

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 518 941**

51 Int. Cl.:

**H02P 6/10** (2006.01)

**H02P 6/18** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **25.05.2004 E 04012314 (3)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **27.08.2014 EP 1482632**

54 Título: **Controlador de motor de CC sin escobillas**

30 Prioridad:

**26.05.2003 JP 2003147791**

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

**06.11.2014**

73 Titular/es:

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

72 Inventor/es:

**HASEGAWA, HIROKI;  
HIGASHI, MITSUhide y  
TANI, YUUJI**

74 Agente/Representante:

**ROEB DÍAZ-ÁLVAREZ, María**

**ES 2 518 941 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**

Controlador de motor de CC sin escobillas.

**5 ANTECEDENTES DE LA INVENCION**

Campo de la invención

La presente invención se refiere a un controlador de un motor de CC sin escobillas.

10

Descripción de la técnica anterior

Convencionalmente, como procedimiento para proporcionar un sistema de control de inversor en el que no existe una región libre en una región de funcionamiento de un motor eléctrico tal como un motor de CC sin escobillas y sin  
 15 sensores, y un funcionamiento estable se lleva a cabo en una región completa del número de revoluciones, en un sistema de control de inversor que comprende un motor eléctrico que incluye un rotador que presenta una pluralidad de polos magnéticos, un inversor que aplica una tensión de salida de inversor, que depende de una señal de activación, al motor eléctrico con el fin de activar el motor eléctrico, un circuito de detección de posición polar magnética que detecta una posición del polo magnético del motor eléctrico y un controlador de inversor que genera  
 20 una señal de activación que depende de la posición del polo magnético y una frecuencia de portadora predeterminada y que la transmite al inversor, se considera un controlador de inversor que varía la frecuencia de portadora predeterminada a otra frecuencia de portadora y que genera la señal de activación cuando la frecuencia de portadora predeterminada pasa a ser un múltiplo integral de una frecuencia de la tensión de salida de inversor, o un controlador de inversor que varía la frecuencia de portadora predeterminada a otra frecuencia de portadora que  
 25 se fija para corresponderse con una relación predeterminada y que genera la señal de activación cuando el número de revoluciones del motor eléctrico calculado según la posición del polo magnético y la frecuencia de portadora predeterminada pasan a ser la relación predeterminada. Además, según un procedimiento de control que también se ha diseñado, cuando un estado en el que una frecuencia de portadora predeterminada que coincide con un múltiplo integral de una frecuencia de una tensión de salida de inversor pasa a un estado en el que la frecuencia de  
 30 portadora predeterminada no coincide con el múltiplo integral de la frecuencia de la tensión de salida de inversor, la frecuencia de portadora predeterminada varía a otra frecuencia de portadora fijada en función del estado, generándose entonces una señal de activación (véase el documento de patente 1: publicación de patente japonesa pendiente de examen n.º 2002-101684 ([0015] a [0024] y la fig. 1, por ejemplo)).

35 Además, como procedimiento para seleccionar una frecuencia de portadora apropiada con el fin de impedir una oscilación o ruido, se ha diseñado un procedimiento de control para hallar con anterioridad de manera experimental características de una frecuencia de portadora óptima para el número de revoluciones y de tenerlas disponibles como una base de datos en un circuito de conmutación de frecuencia de portadora. Según un enfoque que muestra un ejemplo de un patrón de control de la frecuencia de portadora, la frecuencia de portadora se fija a un valor  
 40 elevado en una región con un número de revoluciones relativamente bajo y la frecuencia de portadora se fija a un valor reducido en una región en la que el número de revoluciones es diferente al anterior. Además, según otro ejemplo de un patrón de control de la frecuencia de portadora, existe un ejemplo en el que la frecuencia de portadora en la región del bajo número de revoluciones se fija a un valor elevado y permanece constante, y la frecuencia de portadora se reduce linealmente hacia una región de revoluciones a alta velocidad diferente a la  
 45 anterior; como otro ejemplo, la frecuencia de portadora se fija a un valor elevado en la región del bajo número de revoluciones y la frecuencia de portadora se reduce a medida que el número de revoluciones aumenta de manera escalonada. Sus patrones de control se han diseñado como un procedimiento para impedir la resonancia que se genera cuando el número de revoluciones coincide con la frecuencia de portadora (véase el documento de patente 2: publicación de patente japonesa pendiente de examen n.º 2002-186787 ([0052] a [0054] y la fig. 1, por ejemplo)).

50

Según la publicación de patente japonesa pendiente de examen n.º 2002-101684, cuando una frecuencia de portadora pasa a ser una relación predeterminada del número de revoluciones del motor o una frecuencia de una tensión de salida de inversor, una frecuencia de portadora predeterminada varía a otra frecuencia de portadora que se fija para corresponderse con la relación predeterminada, generándose una señal de activación. Sin embargo,  
 55 puesto que no hay margen en el número de revoluciones cuando la frecuencia de inversor pasa a ser la relación predeterminada ni en el número de revoluciones en el momento de la resonancia, la oscilación y el ruido aumentan. Además, según la relación predeterminada, aunque solo se define como un múltiplo integral, su fórmula o su base numérica no se tienen en cuenta en absoluto, de modo que su obtención es inadecuada para diseñar de manera óptima el número de revoluciones del motor y la frecuencia de portadora.

Según la publicación de patente japonesa pendiente de examen n.º 2002-186787, puesto que las características de la frecuencia de portadora óptima para el número de revoluciones solo se obtienen de manera experimental, las características de la frecuencia de portadora óptima para el número de revoluciones no son claras. Además, aunque se muestra el ejemplo en el que la frecuencia de portadora aumenta en una región en la que el número de revoluciones del motor está a baja velocidad y la frecuencia de portadora disminuye a medida que el número de revoluciones aumenta según el ejemplo del patrón de control de la frecuencia de portadora, cuando un dispositivo de baja velocidad se usa en la región en la que el número de revoluciones está a una velocidad relativamente alta, la precisión de la detección posicional disminuye y el control se vuelve inestable. Como resultado, tiene que usarse un dispositivo caro de alta velocidad. Además, puesto que la frecuencia de portadora aumenta en la región en la que el número de revoluciones del motor está a una velocidad relativamente baja, la eficacia del inversor se degrada y el ruido aumenta.

En el documento JP 2000 083 396 se describe un procedimiento de activación de un motor sin escobillas. Un engranaje de activación de motor sin escobillas suministra potencia a una bobina trifásica mediante un control PWM de un elemento de conmutación de una parte de inversor. En el engranaje de activación de motor sin escobillas, el procedimiento de activación del motor sin escobillas introduce una frecuencia de portadora para el control PWM del elemento de conmutación como un parámetro de una parte de fijación de parámetros para el control PWM del elemento de conmutación mediante la frecuencia de portadora. Aquí, un microordenador controla mediante PWM seis elementos de conmutación de activación generando una frecuencia de portadora seleccionada en la parte de fijación de parámetros. Por tanto, el procedimiento de activación del documento JP 2000 083 396 tiene como objetivo proporcionar un procedimiento de activación de un motor sin escobillas capaz de evitar la resonancia con un equipo montado y de suprimir el ruido y el aumento de la temperatura.

## 25 RESUMEN DE LA INVENCION

La presente invención se ha realizado para solucionar los problemas anteriores y es un objeto de la presente invención implementar fácilmente un funcionamiento estable en una región completa del número de revoluciones, incluso cuando se usa un dispositivo de baja velocidad, exponiendo de manera concisa un mecanismo de una relación entre el número de revoluciones y una frecuencia de portadora en la que un motor de CC sin escobillas se vuelve inestable, y expresando matemáticamente el número de revoluciones y la frecuencia de portadora en la que se vuelve inestable.

Este objeto se consigue según la presente invención mediante un controlador de un motor de CC sin escobillas como el descrito en la reivindicación 1 adjunta.

Un mecanismo de los problemas anteriores se examina con referencia a las figs. 1 a 6. La fig. 1 es un diagrama básico de bloques de control de activación de un motor de CC sin escobillas, que consiste en un motor de CC sin escobillas 11, en medios de conversión CC/CA 12 que comprenden un elemento de conmutación para convertir una tensión de CC en una tensión de CA en función de una señal PWM mediante la apertura y el cierre del elemento de conmutación y para suministrarla al motor de CC sin escobillas 11, en medios de detección de fuerza contraelectromotriz 13 para detectar una fuerza contraelectromotriz del motor de CC sin escobillas 11, en medios de control de tensión 14 para proporcionar una forma de onda de tensión basada en información de posición polar magnética proporcionada por los medios de detección de fuerza contraelectromotriz 13, y en medios de control PWM 15 para generar una señal PWM basada en una salida de los medios de control de tensión 14.

El motor de CC sin escobillas 11 comprende un rotador que presenta una pluralidad de polos magnéticos y una pluralidad de devanados de estator que generan un campo magnético en el rotador, y los medios de detección de fuerza contraelectromotriz 13 toman la fuerza contraelectromotriz generada en los devanados de estator mediante la rotación del rotador del motor de CC sin escobillas 11 y proporcionan a los medios de control de tensión 14 información de la posición polar magnética e información sobre el número de revoluciones obtenido en función de la variación de la fuerza contraelectromotriz, es decir, una variación de la posición polar magnética del rotador. Los medios de control PWM 15 proporcionan a los medios de conversión CC/CA 12 la señal PWM que depende de la salida de la forma de onda de tensión de los medios de control de tensión 14, de modo que el motor de CC sin escobillas 11 se controla mediante la tensión de CA generada.

En este caso se sabe que una frecuencia de portadora de la señal PWM (denominada en lo sucesivo frecuencia de portadora) afecta a la forma de onda de fuerza contraelectromotriz del motor de CC sin escobillas 11 y también afecta a la precisión de la detección de la posición polar magnética del rotador del motor de CC sin escobillas 11. En

particular, cuando el número de revoluciones  $f_m$  del motor de CC sin escobillas 11 que presenta polos magnéticos, cuyo número es "n" (denominado en lo sucesivo número de revoluciones), y la frecuencia de portadora  $f_c$  se implementan de modo que  $f_m = f_c \times 2 / (3 \cdot n \cdot m)$  (m es un número natural), es decir, cuando el número de revoluciones y la frecuencia de portadora pasan a ser un número de revoluciones sincronizado (denominado en lo

5 sucesivo número de revoluciones sincronizado 41), se produce un fenómeno en el que incluso cuando el rendimiento de la señal PWM aumenta o disminuye, una fase de la señal de activación PWM no varía y el número de revoluciones ni aumenta ni disminuye. Por consiguiente, cuando cambia con respecto al número de revoluciones sincronizado 41, puesto que la fase de la señal PWM varía en un estado en el que el rendimiento de la señal PWM es grande o pequeño, el número de revoluciones aumenta o disminuye repentinamente. Como resultado se produce

10 un fenómeno en el que el control del número de revoluciones del motor de CC sin escobillas 11 se vuelve inestable.

