la velocidad de rotación del motor 5.

5 Cualesquiera otras estructuras son las mismas que las de la segunda realización. Por lo tanto, los mismos componentes están designados con los mismos números de referencia y por tanto se omitirá la explicación de los mismos.

10 En primer lugar se describirá el problema general en la estimación de la fase de aplicación de corriente y de la velocidad de rotación del motor 5, y a continuación se describirá la operación concreta de la unidad 27 de estimación de posición de acuerdo con la tercera realización.

15 Cuando se emplea el motor de imán permanente como el motor 5, el par es controlado aplicando corriente a la bobina del estator de acuerdo con la posición de los polos magnéticos del rotor cuando se realiza la operación de velocidad variable. Para ello, tiene que ser instalado en el motor 5 el sensor de posición tal como el codificador rotativo.

20 Han sido propuestos varios tipos de métodos para ejecutar el control sin sensor a la vista de la fiabilidad y el coste. La tercera realización propone el procedimiento para realizar el control sin sensor permitiendo a la unidad 27 de estimación de posición estimar la posición del rotor del motor 5.

El motor 5 es generalmente modelado usando la ecuación de voltaje/corriente como se indica por la ecuación (7)

[Fórmula 2]

$$25 \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega\Phi \end{bmatrix} \dots (7)$$

- R: resistencia de fase
- Ld: inductancia de eje d
- Lq: inductancia de eje q
- 30 Φ: fuerza electromotriz de contador
- ω: velocidad angular de rotación
- P: operador diferencial

35 La diferencia entre el valor ideal del modelo y el valor real del motor 5 puede ser obtenida del modelo expresado en la ecuación (7) y de la corriente y el voltaje realmente aplicados al motor. La velocidad y la posición son estimadas para reducir la diferencia.

De este modo, es esencial la reducción del error del voltaje de salida como se ha descrito en la primera realización cuando el voltaje aplicado al motor 5 es utilizado por la unidad 27 de estimación de posición.

40 En la región de velocidad de rotación considerablemente baja (aproximadamente 1/20 o inferior a la velocidad de rotación máxima) en la regulación de tiempo de iniciación anterior, el voltaje que sale realmente de la parte inversora 6 del circuito principal no concuerda completamente con el voltaje de comando (Vr, Vδ) enviado desde la unidad de control 10 debido a la influencia del semiconductor utilizado en la parte inversora 6 del circuito principal y el periodo de tiempo para evitar el cortocircuito según ha sido descrito en la primera realización.

45 En el caso anteriormente mencionado, el error de cálculo ocurre en la velocidad o posición estimada, fracasando así para realizar la operación de activación suave.

La unidad 27 de estimación de posición de acuerdo con la tercera realización es capaz de activar suavemente el motor 5 y de realizar la activación sin sensor de posición con respecto al motor independientemente de la condición en la que el voltaje de CC fluctúa debido a la pequeña capacitancia del condensador de filtración 4.

50 Se describirá el funcionamiento concreto de la unidad 27 de estimación de posición de acuerdo con la tercera realización.

55 Cuando se activa el motor 5 en el estado de detención, se realiza el control de bucle abierto en la región de velocidad de rotación considerablemente baja en la regulación de tiempo de puesta en marcha anterior.

60 El bucle abierto indica el funcionamiento de la unidad 21 de conversión de coordenadas sin utilizar salidas de la unidad 27 de estimación de posición. En otras palabras, cuando no se usa sensor de posición, ni es estimada la posición, la operación es realizada en el estado en el que la corriente es aplicada de manera irrelevante a la posición del rotor del motor 5.

El voltaje y la frecuencia requeridos para la activación se aplican al motor 5 de manera que sea llevado al bucle abierto para iniciar la rotación. Aunque el control de bucle abierto falla en seguir el par de carga momentáneo o la

aceleración brusca, tal control es suficientemente operado tras la rotación en el estado de velocidad considerablemente baja inmediatamente después de la activación.

5 Cuando la velocidad de rotación del motor 5 alcanza el valor constante desde el estado de rotación en bucle abierto, el modo de operación es conmutado al estado de rotación en bucle cerrado. En el estado de bucle cerrado, la posición es estimada sobre la base del voltaje de salida de la parte inversora 6 del circuito principal y la corriente de fase del motor 5, y después el voltaje de salida de la parte inversora 6 del circuito principal y la corriente de fase del motor 5 son sometidos a la transformación de coordenadas en la posición estimada.

10 En el estado de bucle cerrado, la posición del rotor es estimada por la unidad 27 de estimación de posición en lugar de utilizar el sensor de posición. La operación se realiza en el estado de aplicación de corriente de acuerdo con la posición (estimada) del rotor del motor 5.

Generalmente, en la región de velocidad de rotación considerablemente baja del motor 5, puesto que se debilitan las señales derivadas de los detectores 7a y 7b, es muy difícil estimar con exactitud la posición del motor 5.

15 En la región de velocidad de rotación considerablemente baja se ejecuta el control en bucle abierto. El control en bucle abierto es entonces conmutado al control en bucle cerrado en la etapa en que la velocidad de rotación ha alcanzado el valor predeterminado o mayor, dando lugar a una operación de control suave.

La conmutación de control brusco puede causar que los valores de control sean discontinuos, llevando así el control a la inestabilidad.

20 El método para resolver los problemas anteriormente citados se describirá a continuación.

La figura 15 muestra una forma de onda que indica la regulación de tiempo para conmutar la operación en bucle abierto a la operación en bucle cerrado.

25 En la operación en bucle abierto, como la corriente es aplicada de manera irrelevante a la posición del rotor del motor 5, la fase del rotor (eje de control mostrado en la figura 15) sigue detrás de la salida de fase desde la parte inversora 9 del circuito principal (eje de control mostrado en la figura 15).

