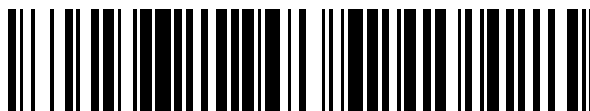


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 383 783**

51 Int. Cl.:
H02M 7/5387 (2007.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **10006087 .0**
96 Fecha de presentación: **11.06.2010**
97 Número de publicación de la solicitud: **2262092**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **15.12.2010**

54 Título: **Aparato de control de inversor, y acondicionador de aire y lavadora que utiliza el mismo**

30 Prioridad:
11.06.2009 JP 2009139769

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
26.06.2012

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
26.06.2012

73 Titular/es:
Hitachi, Ltd.
6-6, Marunouchi 1-chome
Chiyoda-ku Tokyo 100-8280, JP

72 Inventor/es:
Hatsuse, Wataru;
Notohara, Yasuo;
Li, Dongsheng;
Aoyagi, Shigehisa y
Sakamoto, Kiyoshi

74 Agente/Representante:
de Elizaburu Márquez, Alberto

ES 2 383 783 T3

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

DESCRIPCIÓN

Aparato de control de inversor, y acondicionador de aire y lavadora que utiliza el mismo.

5 ANTECEDENTES DEL INVENTO

Este invento se refiere a un aparato para controlar un inversor y, más concretamente, a un método de detectar la corriente de salida de un inversor y también a una técnica para detectar la corriente de salida (corrientes de fase), que circulan a través del bus de CC (corriente continua). Se conoce por el documento US 2008/079377 A1 un aparato de control de inversor, que incorpora dentro de él una unidad de reproducción de corrientes, tal como se define en la parte de preámbulo de la reivindicación 1.

10 Existe una demanda creciente para reducir el tamaño y el coste de un aparato para excitar un motor empleado en un acondicionador de aire o en una lavadora, y existe también una demanda creciente para incrementar el rendimiento y la capacidad de dicho aparato. Se han desarrollado recientemente multitud de técnicas para satisfacer dichas demandas.

Con el fin de satisfacer el requerimiento de mejorar el rendimiento del aparato excitador del motor eléctrico, se emplea habitualmente un motor de imán permanente para ser excitado por el aparato. Un ejemplo de un intento de mejorar más el rendimiento es el diseño de un motor eléctrico, que desarrolla un rendimiento elevado en el funcionamiento normal (en el intervalo de baja velocidad rotacional) de un acondicionador de aire o de una lavadora.

Sin embargo, si se diseña un motor eléctrico semejante para conseguir un elevado rendimiento a una velocidad rotacional baja, le resulta difícil al motor desarrollar un alto rendimiento por la razón que se describe más adelante.

25 En este caso, las figuras 1 y 2 ilustran gráficamente las características de un motor eléctrico que está siendo excitado.

La figura 1 muestra gráficamente la relación entre la velocidad de rotación, es decir, un número de revoluciones por minuto o rpm en abreviatura, del motor y la tensión aplicada al motor desde el inversor, y entre las rpm y la corriente a salir del inversor. La figura 2 muestra gráficamente la relación entre las rpm y el par de torsión de salida del motor.

Puesto que un motor de imán permanente induce "fem" de retorno, es decir, fuerza electromotriz de retorno, cuya magnitud es proporcional a sus rpm, la tensión desarrollada por medio del inversor aumenta en proporción a las rpm, como se ha representado con una curva continua (que designa la tensión del inversor) en la figura 1, y el motor puede generar un par de torsión constante como se ha mostrado en la figura 2.

No obstante, como se ha visto en la figura 1, cuando las rpm del motor exceden de N1, una cantidad de la "contrafem" inducida a través del motor excede de la tensión V_0 , que se puede ser suministrar desde el inversor. La región de las rpm iguales o mayores que N1 se denomina "intervalo de saturación por tensión". Específicamente, un motor eléctrico diseñado para alcanzar un rendimiento elevado presenta un valor bajo de N_i , que es el punto de comienzo del intervalo de saturación por tensión. En otras palabras, puede decirse que el motor de alto rendimiento tiene un intervalo estrecho de operación normal y un amplio intervalo de saturación por tensión.

45 Por ello, con el fin de hacer capaz a un motor semejante de proporcionar una capacidad elevada (a girar a altas rpm), se emplea el "control por shuntado" en el intervalo de saturación por tensión por encima de N1 en la figura 1.

Como se ha mostrado en la figura 1 con una curva continua (que representa la corriente de salida del inversor), la fem inducida es aparentemente reducida por provocar que la corriente reactiva fluya a través del motor en el intervalo de rotación de alta velocidad igual o mayor que N1. En consecuencia, se puede expandir el intervalo de las rpm realizable. No obstante, como se ve también en la figura 1 con una curva continua (que representa la corriente de salida del inversor), la corriente de salida del inversor aumenta, debido a las rpm, sobrepasando N1 de modo que el rendimiento del aparato excitador del motor eléctrico en su totalidad se hace indeseablemente reducido. Además, como se ha visto en la curva continua de la figura 2, el par de torsión de salida, que se puede ser realizar, se reduce también con el aumento de las rpm cuando las rpm exceden de N1.

55 Por otro lado, se ha propuesto convencionalmente el control de la PWM (modulación por duración de impulsos) sobremodulada como un método para incrementar la tensión, que se puede suministrar desde el inversor.

60 Llega a ser posible, como se ha mostrado con las curvas discontinuas de la figura 1, incrementar la tensión V_0 , que se puede suministrar bajo el control de la PWM normal utilizando una onda sinusoidal, por un factor de aproximadamente 1,27, como máximo, mediante el uso del control de la PWM sobremodulada. En consecuencia, el intervalo de operación puede extenderse hasta unas N2 rpm, como se ha mostrado con curvas de trazos largos y cortos en la figura 1.

En consecuencia, se puede evitar un incremento de la corriente reactiva en el caso de que el control de shuntado por derivación se aplique al motor en el intervalo de rotación de alta velocidad, de modo que se pueda impedir la disminución del rendimiento y del par de torsión.

5 Con el fin de satisfacer el requerimiento de reducir el tamaño y el coste de un aparato eléctrico de excitación del motor, se ha propuesto un método de control, que prescinde de un sensor de corriente de fases.

10 Por ejemplo, el documento JP 02-197295 A revela un método de control semejante, prescindiendo de un sensor de corriente de fase, según el cual las corrientes de fase instantáneas del motor se detectan a base de que la corriente fluya a través del bus de CC en el circuito del inversor, que está excitando el motor, y a base del estado de conexión del inversor, de modo que se reproduzcan las corrientes de fase del motor.

15 Según este método, que emplea señales de PWM para excitar el inversor, esas corrientes de fase instantáneas para las dos fases del motor, que aparecen instantáneamente en la corriente que fluye a través del bus de CC del circuito del inversor, son muestreadas y retenidas para reproducir las corrientes de fase del motor.

20 A modo de otro ejemplo, el documento JP 2003-219678 A revela un método de control, según el cual se deriva la corriente CC que fluye en el motor y se detecta también la corriente del par de torsión a base de la corriente media suministrada a través del bus de CC al inversor y la tensión de CC aplicada al inversor.

Como se ha descrito arriba, según el método revelado en el documento JP 02-197295 A, la reproducción de corrientes falla si sólo la corriente de fase instantánea de una única fase aparece en el bus de CC en condiciones de sobremodulada.

25 Según el método revelado en el documento JP 2003-219678 A, que presupone la existencia del intervalo de las rpm donde no se suministra la corriente reactiva, la reproducción de corrientes falla en el intervalo de las rpm donde flue la corriente reactiva como en el control de shuntado por derivación.

30 En otras palabras, los métodos de control revelados en esos documentos de patentes japonesas no fueron capaces de reproducir las corrientes de fase y, por ello, fallaron en excitar el motor eléctrico en el intervalo donde se emplean tanto el control de las PWM sobremoduladas como el control de shuntado por derivación.

35 Además, el método convencional usando el control de las PWM sobremoduladas presupone el empleo de un sensor para detectar las corrientes de fase del motor, pero no considera la técnica para detectar la corriente del bus de CC cuando el control de las PWM sobremoduladas está en marcha.

40 En consecuencia, en el caso en que se empleó la combinación de la técnica convencional y sólo el control de shuntado por derivación, hubo el problema de que la corriente reactiva fluye excesivamente. Hubo además el problema de que, según el control que emplea la técnica convencional, no son factibles todos a la vez el control de las PWM sobremoduladas y el control de shuntado por derivación.

45 El documento US 2008/079377 A1 revela un aparato de control de inversores, el cual incorpora en él una unidad de reproducción de corrientes, que da entrada a información de un detector de corriente de bus de CC para detectar las corrientes de fase instantáneas, que fluyen dentro de un motor eléctrico y que están contenidas en la corriente de bus de DC, que fluye al inversor desde una fuente de energía de CC, y el cual reproduce corrientes de fase, que fluyen dentro del motor, a base de los valores de las corrientes de fase instantáneas, y los mandos de tensión para las tensiones a ser aplicadas al inversor se calculan utilizando las corrientes de fase.

50 El documento JP 2009/124869 A muestra un sistema de control de V/F para motores eléctricos sincrónicos, que comprende un combinador que permite a un filtro de paso bajo aplicar un proceso de promediación a una corriente CC detectada por un resistor derivador, y que corrige un valor compuesto de velocidad del motor eléctrico sincrónico para suprimir componentes ondulatorias contenidas en la corriente CC promediada.

COMPENDIO DEL INVENTO

55 El objeto de este invento es reducir la corriente reactiva, que fluye a través del motor eléctrico.

Esto objeto se satisface con un aparato de control de inversores según se reivindica en la reivindicación 1.

