

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 398 743**

51 Int. Cl.:

H02M 7/48

(2007.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **22.05.2002** **E 02730691 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **09.01.2013** **EP 1396927**

54 Título: **Procedimiento de control de un convertidor y aparato para el mismo**

30 Prioridad:

24.05.2001 JP 2001155477

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

21.03.2013

73 Titular/es:

**DAIKIN INDUSTRIES, LTD. (20.0%)
UMEDA CENTER BUILDING, 4-12, NAKAZAKI-
NISHI 2-CHOME, KITA-KU
OSAKA-SHI, OSAKA 530-8323, JP;
TAKAHASHI, YUKO (20.0%);
JIBIKI, MIWA (20.0%);
TAKAHASHI, MINAKO (20.0%) y
TAKAHASHI, MAMORU (20.0%)**

72 Inventor/es:

**TAKAHASHI, ISAO y
YAMAI, HIROYUKI**

74 Agente/Representante:

VALLEJO LÓPEZ, Juan Pedro

ES 2 398 743 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

Procedimiento de control de un convertidor y aparato para el mismo

Campo técnico

La presente invención se refiere a un procedimiento de control de un convertidor y aparatos para el mismo. Más particularmente, la presente invención se refiere a un procedimiento y aparato para controlar un convertidor trifásico para suministrar tensiones de salida o energías de salida del convertidor trifásico a un motor, incluyendo dicho procedimiento y aparato para el mismo un circuito de rectificación de fase única y el convertidor trifásico y determinando una capacitancia de un condensador conectado entre los terminales de salida de los circuitos de rectificación de fase única para pulsar una tensión de salida de los circuitos de rectificación de fase única por una frecuencia que es el doble de la frecuencia de red.

Antecedentes de la técnica

Como es conocido por el pasado, un circuito del convertidor es un circuito que transforma una energía continua en una CA con una frecuencia variable y tensión variable con alta eficiencia mediante el control de conmutación de los transistores.

Y, un circuito convertidor se aplica ampliamente a dispositivos eléctricos domésticos y dispositivos industriales a los que se requiere el control de números de rotación o un par de un motor, por ejemplo.

El documento EP 0 891 035 A2 se refiere a un circuito para suministrar energía a una carga de una sola o de múltiples fases, comprendiendo un circuito de rectificación 3 y un modulador trifásico 11. La señal a modo senoidal de la fuente de energía 2 es parcialmente rectificada por el circuito 3 y aplicada a los terminales 10, 12 del convertidor 11. Conectado entre terminales de salida 6, 7 del circuito de rectificación 3 así como los terminales 10, 12 de modulador 11, está dispuesto un condensador 9. El documento EP 0891 035 A2 se corresponde con el preámbulo de las reivindicaciones 1, 4 y 7.

En general, un circuito de diodo de puente que tiene una configuración de circuito simple se emplea para transformar una CA en una energía continua, y un condensador de filtrado que tiene una capacitancia grande se emplea para eliminar las ondulaciones de tensión que aparecen en tensión rectificada.

En este caso, existen inconvenientes de tal manera que un factor de energía en el lado de energía se reduce, y los armónicos se incrementan. Para la prevención o la supresión de tales desventajas, un reactor de mejora del factor de energía que tiene una gran inductancia está conectado al lado de entrada o lado de CC del circuito de puente de diodos (véase la figura 18).

En los últimos años, se ha propuesto que un seccionador que comprende un transistor, diodo y similares, se proporciona en el lado de CC del circuito de puente de diodos, con el propósito de mejora en las características del factor de energía para la fuente de energía y de los armónicos de la fuente de energía (referirse a la figura 20).

Cuando se emplea dicho circuito convertidor, se necesitan un condensador de filtrado que tiene una capacitancia grande y un reactor de mejora del factor de energía. Por lo tanto, las desventajas surgen de tal manera que un tamaño se hace mayor a raíz del uso de esos elementos, y se evidencia un aumento de los costes.

Para obtener un alto rendimiento en características de armónicos de la fuente de energía, un circuito seccionador es más necesario. Por lo tanto, se evidencia un mayor aumento en el coste.

Un condensador electrolítico se emplea generalmente como el condensador de filtrado que tiene una capacitancia grande. Por lo tanto, existen inconvenientes tales como que la vida útil de un circuito convertidor incluye un circuito de puente de diodo se acorta debido a una vida útil corta de un condensador electrolítico, y entorno de uso de un circuito del convertidor que incluye un circuito de puente de diodo limitado debido a las características térmicas de un condensador electrolítico.