30 El motor 5 es acelerado hasta la velocidad de rotación en la que la estimación de la posición y la velocidad no son influenciadas por el error de voltaje de salida, y el ángulo de diferencia $\Delta\theta$ entre el eje de control y el eje del motor se obtiene usando la ecuación generalmente empleada de voltaje corriente del motor 5 como en la ecuación (8) siguiente,

[Fórmula 3]

$$35 \quad \begin{bmatrix} V_\gamma \\ V_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R - \omega 1 \cdot L_{\gamma\delta} + pL_\gamma & -\omega 1 \cdot L_\delta + pL_{\gamma\delta} \\ \omega 1 \cdot L_\gamma + pL_{\gamma\delta} & R + \omega 1 \cdot L_{\gamma\delta} + pL_\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \omega 1 \cdot \Phi \begin{bmatrix} -\text{sen}(\Delta\theta) \\ \text{cos}(\Delta\theta) \end{bmatrix} \dots \quad (8)$$

En la que

$$40 \quad \Delta\theta = \theta_r - \theta_m$$

$$L_\gamma = 1/2 \{(Ld + Lq) + (Ld - Lq) \cdot \text{cos}(2\Delta\theta)\}$$

$$45 \quad L_\delta = 1/2 \{(Ld + Lq) - (Ld - Lq) \cdot \text{cos}(2\Delta\theta)\}$$

$$L_{\gamma\delta} = 1/2 \cdot (Ld - Lq) \cdot \text{sen}(2\Delta\theta)$$

θ_m : posición de rotación en el eje de control (eje $\gamma\delta$)

θ_r : posición de rotación en el eje del motor (eje dq)

50 $\omega 1$: velocidad angular del eje de control

Se describirá la corrección de cálculo usando la derivada de $\Delta\theta$ de la ecuación (8).

55 En la temporización o regulación de tiempo para conmutar el funcionamiento desde el bucle abierto al bucle cerrado como se muestra en la figura 15, la salida de fase desde la parte inversora 6 del circuito principal (eje de control mostrado en la figura 15) no concuerda con la fase del rotor (eje del motor mostrado en la figura 15) como se ha descrito anteriormente. En otras palabras, la fase estimada no concuerda con la fase de aplicación de corriente real en la regulación de tiempo.

60 El control en bucle cerrado se pone en marcha a partir de la fase de aplicación de corriente obtenida substrayendo el ángulo diferencial $\Delta\theta$. Si la fase del eje de control concuerda con la fase del eje del motor en el punto de tiempo para iniciar el control en bucle cerrado, puede ser ejecutado el control posteriormente basándose en la posición estimada por la unidad 27 de estimación de posición.

Como el control en bucle cerrado se inicia a partir de la posición en la que es substraída la derivada del ángulo

diferencial $\Delta\theta$ de la ecuación (8), la fase del eje de control cambia bruscamente en la regulación de tiempo de conmutación en la figura 15.

5 La figura 16 es una vista de vector con el fin de efectuar la comparación entre el voltaje (V_{ro} , $V_{\delta o}$) cuando se mira desde el eje de control (r - δo) en el bucle abierto y el voltaje (V_{ro} , $V_{\delta o}$) cuando se mira desde el eje de control (r - δn) en el bucle cerrado al mismo voltaje de salida.

Como muestra el punto de tiempo de conmutación en la figura 15, el eje de control cambia ampliamente tras la operación de conmutación. Por lo tanto, los valores del voltaje de salida y la corriente aplicada cambian ampliamente en el eje de control, lo que se puede aplicar a la corriente.

10 Cuando la corriente y el voltaje fluctúan ampliamente como resultado de la conmutación del eje, el uso del integrador dentro de la unidad de control de corriente y la unidad 26 de generación de comando de corriente puede arruinar la operación de control debido a la brusca fluctuación.

15 Los valores de voltaje y corriente en el eje de control son ajustados en la magnitud correspondiente a la diferencia $\Delta\theta$ de tal manera que los valores del voltaje de salida de la parte inversora 6 del circuito principal y la corriente de fase del motor 5 tienen continuidad con independencia de la conmutación del eje de control para conmutar suavemente el eje de coordenadas.

El ajuste es realizado usando la siguiente ecuación (9). El integrador es inicializado partiendo del control en bucle cerrado sobre la base de los valores ajustados de los voltajes y corrientes del eje r y del eje δ .

20 La inicialización del integrador mantiene la continuidad en el voltaje de salida de la parte inversora 6 del circuito principal y la corriente de fase del motor 5 para continuar la suave operación de control incluso si el eje de control es conmutado bruscamente como muestra el punto de tiempo de conmutación de la figura 15.

[Fórmula 4]

25

$$\begin{bmatrix} V_m \\ V_{\delta n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\Delta\theta) & \text{sen}(\Delta\theta) \\ -\text{sen}(\Delta\theta) & \cos(\Delta\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ro} \\ V_{\delta o} \end{bmatrix} \dots \quad (9)$$

30 El control es conmutado al bucle cerrado donde la diferencia entre el eje de control y el eje de rotación del motor en el estado de bucle abierto es fijada como el valor inicial. Esto puede conmutar suavemente la operación desde la activación en bucle abierto a la activación sin sensor de posición en el bucle cerrado a través del proceso arbitrario sin sensor de posición en lugar del exclusivo para el condensador con pequeña capacitancia que origina pulsación del voltaje de CC.

35 Se ponen en marcha el ajuste de los ejes de voltaje/corriente tras la conmutación del eje de control desde el bucle abierto al bucle cerrado, y la activación sin sensor de posición del bucle cerrado que tiene el valor ajustado como el valor inicial del integrador usado para el control. Esto hace posible ejecutar el control para reducir el contenido de armónicos de la corriente de entrada mientras se activa el motor 5 bajo el proceso arbitrario sin sensor de posición en lugar de exclusivamente para el condensador con pequeña capacitancia que tiene la pulsación del voltaje de CC.

40 La figura 17 muestra los valores de comando de corriente del eje r y del eje δ tras la conmutación del control desde el bucle abierto al bucle cerrado.

El valor de corriente del eje ajustado es introducido en el integrador de la unidad 26 de generación de comando de corriente como el valor inicial. El motor 5 es operado en el estado excesivamente magnetizado bajo el control en bucle abierto. En el punto del tiempo para conmutar el control desde el bucle abierto al bucle cerrado, la corriente excesiva fluye en el eje r como el eje de contenido del flujo magnético.

45 Cuando se utiliza el motor de imanes permanentes como el motor 5, la corriente de eje r es llevada generalmente a negativa para realizar la operación de debilitamiento de campo.