60 Las reivindicaciones subordinadas se orientan a características de realizaciones preferidas del invento.

Según este invento, se puede reducir la corriente reactiva que fluye adentro del motor.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

65 La Figura 1 muestra gráficamente la relación entre la velocidad de rotación, es decir, las revoluciones por minuto o rpm abreviadamente, del motor y la tensión aplicada al motor desde el inversor, y entre las rpm y la corriente salida del inversor;

la Figura 2 muestra gráficamente la relación entre las rpm del motor y el par de torsión de salida;
 la Figura 3 muestra en un diagrama de bloques la estructura general de un aparato excitador de motores eléctricos como primera realización del presente invento;
 la Figura 4 es el diagrama de flujos de señales de un proceso, que lleva a cabo la unidad de reproducción de corrientes;
 la Figura 5 muestra en diagrama cómo se lleva a cabo el muestreo en la primera realización, y la relación entre señales de modulación de un generador de PWM y la aparición a través de un registro de derivación bajo condiciones sobremoduladas, conmutando el estado y la corriente del bus DC;
 la Figura 6 es el diagrama de flujos de señales de un proceso, que realiza la unidad de reproducción de corrientes en el caso en el que se emplea un circuito de filtrado analógico;
 la Figura 7 muestra en diagrama de bloques la estructura de la unidad 6C de reproducción de corrientes empleada en la primer realización;
 la Figura 8 muestra en diagrama cómo se muestrea la corriente del bus de CC en el intervalo de rpm bajas;
 la Figura 9 es una versión amplificada de la figura 8(d), dibujada para una explicación detallada;
 la Figura 10 muestra esquemáticamente la estructura general de un acondicionador de aire, que utiliza el método de reproducción de corrientes según la primera realización;
 la Figura 11 muestra gráficamente la relación entre las rpm del motor eléctrico empleado para excitar el compresor y el rendimiento;
 la Figura 12 muestra esquemáticamente la estructura general de una lavadora a la cual se ha aplicado una segunda realización del presente invento; y
 la Figura 13 muestra gráficamente los puntos operativos del motor eléctrico empleado para propulsar la lavadora.

DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LAS REALIZACIONES

Se describe ahora, más abajo, el presente invento a base de realizaciones relacionadas con los dibujos adjuntos.

[Realización 1]

Se describirá ahora, más abajo, una primera realización el presente invento relacionada con las figuras 3 a 6.

La figura 3 muestra la estructura de un aparato excitador de motores eléctricos como una primera realización del presente invento, y la figura 4 es el diagrama de flujos de las señales de un proceso que lleva a cabo una unidad de reproducción de corrientes.

Un inversor 2 consta principalmente de un circuito 21 principal de inversor construido con IGBT (transistores bipolares de compuerta aislada) y diodos, y de un excitador 22 de compuerta para generar señales con retardo para ser suministradas a los IGBT a base de las señales 5A de modulación de duración de impulsos (PWM) suministradas desde un combinador 5. La tensión E_d , suministrada desde una fuente 3 de energía de CC, es convertida en tensiones de CA trifásicas a base de las señales 5A de PWM, y las tensiones de CA trifásicas se suministran a un motor 1 eléctrico.

Un detector 4 de corriente de un bus de CC detecta la corriente I_o del bus CC, que circula en el inversor 2, utilizando un resistor derivador de CC, y suministra la corriente I_o del bus de CC al combinador 5.

Un detector 31 de tensión del bus de CC detecta la tensión E_d del bus de CC, que se va a aplicar al inversor 2, y suministra la tensión E_d de CC al combinador 5. Debe advertirse aquí que la fuente 3 de energía de CC se puede reemplazar por la combinación de una fuente de energía de CA y un rectificador.

El combinador 5 comprende una unidad 6 de reproducción de corrientes, un generador 7 de PWM, un inversor 8 de dq, una unidad 9 de cálculo de mandos de tensiones, una unidad 10 de generación de mandos de velocidades y una unidad 11 de control que no tiene transductor de posición. En adelante, se aludirá a esta unidad 11 de control como la "unidad de control sin transductor de posición".

La unidad 6 de reproducción de corrientes reproduce las corrientes (I_d , I_q) del motor en el marco (d-q) rotativo como las corrientes (I_{dc} , I_{qc}) reproducidas, utilizando la corriente I_o del bus de CC detectada por el detector 4 de corriente de bus de CC, la tensión E_d de CC detectada por el detector 31 de tensión de CC, las señales 5B de PWM suministradas por el generador 7 de PWM, los valores (V_d^* , V_q^*) suministrados desde la unidad 9 de cálculo de mandos de tensión, y la fase θ_{dc} rotativa estimada por el inversor suministrada desde la unidad 11 de control sin transductor de posición.

El generador 7 de PWM genera las señales 5A de PWM a base de valores (V_u^* , V_v^* , V_w^*) de mandos de tensión de CA suministrados desde el inversor 8 de dq.

El inversor 8 de dq convierte los valores (V_d^* , V_q^*) de mandos de tensión en los valores (V_u^* , V_v^* , V_w^*) de mandos de tensión de CA.

La unidad 9 de cálculo de mandos de tensión calcula los valores (V_d^* , V_q^*) de mandos de tensión para las tensiones aplicadas al motor 1, utilizando las corrientes (I_{dc} , I_{qc}) reproducidas y un valor ω_1^* de mando de velocidades.

5 La unidad 10 de generación de mandos de velocidades suministra el valor ω_1^* de mando de velocidades a la unidad 9 de cálculo de mandos de tensiones.

La unidad 11 de control del transductor de posición inferior estima la fase θ_{dc} rotativa del motor 1, utilizando las corrientes (I_{dc} , I_{qc}) reproducidas y los valores (V_d^* , V_q^*) de comandos de tensión.

10 La unidad 6 de reproducción de corrientes, cuya estructura detallada se muestra en la figura 4, comprende una unidad 61 de conversión de CA, una unidad 62 de filtrado, una unidad 63 de determinación corriente-fase y una unidad 64 de cálculo de reproducción de corrientes.

15 La unidad 61 de conversión de AD convierte la corriente I_0 de bus de CC y la tensión E_d de CC, ambas en cantidades analógicas, en las I_{0-S} y E_{0-S} , ambas en cantidades digitales, respectivamente.

20 La unidad 62 de filtrado filtra la corriente I_{0-S} del bus de CC para suministrar corriente I_{0-FL-S} promediada del bus de CC. El término "promediada" utilizado aquí se refiere a "filtrada". El proceso de filtrado empleado aquí incluye, por ejemplo, el filtrado con primer retardo de órdenes y el filtrado de promedio aritmético.

La unidad 63 de determinación de corriente-fase determina qué corriente de fase del motor 1 es la corriente I_{0-S} digital del bus de CC, a base de las señales 5B de PWM.

25 La unidad 64 de cálculo de reproducción de corrientes reproduce las corrientes (I_d , I_q) del motor sobre el marco (d-q) rotativo como las corrientes (I_{dc} , I_{qc}) reproducidas, utilizando la corriente I_{0-S-W} de fase determinada del bus de CC (considerada como fase-W y, por ello, designada con el subíndice -w), la corriente I_{0-FL-S} promediada del bus de CC, la tensión E_{d-s} de CC digital, las señales 5B de PWM, los valores (V_d^* , V_q^*) de mandos de tensión y la fase θ_{dc} rotativa estimada del inversor.

30 El inversor 8 de dq calcula los valores (V_u^* , V_v^* , V_w^*) de mandos de tensión de CA a base de los valores (V_d^* , V_q^*) de mandos de tensión suministrados por la unidad 9 de cálculo de mandos de tensión. El cálculo ejecutado por el inversor 8 de dq se basa en la siguiente expresión (1).

[Expresión 1]

35

$$\begin{bmatrix} V_u^* \\ V_v^* \\ V_w^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \cos\left(\frac{2}{3}\pi\right) & \text{sen}\left(\frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\frac{4}{3}\pi\right) & \text{sen}\left(\frac{4}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dc}) & -\text{sen}(\theta_{dc}) \\ \text{sen}(\theta_{dc}) & \cos(\theta_{dc}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d^* \\ V_q^* \end{bmatrix} \quad (1)$$

40 El generador 7 de PWM convierte los valores V_u^* , V_v^* y V_w^* de mandos de tensión de CA en un juego de señales 5A de PWM, cada uno de los cuales corresponde a cada una de las fases u, v o w. El excitador 22 de compuerta del inversor 2 excita los elementos de conexión en respuesta a la señales 5A de PWM, de modo que las tensiones de CA, que corresponden a los valores V_q^* , V_d^* de mandos de tensión se apliquen al motor 1. La relación entre los valores V_u^* , V_v^* , V_w^* de mandos de tensión de CA, la forma de onda del portador de PWM y las señales 5A de PWM se describirán más adelante en relación con la figura 5.

45 Según esta realización, el aparato eléctrico de excitación de motores se describe empleando un procedimiento 51 de control de vectores libres de transductor corriente/posición convencional. No obstante, no existe limitación para el método de control y la estructura preferidos específicamente para emplear con un aparato eléctrico de excitación de motores. En otras palabras, esta realización se puede implementar con cualquier procedimiento de control, que se base en la reproducción de corrientes de fase del motor a base de la corriente de bus de CC.

50 La operación detallada de la unidad 6 de reproducción de corrientes, que caracteriza esta realización, se describirá ahora en relación con las figuras 4 y 5.

55 La figura 5 muestra la relación entre las señales de PWM y la corriente de bus de CC.

En el diagrama (a1), se muestran los valores V_u^* de mandos de tensión AC (trapecio de línea continua), V_v^* (trapecio de línea de puntos) y V_w^* (trapecio de línea de trazos largos y cortos) durante un periodo, y la señal del portador triangular (habiéndose mostrado sólo tres picos a la izquierda).

5 El diagrama (a2) es la amplificación del área del diagrama (a1), que se ha marcado con un triángulo negro, que muestra los valores de mandos de tensión de CA y la señal del portador triangular. Como se ha mostrado en el diagrama (a2), los valores V_u^* , V_v^* de mandos de tensión de CA toman un valor de $+Ed/2$, mientras que el valor V_w^* de mandos de tensión de CA toma un valor de $-Ed/2$.

10 El diagrama (b) muestra señales de PWM producidas según la relación mostrada en el diagrama (a2).

El diagrama (c) muestra las corrientes de fase del motor, que circulan en respuesta a las señales de PWM.

15 El diagrama (d) muestra la corriente I_{0-S} (línea continua) del bus de CC y la corriente I_{0-FL-S} (línea de puntos) promediada del bus de CC. Como se muestra en el diagrama (d), las formas de las ondas de la corriente I_{0-S} del bus de CC y de la corriente I_{0-FL-S} promediada del bus de CC se suministran con los puntos de muestreo tomados según el método de detección de corrientes de la presente realización. El método de detección de corrientes de esta realización consiste en utilizar simultáneamente la corriente I_{0-FL} promediada del bus de CC y la corriente I_{0-S} de fase instantánea para una única fase.