El funcionamiento en el número de revoluciones sincronizado 41 se muestra en la fig. 2, en un caso de troceado alterno PWM de ramas superior e inferior, y en la fig. 4, en un caso de troceado PWM de rama superior. En una sección 21 del primer ángulo eléctrico de  $60^\circ$  en la fig. 2, los caracteres de referencia A, B, C, D y E designan formas

15 de onda de fuerza contraelectromotriz, los caracteres de referencia T0, T1, T2, T3, T4, T5, Ta, Tb, Tc, Td y Te designan el tiempo, donde Ta, Tb, Tc, Td y Te designan el tiempo en que las formas de onda de tensión de interés tienen el valor  $V_{DC} / 2$ , que es la mitad de la tensión de la tensión de CC 16 (lo que se denomina en lo sucesivo punto de cruce por cero), y los caracteres de referencia  $\phi_a$ ,  $\phi_2$ ,  $\phi_d$  y  $\phi_e$  designan el ángulo de fase. Además, en una sección 22 del siguiente ángulo eléctrico de  $60^\circ$ , los caracteres de referencia A', B', C', D' y E' designan formas de

20 onda de fuerza contraelectromotriz, los caracteres de referencia T0', T1', T2', T3', T4', T5', Ta', Tb', Tc', Td' y Te' designan el tiempo, donde Ta', Tb', Tc', Td' y Te' designan puntos de cruce por cero y los caracteres de referencia  $\phi_a'$ ,  $\phi_2'$ ,  $\phi_d'$  y  $\phi_e'$  designan el ángulo de fase.

Se describe un funcionamiento cuando  $f_m = f_c \times 2 / (3 \cdot n \cdot m)$  (m es un número natural) en el troceado alterno PWM

25 de ramas superior e inferior y m es un número impar. Puesto que el funcionamiento es el mismo cuando m es un número impar, se describe un caso en que  $m=5$ , especialmente aquí. En este caso, una señal PWM de rama superior 23 y una señal PWM de rama inferior 24 se generan comparando una tensión de indicación 25 proporcionada por los medios de control de tensión 14 con una señal de portadora 26. En la sección 21 del primer ángulo eléctrico de  $60^\circ$ , el punto de cruce por cero de la forma de onda de fuerza contraelectromotriz E se produce

30 en el tiempo  $T_e$  y el ángulo de fase  $\phi_e$  se proporciona hasta el cambio de fase. En la sección 22 del siguiente ángulo eléctrico de  $60^\circ$ , el punto de cruce por cero de la forma de onda de fuerza contraelectromotriz E' se produce en el tiempo  $T_e'$  y el ángulo de fase  $\phi_e'$  se proporciona hasta el cambio de fase. Aquí,  $\phi_e = \phi_e'$  conforme al algoritmo de control.

35 En este caso, cuando la forma de onda de fuerza contraelectromotriz E pasa a la forma de onda de fuerza contraelectromotriz D debido a un cambio de carga, o similar, del motor de CC sin escobillas 11, el punto de cruce por cero se produce en el tiempo  $T_d$  y el ángulo de fase es  $\phi_d$  en la sección 21 del primer ángulo eléctrico de  $60^\circ$ . En la sección 22 del siguiente ángulo eléctrico de  $60^\circ$ , según la forma de onda de fuerza contraelectromotriz D', el punto de cruce por cero se produce en el tiempo  $T_d'$ , el ángulo de fase es  $\phi_d'$  y  $\phi_d = \phi_d'$ , de modo que el tiempo  $T_5$  y  $T_5'$

40 del cambio de fase varían en función de la forma de onda de fuerza contraelectromotriz y no se produce ningún problema en vista del control. Esto es en el caso en que los puntos de cruce por cero de la forma de onda de fuerza contraelectromotriz D, la forma de onda de fuerza contraelectromotriz E, la forma de onda de fuerza contraelectromotriz D' y la forma de onda de fuerza contraelectromotriz E' existen en las regiones detectables de fuerza contraelectromotriz a27.

45 Por otro lado, en el caso de la forma de onda de fuerza contraelectromotriz B y la forma de onda de fuerza contraelectromotriz C, aunque los puntos de cruce por cero se producen originalmente en los tiempos  $T_b$  y  $T_c$  en la sección 21 del primer ángulo eléctrico de  $60^\circ$ , puesto que no existen en las regiones detectables de fuerza contraelectromotriz a27, los puntos de cruce por cero se estiman como el tiempo  $T_2$ . En general, se calcula en

50 muchos casos de manera que  $T_2 = (T_1 + T_3) / 2$  y  $T_3 \cdot T_2 = T_2 \cdot T_1$ . Por tanto, cuando el punto de cruce por cero existe en una región diferente a la región detectable de fuerza contraelectromotriz a27, incluso cuando la forma de onda de fuerza contraelectromotriz C pasa a la forma de onda de fuerza contraelectromotriz B debido a la variación de la carga de motor, o incluso cuando la forma de onda de fuerza contraelectromotriz B pasa a la forma de onda de fuerza contraelectromotriz C, el punto de cruce por cero se estima como el tiempo  $T_2$  y el ángulo de fase  $\phi_2$  se fija

55 independientemente de la forma de onda de fuerza contraelectromotriz original.

En la sección 22 del siguiente ángulo eléctrico de  $60^\circ$ , el ángulo de fase es tal que  $\phi_2 = \phi_2'$ . Por lo tanto, incluso cuando la forma de onda de fuerza contraelectromotriz varía, el tiempo en la sección 21 del primer ángulo eléctrico

de 60° y en la sección 22 del siguiente ángulo eléctrico de 60° no varía. En este momento, cuando la forma de onda pasa de la forma de onda de fuerza contraelectromotriz C a la forma de onda de fuerza contraelectromotriz B, el motor está en una condición de sobreexcitación, y cuando la forma de onda pasa de la forma de onda de fuerza contraelectromotriz B a la forma de onda de fuerza contraelectromotriz C, el motor está en una condición de campo débil. En la condición de sobreexcitación, la forma de onda de fuerza contraelectromotriz se adelanta en fase desde la forma de onda de corriente de fase, y en la condición de campo débil la forma de onda de fuerza contraelectromotriz se retarda en fase con respecto a la forma de onda de corriente de fase. En estas condiciones aumenta una corriente de pico, una oscilación y el ruido de la corriente de fase. Cuando pasa a este número de revoluciones sincronizado 41, incluso si la tensión de indicación 25 aumenta para incrementar el número de revoluciones, el número de revoluciones no aumenta siempre que el punto de cruce por cero esté en una región diferente a la región detectable de fuerza contraelectromotriz a27. Además, cuando la condición de sobreexcitación se acentúa y la forma de onda se convierte en la forma de onda de fuerza contraelectromotriz A a partir de la forma de onda de fuerza contraelectromotriz B, o cuando la tensión de indicación 25 aumenta de modo que  $T_b \leq T_1$ , el ángulo de fase  $\phi_a$  es igual al ángulo de fase  $\phi_2$  en el tiempo  $T_a$  en el punto de cruce por cero. Como resultado, el número de revoluciones aumenta bruscamente entre 5 y 10 Hz, provocando que aumente el ruido y la oscilación.

Por otro lado, cuando la condición de campo débil se acentúa de modo que la forma de onda se convierte en la forma de onda de fuerza contraelectromotriz D a partir de la forma de onda de fuerza contraelectromotriz C, o cuando la tensión de indicación 25 disminuye de modo que  $T_c \geq T_3$ , el ángulo de fase  $\phi_d$  es igual al ángulo de fase  $\phi_2$  en el tiempo  $T_d$  en el punto de cruce por cero. Como resultado, el número de revoluciones disminuye bruscamente entre 5 y 10 Hz, provocando que aumente el ruido y la oscilación. En este caso, una cantidad de fluctuación  $\Delta f_{mu}$  cuando el número de revoluciones del motor aumenta puede expresarse de la siguiente manera, usando tres parámetros tales como el número de revoluciones  $f_m$ , la frecuencia de portadora  $f_c$  y el RENDIMIENTO, que es una relación de tiempo cuando la señal PWM está activa.

25

$$\Delta f_{mu} = 2 / \{ 2 / f_m - 3 \cdot n \cdot (1 - \text{RENDIMIENTO}) / f_c \} - f_m$$

Asimismo, una cantidad de fluctuación  $\Delta f_{md}$  cuando el número de revoluciones disminuye puede expresarse de la siguiente forma:

30

$$\Delta f_{md} = f_m - 2 / \{ 2 / f_m + 3 \cdot n \cdot (1 - \text{RENDIMIENTO}) / f_c \}$$

(Además, se supone que el ángulo de fase  $\phi$  en la sección 21 del primer ángulo eléctrico de 60° es igual al de la sección 22 del siguiente ángulo eléctrico de 60°).

35

La fig. 3 muestra una relación entre la cantidad de fluctuación y la frecuencia de portadora. Como se muestra en la fig. 3, para limitar el cantidad de fluctuación  $\Delta f_{mu}$  y  $\Delta f_{md}$  cuando el número de revoluciones aumenta y disminuye dentro de los intervalos predeterminados  $\Delta f_{mu0}$  y  $\Delta f_{md0}$ , respectivamente, la frecuencia de portadora tiene que ser inferior a  $f_{c0}$ . Por tanto, el número de revoluciones sincronizado 41 cuando  $m$  es un número impar en el caso del troceado alterno PWM de ramas superior e inferior se denomina particularmente punto de fuerte resonancia.

40

El fenómeno anterior se produce cuando  $m$  es un número par y  $f_m = f_c \times 2 / (3 \cdot n \cdot m)$  ( $m$  es un número natural) en el caso del troceado PWM de rama superior o del troceado PWM de rama inferior, y el número de revoluciones sincronizado 41 en este caso se denomina particularmente punto de fuerte resonancia. Aunque en la fig. 4 solo se muestra el caso del troceado PWM de rama superior cuando  $m=6$ , el funcionamiento es idéntico cuando  $m$  es un número par en el caso del troceado PWM de rama superior o del troceado PWM de rama inferior. Además, puesto que los caracteres de referencia y sus operaciones son idénticos a los del caso del troceado alterno PWM de ramas superior e inferior, se omite su descripción.