50 Haciendo referencia a la figura 17, el valor de comando de corriente en el eje r es fijado en 0 tras la operación de conmutación, y el valor de comando de corriente en el eje δ es fijado en el valor escalar de la corriente bajo el control en bucle abierto para mantener la continuidad de la corriente.

Esto reduce momentáneamente la corriente que circula hacia el motor 5 de modo que se completa momentáneamente la transición al control sin sensor de posición en el estado de bucle cerrado.

55 El valor de comando de corriente del eje r puede ser fijado en 0, y el valor de comando de corriente del eje δ puede ser el correspondiente a 75% del valor escalar de la corriente bajo el estado de bucle cerrado.

Aunque la corriente fluctúa ampliamente de manera momentánea desde el aspecto de la continuidad de la corriente, el periodo durante el cual es ejecutado el control en bucle abierto es fijado en consideración con el estado excesivamente magnetizado, ya que el comando de corriente se fija en 0 tras el control en bucle abierto.

60 El lado del eje r es fijado en 0 en el estado excesivamente magnetizado, y el rizado tras la aceleración en el estado de bucle cerrado puede ser suprimido reduciendo el comando de corriente para aliviar el estado magnetizado del lado del eje δ . Es efectivo fijar el valor de comando de la corriente del eje δ en el valor de 75% del valor escalar de la

corriente en el estado de bucle abierto.

5 Cuando el valor ajustado de la corriente en el eje tras la conmutación del control desde el bucle abierto al bucle cerrado se fija en el valor inicial para el comando de corriente, el motor 5 es operado en el estado excesivamente magnetizado. En consideración con el estado anteriormente mencionado, el valor inicial del valor de comando de la corriente es fijado en el valor menor que el valor ajustado de tal manera que se puede realizar suave y rápidamente la transición al bucle cerrado. La aceleración de la activación sin sensor de posición en el estado de bucle cerrado puede ser realizada sin el rizado de velocidad.

10 Como muestra la ecuación (1), cuando se utiliza el motor de imanes permanentes como el motor 5, el valor del eje δ influye en el valor del eje r , y viceversa, es decir, ocurre interferencia mutua.

La interferencia mutua lleva el control al estado inestable. La salida de la unidad de control de corriente es compensada para suprimir la interferencia mutua anteriormente citada. La estructura anteriormente mencionada no deteriora el efecto de la presente invención.

15 De acuerdo con la tercera realización, la unidad de control 10 incluye una unidad 27 de estimación de posición basada en la corriente que circula hacia el motor 5 y el voltaje aplicado al motor 5. Tras la activación del motor 5, la unidad 21 de conversión de coordenadas realiza una operación en bucle abierto para una transformación de coordenadas sobre la base de la corriente de fase del motor 5, y realiza además una operación en bucle cerrado para la transformación de coordenadas en una fase estimada por la unidad 27 de estimación de posición después de que la velocidad de rotación del motor 5 alcanza un valor predeterminado.

20 En la región de velocidad de rotación considerablemente baja es ejecutada, con dificultad de ejecución del control sin sensor, se ejecuta el control en bucle abierto. El control es conmutado desde el bucle abierto al bucle cerrado cuando la velocidad de rotación alcanza el valor predeterminado o mayor, permitiendo así la suave operación de control.

25 La unidad 21 de conversión de coordenadas calcula un valor de diferencia entre una fase después de la transformación de coordenadas del voltaje aplicado al motor 5 y una fase de rotación del motor 5, y corrige un ángulo de coordenadas de rotación antes de iniciar la transformación de coordenadas usando el valor de diferencia para iniciar la transformación de coordenadas en la fase estimada por la unidad 27 de estimación de posición.

30 La discontinuidad de los valores tras la conmutación del control desde el bucle abierto al bucle cerrado puede ser corregida para superar la perturbación causada por la ejecución del control en bucle abierto y el control en bucle cerrado simultáneamente.

35 En el caso en que la unidad de control 10 o la unidad incluida en la misma realiza un cálculo de control que incluye un control integral, cuando la unidad 21 de conversión de coordenadas comienza la transformación de coordenadas en la fase estimada por la unidad 27 de estimación de posición, se realiza un cálculo para ajustar el voltaje o la corriente después de haber realizado la transformación de coordenadas del voltaje aplicado al motor 5 con una matriz de rotación basada en el valor de diferencia, y se inicializa un calculador para realizar el control integral usando el voltaje ajustado o la corriente ajustada.

40 Esto hace posible evitar el riesgo de arruinar el control integral tras la conmutación del control desde el bucle abierto al bucle cerrado, proporcionando de ese modo el cálculo de control estable.

45 Cuando el calculador para realizar el control integral es inicializado usando la corriente ajustada, entre los valores de comando 25 de la corriente, se fija en 0 un contenido correspondiente a un eje del flujo magnético, y un contenido correspondiente a un eje del par se fija en un valor escalar de la corriente antes de la inicialización del integrador.

La corriente que circula hacia el motor 5 puede ser reducida momentáneamente para completar la transición al modo sin sensor de posición momentáneamente en el estado de bucle cerrado.

50 El valor de comando de corriente de eje r se fija en 0, y el valor de comando de corriente de eje δ se fija en el valor que es 75% del valor escalar de la corriente en el estado de bucle abierto para suprimir el rizado tras la aceleración en el estado de bucle cerrado.

La unidad de control 10 controla para compensar contenidos de interferencia de ejes del motor 5 hacia una salida de la unidad 22 de control de corriente.

55 Esto hace posible suprimir la generación de la interferencia mutua, mejorando así la estabilidad de control.

Cuarta realización

Un compresor de acuerdo con la cuarta realización es activado por operación del motor activado por el activador de motor según se ha descrito en las realizaciones primera y tercera.

60 Cuando se utiliza el compresor de acuerdo con la cuarta realización como el sistema de acondicionamiento de aire, toda la estructura se puede hacer compacta usando al condensador de filtración 4 con pequeña capacitancia, o sin usar tal condensador de filtración 4, proporcionando de ese modo la estructura compacta y de bajo coste.

65 El contenido de armónicos de la corriente de entrada puede ser reducido. Esto hace posible proporcionar el sistema de acondicionamiento de aire de acuerdo con la regulación con respecto a la corriente de armónico en el lugar en que se espera que sea instalado el sistema de acondicionamiento de aire.