20 En cuanto a la figura 5, la relación entre las señales de PWM y la corriente del bus de CC se describirá primero en el caso del procedimiento de PWM sobremodulada, es decir, cuando las rpm exceden de N1 como en las figuras 1 y 2.

25 La figura 5 muestra el caso en el que los valores máximos de las amplitudes sinusoidales de esos valores V_u^* , V_v^* , V_w^* de mandos de tensión de CA se hacen mayores que la mitad del valor de la tensión ($Ed/2$) de CA, es decir, en el que se da modulación excesiva en el procedimiento de PWM sobremodulada. En este caso, como se ha mostrado en el diagrama (a1), los valores de los mandos de tensión de CA están truncados por el valor igual a la mitad de la tensión ($Ed/2$) de CC, es decir, limitado entre $\pm Ed/2$. Además, se dan intervalos a lo largo del eje de la fase θ_{dc} rotativa estimada del inversor, en la que los valores límites superior e inferior de los mandos de tensión de CA se solapan mutuamente.

30 Con arreglo a la condición de que los comandos V_u^* y V_v^* de tensión de CA para las fases U y V están limitados al valor igual a la mitad de la tensión ($Ed/2$) de CC y de que se solapan mutuamente como se ha visto en el diagrama (a2), la corriente I_{0-S} del bus de CC adopta una forma de onda continua de corriente instantánea (que tiene aquí una pendiente descendente con propósito ilustrativo) como se ha visto en el diagrama (d). En consecuencia, sólo puede disponerse de la corriente instantánea para la fase W, que es la menor corriente de fase y queda bajo la forma de onda portadora triangular, como se ha visto en el diagrama (a2). En otras palabras, no pueden observarse las corrientes instantáneas para las fases U y V, que quedan sobre la forma de onda portadora triangular.

35 Puesto que la corriente I_{0-FL-S} promediada del bus de CC queda por debajo de la corriente I_{0-S} del bus de CC, la primera parece como si no fuera una cantidad promediada. Realmente, sin embargo, puesto que la corriente I_{0-FL-S} queda por encima de la corriente I_{0-S} del bus de CC en algunas regiones distintas de la que se muestra en el diagrama (d), se puede considerar que el diagrama (d) representa justamente la característica promediada.

40 Según las condiciones del diagrama (a2) de la figura 5, como se puede observar la corriente de fase instantánea es sólo para una fase única, la reproducción de corriente es imposible utilizando el método de detección de corrientes revelado en el documento JP-A-02-197295, que reproduce corrientes trifásicas a base de corrientes instantáneas para dos fases.

45 Además, puesto que se incrementan las rpm del motor, partiendo bajo condición excesivamente sobremodulada, como se ha mostrado en la figura 5, la reproducción de corrientes es imposible incluso cuando se usa el método revelado en el documento JP-A-2003-219678, que reproduce corrientes utilizando energía eléctrica, como se ha descrito arriba, si se emplea el control de shuntado por derivación para provocar que la corriente reactiva fluya a través del motor. En consecuencia, se hace imposible la excitación del motor.

50 Se describirá ahora, con referencia a las figuras 4 y 5, la operación detallada de la unidad 6 de reproducción de corrientes de esta realización, que es diferente de las equivalentes reveladas en los documentos JP-A-02-197295 y JP-A-2003-219678.

55 En la figura 4, una unidad 61 de conversión AD muestrea y retiene la corriente I_0 detectada por el detector 4 de corrientes del bus de CC y suministra la corriente I_{0-S} muestreada del bus de CC. De un modo análogo, la unidad de conversión AD muestrea y retiene la tensión E_d de CC, detectada por el detector 31 de tensiones de CC, y suministra la tensión E_{d-S} de CC muestreada.

60 Una unidad 62 de filtrado filtra la corriente I_{0-S} muestreada del bus de CC, muestreada y retenida por la unidad 61 de conversión DA, y suministra la corriente I_{0-FL-S} promediada del bus de CC muestreada.

Una unidad 63 de determinación de fases de corriente determina cuál de las fases U, V y W corresponde a la corriente I_{0-S} muestreada del bus de CC, a base de las señales 5B de PWM generadas por el generador 7 de PWM. La figura 4 muestra el caso donde I_{0-S} es muestreada a partir de la forma de onda de I_0 mostrada en el diagrama (d) de la figura 5 y la corriente de fase W es identificada por la unidad 63 de determinación de fases de corriente. La corriente I_{0-S} muestreada del bus de CC se designa como la corriente I_{0-S-W} de fase W muestreada del bus de CC.

Una unidad 64 de cálculo y reproducción de corrientes calcula las corrientes I_{dc} e I_{qc} de motor, utilizando la corriente I_{0-S-W} de fase W del bus de CC, la corriente I_{0-FL-S} promediada del bus de CC muestreada, la tensión E_{d-s} de CC muestreada y las siguientes expresiones (2), (3) y (4).

[Expresión 2]

$$I_u + I_v + I_{0-S-W} = 0 \quad (2)$$

[Expresión 3]

$$\begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dc}) & \cos\left(\theta_{dc} - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta_{dc} - \frac{4}{3}\pi\right) \\ -\text{sen}(\theta_{dc}) & -\text{sen}\left(\theta_{dc} - \frac{2}{3}\pi\right) & -\text{sen}\left(\theta_{dc} - \frac{4}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_u \\ I_v \\ I_{0-S-M} \end{bmatrix} \quad (3)$$

[Expresión 4]

$$E_{d-s} I_{0-FL-S} = \frac{3}{2} (V_d^* \cdot I_{dc} + V_q^* \cdot I_{qc}) \quad (4)$$

La expresión (2) se deriva de la ley de Kirchhoff: la suma de las corrientes I_u , I_v e I_w de fases U-, V- y W- es igual a cero.

La expresión (3) es la fórmula de conversión que, utilizando la fase θ_{dc} rotativa estimada en el inversor de la fase rotativa del motor, transforma las corrientes I_u , I_v e I_w de fases U-, V- y W- del motor en puntos de coordenadas en el marco (d-q) rotativo de modo que se produzcan las corrientes I_{dc} , I_{qc} en el sistema de coordenadas d-q.

La expresión (4) se refiere a la energía eléctrica con la pérdida de energía en el circuito del inversor no considerada, e indica que la energía eléctrica derivada de los valores V_d^* , V_q^* y las corrientes I_{dc} , I_{qc} del motor en el sistema de coordenadas d-q es igual a la energía eléctrica derivada de la tensión E_d de CC y la corriente I_{0-FL} promediada del bus de CC.

Hay cuatro variables desconocidas, a saber, las corrientes I_u , I_v de fases U- y V- del motor, y las corrientes I_{dc} , I_{qc} del motor en las expresiones (2), (3) y (4). Puesto que hay cuatro expresiones, puesto que la expresión (3) incluye dos fórmulas relativas a los ejes d- y q-, entonces el número de incógnitas es igual al número de expresiones de cálculo. En consecuencia, se pueden obtener las corrientes I_u , I_v de fases U- y V- del motor y las corrientes I_{dc} , I_{qc} del motor.

Como se ha descrito arriba, la unidad 64 de cálculo de reproducción de corrientes calcula y suministra las corrientes I_{dc} , I_{qc} del motor como consecuencia de cálculos ejecutados según la siguiente expresión (5), utilizando las cuatro cantidades obtenidas de las expresiones (2), (3) y (4).

[Expresión 5]

$$\begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{E_{d-s} \operatorname{sen}\left(\theta_{dc} - \frac{1}{3}\pi\right) I_{o-FL-s} - 2V_q^* \operatorname{sen}^2\left(\frac{1}{3}\pi\right) I_{o-s-w}}{V_q^* \cos\left(\theta_{dc} - \frac{1}{3}\pi\right) + V_d^* \operatorname{sen}\left(\theta_{dc} - \frac{1}{3}\pi\right)} \\ \frac{E_{d-s} \cos\left(\theta_{dc} - \frac{1}{3}\pi\right) I_{o-FL-s} + 2V_d^* \operatorname{sen}^2\left(\frac{1}{3}\pi\right) I_{o-s-w}}{V_q^* \cos\left(\theta_{dc} - \frac{1}{3}\pi\right) + V_d^* \operatorname{sen}\left(\theta_{dc} - \frac{1}{3}\pi\right)} \end{bmatrix} \quad (5)$$

5

De modo análogo, cuando la unidad 63 de determinación de fases de corriente y la unidad 64 de cálculo de reproducción de corrientes determinan la corriente I_{0-S} muestreada del bus de CC como la corriente de fase V, las corrientes I_{dc} , I_{qc} reproducidas se calculan utilizando la siguiente expresión (6) a base de la corriente I_{0-S-V} muestreada de fase V en el bus de CC, la corriente I_{0-FL-S} promediada muestreada en el bus de CC y la tensión E_{d-s} muestreada de CC.

10

[Expresión 6]

$$\begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{E_{d-s} \operatorname{sen}\left(\theta_{dc} - \frac{2}{3}\pi\right) I_{o-FL-s} + 2V_q^* \operatorname{sen}^2\left(\frac{1}{3}\pi\right) I_{o-s-v}}{V_q^* \cos\left(\theta_{dc} - \frac{2}{3}\pi\right) + V_q^* \operatorname{sen}\left(\theta_{dc} - \frac{2}{3}\pi\right)} \\ \frac{E_{d-s} \cos\left(\theta_{dc} - \frac{2}{3}\pi\right) I_{o-FL-s} - 2V_d^* \operatorname{sen}^2\left(\frac{1}{3}\pi\right) I_{o-s-v}}{V_q^* \cos\left(\theta_{dc} - \frac{2}{3}\pi\right) + V_d^* \operatorname{sen}\left(\theta_{dc} - \frac{2}{3}\pi\right)} \end{bmatrix} \quad (6)$$

15

También, cuando la corriente I_{0-S} muestreada en el bus de CC se ha determinado como la corriente de fase U, las corrientes I_{dc} , I_{qc} reproducidas se calculan utilizando la siguiente expresión (7) a base de la corriente I_{0-S-U} de fase U muestreada en el bus de CC, la corriente I_{0-FL-S} promediada muestreada en el bus de CC y la tensión E_{d-s} de CC muestreada.