45

Además, en la región de alta rotación del motor de CC sin escobillas 11, el punto de cruce por cero de la fuerza contraelectromotriz está oculto detrás de la región de tensión de salida de inversor y no puede detectarse en algunos casos. En particular, el control se vuelve inestable cuando  $k < 5$  en el caso en que  $f_m = f_c \times 2 / (3 \cdot n \cdot k)$  ( $k$  es un número natural), produciéndose un fenómeno de pérdida de sincronismo.

50

Un ejemplo convencional en el que la región detectable de fuerza contraelectromotriz a27 es pequeña se muestra en la fig. 5, en el caso del troceado alterno PWM de ramas superior e inferior, y en la fig. 6, en el caso del troceado PWM de rama superior. La fig. 5 muestra un caso en el que  $k=4$  en el caso del troceado alterno PWM de ramas superior e inferior y  $f_m = f_c \times 2 / (3 \cdot n \cdot k)$  ( $k$  es un número natural). Hay un periodo en blanco (denominado en lo

55

sucesivo periodo en blanco 28) de detección de fuerza contraelectromotriz entre el tiempo de cambio de fase T5 y el tiempo T0'.

Con referencia al periodo en blanco 28, aunque la fase varía originalmente con respecto al troceado de rama inferior en el tiempo de cambio de fase T5, el troceado de rama superior continúa durante un ciclo de la frecuencia de portadora después del cambio de fase. El periodo en blanco 28 es generalmente para un ciclo de la frecuencia de portadora en un microordenador general. Por lo tanto, la región detectable de fuerza contraelectromotriz a27 está entre el tiempo T1' y el tiempo T3', que es tan pequeña como la 2a. Como resultado, puesto que la posición polar magnética no puede detectarse de manera precisa, el control se vuelve inestable y se produce el fenómeno de pérdida de sincronismo. Aunque se ha descrito el caso en que  $k=4$  en el caso de  $f_m = f_c \cdot 2 / (3 \cdot n \cdot k)$  ( $k$  es un número natural), puesto que el periodo de la región detectable de fuerza contraelectromotriz a27 es menor que 3a cuando  $k < 5$ , la posición polar magnética no puede detectarse de manera precisa.

El fenómeno anterior se genera en el caso del troceado PWM de rama superior o del troceado PWM de rama inferior cuando  $k < 5$  en el caso en que  $f_m = f_c \cdot 2 / (3 \cdot n \cdot k)$  ( $k$  es un número natural). Aunque la fig. 6 muestra el caso del troceado PWM de rama superior cuando  $k=4$ , puesto que el periodo de la región detectable de fuerza contraelectromotriz a27 es tan pequeño como 2a para la sección del ángulo eléctrico de  $60^\circ$  cuando  $k < 5$ , similar al caso del troceado alterno PWM de ramas superior e inferior, la posición polar magnética no puede detectarse de manera precisa.

Por lo tanto, para aumentar un número máximo de revoluciones, convencionalmente es necesario fijar a un alto valor la frecuencia de portadora  $f_c$  de modo que se corresponda con un número máximo de revoluciones  $f_{mmax}$  de manera que  $k \geq 5$  en el caso en que  $f_c = 3 \cdot n \cdot k \cdot f_{mmax} / 2$  ( $k$  es un número natural). Sin embargo, en este caso, existe el problema de que no solo la eficacia del inversor disminuye y el ruido aumenta cuando el número de revoluciones está a baja velocidad, sino que también tiene que usarse un dispositivo caro de alta velocidad.

Por tanto, con el fin de solucionar los problemas anteriores, como se muestra en la fig. 7, un controlador de un motor de CC sin escobillas según la presente invención comprende un motor de CC sin escobillas 11 que presenta polos magnéticos, cuyo número es "n", medios de conversión CC/CA 12 que comprenden un elemento de conmutación para convertir una tensión de CC 16 en una tensión de CA en función de una señal PWM mediante la apertura y el cierre del elemento de conmutación para suministrarla al motor de CC sin escobillas 11, medios de detección de fuerza contraelectromotriz 13 para detectar una fuerza contraelectromotriz del motor de CC sin escobillas 11, medios de control de tensión 14 para proporcionar una forma de onda de tensión basada en información de posición polar magnética proporcionada por los medios de detección de fuerza contraelectromotriz 13, una tabla de conmutación de frecuencia de portadora 71 que se ha fijado con anterioridad para conmutar la frecuencia de portadora 7, medios de conmutación de frecuencia de portadora 72 para conmutar la frecuencia de portadora 7, y medios de control PWM 15 para generar la señal PWM basada en salidas de los medios de detección de fuerza contraelectromotriz 3 y los medios de conmutación de frecuencia 72. Por tanto, la frecuencia de portadora 7 conmuta en función de la información del número de rotaciones obtenido de los medios de detección de fuerza contraelectromotriz 3 y del contenido de tabla que se ha fijado con anterioridad en la tabla de conmutación de frecuencia de portadora 71 mediante una condición predeterminada.

#### BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

La fig. 1 muestra un diagrama de bloques de un control de activación básico de un motor de CC sin escobillas.

La fig. 2 muestra un ejemplo en el que el número de revoluciones y una frecuencia de portadora están sincronizados en un caso de un troceado alterno PWM de ramas superior e inferior ( $m=5$ ).

La fig. 3 es un gráfico que muestra una relación entre una cantidad de fluctuación del número de revoluciones de un motor y una frecuencia de portadora.

La fig. 4 muestra un ejemplo en el que el número de revoluciones y una frecuencia de portadora están sincronizados en un caso de un troceado PWM de rama superior ( $m=6$ ).

La fig. 5 muestra un ejemplo en el que una región detectable de fuerza contraelectromotriz es pequeña en el caso del troceado alterno PWM de ramas superior e inferior ( $k=4$ ).

La fig. 6 muestra un ejemplo en el que una región detectable de fuerza contraelectromotriz es pequeña en el caso

del troceado PWM de rama superior ( $k=4$ ).

La fig. 7 muestra un diagrama de bloques de un control de activación de un motor de CC sin escobillas según una realización 1.

5

La fig. 8 muestra una tabla de conmutación de frecuencia de portadora del motor de CC sin escobillas según la realización 1.

La fig. 9 muestra un ejemplo del caso del troceado alterno PWM de ramas superior e inferior ( $m=k=6$ ).

10

La fig. 10 muestra un ejemplo del caso del troceado PWM de rama superior ( $m=k=5$ ).

#### DESCRIPCIÓN DE LAS REALIZACIONES PREFERIDAS

- 15 Según la presente invención, una frecuencia de portadora conmuta según información del número de revoluciones obtenido por medios de detección de fuerza contraelectromotriz  $f_3$  y un contenido de tabla fijado en una tabla de conmutación de frecuencia de portadora 71 mediante una condición predeterminada. La tabla de conmutación de frecuencia de portadora 71 fija el número de revoluciones y la frecuencia de portadora de modo que el número de revoluciones  $f_m$  puede no ser igual al número de revoluciones de la frecuencia de portadora  $f_c : f_c \times 2 / (3 \cdot n \cdot m)$  ( $m$  es un número natural). En particular,  $m$  es un número impar en un caso de un troceado alterno PWM de ramas superior e inferior. En particular,  $m$  es un número par en un caso de troceado PWM de rama superior o de troceado PWM de rama inferior.
- 20

- Además, puesto que el número de revoluciones sincronizado 41 puede evitarse usando la tabla de conmutación de frecuencia de portadora 71 fijada como se ha descrito anteriormente, una cantidad de fluctuación del número de revoluciones del motor cuando el número de revoluciones aumenta o disminuye puede limitarse dentro de un intervalo predeterminado. Además, un número máximo de revoluciones de un motor de CC sin escobillas 11 en cada frecuencia de portadora en la tabla de conmutación de frecuencia de portadora se fija para que sea inferior al de  $f_m = f_c \times 2 / (3 \cdot n \cdot k)$  ( $k$  es un número natural). En particular, en el caso del troceado alterno PWM de ramas superior e inferior,  $k > 5$ . En particular, en el caso del troceado PWM de rama superior o del troceado PWM de rama inferior,  $k \geq 5$ .
- 25
- 30

En lo sucesivo se describirán realizaciones de un procedimiento de control del motor de CC sin escobillas según la presente invención. Sin embargo, la presente invención no está limitada a las realizaciones.

#### 35 Realización 1

- Un procedimiento de control de un motor de CC sin escobillas según una realización 1 se describe con referencia a las figs. 7 y 8. La fig. 7 es un diagrama de bloques de control de activación del motor de CC sin escobillas según la realización 1. Con referencia a la fig. 7, un controlador del motor de CC sin escobillas comprende un motor de CC sin escobillas 11 que presenta polos magnéticos, cuyo número es "n", medios de conversión CC/CA 12 que comprenden un elemento de conmutación para convertir una tensión de CC 16 en una tensión de CA en función de una señal PWM mediante la apertura y el cierre del elemento de conmutación para suministrarla al motor de CC sin escobillas 11, medios de detección de fuerza contraelectromotriz 13 para detectar una fuerza contraelectromotriz del motor de CC sin escobillas 11, medios de control de tensión 14 para proporcionar una forma de onda de tensión basada en información de posición polar magnética proporcionada por los medios de detección de fuerza contraelectromotriz 13, una tabla de conmutación de frecuencia de portadora 71 que se ha fijado con anterioridad para conmutar una frecuencia de portadora 7, medios de conmutación de frecuencia de portadora 72 para conmutar la frecuencia de portadora 7, y medios de control PWM 15 para generar la señal PWM basada en salidas de los medios de detección de fuerza contraelectromotriz 13 y de los medios de conmutación de frecuencia 72.
- 40
- 45
- 50

- La fig. 8 muestra un ejemplo de un contenido de tabla fijado en la tabla de conmutación de frecuencia de portadora 71 mediante una condición predeterminada. Con referencia a la fig. 8, el carácter de referencia  $fc1$  designa una primera frecuencia de portadora, el carácter de referencia  $fc2$  designa una segunda frecuencia de portadora, el carácter de referencia  $fc3$  designa una tercera frecuencia de portadora, el carácter de referencia  $fc4$  designa una cuarta frecuencia de portadora y el carácter de referencia  $fr1$  ( $fc1$ ) designa un primer número de revoluciones sincronizado 81, donde el número de revoluciones se vuelve inestable en la primera frecuencia de portadora  $fc1$  y se expresa de la siguiente manera:
- 55

$$fr1 (fc1) = fc1 \times 2 / (3 \cdot n \cdot m) \text{ (m es un número natural)}$$

Asimismo, el carácter de referencia fr1 (fc2) designa un primer número de revoluciones sincronizado 82 en la segunda frecuencia de portadora fc2. Además, el carácter de referencia fmmax (fc1) designa un número máximo de revoluciones 83 en la primera frecuencia de portadora fc1 y se expresa de la siguiente forma:

5

$$f_{\text{mmax}}(fc1) = fc1 \cdot 2 / (3 \cdot n \cdot k) \text{ (k es un número natural)}$$

Asimismo, el carácter de referencia fmmax (fc2) designa un número máximo de revoluciones 84 en la segunda frecuencia de portadora fc2.