Para resolver esas desventajas, se propone el procedimiento de control del convertidor (ver "Inverter controlling method of a PM motor having a diode rectification circuitry with a high input power factor", Isao Takahashi, Heisei 12 nen (2000) denki gakkai (Electrónica Institute) zennkoku taikai (convención nacional), p1591, que se refiere como el artículo 1, en lo sucesivo). El procedimiento de control del convertidor percibe el factor de energía de entrada creciente y la mejora en el rendimiento de las características de los armónicos de la fuente de energía, permitiendo corrientes de motor que fluyen en un motor incluso cuando un pulso de tensión de CC y disminuido en gran medida, y en consecuencia ampliando una anchura de conducción de una entrada del convertidor (entrada de un rectificación de circuitos) que se deben a la omisión de un condensador de filtrado que tiene una capacitancia grande en una sección de rectificación, variando de una corriente de eje d con una frecuencia que es el doble de una frecuencia de red, la reducción de tensiones de terminal de motor por control de debilitamiento de campo.

Cuando se emplea este procedimiento, un factor de energía de entrada de un circuito de rectificación se mejora mediante el control de una salida de un convertidor conectado a los circuitos de rectificación para tener una forma de

onda deseada. La disminución en los armónicos de la fuente de energía se puede esperar. Por lo tanto, un condensador electrolítico que tiene una capacitancia grande, reactor, y el seccionador se vuelven innecesarios lo que es convencionalmente necesario para realizar dichas ventajas.

- Además, "High efficiency inverter controlling method of IPM motor with weak field", Jin Haga, Isao Takahashi, Heisei 13 nen (2001) denki gakkai (Electronics Institute) Zennkoku taikai (convención nacional), p1214 (referido como artículo 2, en lo sucesivo) se propone como un procedimiento de control basado en el artículo 1.

Cuando se emplea el circuito del convertidor que tiene la disposición de la figura 18, una energía de CA se rectifica por el circuito de rectificación de puente de diodos, y se filtra mediante el condensador electrolítico que tiene un condensador de gran tamaño (por ejemplo, sobre 2000 μ F para la capacitancia de motor de 2,2 kW). Esta salida filtrada se suministra al convertidor para accionar el motor.

Cuando se emplea un circuito del convertidor para los dispositivos de inicio, un reactor (aproximadamente 3,5 mH cuando una capacitancia de un condensador es 2000 μ F) se conecta entre un circuito de rectificación y un condensador, o entre la energía de CA y un circuito de rectificación, para la mejora de un factor de energía.

La figura 19 muestra la tensión de CC (la tensión entre ambos terminales del condensador electrolítico) V_{dc} , la corriente de fuerza motriz (la corriente fluye desde la energía de CA al circuito de rectificación) i_1 , el valor absoluto $|v_i|$ de la tensión CA obtenida por la rectificación de los circuitos de rectificación, y un componente fundamental de la corriente de fuerza motriz i_1 del circuito del convertidor de la figura 18. El valor absoluto $|v_i|$ de la tensión de CA y el componente fundamental de la corriente de fuerza motriz i_1 no son valores que se miden directamente desde el circuito del convertidor.

Φ en la figura 19 representa una diferencia de fase entre la tensión CA de v_i y la onda fundamental de la corriente de fuerza motriz i_1 , que es un factor de energía.

El factor de energía $\cos\Phi$ del circuito del convertidor de la figura 18 es bajo y es de hasta aproximadamente 80 % ($\Phi = 37^\circ$). Cuando la magnitud del valor absoluto $|v_i|$ de la tensión de CA supera la tensión filtrada V_{dc} entre los terminales del condensador electrolítico, el diodo del circuito de rectificación se enciende y la corriente de fuerza motriz i_1 fluye en el mismo. Por lo tanto, la forma de onda de la corriente de fuerza motriz i_1 se deforma, y las magnitudes de los armónicos bajos (tercero, 5º, 7º, y similares) son extremadamente grandes que se obtienen mediante el análisis de armónicos de la corriente de fuerza motriz i_1 , que no se ilustran. Se necesita un reactor que tiene un valor de inductancia grande para un filtro para eliminar los armónicos bajos. Por lo tanto, existen inconvenientes tales que incremento del coste, y aumento en el tamaño total del dispositivo convertidor.