20

[Expresión 7]

$$\begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{E_{d-s} \operatorname{sen}(\theta_{dc} - \pi) I_{o-FL-s} - 2V_q^* \operatorname{sen}^2\left(\frac{2}{3}\pi\right) I_{o-s-u}}{V_q^* \cos(\theta_{dc} - \pi) + V_d^* \operatorname{sen}(\theta_{dc} - \pi)} \\ \frac{E_{d-s} \cos(\theta_{dc} - \pi) I_{o-FL-s} + 2V_d^* \operatorname{sen}^2\left(\frac{2}{3}\pi\right) I_{o-s-u}}{V_q^* \cos(\theta_{dc} - \pi) + V_d^* \operatorname{sen}(\theta_{dc} - \pi)} \end{bmatrix} \quad (7)$$

25

En esta realización, la unidad 6 de reproducción de corrientes se describe como filtrante de la corriente I_0 del bus de CC por medio de procesamiento digital, pero el proceso de filtrado puede llevarse a cabo de modo análogo, por ejemplo, reemplazando la unidad 62 de filtrado por un circuito 62A de filtrado analógico, que consiste en resistencias y condensadores, como se ha mostrado en la figura 6.

30

En la unidad 6 de reproducción de corrientes de la presente realización, se utilizan simultáneamente la corriente I_{0-FL} promediada del bus de CC y la corriente I_{0-S} de fase instantánea para una única fase, de modo que la reproducción de corrientes se posibilita incluso de acuerdo con el control de shuntado por derivación empleando el procedimiento

de PWM sobremodulada. En este caso, el término “simultáneamente” implica simplemente que la cantidad obtenida muestreando la corriente I_{0-S} de fase instantánea y cualquier valor de la corriente I_{0-FL-S} promediada del bus de CC se utilizan ambos a unas rpm mayores que N2. Por ejemplo, se han dibujado dos puntos de muestreo en el diagrama (d) de la figura 5.

De este modo, se hace posible la reproducción de corrientes y, de ahí, que se pueda usar el control de PWM sobremodulada empleando el control de shuntado por derivación. A saber, como se ha descrito arriba para la figura 1, la tensión puede incrementarse de V_0 a $1,27xV_0$. En consecuencia, puesto que puede suprimirse la contraferm inducida en el motor hasta el extremo correspondiente a la tensión incrementada, se puede disminuir la corriente reactiva a conducirse a través del motor. Por consiguiente, se puede mejorar el par de torsión que puede desarrollar el motor puede como se muestra en la figura 2.

Se describirá ahora la permutación de métodos de detección de corrientes en relación con las figuras 7, 8 y 9.

La figura 7 muestra esquemáticamente una unidad 6C de reproducción de corrientes equipada con una unidad 67 de permutación de detección de corrientes, que es una variante de la unidad 6 de reproducción de corrientes mostrada en la figura 4. La figura 7 muestra también el flujo del procesado de corrientes en la unidad 6C de reproducción de corrientes. Con el fin de mejorar la precisión de la detección de corrientes, la unidad 6C de reproducción de corrientes se ha diseñado para permutar entre una primera sección de reproducción de corrientes (utilizando tal método de detección de corrientes como se ha descrito en la figura 4), que utiliza simultáneamente la corriente I_{0-FL} promediada del bus de CC y la corriente I_{0-S} de fase instantánea para una fase única, y una segunda sección de reproducción de corrientes (empleando un método de detección de corrientes conocido), que reproduce corrientes trifásicas a partir de corrientes de fase instantáneas para dos fases.

En relación con las figuras 8 y 9, se describirá la relación entre las señales de PWM y la corriente del bus de CC, observada para las rpm del motor iguales o menores que N1, en el caso en que se use un procedimiento de control distinto del procedimiento de PWM sobremodulada (dibujado con curvas continuas en las figuras 1 y 2).

La figura 8 muestra la relación entre las señales de PWM y la corriente del bus de CC, observada para rotaciones del motor de baja velocidad, es decir, para rpm iguales o menores que N1, junto con el modo con el que se muestrean las dos, la corriente I_0 del bus de CC y la corriente I_{0-FL} promediada del bus de CC.

Las figuras 9(A) y 9(B) son versiones ampliadas de la figura 8(d), preparada para una explicación detallada del muestreo.

La parte A de la figura 9 muestra el modo en el que la segunda sección de reproducción de corrientes lleva a cabo el muestreo, habiéndose muestreado la corriente I_0 del bus de CC como muestreo 1 y muestreo 2.

La parte B de la figura 9 muestra el modo en el que la primera sección de reproducción de corrientes lleva a cabo el muestreo, habiéndose muestreado la corriente I_0 del bus de CC como muestreo 2 y la corriente I_{0-FL} del bus de CC, como muestreo 3.

La estructura de la unidad 6C de reproducción de corrientes se describirá ahora brevemente en relación con la figura 7.

Una unidad 62 de filtrado, una unidad 63 de determinación de fases de corriente y una unidad 64 de cálculo/reproducción de corrientes, que constituyen la primera sección de la unidad 6C de reproducción de corrientes, operan del mismo modo que los correspondientes equivalentes mostrados en la figura 4 y que se describen arriba.

La segunda sección de reproducción de corrientes de la unidad 6C de reproducción de corrientes consta de una unidad 65 de determinación de fases de corriente y una unidad 66 de cálculo/reproducción de corrientes, y suministra las corrientes I_{dc2} e I_{qc2} reproducidas. Para una descripción más detallada de la unidad 6C de reproducción de corrientes, se solicita del lector que se remita al documento JP-A-02-197295. En cuanto sigue, se ha descrito brevemente el caso al que se refieren las formas de onda mostradas en la figura 8.

Como se ha visto en la figura 7, la unidad 65 de determinación de fases de corriente determina las corrientes I_{0-S} muestreadas del bus de CC muestreadas en la unidad 61 de conversión de AD como las corrientes de fase instantáneas de las fases W- y U- a base de las señales 5B de PWM, y suministra las corrientes de fase instantáneas para dos fases, es decir, la corriente I_{0-S-W} promediada en el bus de CC de fase W y la corriente I_{0-S-U} del bus de CC muestreada.

La unidad de cálculo/reproducción de corrientes obtiene la corriente I_V de fase V utilizando la expresión (2), considerando la suma de corrientes para tres fases, a base de las corrientes de fase instantáneas así obtenidas para dos fases. Luego, la unidad 66 de cálculo/reproducción de corrientes suministra las corrientes I_{dc2} e I_{qc2} reproducidas empleando la expresión (3) para transformar las corrientes de fases U-, V- y W- en las corrientes a lo largo del eje d-

q en el marco (d-q) rotativo, a base de la corriente I_{0-S-W} muestreada del bus de corriente CC de fase W, la corriente I_{0-S-U} del bus de corriente CC de fase U muestreada, la corriente I_V de fase V así obtenida y la fase θ_{dc} rotativa estimada en el inversor.

5 La unidad 67 de permutación de detección de corrientes compara la corriente I_{0-FL} promediada del bus de CC con un valor prefijado, y si la primera es igual o mayor de el último, la unidad 67 de permutación de detección de corrientes suministra las corrientes I_{dc2} e I_{qc2} reproducidas calculadas por la primera sección de reproducción de corrientes como las corrientes I_{dc} e I_{qc} reproducidas, respectivamente. En otras palabras, si la corriente I_{0-FL} promediada del bus de CC es igual o mayor que el valor prefijado, la unidad 67 de permutación de detección de corrientes selecciona la primera sección de cálculo/reproducción de corrientes, mientras que si la corriente I_{0-FL} promediada del bus de CC es menor que el valor prefijado, la unidad 67 de permutación de detección de corrientes selecciona la segunda sección de cálculo/reproducción de corrientes.

10 En la descripción de más arriba, la unidad 67 de permutación de detección de corrientes permuta los métodos de detección de corrientes comparando la corriente I_{0-FL} promediada del bus de CC con un valor prefijado. Sin embargo, la unidad 67 de permutación de detección de corrientes puede diseñarse alternativamente de modo que permute los métodos de detección de corrientes comparando las rpm del motor 1 con un valor prefijado. En esta realización, semejante valor prefijado se considera como N1.

15 De este modo, permutando los métodos primero y segundo de detección de corrientes, se pueden reproducir con gran precisión las corrientes de fase del motor desde un intervalo de bajas rpm a un intervalo de elevadas rpm.

20 Seguidamente, se explicará el intervalo de rpm más bajo que N1, es decir, el intervalo donde el motor 1 eléctrico rota a baja velocidad, en relación con la figura 8. Ha de entenderse que, en este intervalo de bajas de rpm, los valores V_u^* , V_v^* , V_w^* de mando de tensiones de CA no están saturados y hay muchas portadoras de ondas triangulares dentro de un periodo de la corriente/tensión de CA:

25 Como resulta evidente de la comparación entre los diagramas (a1) y (a2) de la figura 8 (para el caso de baja velocidad) y entre los diagramas (a1) y (a2) de la figura 5 (para el caso de alta velocidad), puesto que los valores V_u^* , V_v^* , V_w^* de mando de tensiones de CA para el intervalo en el que el motor 1 rota a velocidades bajas se hacen menores que los del intervalo en el que el motor 1 gira a velocidades elevadas, los intervalos de tiempo de la conducción de la corriente I_0 del bus de CC se hacen más cortos en el diagrama (d) de la figura 8 (para el caso de velocidad baja) que en el diagrama (d) de la figura 5 (para el caso de velocidad elevada), y por ello el valor de la corriente I_{0-FL} promediada del bus de CC se hace menor en el diagrama (d) de la figura 8 (para el caso de velocidad baja) que en el diagrama (d) de la figura 5 (para el caso de velocidad elevada).

30 Con la primera sección de reproducción de corrientes (utilizando un método de detección de corrientes semejante al descrito en relación con la figura 4), que utiliza simultáneamente la corriente I_{0-FL-S} promediada del bus de CC y la corriente I_{0-S} de fase instantánea para una fase única, la energía de CC se calcula a partir de la corriente I_{0-FL-S} promediada del bus de CC y de la tensión E_{d-S} de CC. En consecuencia, cuando la corriente I_{0-FL-S} promediada del bus de CC se hace pequeña en el intervalo de bajas rpm, el muestreo de corriente (es decir, el muestreo 3 mostrado en la parte B de la figura 9) es sensible al ruido, de modo que se degrada la precisión en la reproducción de corrientes.