10

A continuación se describen operaciones de control del motor de CC sin escobillas 11. En primer lugar, los medios de detección de fuerza contraelectromotriz 13 para detectar la fuerza contraelectromotriz generada cuando el motor de CC sin escobillas 11 rota proporcionan a los medios de control de tensión 14 y a los medios de conmutación de frecuencia de portadora 72 información sobre la posición polar magnética e información sobre el número de revoluciones. Los medios de control PWM 15 proporcionan la señal PWM a los medios de conversión CC/CA 12 basándose en la forma de onda de tensión proporcionada por los medios de control de tensión 14 y en la salida de los medios de conmutación de frecuencia de portadora 72, que conmutan la frecuencia de portadora 7. Además, los medios de conmutación de frecuencia de portadora 72 seleccionan la frecuencia de portadora 7 que se ha fijado con anterioridad basándose en la información del número de revoluciones proporcionada por los medios de detección de fuerza contraelectromotriz 13 y la tabla de conmutación de frecuencia de portadora 71, y la proporcionan a los medios de control PWM 15.

Aquí, como se muestra en la fig. 8, según la tabla de conmutación de frecuencia de portadora 71, el número de revoluciones se divide en una pluralidad de regiones tal como una primera región del número de revoluciones fm0 a fm1, una segunda región del número de revoluciones fm1 a fm2, una tercera región del número de revoluciones fm2 a fm3, una cuarta región del número de revoluciones fm3 a fm4, y una quinta región del número de revoluciones fm4 a fm5. Se establece que la frecuencia de portadora fc2 se selecciona para evitar el primer número de revoluciones sincronizado fr1 (fc1) (81) en la primera frecuencia de portadora fc1 en la primera región del número de revoluciones del motor de CC sin escobillas 11, la frecuencia de portadora fc1 se selecciona para evitar el primer número de revoluciones sincronizado fr1 (fc2) (82) en la segunda frecuencia de portadora fc2 en la segunda región, y la frecuencia de portadora fc2 se selecciona para evitar el número máximo de revoluciones fmmax (fc1) (83) en la primera frecuencia de portadora fc1 en la tercera región 60.

Además, cuando este control se aplica a un motor de CC sin escobillas para activar un compresor en un aparato climatizador, un margen tal como  $\Delta f = fm1 - fr1$  (fc1) se aplica al número de revoluciones fm1 y al primer número de revoluciones sincronizado fr1 (fc1) (81) en la primera frecuencia de portadora fc1, que es tal que  $\Delta f =$  de 2 a 3 Hz en general, y un margen tal que  $\Delta f = fm2 + f_{\text{mmax}}(fc1)$  se aplica al número de revoluciones fm2 y al número máximo sincronizado de revoluciones fmmax (fc1) (83) en la primera frecuencia de portadora fc1, de modo que  $\Delta f =$  de 5 a 6 Hz en general.

40

Por lo tanto, la primera frecuencia de portadora fc1 se fija en función de las dos condiciones siguientes. Es decir, una es que  $fc1 = (fm1 - \Delta f) \times (3 \cdot n \cdot m) / 2$  (m es un número natural) que se fija mediante el número de revoluciones sincronizado 41, y la otra es que  $fc1 = (fm2 + \Delta f) \times (3 \cdot n \cdot 5) / 2$  que se fija mediante el número máximo de revoluciones. Asimismo, la segunda frecuencia de portadora se fija conforme a  $fc2 = (fm1 + \Delta f) \times (3 \cdot n \cdot m) / 2$  (m es un número natural) y  $fc2 = (fm3 + \Delta f) \times (3 \cdot n \cdot 5) / 2$ . Lo mismo se aplica a la tercera y cuarta frecuencias de portadora.

Por otro lado, los medios de conmutación de frecuencia de portadora 72 conmutan la frecuencia de portadora a la segunda frecuencia de portadora fc2 cuando la información del número de revoluciones de los medios de detección de fuerza contraelectromotriz 13 está en la primera región, a la primera frecuencia de portadora fc1 cuando la información está en la segunda región y a la segunda frecuencia de portadora fc2 cuando la información está en la tercera región, y la proporcionan a los medios de control de PWM 15 para activar los medios de conversión CC/CA 12.

Asimismo, en la tabla de conmutación de frecuencia de portadora 71, además de las regiones anteriores del número de revoluciones y la frecuencia de portadora, una pluralidad de patrones de número de revoluciones y de frecuencias de portadora se fija como se muestra en la fig. 8. Cuando el número de revoluciones coincide con el patrón anterior, los medios de conmutación de frecuencia de portadora 72 proporcionan la frecuencia de portadora



que se ha decidido con anterioridad en la tabla de conmutación de frecuencia de portadora 71 para ese número de revoluciones a los medios de control PWM 15 para activar los medios de conversión CC/CA 12.

El motor de CC sin escobillas 11 puede controlarse usando la tabla de conmutación de frecuencia de portadora 71 anterior de modo que no pueda producirse el caso en que  $f_m = f_c \times 2 / (3 \cdot n \cdot m)$  (m es un número natural). Además, cuando la tabla de conmutación de frecuencia de portadora 71 se fija como se ha descrito anteriormente, puesto que el número de revoluciones sincronizado 41 puede evitarse, la cantidad de fluctuación del número de revoluciones del motor cuando el número de revoluciones aumenta o disminuye puede limitarse dentro del intervalo predeterminado. Además, como se ha descrito anteriormente, la cantidad de fluctuación  $\Delta f_{mu}$  y  $\Delta f_{md}$  cuando el número de revoluciones del motor aumenta o disminuye puede expresarse de la siguiente manera:

$$\Delta f_{mu} = 2 / \{ 2 / f_m - 3 \cdot n \cdot (1 - \text{RENDIMIENTO}) / f_c \} - f_m$$

$$\Delta f_{md} = f_m - 2 / \{ 2 / f_m + 3 \cdot n \cdot (1 - \text{RENDIMIENTO}) / f_c \}$$

Presentan las características mostradas en la fig. 3.

Además, el motor de CC sin escobillas puede controlarse de modo que el número máximo de revoluciones del motor de CC sin escobillas 11 no pueda ser mayor que el de  $f_m = f_c \times 2 / (3 \cdot n \cdot k)$  (k es un número natural).

Como se ha descrito anteriormente, según el controlador del motor de CC sin escobillas de la realización 1, la tabla de conmutación de frecuencia de portadora 71 se fija como se ha descrito anteriormente, de modo que la relación del número de revoluciones y la frecuencia de portadora en la que el motor de CC sin escobillas 11 se vuelve inestable se expresa matemáticamente. Como resultado, un funcionamiento estable puede implementarse fácilmente en una región completa del número de revoluciones incluso cuando se usa un dispositivo de baja velocidad.

#### Realización 2

Con referencia a las figs. 7, 8 y 9 se describe una realización 2 de la presente invención. Las figs. 7 y 8 son las mismas que las de la realización 1. La fig. 9 muestra un caso del troceado alterno PWM de ramas superior e inferior y un caso en el que  $m=6$  cuando  $f_m = f_c \times 2 / (3 \cdot n \cdot m)$  (m es un número natural). Cuando m es un número par, el funcionamiento es el mismo. Además, los caracteres de referencia son los mismos que en el ejemplo convencional.

Hay un número de revoluciones sincronizado 41, donde el número de revoluciones vuelve inestable cada frecuencia de portadora. El número de revoluciones sincronizado 41 se expresa de modo que  $f_r(f_c) = f_c \cdot 2 / (3 \cdot n \cdot m)$  (m es un número natural). En particular, en el caso del troceado alterno PWM de ramas superior e inferior, puesto que un punto de fuerte resonancia se proporciona cuando m es un número impar como se ha descrito anteriormente, el motor de CC sin escobillas 11 puede controlarse de manera estable fijando la tabla de conmutación de frecuencia de portadora 71 para evitar el punto de fuerte resonancia en el que m pasa a ser un número impar cuando  $f_m = f_c \cdot 2 / (3 \cdot n \cdot m)$  (m es un número natural).

Aquí se describe un caso en el que  $m=6$  cuando  $f_m = f_c \cdot 2 / (3 \cdot n \cdot m)$  (m es un número natural) como un ejemplo cuando m es un número par, con referencia a la fig. 9. De manera similar al ejemplo convencional, puesto que hay puntos de cruce por cero de formas de onda de fuerza contraelectromotriz A, D y E en regiones detectables de fuerza contraelectromotriz a27, no hay problemas en el control.

Por otro lado, en el caso de una forma de onda de fuerza contraelectromotriz B y una forma de onda de fuerza contraelectromotriz C, aunque los puntos de cruce por cero se producen originalmente en los tiempos  $T_b$  y  $T_c$  en una sección 21 del primer ángulo eléctrico de  $60^\circ$ , puesto que no existen en la región detectable de fuerza contraelectromotriz a27, los puntos de cruce por cero se estiman como el tiempo  $T_2$  en esta sección. En general, se calcula en muchos casos de modo que  $T_2 = (T_1 + T_3) / 2$  y  $T_3 - T_2 = T_2 \cdot T_1$ . Por tanto, en el caso en que los tiempos  $T_b$  y  $T_c$  en los puntos de cruce por cero existen en regiones diferentes a las regiones detectables de fuerza contraelectromotriz a27, incluso cuando la forma de onda varía de la forma de onda de fuerza contraelectromotriz C a la forma de onda de fuerza contraelectromotriz B debido a la variación de la carga del motor, puesto que el tiempo en el punto de cruce por cero se estima como el tiempo  $T_2$ , el ángulo de fase  $\phi_2$  se fija independientemente de la forma de onda de fuerza contraelectromotriz original.