Un circuito del convertidor de la figura 20 incluye además un circuito interruptor que comprende un transistor T_c y el diodo D_c . Al controlar el transistor T_c para encenderse, la energía eléctrica puede fluir en el mismo aún por un período en que la corriente de fuerza motriz i_1 no fluye en el mismo para el circuito del convertidor de la figura 18 (un período en que la tensión V_{dc} entre los terminales del condensador electrolítico excede la amplitud del valor absoluto $|v_i|$ de la tensión de AC). Y, la corriente de fuerza motriz i_1 se puede hacer para tener una forma sinusoidal por un control adecuado del servicio del transistor T_c . El flujo inverso de la corriente desde el condensador hacia el transistor T_c es impedido por el diodo D_c .

Pero, el circuito del convertidor de la figura 20 requiere no sólo el transistor T_c y el diodo CC pero también un circuito de control de los transistores T_c en comparación con el circuito del convertidor de la figura 18. Por lo tanto, se hace muy difícil que el circuito del convertidor de la figura 20 se emplee en dispositivos eléctricos domésticos.

La figura 21 muestra un circuito del convertidor que se describe en el artículo 1 para la resolución de esos problemas.

El circuito del convertidor de la figura 21 es diferente del convertidor de la figura 18 en que un condensador que tiene la capacitancia pequeña (por ejemplo, un condensador que tiene la capacitancia de aproximadamente 1/100 del valor de capacitancia) se emplea en lugar del condensador electrolítico que tiene gran capacitancia.

Cuando el convertidor circuito de la figura 21 (en lo sucesivo, denominado circuito del convertidor sin condensador) se emplea, la tensión de CC de V_{max} (El valor máximo de la energía de tensión V_1) cambia a V_{min} determinado en correspondencia con la tensión de inducción generada por el motor a lo largo del valor absoluto $|v_i|$ de la tensión de energía, como se ilustra en la figura 22, mediante un control adecuado de las energías que fluyen en el motor a través del convertidor, ya que la capacitancia del condensador es muy pequeña. En donde, V_{min} puede ser controlado por el control de campo del motor.

Como resultado, la distorsión de la forma de onda de la corriente de fuerza motriz i_1 se hace más pequeña con respecto al caso de la figura 19.

Cuando se determina que el período de flujo de la corriente de fuerza motriz i_1 es θ , el factor de energía $\cos\Phi$ puede ser calculado por una ecuación (1).

$$\cos \Phi = \sqrt{(\theta + \sin \theta) / \pi}$$

Ecuación (1)

A partir de la ecuación (1), el factor de energía ($\cos \Phi$) se hace igual o más del 97 % cuando $V_{\max} / V_{\min} = \{\cos (\theta / 2)\} > 2$.

La figura 23 es un diagrama de bloques que ilustra una disposición de un aparato de control del convertidor para controlar un motor IPM utilizando el circuito del convertidor de la figura 21 y para implementar el procedimiento de control descrito en el artículo 2 para obtener el rendimiento deseado.

Este aparato convertidor de control comprende una sección de operación PI 111, la sección de generación $\sin^2 \theta_1$ 112, y la sección de operación de comando de corriente del eje q 110. La sección de operación PI 111 recibe una desviación de una orden de velocidad ω_m^* y la velocidad real del motor ω_m como una entrada, y produce un valor $|i_q^*|$, llevando a cabo la operación PI (operación proporcional e integral). La sección de generación $\sin^2 \theta_1$ 112 recibe una tensión v_1 como una entrada y produce a una señal $\sin^2 \theta_1$ que está en sincronismo con la tensión de energía. La sección de operación del comando de corriente del eje q 110 obtiene un producto de la señal de $\sin^2 \theta_1$ y el valor de $|i_q^*|$ y produce el producto como un comando de energía de eje q i_q^* .