35 Por otro lado, con la segunda sección de reproducción de corrientes (utilizando un método de detección de corrientes conocido), que reproduce corrientes trifásicas a partir de las corrientes instantáneas para dos fases, las corrientes instantáneas para dos fases se pueden muestrear (como muestreos 1 y 2) a partir de la corriente I_0 del bus de CC que es mayor que la corriente I_{0-FL} promediada del bus de CC, como se ha mostrado en la parte A de la figura 9. Por consiguiente, la producción de corrientes se hace posible sin degradar la precisión incluso en el intervalo de bajas rpm.

40 En consecuencia, si la segunda sección de reproducción de corrientes se selecciona en el intervalo de bajas rpm, la corriente puede detectarse sin degradar la precisión en la detección.

45 De este modo, las corrientes de fase del motor 1 pueden reproducirse con alta precisión desde el intervalo de bajas rpm al intervalo de altas rpm si los métodos de detección de corrientes se permutan selectivamente entre la primera sección de reproducción de corrientes y la segunda sección de reproducción de corrientes. Por ello, es útil reemplazar la unidad 6 de reproducción de corrientes por la unidad 6C de reproducción de corrientes, mostrada en la figura 7, que puede permutar entre la primera sección de reproducción de corrientes y la segunda sección de reproducción de corrientes.

50 Se hará ahora, en relación con las figuras 10 y 11, la descripción referente a una aplicación del método de detección de corrientes de esta realización al aparato excitador del motor para emplear con el compresor de un acondicionador de aire.

55 La figura 10 muestra esquemáticamente el sistema completo de un acondicionador de aire.

- 5 Un acondicionador 100 de aire consta principalmente de una unidad 101 exterior, de una unidad 102 interior y de la tubería 103, que conecta las unidades 101 y 102 exterior e interior. El calor se intercambia entre la unidad 101 exterior y la unidad 102 interior por medio de un refrigerante, que circula a través de la tubería 103.
- 10 La unidad 101 exterior para intercambiar el calor con el espacio exterior comprende un compresor 104 para comprimir el refrigerante, un motor 105 excitador del compresor para accionar el compresor 104, un aparato 106 excitador del motor para controlar el motor 105 impulsor del compresor y un intercambiador 107 de calor para intercambiar calor entre las unidades 101 y 102 exterior e interior.
- 15 La unidad 102 interior para intercambiar calor con el espacio interior comprende un intercambiador 108 de calor para intercambiar calor con el espacio interior y una soplante 109 para dispersar calor generado por el intercambiador 108 de calor en el espacio interior.
- 20 Se hará ahora la descripción relativa al rendimiento del motor 105 impulsor del compresor en relación con la figura 11.
- 25 El factor (APF) de rendimiento anual se ha venido utilizar recientemente como un índice para juzgar el rendimiento de un acondicionador de aire en pseudooperación, que se aproxima a una operación real. Para el índice APF, se centra la importancia en el rendimiento de una operación a baja velocidad con una carga ligera. Por tanto, cuando el motor impulsor del compresor para utilizar en un acondicionador de aire se diseña para ser adaptado a una operación a baja velocidad, el valor N3 de rpm, al cual el rendimiento alcanza el valor pico en la figura 11, debe incluirse en el intervalo de bajas rpm.
- 30 Sin embargo, en cuanto al motor diseñado para operaciones a baja velocidad, el intervalo de saturación por tensión mostrado en la figura 1 es expandido donde la contrafem del motor excede de la tensión que puede suministrar el inversor. En consecuencia, la corriente reactiva generada por medio del control de shuntado por derivación es conducida a través del motor en su mayor parte en el intervalo de las rpm elevadas. Por tanto, como se ha mostrado con la curva continua en la figura 11, el motor impulsor del compresor incurre en una gran degradación de rendimiento en el intervalo de altas velocidades.
- 35 Cuando el método de detección de corrientes según la primera realización se aplica a un acondicionador de aire, la reproducción de la corriente del motor se hace posible incluso en el caso en el que los valores de mando de la tensión se solapan en el control de PWM sobremodulada. En otras palabras, la tensión que puede suministrar el inversor puede incrementarse hasta el extremo de que las formas onda de los valores de mando de tensión de CA se aproximen a formas de onda rectangulares (hasta el punto de que las rpm se aproximen a N2 y la tensión se aproxime a $1,27xV_0$ en la figura 1), de modo que pueda disminuirse la corriente reactiva conducida a través del motor pueda.
- 40 De este modo, el incremento de tensión, que puede suministrar el inversor, puede disminuir la corriente reactiva, que circula en el control de shuntado por derivación, incluso cuando la tensión E_d sea constante, como se ha mostrado en la figura 1. Por consiguiente, se puede disminuir la pérdida debida a la corriente, y también puede suprimirse la degradación del rendimiento en el intervalo de altas rpm que excede de las rpm de N3, en el que el rendimiento alcanza un pico, como se muestra con la curva de trazos largos y cortos de la figura 11. Además, como se muestra
- 45 en la figura 2, se incrementa el par de torsión que puede generar el motor impulsor del compresor, es decir, el motor puede generar rendimientos mecánicos más elevados en el intervalo de las rpm más altas.
- 50 Como se ha descrito arriba, si el método de detección de corrientes de esta realización y el control de PWM sobremodulada son utilizados combinadamente para el sistema impulsor del compresor de un acondicionador de aire, se puede disfrutar de un alto rendimiento incluso cuando el motor impulsor del compresor sea operado a altas rpm. Esto significa que se puede incrementar la proporción de circulación de refrigerante, o sea, que se puede aumentar el rendimiento del acondicionador de aire.
- 55 [Realización 2]
Se describirá ahora en relación con las figuras 12 y 13 una segunda realización de este invento, en la que el aparato impulsor del motor, que emplea el método de detección de corrientes de la primera realización, se aplica para impulsar el agitador de una lavadora.
- 60 La figura 12 describe en sección transversal vertical la estructura completa de la lavadora.
- Una lavador 200 comprende una cubeta 205, una cesta 204, un agitador 203 para agitar el agua y lavar en la cesta 204, un motor 202 impulsor del agitador para hacer rotar el agitador 203, y un aparato 201 excitador del motor para controlar el motor 202 impulsor del agitador.

Se realizará ahora la descripción relativa a los puntos operativos del motor 202 impulsor del agitador con referencia a la figura 13, que muestra gráficamente la relación entre las rpm y el par de torsión del motor 202 impulsor del agitador.

5 En el momento del lavado, el motor 202 impulsor del agitador funciona en la parte A operativa, correspondiente a la operación a bajas rpm, con un elevado par de torsión, y, en el tiempo de deshidratación, funciona según el control de shuntado por derivación en el punto B operativo, correspondiente al funcionamiento a elevadas rpm y con bajo par de torsión. Con el fin de hacer frente a las demandas crecientes de incrementar la capacidad de lavado y acortar el tiempo de deshidratación, se debe pasar el punto operativo del motor 202 impulsor del agitador del punto B al punto C o D.

10 Sin embargo, el motor 202 impulsor del agitador opera normalmente en el punto A de apertura, que corresponde a la operación a bajas rpm con un par de torsión de altura y elevado rendimiento. Se utiliza, por ello, un motor de imán permanente como motor impulsor del agitador con el propósito de intensificar el flujo magnético interno. Como se ha descrito arriba, con el motor de imán permanente, se reduce el par de torsión que puede generar el motor debido a la expansión del intervalo de saturación por tensión en operaciones a elevadas rpm, de modo que no se puede hacer funcionar el motor en los puntos C y D operativos.

15 Cuando el método de detección de corrientes según esta realización se aplica a una lavadora, se hace posible la reproducción de corrientes del motor incluso en el caso de que los valores de mando de tensión se solapen en el control de PWM sobremoduladas. En otras palabras, la tensión que puede suministrar el inversor se puede incrementar hasta el extremo de que las formas de onda de los valores de mando de tensión de CA se aproximen a formas de onda rectangulares.

20 Como es evidente en la figura 2, el incremento de tensión, que puede suministrar el inversor, de por resultado el incremento del par de torsión que el motor puede generar operando según el control de shuntado por derivación. Por tanto, la característica operativa del motor 202 impulsor del agitador puede trasladarse de la línea continua a la línea de trazos en la figura 13. De ahí, que se pueda hacer funcionar el motor 202 impulsor del agitador en los puntos C y D operativos.

25 Puesto que el motor 202 impulsor del agitador puede funcionar ahora en el punto C operativo, donde puede girar a las mismas rpm que en el punto B operativo pero con mayor par de torsión, se puede incrementar la capacidad de la lavadora si se emplea un motor impulsor de agitador semejante. Además, puesto que el motor 202 impulsor del agitador puede funcionar también en el punto D operativo, donde puede girar con el mismo par de torsión que en el punto B operativo pero a rpm más elevadas, se puede acortar el tiempo de deshidratación.

30 Como se ha descrito arriba, si el método de detección de corrientes según esta realización se aplicase a una lavadora, se podría prescindir del transductor de corriente, que de otro modo debería usarse para el motor impulsor del agitador, de manera que se pueden reducir el tamaño y el coste de la lavadora. Además, puesto que el método de detección de corrientes de esta realización y el control de PWM sobremoduladas se usan combinadamente, el motor impulsor del agitador puede girar a mayores rpm, de modo que se puede acortar el tiempo para la deshidratación. Por otra parte, puesto que el motor impulsor del agitador puede girar con un elevado par de torsión, se puede incrementar la capacidad de la lavadora.

35 40 45 Debe entenderse, además, por parte de los especialistas en la técnica que, aunque la descripción precedente se ha hecho sobre realizaciones del invento, el invento no queda limitado por ello y se pueden hacer varios cambios y modificaciones dentro del marco de las reivindicaciones adjuntas.