Entre los componentes que constituyen el activador de motor de acuerdo con las realizaciones primera a cuarta, el componente referido como la "unidad" puede estar formado de uno cualquiera de entre dispositivo, equipo, circuito, programa o programa/CPU correspondiente al mismo.

5

REIVINDICACIONES

1. Un activador de motor que comprende:

5 una unidad de rectificación (3) para rectificar un voltaje de CA procedente de una fuente (1) de CA en un voltaje de CC;
 una unidad (6) de conversión de potencia para convertir la salida de voltaje de CC de la unidad de
 rectificación (3) en el voltaje de CC para ser aplicado a un motor (5); y
 10 una unidad de control (10) para controlar el voltaje aplicado al motor (5) procedente de la unidad (6) de conversión de potencia, en el que:
 la unidad de control (10) incluye una unidad (23) de limitación de voltaje de salida que ejecuta un control de tal manera que un valor escalar del voltaje aplicado al motor (5) resulta igual o menor que un voltaje de salida máximo definido por la salida de voltaje de CC de la unidad de rectificación (3);
 una magnitud de un voltaje limitado por la unidad (23) de limitación de voltaje de salida es realimentada a la
 15 unidad de control (10);
 la unidad de control (10) incluye una unidad (22) de control de corriente que recibe un valor de comando de una corriente aplicada al motor (5), y da salida a un valor de comando de un voltaje aplicado al motor (5) sobre la base del valor de comando de la corriente; y
 la unidad (23) de limitación de voltaje de salida recibe el valor de comando del voltaje procedente de la unidad
 20 (22) de control de corriente, calcula el valor escalar del valor de comando del voltaje y limita el voltaje aplicado al motor (5) cuando el valor escalar excede del voltaje de salida máximo definido por la salida de voltaje de CC de la unidad de rectificación (3);
caracterizado porque la unidad (22) de control de corriente incluye un integrador, y calcula el valor de comando del voltaje permitiendo que el integrador realice un cálculo de control que incluye un control integral para darle salida;
 25 la unidad (23) de limitación de voltaje de salida realimenta la magnitud de limitación de voltaje a la unidad (22) de control de corriente; y
 la unidad (22) de control de corriente substraer la cantidad de limitación de voltaje realimentada por la unidad (23) de limitación de voltaje de salida de un valor de salida del integrador.

2. El activador de motor de acuerdo con la reivindicación 1, en el que:

35 la unidad (23) de limitación de voltaje de salida realiza la limitación sólo cuando el valor escalar del valor de comando del voltaje excede el voltaje de salida máximo definido por la salida de voltaje de CC de la unidad de rectificación (3), y realimenta la cantidad de limitación de voltaje a la unidad (22) de control de corriente; y
 la unidad (22) de control de corriente realiza la substracción sólo cuando recibe la realimentación de la cantidad de limitación de voltaje procedente de la unidad (23) de limitación de voltaje de salida.

40 3. El activador de motor de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 2, en el que la unidad (22) de control de corriente da salida al valor de comando del voltaje de tal manera que la forma de onda de la corriente que circula hacia el motor (5) resulta similar a la del voltaje de CA de la fuente (1) de CA.

4. Un activador de motor que comprende:

45 una unidad de rectificación (3) para rectificar un voltaje de CA de una fuente (1) de CA a un voltaje de CC;
 una unidad (6) de conversión de potencia para convertir la salida de voltaje de CC de la unidad de rectificación (3) en el voltaje de CA para ser aplicado al motor (5); y
 una unidad de control (10) para controlar el voltaje aplicado al motor (5) desde la unidad (6) de conversión de potencia, en el que:
 50 la unidad de control (10) incluye una unidad (23) de limitación de voltaje de salida que ejecuta un control de tal manera que un valor escalar del voltaje aplicado al motor (5) resulta igual o menor que un voltaje de salida máximo definido por la salida de voltaje de CC procedente de la unidad de rectificación (3);
 una cantidad de un voltaje limitado por la unidad (23) de limitación de voltaje de salida es realimentada a la unidad de control (10);
 55 la unidad de control (10) calcula el valor de comando de la corriente de manera que se mantenga constante una cantidad de flujo magnético total del motor (5);
 la unidad de control (10) incluye una unidad (26) de generación de comando de corriente que recibe un valor de comando de un flujo magnético del motor (5) para calcular el valor de comando de la corriente de manera que se mantenga constante la cantidad de flujo magnético total del motor (5); y
 60 la unidad (26) de generación de comando de corriente calcula una magnitud de caída de voltaje causada por una resistencia de fase basada en la resistencia de fase y la corriente de fase del motor (5), y calcula la cantidad de flujo magnético total sobre la base de la diferencia entre el voltaje aplicado al motor (5) y la magnitud de caída de voltaje;
caracterizado porque es proporcionado un desplazamiento predeterminado para una fase correspondiente
 65 un punto de paso por cero de la fuente (1) de potencia cuando la unidad (26) de generación de comando de