Asimismo, en una sección 22 del siguiente ángulo eléctrico de  $60^\circ$ , aunque el ángulo de fase se fija de modo que  $\phi_2$

=  $\phi 2'$ , puesto que los tiempos  $T_{b'}$  y  $T_{c'}$  en los puntos de cruce por cero de las formas de onda de fuerza contraelectromotriz  $B'$  y  $C'$  existen en la región detectable de fuerza contraelectromotriz  $a_{27}$ , el momento del cambio de fase se establece en  $\phi 2'$  de modo que la frecuencia de portadora y el número de revoluciones no se sincronicen en la sección 22 del siguiente ángulo eléctrico de  $60^\circ$ , como se muestra en la fig. 9.

5

Además, puesto que el número de revoluciones sincronizado 41 puede evitarse fijando la tabla de conmutación de frecuencia de portadora 71 como se ha descrito anteriormente, la cantidad de fluctuación cuando el número de revoluciones aumenta o disminuye puede limitarse dentro del intervalo predeterminado.

10 Por lo tanto, cuando la señal PWM está en el caso de la PWM superior e inferior, la tabla de conmutación de frecuencia de portadora se fija para evitar especialmente el punto de fuerte resonancia en el que  $m$  pasa a ser un número impar cuando  $f_m = f_c \cdot 2 / (3 \cdot n \cdot m)$  ( $m$  es un número natural). Como resultado, el funcionamiento estable puede implementarse fácilmente en una región completa del número de revoluciones incluso cuando se usa un dispositivo de baja velocidad.

15

#### Realización 3

Con referencia a las figs. 7, 8 y 10 se describe una realización 3 de la presente invención. Las figs. 7 y 8 son las mismas que las de la realización 1. La fig. 10 muestra un caso del troceado PWM de rama superior y un caso en el que  $m=5$  cuando  $f_m = f_c \cdot 2 / (3 \cdot n \cdot m)$  ( $m$  es un número natural). Cuando  $m$  es un número impar, el funcionamiento es el mismo.

En el caso del troceado PWM de rama superior, puesto que el punto de fuerte resonancia se proporciona cuando  $m$  es un número par como se ha descrito anteriormente, el motor de CC sin escobillas 11 puede controlarse de manera estable fijando la tabla de conmutación de frecuencia de portadora para evitar el punto de fuerte resonancia en el que  $m$  pasa a ser un número par cuando  $f_m = f_c \cdot 2 / (3 \cdot n \cdot m)$  ( $m$  es un número natural).

Además, puesto que el número de revoluciones sincronizado 41 puede evitarse fijando la tabla de conmutación de frecuencia de portadora 71 como se ha descrito anteriormente, la cantidad de fluctuación cuando el número de revoluciones aumenta o disminuye puede limitarse dentro de un intervalo predeterminado. En este caso, aunque la fig. 10 muestra el caso en que  $m=5$  como un ejemplo en el que  $m$  es un número impar, puesto que su contenido es el mismo que en la realización 2, se omite su descripción.

#### Realización 4

35

Con referencia a las figs. 7, 8 y 9 se describe una realización 4 de la presente invención. Las figs. 7 y 8 son las mismas que las de la realización 1. La fig. 9 muestra un caso del troceado alterno PWM de ramas superior e inferior y un caso en el que  $k=5$  cuando  $f_m = f_c \cdot 2 / (3 \cdot n \cdot k)$  ( $k$  es un número natural).

40 En este caso, puesto que la región detectable de fuerza contraelectromotriz  $a_{27}$  aumenta de  $T1'$  a  $T2'$  y de  $T3'$  a  $T4'$  de modo que se convierte en un periodo de  $4a$ , la posición polar magnética puede detectarse de manera precisa. Sin embargo, puesto que el punto de fuerte resonancia se proporciona cuando  $k=5$  como se ha descrito anteriormente, en el caso del troceado alterno PWM de ramas superior e inferior, el número máximo de revoluciones se proporciona estableciendo que  $k>5$  cuando  $f_m = f_c \cdot 2 / (3 \cdot n \cdot k)$  ( $k$  es un número natural).

45

Por lo tanto, en el caso del troceado alterno PWM de ramas superior e inferior, puesto que el número máximo de revoluciones se proporciona estableciendo que  $k>5$  cuando  $f_m = f_c \cdot 2 / (3 \cdot n \cdot k)$  ( $k$  es un número natural) en la tabla de conmutación de frecuencia de portadora 71, la región detectable de fuerza contraelectromotriz  $a_{27}$  puede proporcionarse con seguridad, de modo que puede implementarse un control estable y el número máximo de revoluciones puede aumentar conmutando la frecuencia de portadora a la frecuencia  $f_{c1}$  o  $f_{c2}$ , como se muestra en la realización 1.

#### Realización 5

55 Con referencia a las figs. 7, 8 y 10 se describe una realización 5 de la presente invención. Las figs. 7 y 8 son las mismas que las de la realización 1. La fig. 10 muestra un caso del troceado PWM de rama superior y un caso en el que  $k=5$  cuando  $f_m = f_c \cdot 2 / (3 \cdot n \cdot k)$  ( $k$  es un número natural). En este caso, puesto que una región detectable de fuerza contraelectromotriz  $a_{27}$  aumenta de  $T1'$  a  $T3'$  y de  $T4'$  a  $T5'$  de modo que pasa a ser un periodo de  $3a$ , la posición polar magnética puede detectarse de manera precisa.

Por lo tanto, en el caso del troceado PWM de rama superior, el número máximo de revoluciones se proporciona estableciendo que  $k \geq 5$  cuando  $f_m = f_c \cdot 2 / (3 \cdot n \cdot k)$  ( $k$  es un número natural) en la tabla de conmutación de frecuencia de portadora 71. Como resultado, la región detectable de fuerza contraelectromotriz  $a_{27}$  puede 5 proporcionarse con seguridad, puede implementarse un control estable y el número máximo de revoluciones puede aumentar conmutando la frecuencia de portadora a la frecuencia  $f_{c1}$  o  $f_{c2}$  como se muestra en la realización 1.

Como se ha descrito anteriormente, según la presente invención, puesto que la frecuencia de portadora conmuta cuando el número de revoluciones obtenido por los medios de detección de fuerza contraelectromotriz alcanza el 10 número de revoluciones fijado en la tabla de conmutación de frecuencia de portadora, puede implementarse el funcionamiento estable en una región completa del número de revoluciones del motor de CC sin escobillas, y puesto que no se requiere un dispositivo de alta velocidad en el control, el controlador puede proporcionarse con un bajo coste.

**REIVINDICACIONES**

1. Un controlador de un motor de CC sin escobillas (11), que comprende:

5 medios de conversión CC/CA (12) que comprenden un elemento de conmutación para convertir una tensión de CC en una tensión de CA en función de una señal PWM mediante la apertura y el cierre del elemento de conmutación para suministrarla al motor de CC sin escobillas (11) que presenta polos magnéticos, cuyo número es n;

medios de control de tensión (14) para proporcionar una forma de onda de tensión;

10 una tabla de conmutación de frecuencia de portadora (71) fijada con anterioridad para conmutar una frecuencia de portadora de la señal PWM;

medios de conmutación de frecuencia de portadora (72) para conmutar la frecuencia de portadora; y

15 medios de control PWM (15) para generar una señal PWM;

en el que la tabla de conmutación de frecuencia de portadora (71) tiene un contenido de tabla fijado con anterioridad mediante una condición predeterminada, y la señal PWM se genera mediante los medios de conmutación de frecuencia de portadora (72) en función de la tabla de conmutación de frecuencia de portadora (71);

**caracterizado por**

medios de detección de fuerza contraelectromotriz (13) para detectar fuerza contraelectromotriz del motor de CC sin escobillas (11);

en el que los medios de control de tensión (14) proporcionan la forma de onda de tensión basándose en información de posición polar magnética proporcionada por los medios de detección de fuerza contraelectromotriz (13);

30 en el que los medios de control PWM (15) generan la señal PWM en función de salidas de los medios de detección de fuerza contraelectromotriz (13) y de los medios de conmutación de frecuencia de portadora (72);

en el que los medios de conmutación de frecuencia de portadora (72) conmutan la frecuencia de portadora  $f_c$  basándose en información del número de revoluciones obtenido por los medios de detección de fuerza contraelectromotriz (13) y del contenido de tabla de la tabla de conmutación de frecuencia de portadora (71) de modo que el caso en que  $f_m = 2/(3 \times n \times m)$ , siendo m un número natural, no se produce, y de modo que una cantidad de fluctuación cuando el número de revoluciones del motor de CC sin escobillas (11) que presenta los n polos magnéticos aumenta o disminuye está limitada en un intervalo predeterminado, en el que la cantidad de fluctuación  $\Delta f_{mu}$  cuando el número de revoluciones aumenta se expresa como:

40 
$$\Delta f_{mu} = 2 / \{2 / f_m - 3 \cdot n \cdot (1 - \text{RENDIMIENTO}) / f_c\} - f_m$$

y la cantidad de fluctuación  $\Delta f_{md}$  cuando el número de revoluciones disminuye se expresa como:

45 
$$\Delta f_{md} = f_m - 2 / \{2 / f_m + 3 \cdot n \cdot (1 - \text{RENDIMIENTO}) / f_c\},$$

siendo  $f_m$  el número de revoluciones del motor de CC sin escobillas (11) y siendo RENDIMIENTO el rendimiento de la señal PWM.

50 2. El controlador del motor de CC sin escobillas (11) según la reivindicación 1,

en el que el número de revoluciones del motor de CC sin escobillas (11) y la frecuencia de portadora se fijan mediante la condición predeterminada, de modo que el número de revoluciones del motor de CC sin escobillas (11) que presenta n polos magnéticos puede no coincidir con  $2 / (3 \cdot n \cdot m)$  veces la frecuencia de portadora de la señal PWM (m es un número natural).

3. El controlador del motor de CC sin escobillas (11) según la reivindicación 1,

en el que el número de revoluciones del motor de CC sin escobillas (11) y la frecuencia de portadora se fijan

mediante la condición predeterminada, de modo que el número máximo de revoluciones del motor de CC sin escobillas (11) que presenta  $n$  polos magnéticos puede no ser mayor que  $2 / (3 \cdot n \cdot k)$  veces la frecuencia de portadora de la señal PWM ( $k$  es un número natural).

- 5 4. El controlador del motor de CC sin escobillas (11) según la reivindicación 2,  
en el que el número natural  $m$  es un número impar en un caso de un troceado alterno PWM de ramas superior e inferior.
- 10 5. El controlador del motor de CC sin escobillas (11) según la reivindicación 2,  
en el que el número natural  $m$  es un número par en un caso de un troceado PWM de rama superior o de un troceado PWM de rama inferior.
- 15 6. El controlador del motor de CC sin escobillas (11) según la reivindicación 3,  
en el que el número natural  $k$  es tal que  $k > 5$  en un caso de un troceado alterno PWM de ramas superior e inferior.
- 20 7. El controlador del motor de CC sin escobillas (11) según la reivindicación 3,  
en el que el número natural  $k$  es tal que  $k \geq 5$  en un caso de un troceado PWM de rama superior o de un troceado PWM de rama inferior.