REIVINDICACIONES

1. Aparato (5) de control de inversor, que incorpora en él una unidad (6) de reproducción de corrientes, que da entrada a la información de un detector (4) de corriente de un bus de CC para detectar las corrientes de fase instantáneas, que circulan en un motor (1) eléctrico y que están contenidas en la corriente del bus de CC, que circula desde una fuente (3) de energía de CC al inversor (2), y
 5 que reproduce corrientes de fase, que circulan en el motor (1), a base de los valores de las corrientes de fase instantáneas, y los mandos de tensión para las tensiones, que se han de aplicar al inversor (2), se calculan utilizando las corrientes de fase, caracterizado por que comparando una cantidad de la corriente del bus de CC promediada con un valor prefijado en el intervalo de saturación por tensión, la unidad (6) de reproducción de
 10 corrientes calcula las corrientes de fase, que fluyen al motor (1), a base de la corriente (I_{0-FL-S}) promediada del bus de CC, de una corriente de fase instantánea para una fase única (I_{0-S-u} , I_{0-S-v} , I_{0-S-ww}), de la tensión (E_{d-s}) de CC muestreada y del ángulo (θ_{dc}) de rotación del marco (d-s) rotativo.
- 15 2. Aparato (5) de control de inversor según la reivindicación 1, en el que el intervalo de saturación por tensión es el intervalo de las rpm igual o mayor que el valor prefijado.
3. Aparato (5) de control de inversor según la reivindicación 1 o 2, en el que la unidad 6C reproducción de corrientes comprende:
 20 una primera sección de reproducción de corrientes para calcular las corrientes de fase, que fluyen al motor (1), a base de la corriente promediada del bus de CC obtenida filtrando la corriente del bus de CC y de una corriente de fase instantánea para una única fase; y
 una segunda sección de reproducción de corrientes para calcular las corrientes de fase, que fluyen al motor (1),
 25 utilizando corrientes de fase para dos fases; y
 donde, en el intervalo de saturación por tensión, la unidad (6C) de reproducción de corrientes calcula los mandos de tensión para las tensiones a ser aplicadas al inversor (2) usando las corrientes de fase calculadas por la primera sección de reproducción de corrientes.
- 30 4. Aparato (5) de control de inversor según la reivindicación 3, en el que el intervalo de saturación por tensión es el intervalo de las rpm igual o mayor que un valor prefijado.
5. Aparato (5) de control de inversor según la reivindicación (4), en el que el motor (1) se opera a menores rpm que un valor prefijado, la unidad (6C) de reproducción de corrientes calcula los mandos de tensión para las tensiones a ser aplicadas al inversor (2) utilizando las corrientes de fase calculadas por la segunda sección de reproducción de
 35 corrientes.
6. Aparato (5) de control de inversor según la reivindicación 3, en el que la unidad (6C) de reproducción de corrientes comprende además una unidad (67) de permutación de detección de corrientes para permutar entre una primera sección de reproducción de corrientes para calcular las corrientes de fase, que fluyen al motor en el intervalo
 40 de saturación por tensión, y la segunda sección de reproducción de corrientes para calcular las corrientes de fase, que fluyen al motor en el intervalo de las rpm distinto del intervalo de saturación por tensión.
7. Acondicionador de aire en el que el aparato (5) de control de inversor según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6 se aplica al aparato (106) excitador del motor para impulsar el motor (105) impulsor del
 45 compresor.
8. Acondicionador de aire según la reivindicación 7 en el que el aparato (5) de control de inversor se opera bajo control de PWM sobremoduladas en el intervalo de altas rpm de modo que se reduzcan las corrientes de fase, que fluyen al aparato (106) excitador del motor.
 50
9. Lavadora en la que el aparato (5) de control de inversor según las reivindicaciones 1 a 6 se aplica al aparato (201) excitador de motor para propulsar el motor (202), que hace girar el agitador (203) o la cesta (204).
10. Lavadora según la reivindicación 9, en la que el aparato (5) de control de inversor funciona según el control de PWM sobremoduladas en el intervalo de elevadas rpm de modo que se incremente el par de torsión del motor (202).
 55