- corriente calcula el valor de comando de la corriente, y la unidad 26 de generación de comando de corriente hace disminuir una amplitud del valor de comando de la corriente en una tasa predeterminada de manera que sea desplazada con un valor predeterminado para calcular el valor de comando de la corriente, y calcula para corregir el valor de comando de la corriente de manera que resulte el mismo que el valor de comando antes del desplazamiento en una fase correspondiente a un punto de pico de la fuente (1) de potencia.
- 5
5. El activador de motor de acuerdo con la reivindicación 4, en el que el valor de comando del flujo magnético del motor (5) es disminuido al resultar elevada la velocidad de rotación del motor (5).
- 10
6. El activador de motor de acuerdo con la reivindicación 5, en el que se fija un valor de limitación inferior predeterminado para el valor de comando del flujo magnético del motor (5).
- 15
7. El activador de motor de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6, en el que:
- la unidad de control (10) incluye una unidad (21) de conversión de coordenadas para transformar una corriente de fase del motor (5), detectada por el detector de corriente de fase, en un sistema de coordenadas ortogonal biaxial;
- 20
- la unidad (21) de conversión de coordenadas da salida a un valor de corriente de coordenadas transformadas hacia la unidad (22) de control de corriente; y
- la unidad (22) de control de corriente da salida al valor de comando del voltaje sobre la base del valor de comando de la corriente de coordenadas transformadas y una salida de la unidad (21) de conversión de coordenadas.
- 25
8. El activador de motor de acuerdo con la reivindicación 7, en el que la unidad (22) de control de corriente da salida a valores de comando de los dos ejes de coordenadas transformados en coordenadas para dar salida al valor de comando del voltaje; y la unidad (23) de limitación de voltaje de salida limita el voltaje aplicado al motor (5) sobre la base del valor de comando del voltaje.
- 30
9. El activador de motor de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8, en el que la unidad de control (10) compensa un valor de detección de la fase de la fuente (1) de potencia de CA o un valor de detección de una fase de rotación del motor (5) para avanzar en una magnitud angular de fase correspondiente a la mitad de un ciclo de muestreo de la unidad de control (10).
- 35
10. El activador de motor de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 7 a 9, en el que la unidad de control (10) incluye una unidad (27) de estimación de posición que estima la fase de rotación del motor (5) sobre la base de la corriente que circula hacia el motor (5) y el voltaje aplicado al motor (5).
- 40
11. El activador de motor de acuerdo con la reivindicación 10, en el que la unidad (21) de conversión de coordenadas realiza una transformación de coordenadas tras la activación del motor (5) basándose en la corriente de fase del motor (5), y realiza además la transformación de coordenadas en una fase estimada por la unidad (27) de estimación de posición después de que la velocidad de rotación del motor (5) alcanza un valor predeterminado.
- 45
12. El activador de motor de acuerdo con la reivindicación 11, en el que la unidad (21) de conversión de coordenadas calcula un valor de diferencia entre una fase después de la transformación de coordenadas del voltaje aplicado al motor (5) y una fase de rotación del motor (5), y corrige un ángulo de coordenadas de rotación antes de iniciar la transformación de coordenadas usando un valor de diferencia para iniciar la transformación de coordenadas en la fase estimada por la unidad (27) de estimación de posición.
- 50
13. El activador de motor de acuerdo con la reivindicación 12, en el que:
- en el caso en que la unidad de control (10) o la unidad incluida en ella realiza un cálculo de control que incluye un control integral, cuando la unidad (21) de conversión de coordenadas inicia la transformación de coordenadas en la fase estimada por la unidad (27) de estimación de posición, se realiza un cálculo para ajustar el voltaje o la corriente después de transformar las coordenadas del voltaje aplicado al motor (5), con una matriz de rotación basada en el valor de diferencia, y una calculadora para realizar el control integral es inicializada usando el voltaje ajustado o la corriente ajustada.
- 55
14. El activador de motor de acuerdo con la reivindicación 13, en el que cuando la calculadora para realizar el control integral es inicializada usando la corriente ajustada, entre los valores de comando de la corriente, se fija en 0 un contenido correspondiente a un eje de flujo magnético, y un contenido correspondiente a un eje del par se fija en un valor escalar de la corriente antes de la inicialización del integrador.
- 60
15. El activador de motor de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 14, en el que la unidad de
- 65

control (10) controla para compensar contenidos de interferencia de ejes del motor (5) en una salida de la unidad (22) de control de corriente.

- 5 16. El activador de motor de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 15 para controlar el motor (5), que satisface la siguiente ecuación (1):

$$\Phi \leq 20 \times (Lq - Ld) \dots (1)$$

- 10 Φ : constante de voltaje inducido de un motor
Ld: inductancia de eje d
Lq: inductancia de eje q

- 15 17. El activador de motor de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones a 1 a 16, en el que un condensador (4) para filtrar el voltaje rectificado por la unidad de rectificación (3) está conectado a un lado de salida de la unidad de rectificación (3); y una capacitancia del condensador (4) es reducida a un nivel para originar un rizado de la fuente de potencia que pulsa o fluctúa ampliamente a una frecuencia doble de la frecuencia de la fuente (1) de CA.

- 20 18. El activador de motor de acuerdo con la reivindicación 17, en el que una bobina (2) está dispuesta entre el condensador (4) y la fuente (1) de CA.

19. El activador de motor de acuerdo con la reivindicación 18, en el que una frecuencia de resonancia del condensador (4) y de la bobina (2) resulta 41 veces superior a la frecuencia de la fuente (1) de CA.

- 25 20. El activador de motor de acuerdo con la reivindicación 1, que comprende además un detector de corriente de fase para detectar una corriente de fase que circula hacia el motor (5), en el que la unidad (22) de control de corriente da salida a un valor de comando del voltaje aplicado al motor (5) sobre la base del valor de comando de la corriente y una salida del detector de corriente de fase.

- 30 21. El activador de motor de acuerdo con la reivindicación 3, que comprende además un detector (9) de fase de fuente de potencia para detectar una fase de la fuente (1) de potencia de CA, en el que:

35 la unidad de control (10) genera una forma de onda sinusoidal que es similar a la del voltaje de CA procedente de la fuente (1) de CA sobre la base de la fase de la fuente (1) de CA detectada por el detector (9) de fase de la fuente de potencia; y el valor de comando de la corriente está multiplicado por la forma de onda sinusoidal para que se le dé salida hacia la unidad (22) de control de corriente.

- 40 22. Un accionamiento de compresor que comprende:

el activador de motor de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 21; y un motor activado por el activador de motor, en el que un compresor es accionado por el motor.