Fig. 1

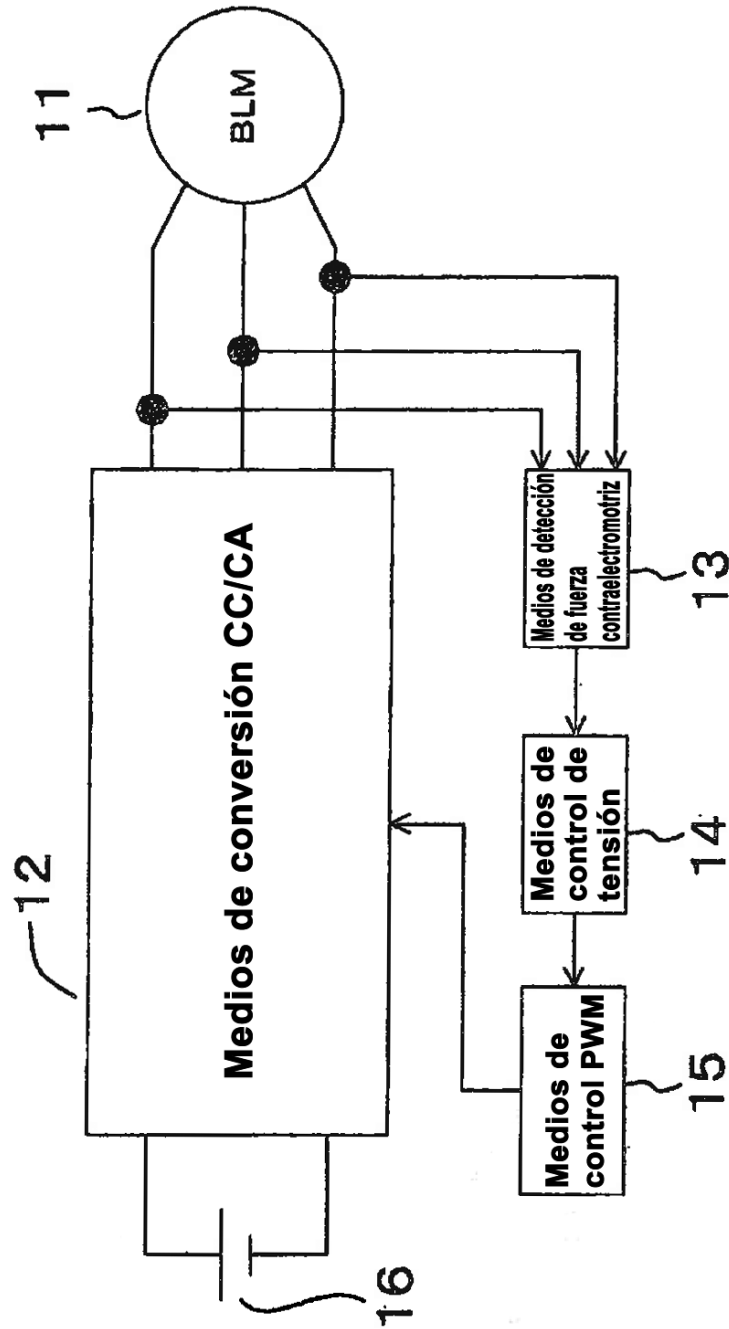
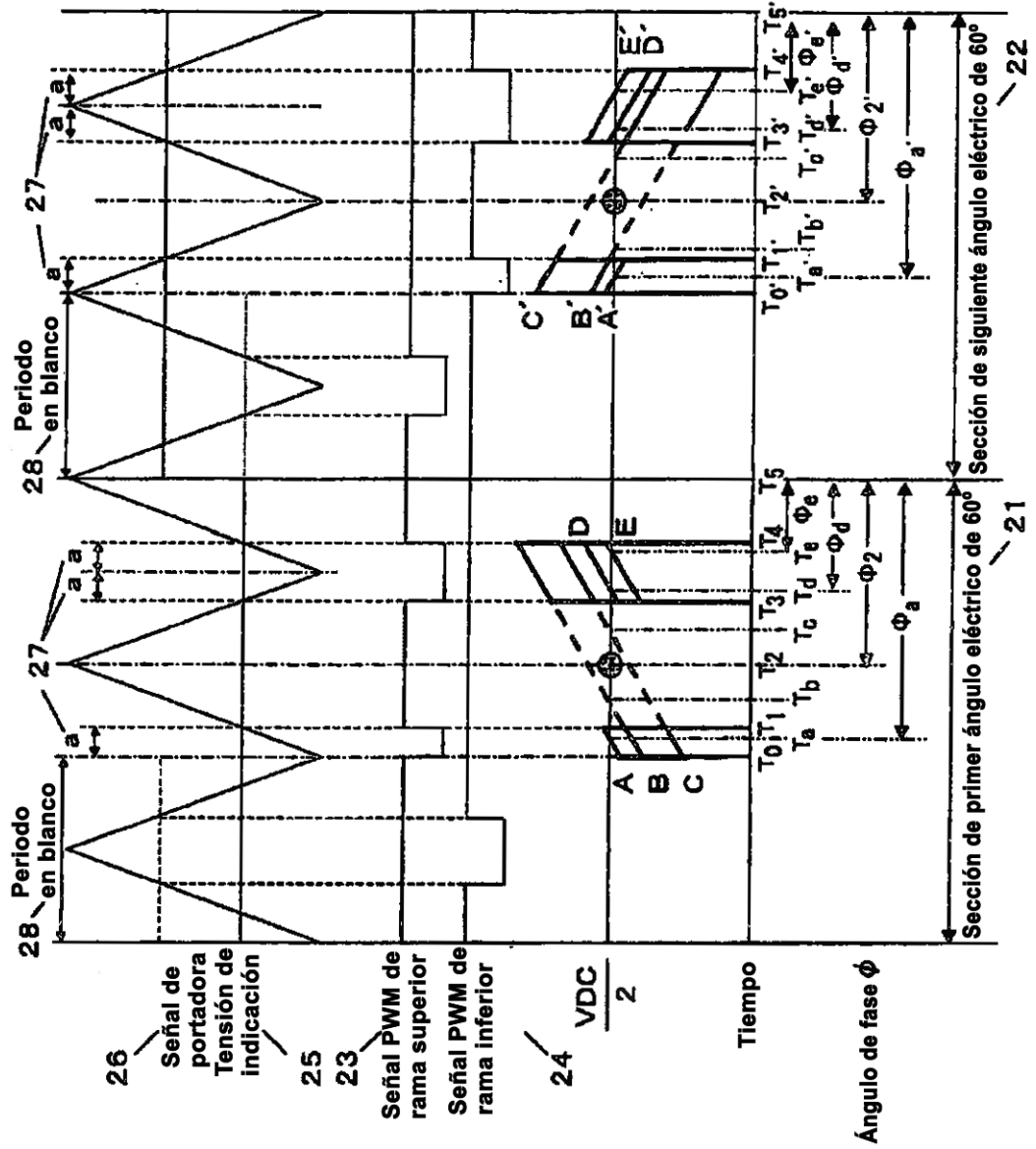