FIG.1

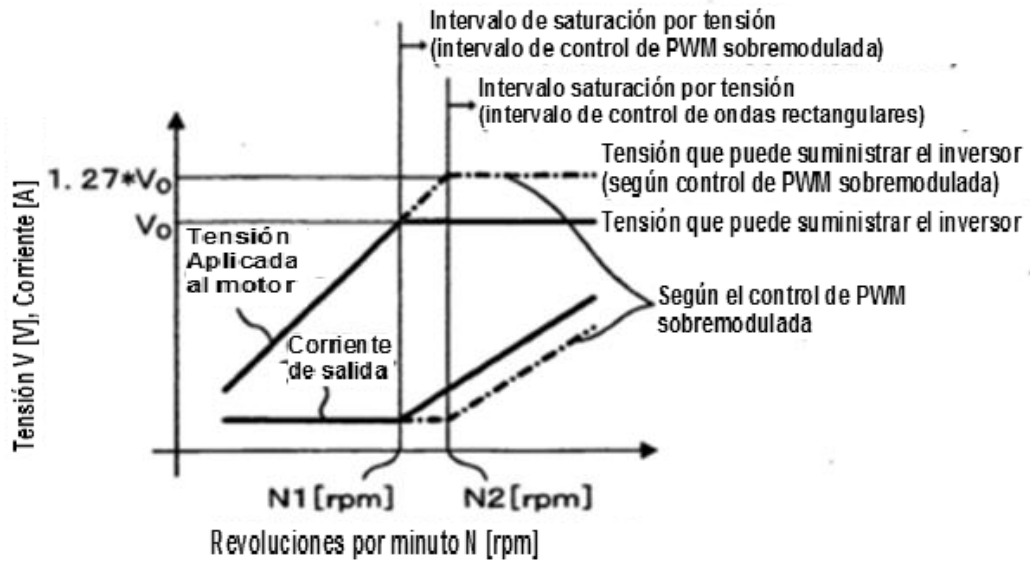


FIG.2

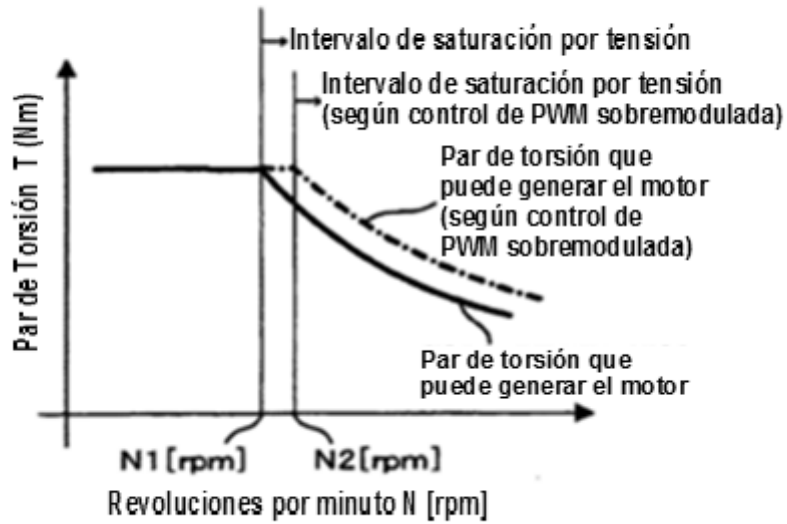


FIG.3

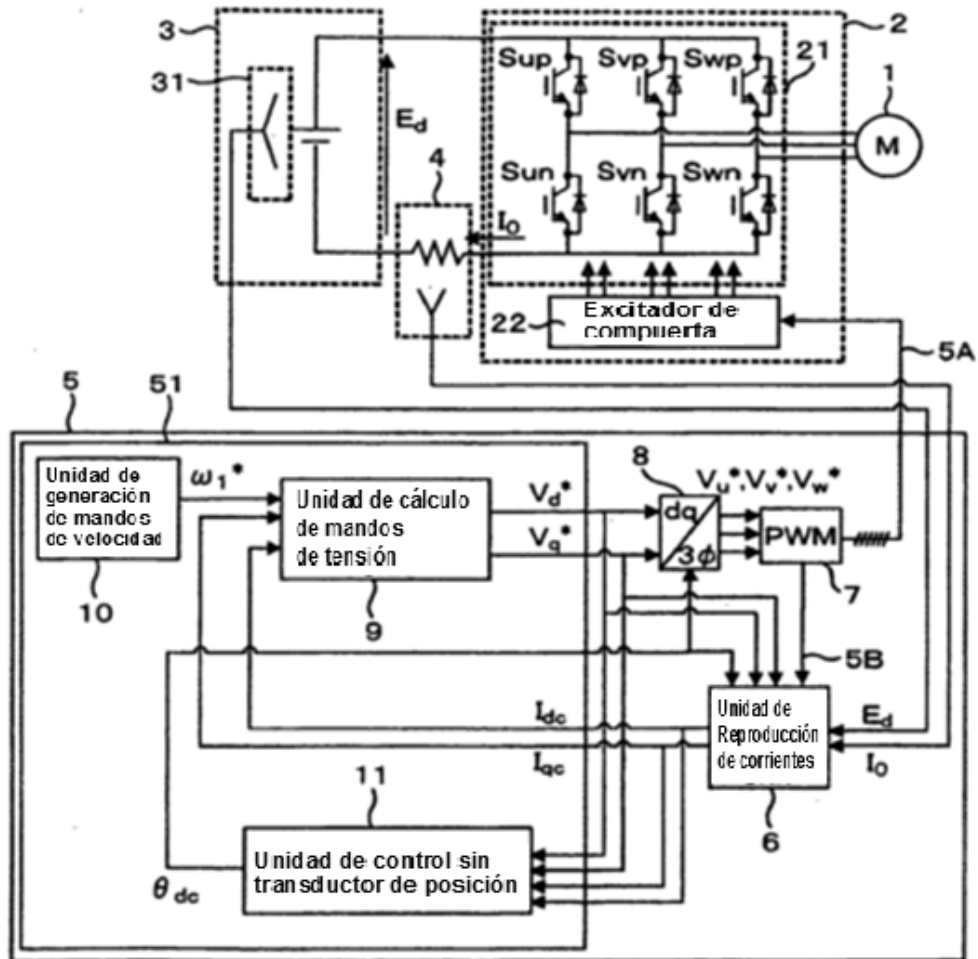


FIG.4

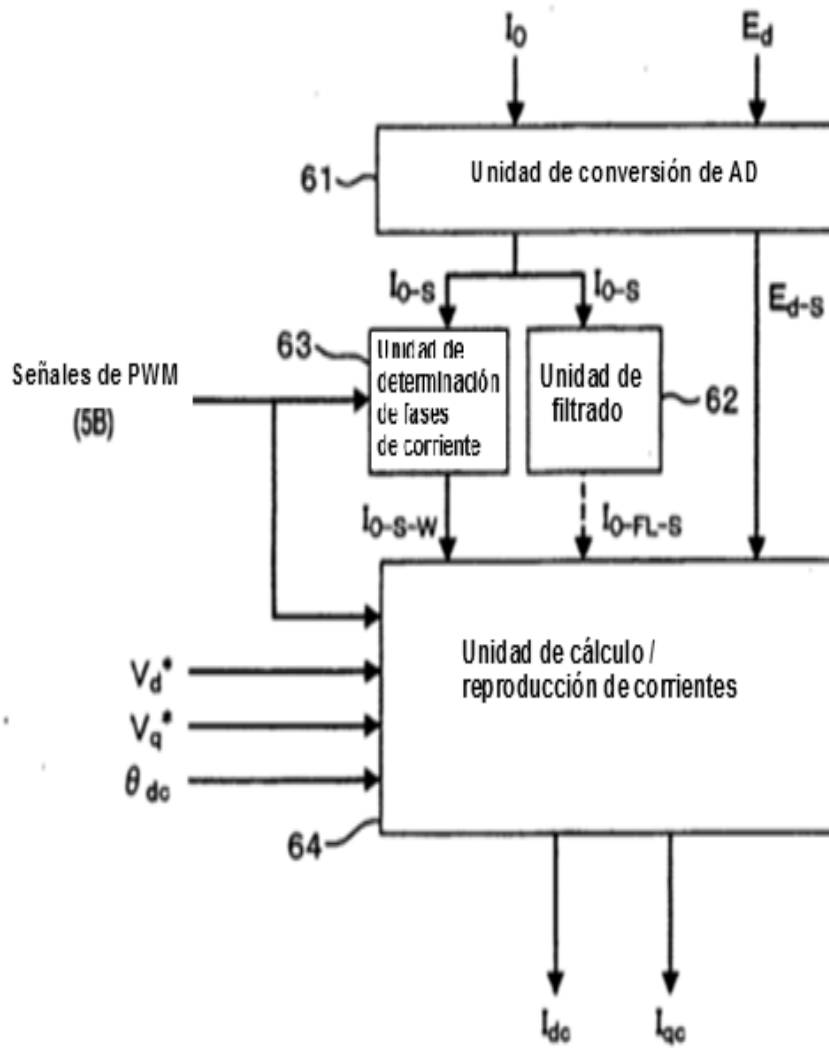


FIG.5

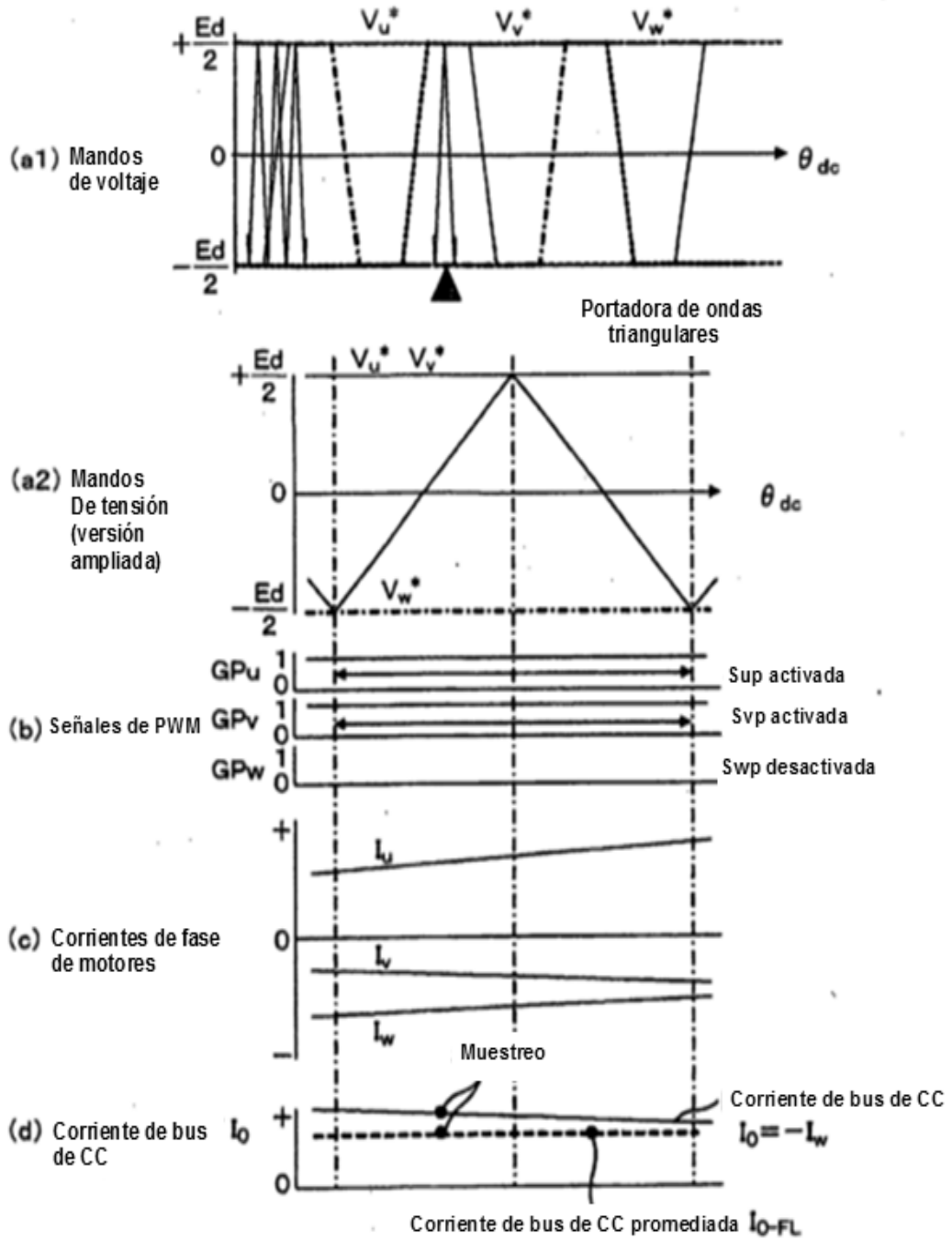
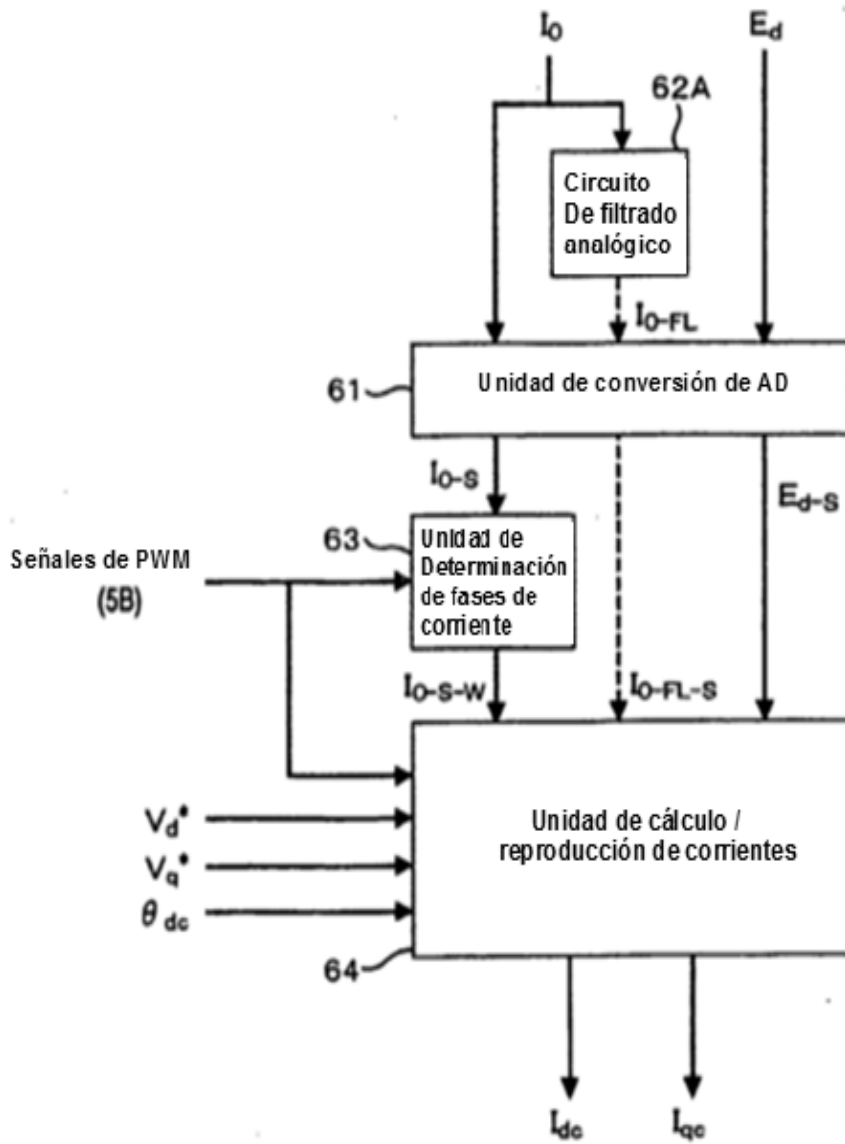