FIG. 1

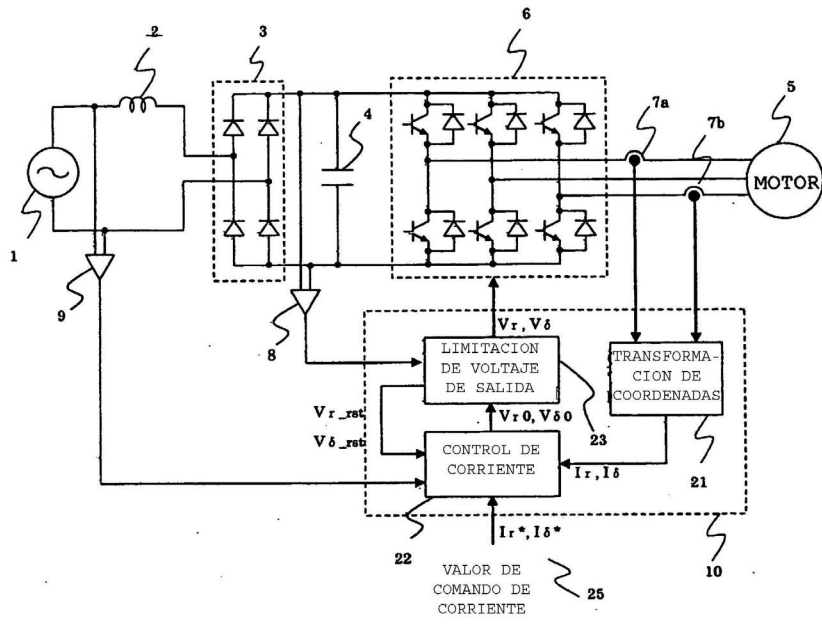


FIG. 2

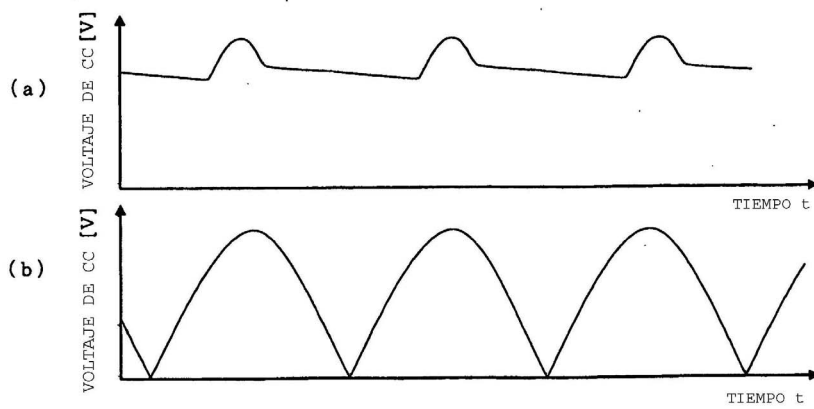


FIG. 3

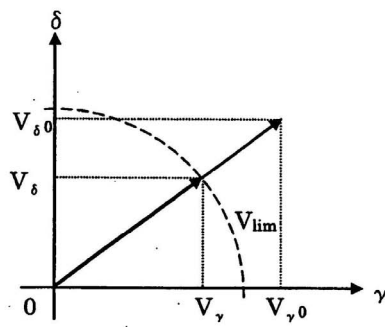


FIG. 4

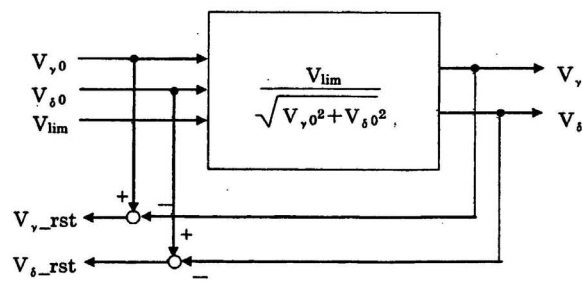


FIG. 5

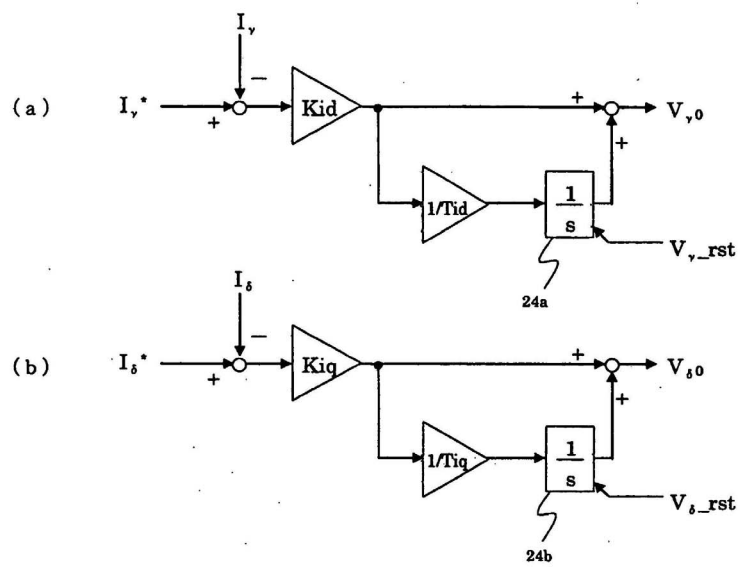


FIG. 6

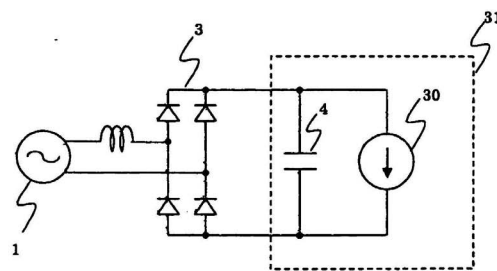