Fig. 2



*Fig. 3*

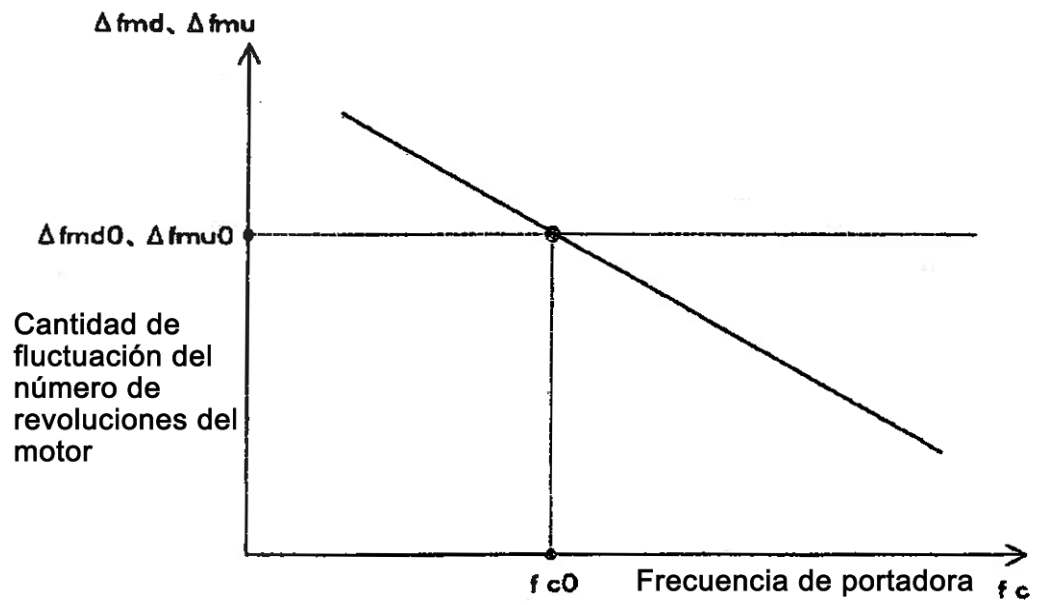




Fig. 4

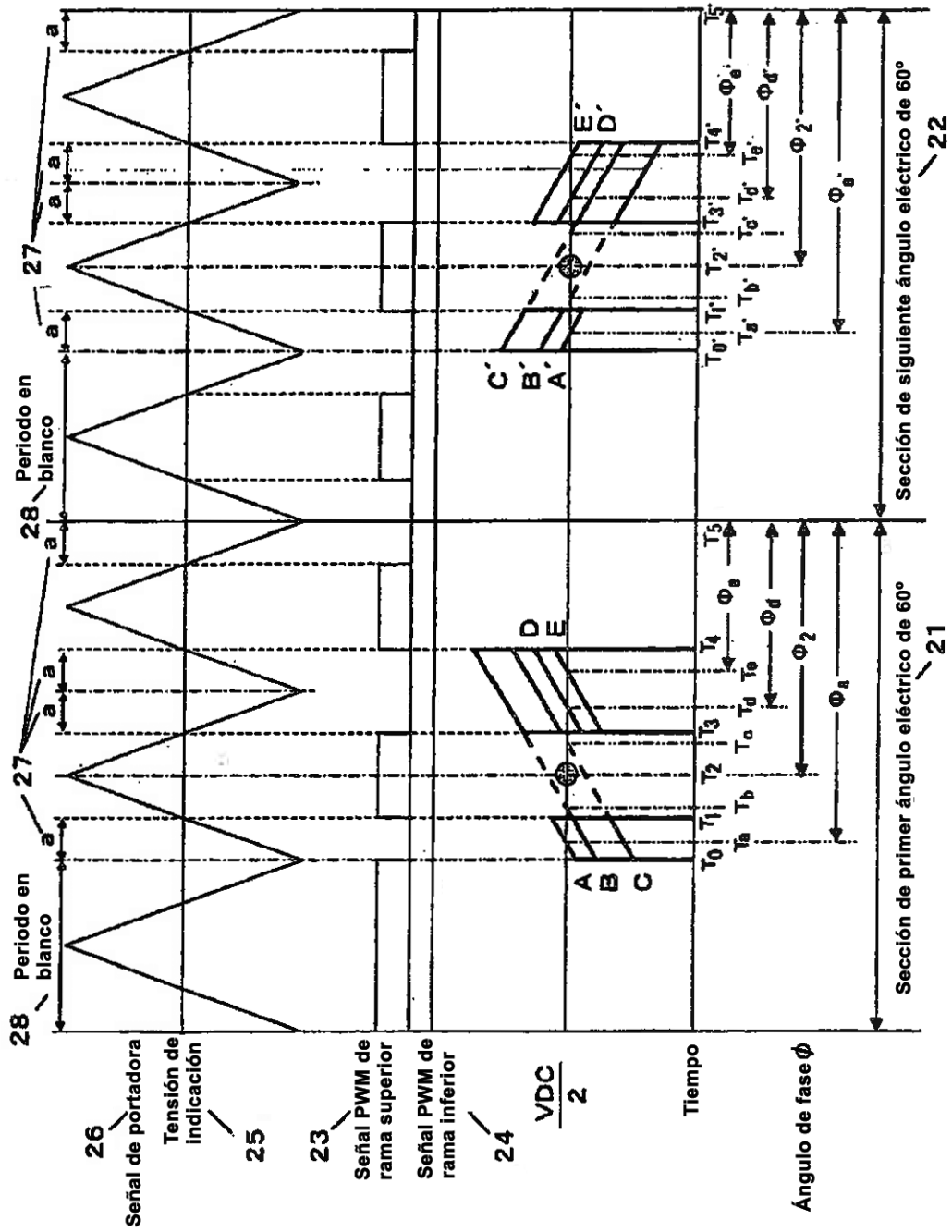


Fig. 5

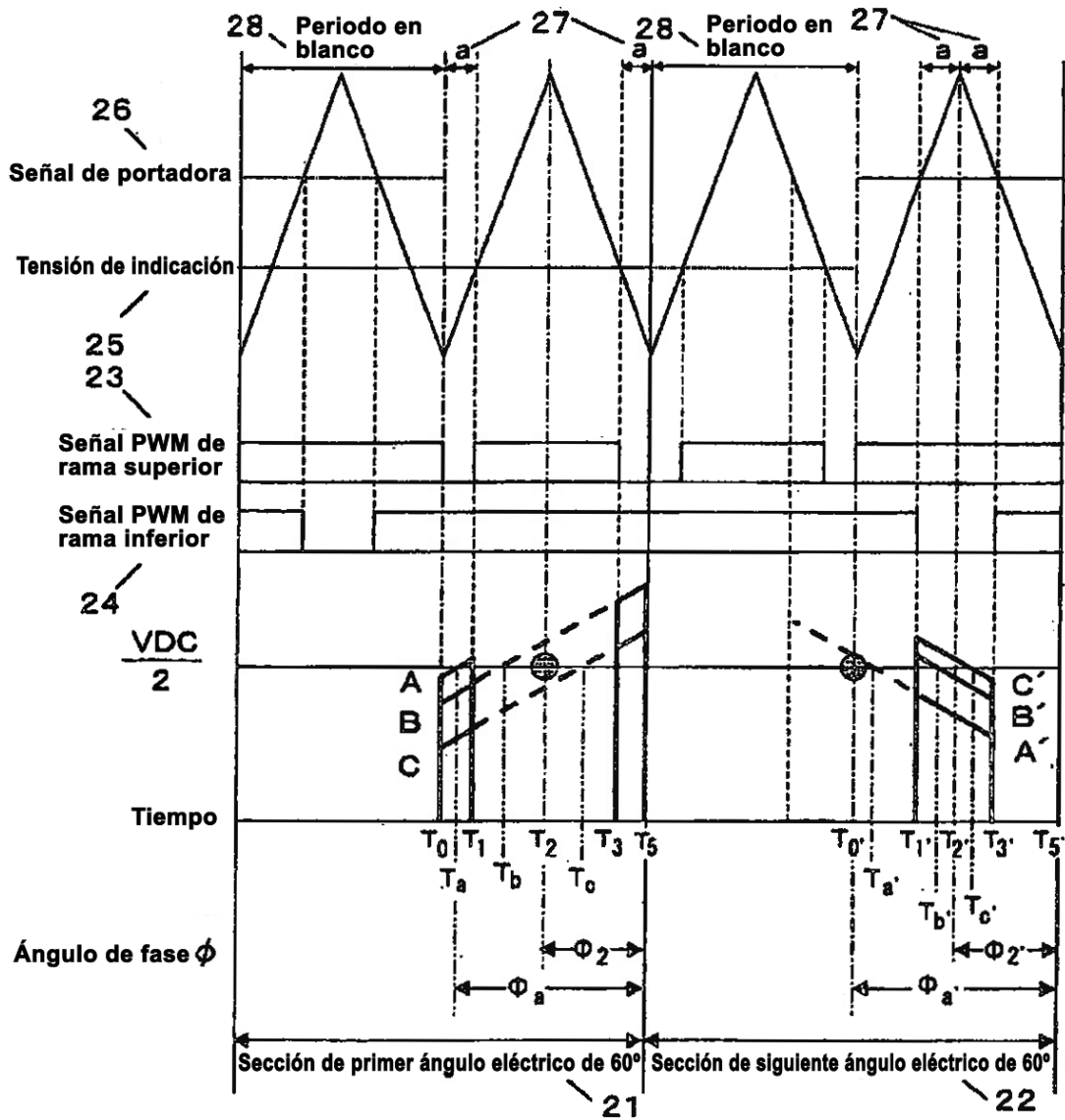


Fig. 6

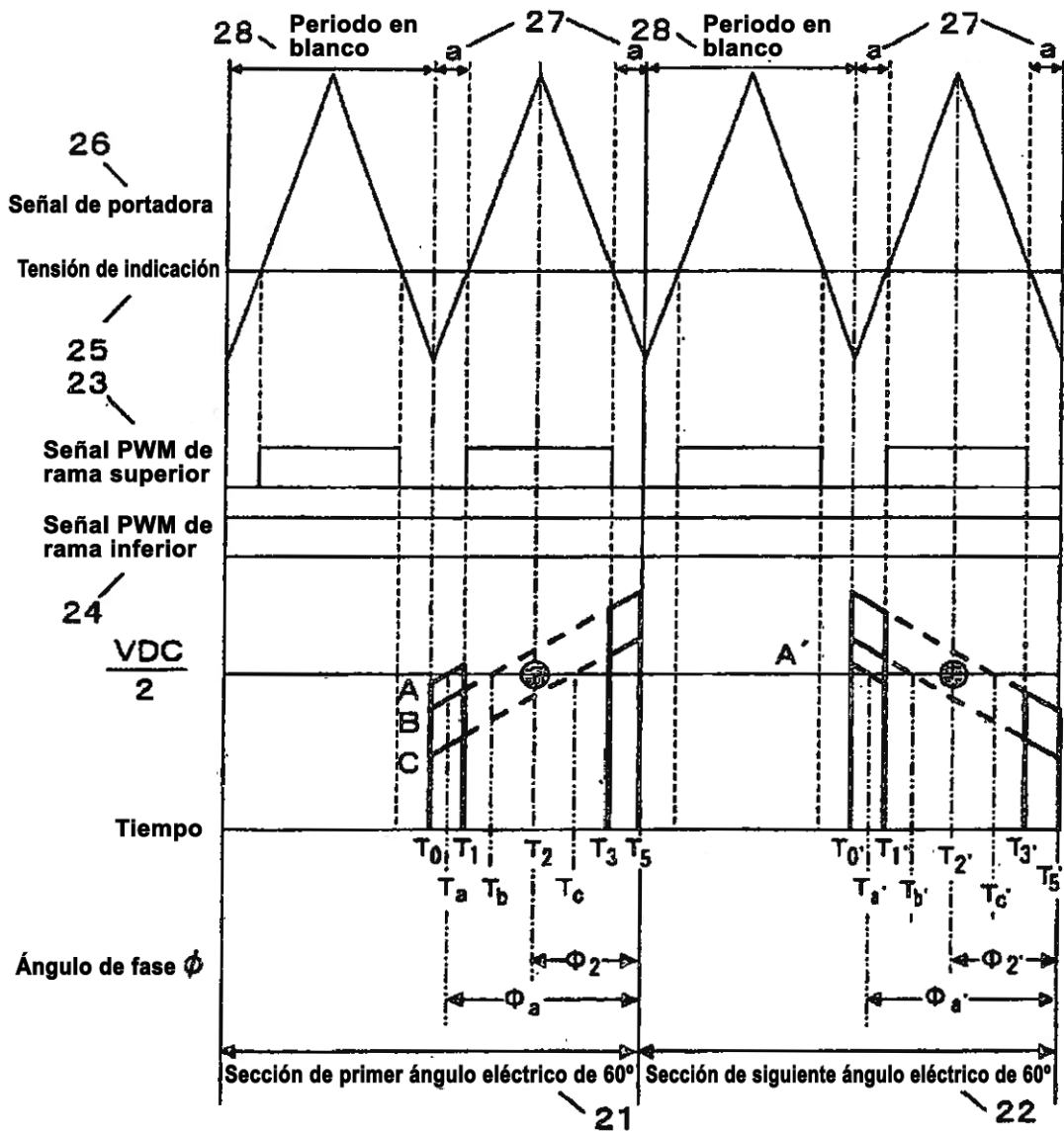
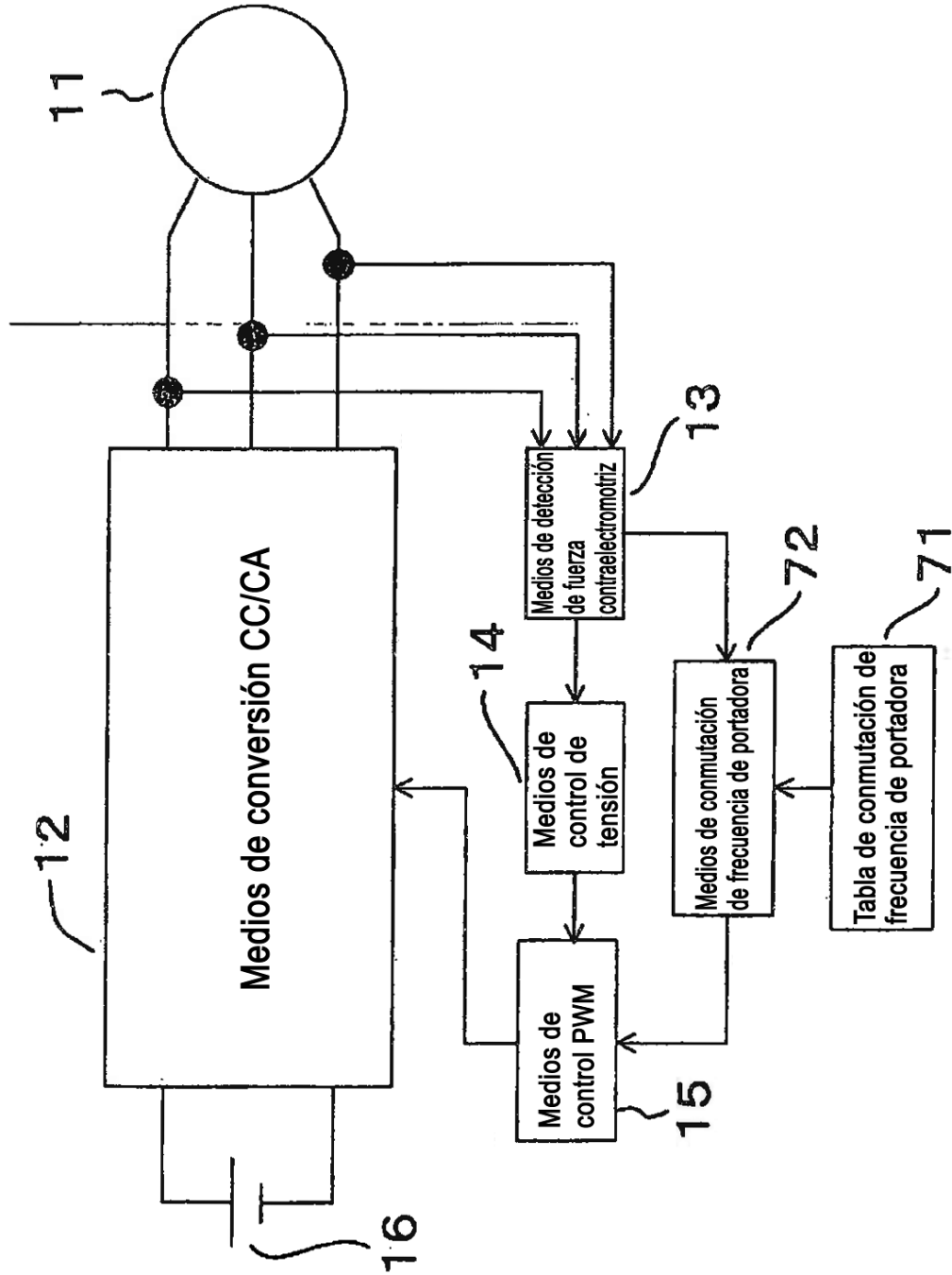