Este aparato de control del convertidor comprende además una sección de operación de i_d^* 114, las secciones de operación PI 115 y 116 del eje d y del eje q, y una sección de control de no interacción 117. La sección de operación i_d^* 114 recibe una tensión CC V_{dc} , corriente de eje q i_q , y una velocidad de motor real ω_m como entradas, y emite una orden de energía de eje d i_d^* para llevar a cabo la operación de la ecuación (2). Las secciones de operación del PI 115 y 116 reciben las desviaciones de los comandos de corriente de los ejes dq i_d^* y i_q^* y corrientes reales de los ejes dq i_d y i_q y producen primero comandos de tensión de los ejes dq v_d^* y v_q^* llevando a cabo la operación PI. La sección de control de no interacción 117 recibe el primer comando de tensión de los ejes dq v_d^* y v_q^* como entradas y produce segundos comandos de tensión de los ejes dq v_d^* y v_q^* llevando a cabo la operación de la ecuación (3).

$$i_d^* = -\frac{\lambda_a}{L_d} + \sqrt{\left(\frac{v_{dc}}{n \cdot \omega_m}\right)^2 - (L_q \cdot i_q)^2}$$

Ecuación (2)

$$\begin{aligned} v_q^* &= v_q^{\circ} + (\lambda_a + L_d \cdot i_d^*) \cdot n \cdot \omega_m \\ v_d^* &= v_d^{\circ} - L_q \cdot i_q \cdot n \cdot \omega_m \end{aligned}$$

Ecuación (3)

Se cree que la corriente de fuerza motriz i_1 ilustrada en la figura 22 se puede conseguir cuando se emplea el aparato de control del convertidor de la figura 23, y cuando la energía de eje q se controla para ser $i_q^* \cdot \sin^2 \theta_1$.

La figura 24 es un diagrama que ilustra las formas de onda en un caso en que una tensión de CC (tensión entre ambos terminales de un condensador) es controlada desde $V_{\max}$ a 0 por el control de campo de un motor. Por conveniencia, se aplica a una fase θ_2 la transformación de Fourier determinado que una fase sea de 0° (360°) que corresponde al valor máximo de la tensión CC V_{dc} , de manera que se obtiene una ecuación (4).

$$v_{dc} = \frac{2 \cdot V_{\max}}{\pi} \left\{ 1 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{(-1)^n}{2n+1} + \frac{(-1)^{n+1}}{2n-1} \right] \cdot \cos n \theta_2 \right\}$$

En el que, $\theta_2 = 2 \cdot \theta_1$ (θ_1 es una fase de tensión de energía)

Ecuación (4)

Una magnitud de una amplitud de corriente se convierte en una ecuación (5) en que la corriente fluye a través de un condensador debido a un componente de CA en una tensión CC V_{dc} .

$$|i_{chn}| = 2\pi \cdot f_{2n} \cdot C \cdot |v_{dchn}| = 4 \cdot f_{2n} \cdot C \cdot V_{\max} \cdot \left\{ \frac{(-1)^n}{2n+1} + \frac{(-1)^{n+1}}{2n-1} \right\}$$

aquí, $f_{2n} = 2 \cdot n \cdot f_1$ (f_1 : frecuencia de potencia, $n = 1, 2, 3, \dots$)

Ecuación (5)

Cuando $V_{max} = 283 \text{ V}$ (valor efectivo de la tensión de energía = 200 V , frecuencia de red es 50 Hz), una amplitud V_{dch1} del doble del componente de frecuencia con respecto a una frecuencia de red ($n = 1$ en la ecuación (4)) se convierte en 120 V .

5 Cuando una capacitancia de un condensador se determina que es $20 \mu\text{F}$ que es $1/100$ de la capacitancia convencional, una magnitud de la energía se hace $|V_{ch1}| = 1,5 \text{ A}$ a partir de la ecuación (5). Y, la fase se convierte en una fase que se ilustra en la figura 24.

10 La figura 25 muestra una forma de onda de control ideal pensada en el artículo 2 (una corriente de fuerza motriz i_1 cuando una tensión CC V_{dc} puede ajustarse de 0 a V_{max}), la corriente del condensador i_{ch1} , y una distorsión de la forma de onda de una corriente de fuerza motriz cuando sólo el control del artículo 2 se lleva a cabo tal que no se realiza una compensación de la energía del condensador i_{ch1} . En la práctica, flujo i_{ch2} , i_{ch3} , ..., pero la ilustración se omite por conveniencia.

15 Es decir, en el aparato de control del convertidor de la figura 21, la tensión CC v_{dc} pulsa en gran medida, incluye el componente de CA que tiene una amplitud grande. Por lo tanto, las energías i_{ch1} , i_{ch2} , i_{ch3} , que fluyen en el condensador desde la fuente de energía a través de los circuitos de rectificación de una sola fase, se generan de manera que la forma de la onda de corriente de fuerza motriz es distorsionada.