FIG. 7

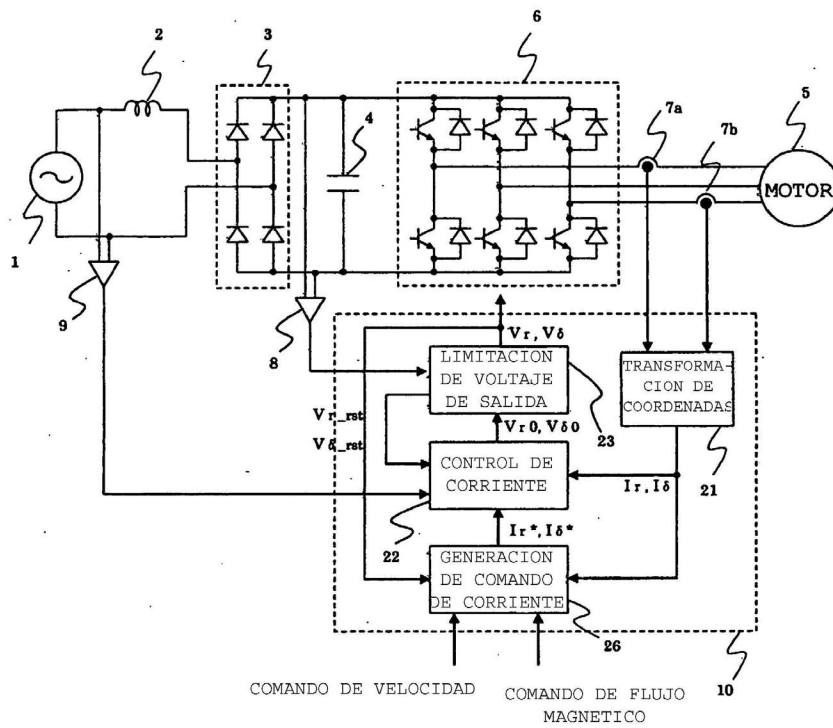


FIG. 8

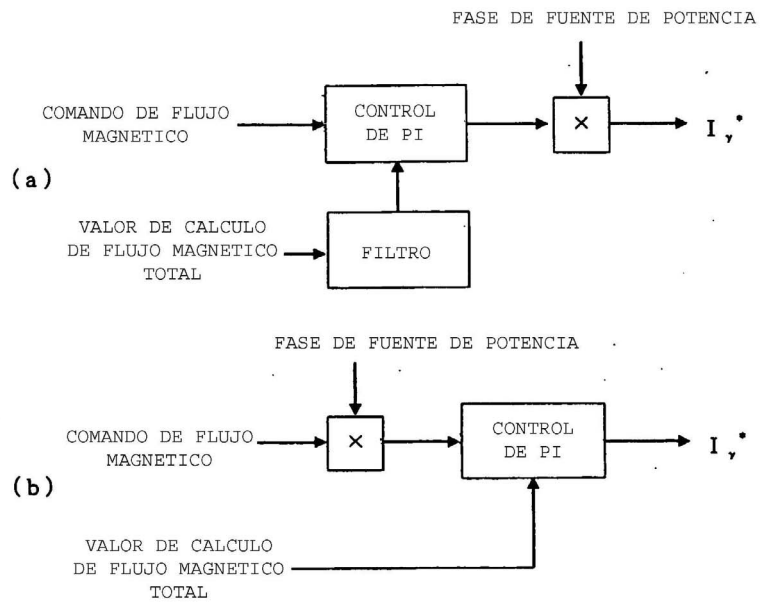


FIG. 9

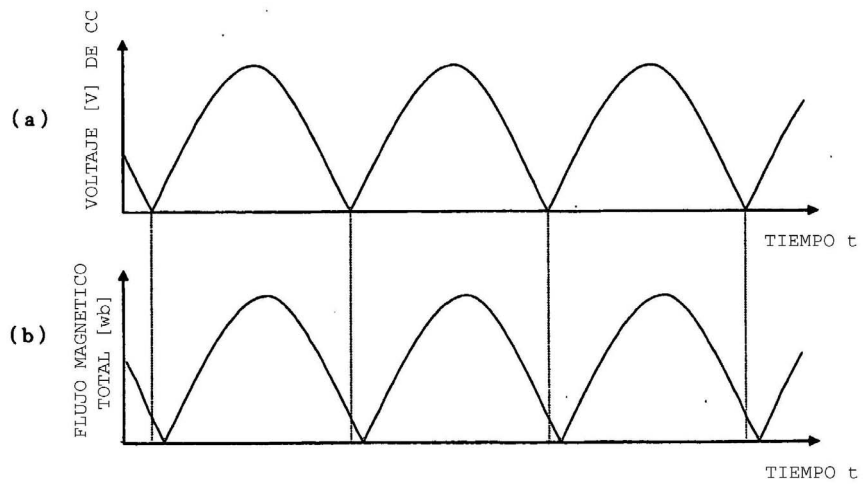


FIG. 10

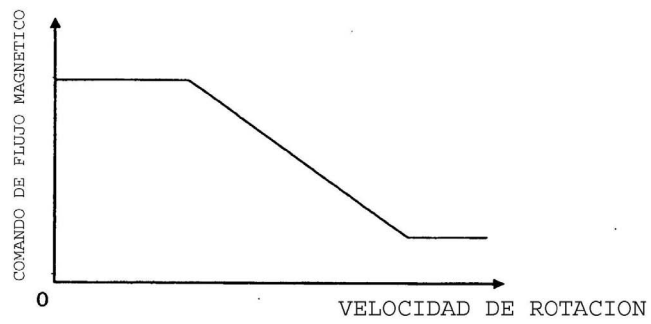


FIG. 11

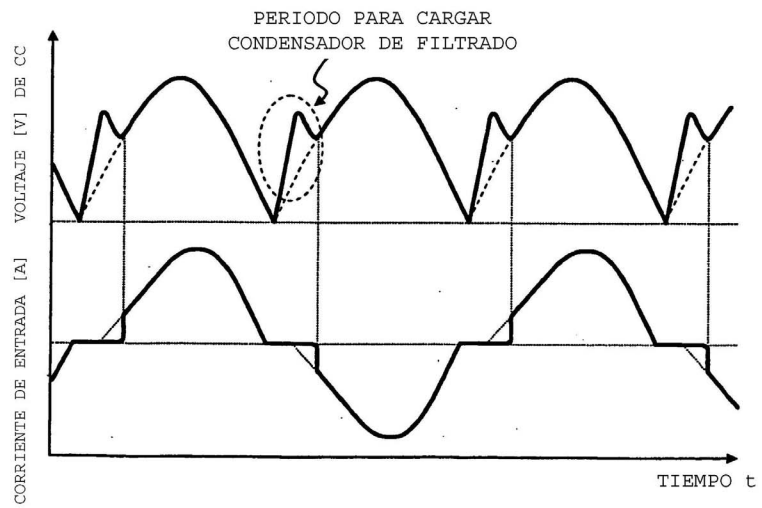


FIG. 12