Fig. 7



*Fig. 8*

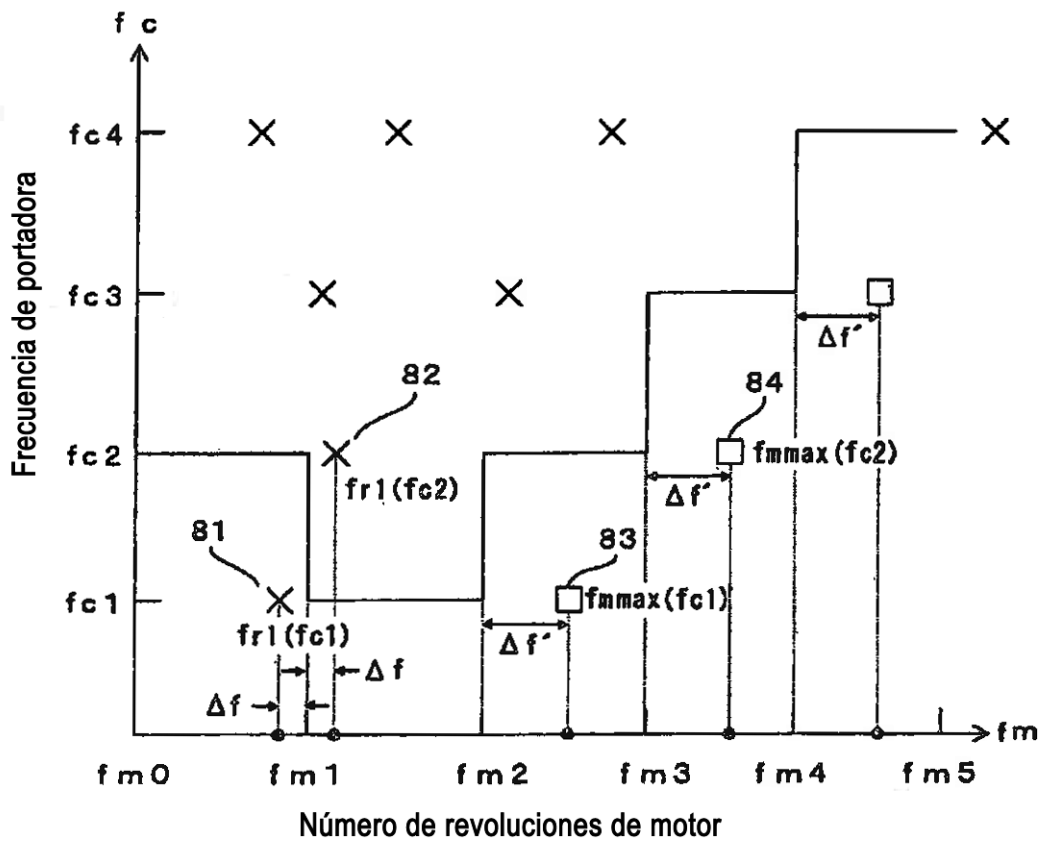


Fig. 9

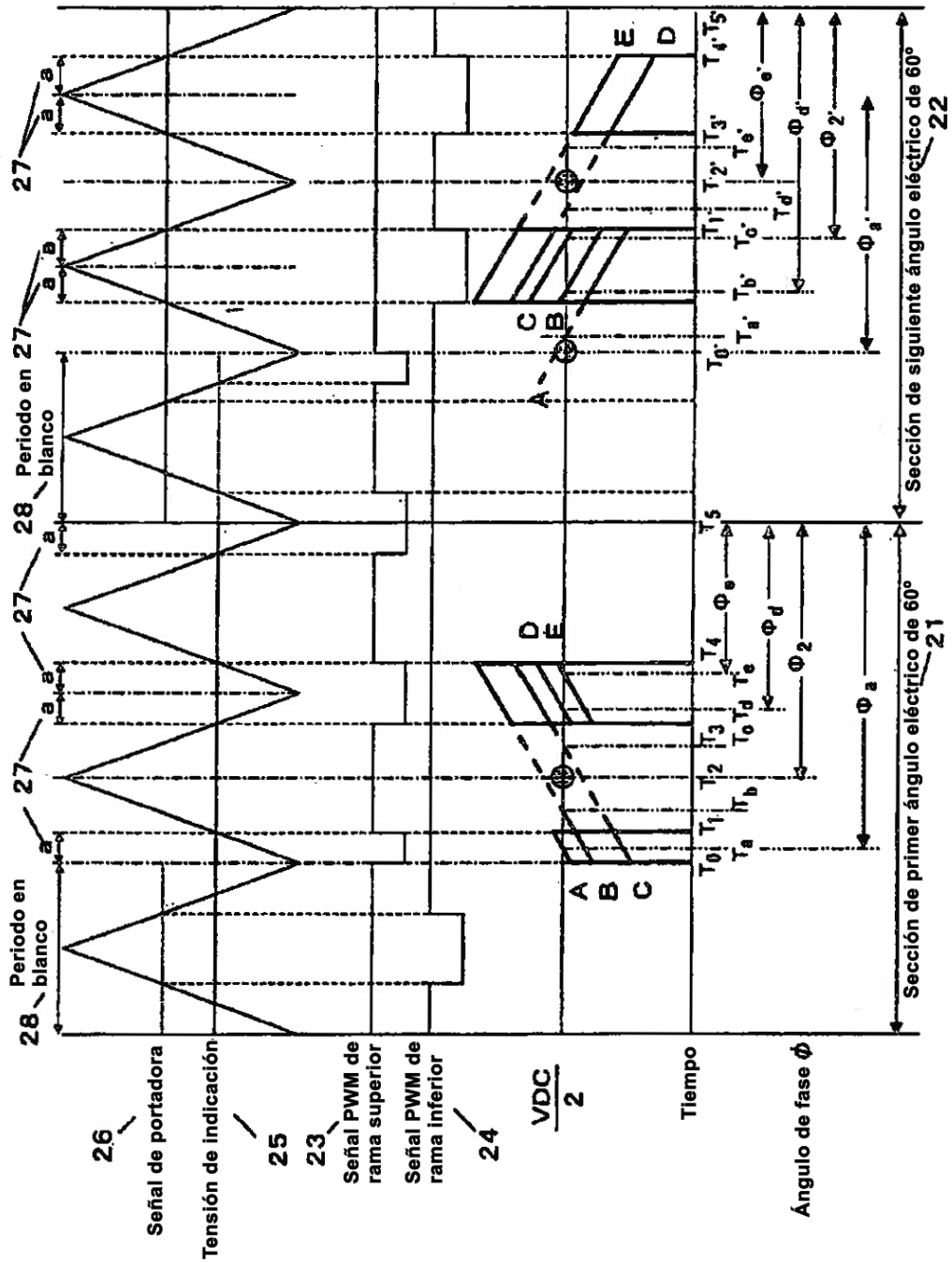


Fig. 10