La desventaja surge de que los armónicos de la corriente de fuerza motriz (corriente de entrada) i_1 no puede ser controlada para que sea más pequeña (en condiciones ideales, no puede ser controlada para que sea una onda sinusoidal) cuando la corriente del condensador no se compensa.

La presente invención se realizó en vista de los problemas anteriores.

20 Es un objetivo de la presente invención proporcionar un procedimiento de control del convertidor y los aparatos del mismo que puedan llevar a cabo el control para la supresión de una corriente que fluye en un condensador desde una fuente de energía a través de un circuito de rectificación de una sola fase.

Descripción de la invención

25 La invención se refiere a un procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1 y a un aparato según las reivindicaciones 4 y 7.

30 Un procedimiento de control del convertidor de la reivindicación 1 incluye un circuito de rectificación de una sola fase y un convertidor trifásico, determina una capacitancia de un condensador con el fin de pulsar en gran medida una tensión de salida desde los circuitos de rectificación de una sola fase al doble de la frecuencia de una frecuencia de red, estando dicha capacitancia conectada entre terminales de salida del circuito de rectificación de una sola fase, y lleva a cabo el control para la supresión de la corriente que fluye en el condensador desde la fuente de energía a través de los circuitos de rectificación de fase única cuando el convertidor trifásico es controlado de manera que proporcione tensión de salida o corriente de salida desde el convertidor trifásico a un motor.

35 Un procedimiento de control del convertidor de la reivindicación 2 es un procedimiento para controlar el motor para suprimir la corriente que fluye en el condensador de la fuente de energía a través del circuito de rectificación de una sola fase.

Un procedimiento de control del convertidor de la reivindicación 3 es un procedimiento para controlar el par o la corriente de torque para suprimir la corriente que fluye en el condensador desde la fuente de energía a través de los circuitos de rectificación de una sola fase.

40 Un aparato de control del convertidor de la reivindicación 4 es un aparato que comprende un circuito de rectificación de una sola fase y un convertidor trifásico, que determina una capacitancia de un condensador conectado entre terminales de salida del circuito de rectificación de una sola fase con el fin de permitir que una tensión de salida desde los circuitos de rectificación de una sola fase pulse a una frecuencia que es el doble de una frecuencia de red, y controla el convertidor trifásico de manera que proporcione una tensión de salida o corriente de salida del convertidor trifásico a un motor, comprendiendo el aparato medios de control para llevar a cabo el control para la supresión de la corriente que fluye en el condensador de la fuente de energía a través de los circuitos de rectificación de una sola fase.

Un aparato de control del convertidor de la reivindicación 5 emplea los medios de control para controlar el motor para suprimir la corriente que fluye en el condensador de la fuente de energía a través de los circuitos de rectificación de una fase, como los medios de control.

50 Un aparato de control del convertidor de la reivindicación 6 emplea medios de control para controlar un par o de corriente para el par para suprimir la corriente que fluye en el condensador desde la fuente de energía a través de los circuitos de rectificación de una fase, como los medios de control.

Un aparato de control del convertidor de la reivindicación 7 es un aparato que comprende un circuito de rectificación de una sola fase y un convertidor trifásico, determina una capacitancia de un condensador conectado entre

terminales de salida del circuito de rectificación de una sola fase con el fin de permitir que una tensión de salida desde los circuitos de rectificación de una sola fase vibre a una frecuencia que es el doble de una frecuencia de red, y controla el convertidor trifásico de manera que proporcione una tensión de salida o corriente de salida del convertidor trifásico de un motor, comprendiendo el aparato medios de operación de corriente del condensador para obtener una corriente del condensador que fluye en el condensador desde la fuente de energía a través de los circuitos de rectificación de una sola fase, y corriente para los medios de corrección del par para corregir una energía de par restando la corriente del condensador obtenida a partir de la energía para el par.

Un aparato de control del convertidor de la reivindicación 8 emplea medios de operación de corriente del condensador para llevar a cabo el análisis de armónicos de la corriente de fuerza motriz, como los medios de operación de corriente del condensador.

Un aparato de control del convertidor de la reivindicación 9 emplea como el resultado del análisis de armónicos un componente de una frecuencia que es el doble de la frecuencia de red.

Un aparato de control del convertidor de la reivindicación 11 emplea medios de operación de corriente del condensador para producir la corriente del condensador basado en el modelo almacenado, como los medios de operación de corriente del condensador.