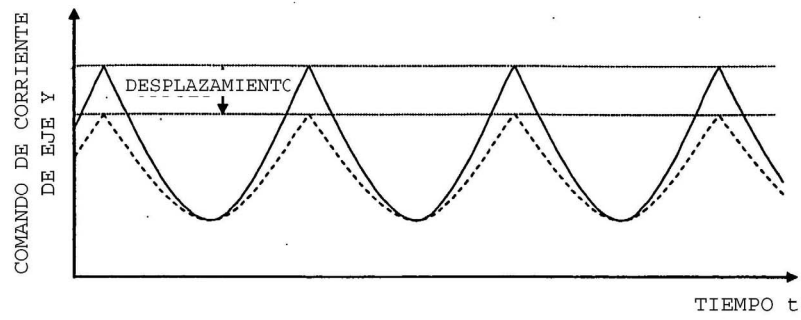


FIG. 13

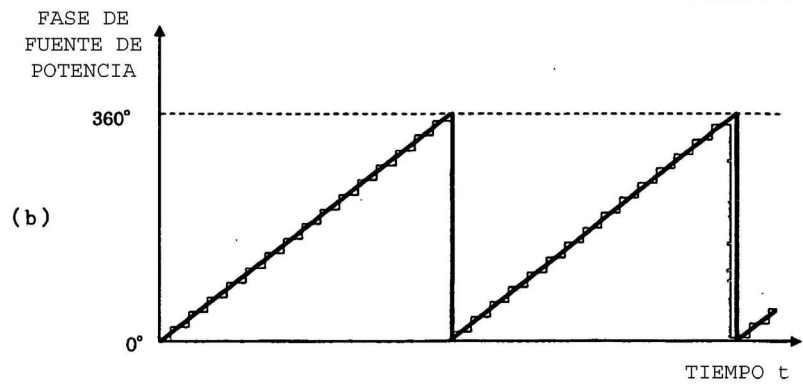
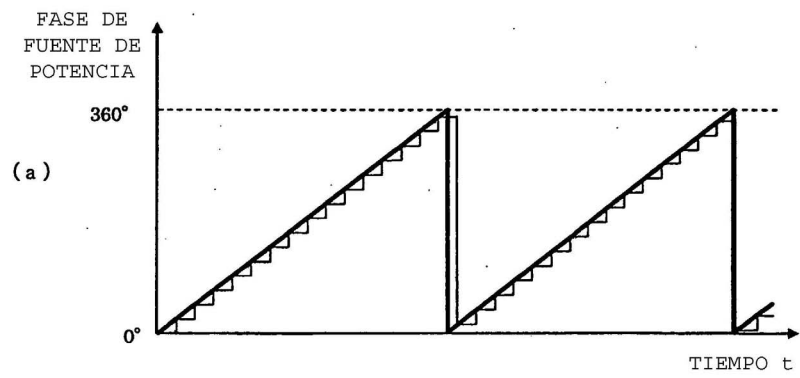


FIG. 15

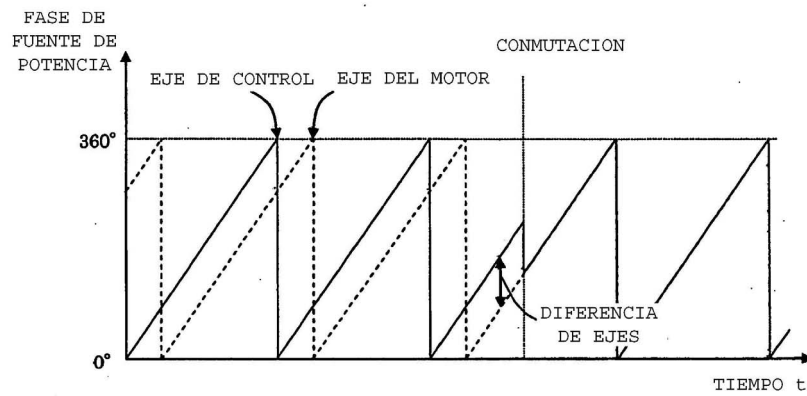


FIG. 16

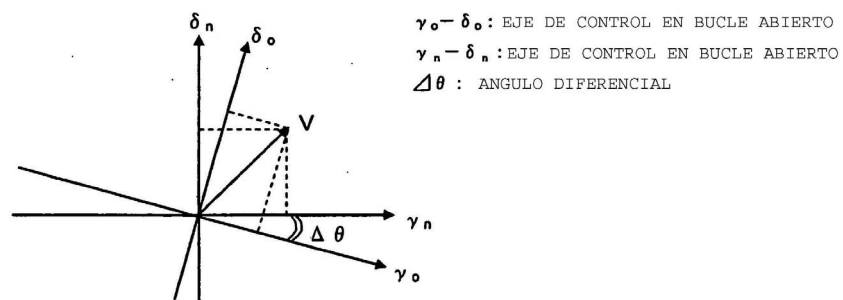


FIG. 17

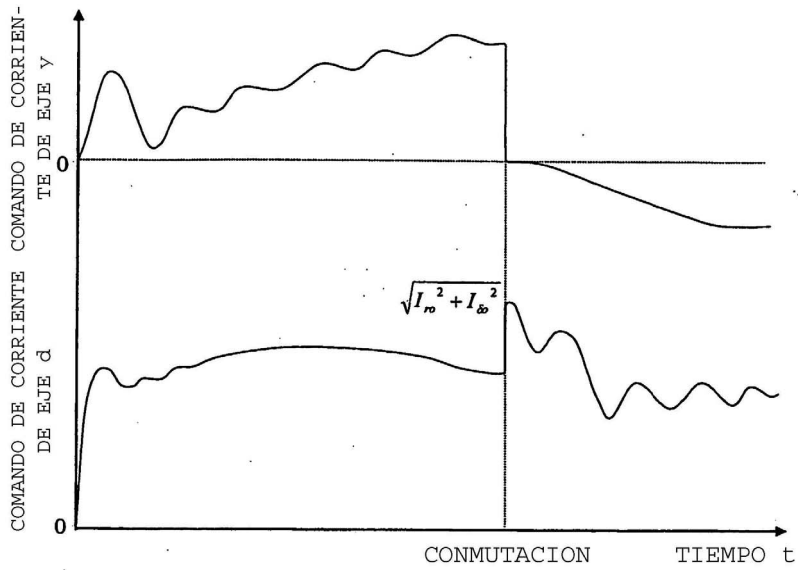


FIG. 18