FIG.6



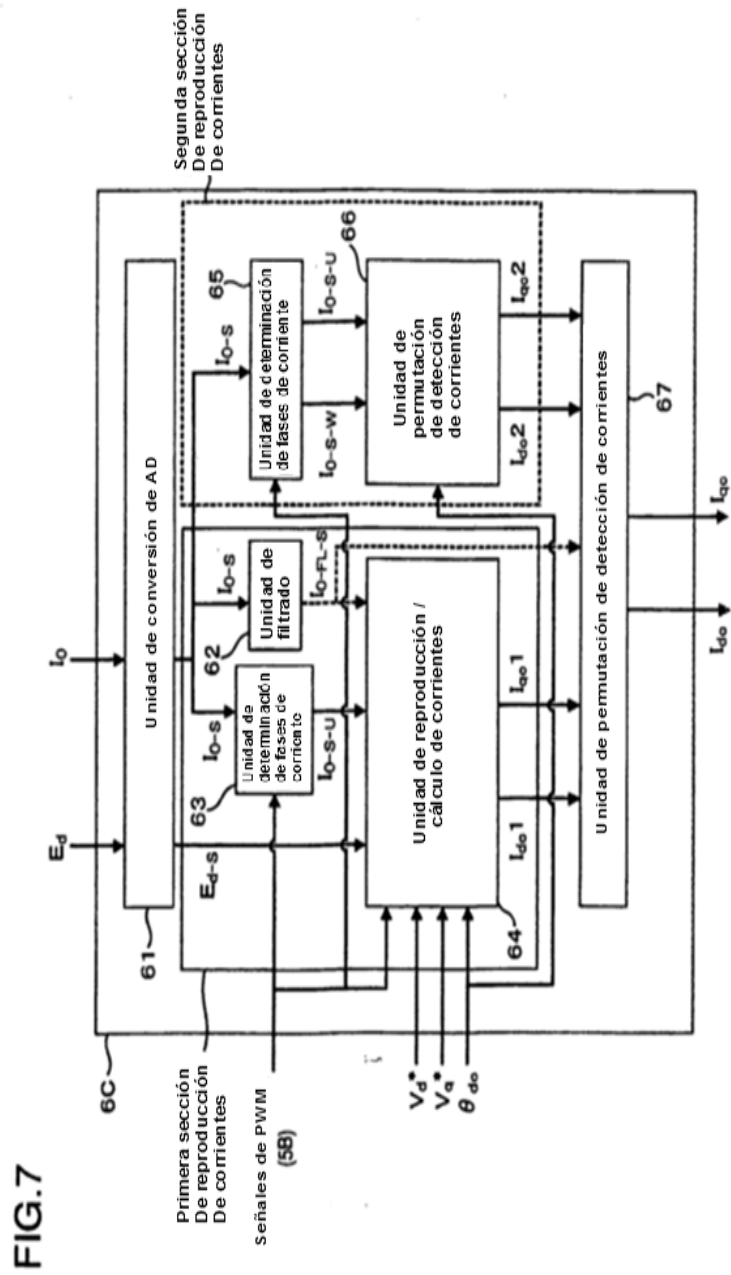


FIG.8

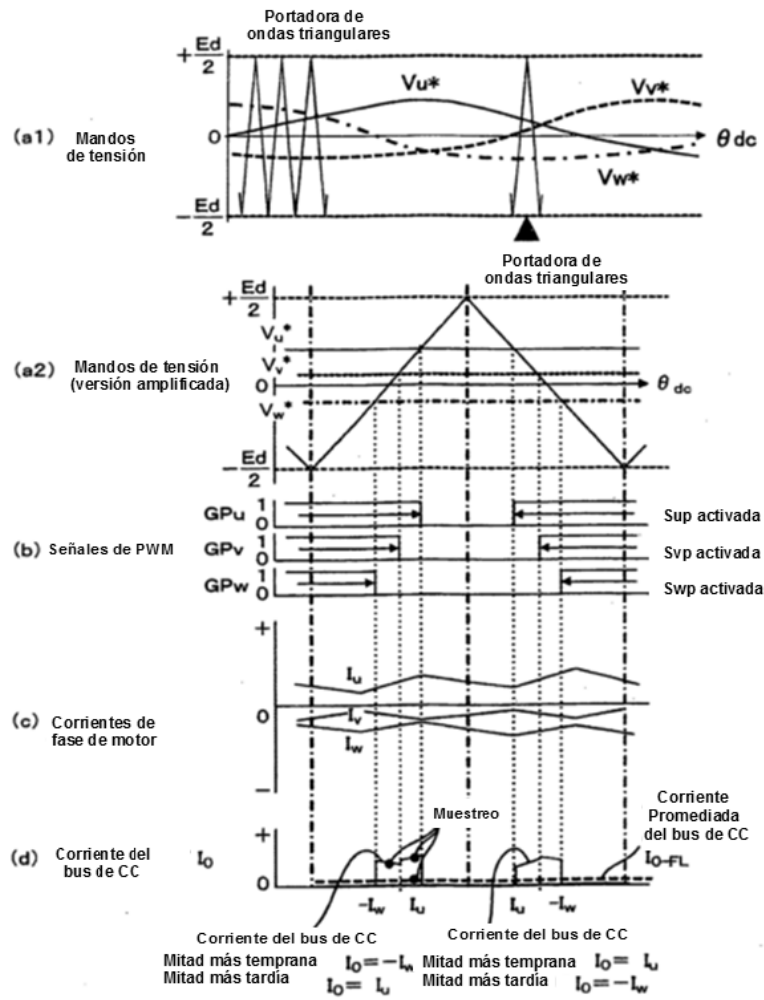


FIG.9

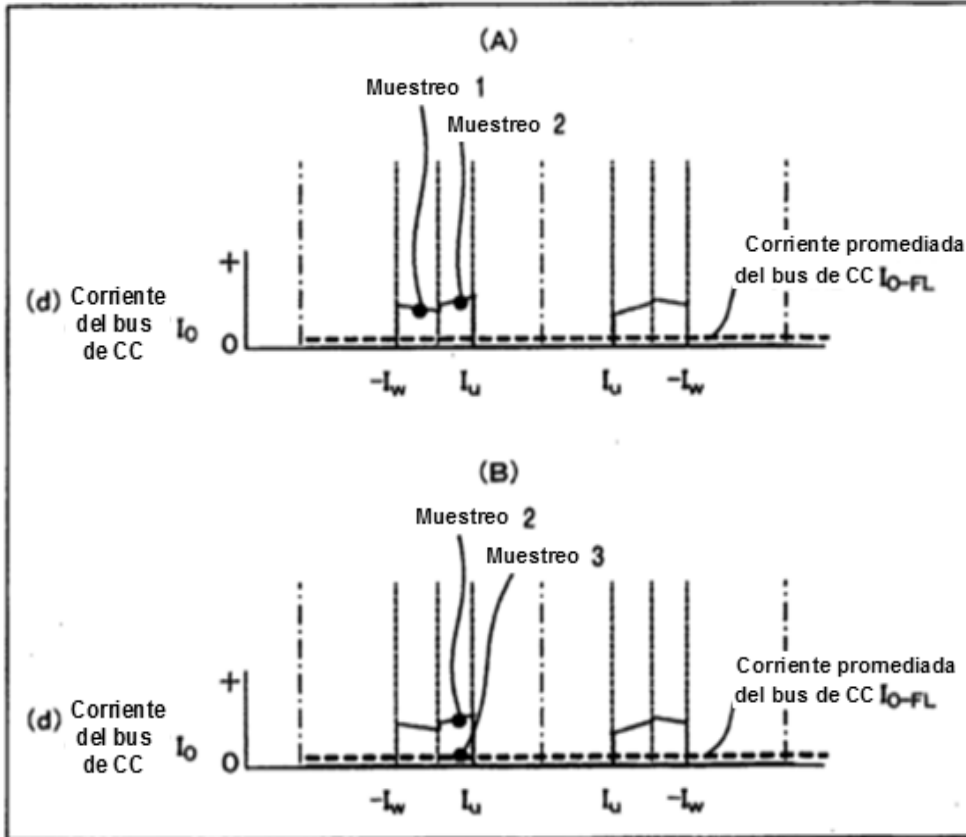


FIG.10

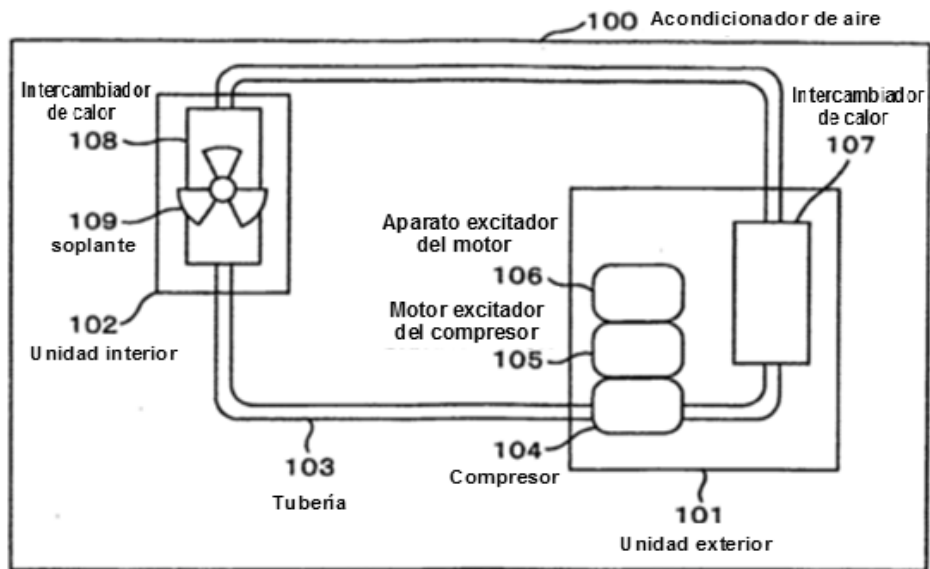


FIG.11



FIG.12

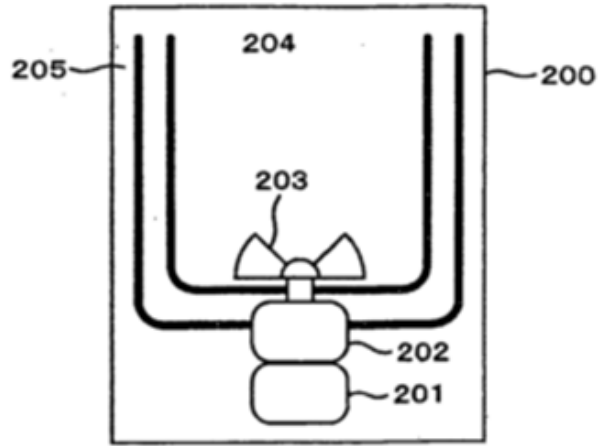


FIG.13