Un aparato de control del convertidor de la reivindicación 11 comprende además medios de corrección para corregir la corriente del condensador basado en el valor de detección de tensión de CC, estando la corriente del condensador basada en el modelo almacenado.

Un aparato de control del convertidor de la reivindicación 12 emplea medios de control incluyendo medios para la determinación de fase para determina una fase de la corriente de par para ser una fase de retraso, como los medios de control.

Cuando se emplea el procedimiento de control del convertidor de la reivindicación 1, el procedimiento incluye un circuito de rectificación de una sola fase y un convertidor trifásico, determina una capacitancia de un condensador con el fin de pulsar en gran medida una tensión de salida desde los circuitos de rectificación de una sola fase al doble de la frecuencia de una frecuencia de red, cuya capacitancia está conectada entre terminales de salida de los circuitos de rectificación de una sola fase, y lleva a cabo el control para la supresión de la corriente que fluye en el condensador desde la fuente de energía a través de los circuitos de rectificación de fase única cuando el convertidor trifásico es controlado para suministrar tensión de salida o corriente de salida desde el convertidor trifásico a un motor. Por lo tanto, se pueden reducir los armónicos en la corriente de fuerza motriz.

Cuando se emplea el procedimiento de control del convertidor de la reivindicación 2, el procedimiento controla el motor para suprimir la corriente que fluye en el condensador desde la fuente de energía a través de los circuitos de rectificación de una sola fase. Por lo tanto, las operaciones y efectos similares a los de la reivindicación 1 se realizan llevando a cabo el control de par del motor o el control de velocidad del motor.

Cuando se emplea el procedimiento de control del convertidor de la reivindicación 3, el procedimiento controla el par o la corriente de torque para suprimir la corriente que fluye en el condensador de la fuente de energía a través de los circuitos de rectificación de una sola fase. Por lo tanto, las operaciones y efectos similares a los de la reivindicación 1 se realizan mediante el control del par o la corriente para el par.

Cuando se emplea el aparato de control del convertidor de la reivindicación 4, el aparato comprende un circuito de rectificación de una sola fase y un convertidor trifásico, determina una capacitancia de un condensador conectado entre los terminales de salida del circuito de rectificación de una sola fase a fin de permitir una tensión de salida desde los circuitos de rectificación de una sola fase para pulsar a una frecuencia que es el doble de una frecuencia de red, y controla el convertidor trifásico de manera que proporcione una tensión de salida o corriente de salida desde el convertidor trifásico a un motor, y lleva a cabo el control para la supresión de la corriente que fluye en el condensador de la fuente de energía a través de los circuitos de rectificación de una sola fase mediante los medios de control. Por lo tanto, se pueden reducir los armónicos en la corriente de fuerza motriz.

Cuando se emplea el aparato de control del convertidor de la reivindicación 5, medios de control para controlar el motor para suprimir la corriente que fluye en el condensador de la fuente de energía a través de los circuitos de rectificación de una sola fase se emplean como los medios de control. Por lo tanto, las operaciones y efectos similares a los de la reivindicación 1 se alcanzan mediante la realización de control de par del motor o de control de velocidad del motor.

Cuando se emplea el aparato de control del convertidor de la reivindicación 6, medios de control para controlar un par o la corriente para el par para suprimir la corriente que fluye en el condensador de la fuente de energía a través de los circuitos de rectificación de una sola fase se emplean como los medios de control. Por lo tanto, las operaciones y efectos similares a los de la reivindicación 1 se realizan mediante el control del par o la corriente para el par.

Quando se emplea el aparato para controlar el convertidor de la reivindicación 7, el aparato comprende un circuito de rectificación de una sola fase y un convertidor trifásico, determina una capacitancia de un condensador conectado entre terminales de salida del circuito de rectificación de una sola fase a fin de permitir que una salida de tensión desde los circuitos de rectificación de una sola fase pulse a una frecuencia que es el doble de una frecuencia de red, y controla el convertidor trifásico de manera que proporcione una tensión de salida o corriente de salida del convertidor trifásico para un motor. Cuando se realiza la operación anterior, una corriente del condensador que fluye en condensador desde la fuente de energía a través de los circuitos de rectificación de una sola fase se obtiene por los medios de operación de corriente del condensador y la corriente de par se corrige restando la energía obtenida del condensador a partir de la corriente para el par por la corriente de medios de corrección de par. Por lo tanto, se pueden disminuir los armónicos de corriente de fuerza motriz al negar la corriente de condensador.

Quando se emplea el aparato de control del convertidor de la reivindicación 8, los medios de operación de corriente del condensador para llevar a cabo el análisis de armónicos de la corriente de fuerza motriz se emplea como los medios de operación de corriente del condensador. Por lo tanto, se realizan las operaciones y efectos similares a los de la reivindicación 8.

Quando se emplea el aparato de control del convertidor de la reivindicación 9, un componente de una frecuencia que es el doble de la frecuencia de red se emplea como el resultado del análisis de armónicos. Por lo tanto, la carga de operación se puede disminuir, y se obtienen operaciones y efectos similares a los de la reivindicación 9.

Quando se emplea el aparato de control del convertidor de la reivindicación 10, los medios de operación de corriente del capacitor para emitir la corriente del condensador basado en el patrón almacenado se emplea como los medios de operación de corriente del condensador. Por lo tanto, la carga de la operación se puede disminuir, y se obtienen operaciones y efectos similares a los de la reivindicación 8.

Quando se emplea el aparato de control del convertidor de la reivindicación 11, el aparato comprende además medios de corrección para corregir la corriente del condensador basado en el valor de detección de tensión de CC, siendo la corriente del condensador emitida sobre la base del modelo almacenado. Por lo tanto, la corriente del condensador se puede calcular con exactitud, y se obtienen operaciones y efectos similares a los de la reivindicación 11.

Quando se emplea el aparato de control del convertidor de la reivindicación 12, medios de control que incluyen medios de determinación de fase para determinar una fase de la corriente de par que es una fase de retardo que se emplea como medios de control. Por lo tanto, la compensación de la corriente del condensador puede llevarse a cabo fácilmente, y se obtienen operaciones y efectos similares a los de la reivindicación 7.

Breve descripción de los dibujos

La figura 1 es un diagrama que ilustra esquemáticamente un sistema de control que incluye un aparato de control del convertidor de acuerdo con la presente invención;

La figura 2 es un diagrama de bloques que ilustra una sección principal de un aparato de control del convertidor de una realización según la presente invención;

La figura 3 es un diagrama de bloques que ilustra un aparato de control del convertidor de otra realización según la presente invención;

La figura 4 es un diagrama de bloques que ilustra una sección principal de un aparato de control del convertidor de una forma de realización adicional de acuerdo con la presente invención;

La figura 5 es un diagrama de bloques que ilustra un aparato de control del convertidor de una realización adicional de acuerdo con la presente invención;

La figura 6 es un diagrama de bloques que ilustra una sección principal de un aparato de control del convertidor de una forma de realización adicional de acuerdo con la presente invención;

La figura 7 es un diagrama de bloques que ilustra una sección principal de un aparato de control del convertidor de una forma de realización adicional de acuerdo con la presente invención;

La figura 8 es un diagrama de bloques que ilustra una sección principal de un aparato de control del convertidor de una forma de realización adicional de acuerdo con la presente invención;

La figura 9 es un diagrama de bloques que ilustra una sección principal de un aparato de control del convertidor de una forma de realización adicional de acuerdo con la presente invención;

Las figuras 10 son diagramas que ilustran una forma de onda de una tensión CC V_{dc} cuando el valor mínimo de una tensión CC V_{dc} se determina que es V_{min} por el control de campo, y una forma de onda de una tensión CC V_{dc} cuando se aplica una carga ligera;

La figura 11 es un diagrama de bloques que ilustra una sección principal de un aparato de control del convertidor de una forma de realización adicional de acuerdo con la presente invención;

La figura 12 es un diagrama de flujo que describe un procesamiento de sincronismo de la fase de la fuente de energía;

La figura 13 es un diagrama de flujo que describe un procesamiento de generación de fase de la fuente de energía;

La figura 14 es un diagrama de flujo que describe el procesamiento de control de corriente;

La figura 15 es un diagrama de flujo que describe un ejemplo de procesamiento convencional de la etapa SP3

en la figura 14.

La figura 16 es un diagrama de flujo que describe un ejemplo de procesamiento de acuerdo con la presente invención de la etapa SP3 en la figura 14.

La figura 17 es un diagrama de flujo que describe otro ejemplo de procesamiento de acuerdo con la presente invención de la etapa SP3 en la figura 14.

La figura 18 es un diagrama de circuito eléctrico que ilustra un ejemplo de una disposición de un circuito del convertidor convencional;

La figura 19 es un diagrama que ilustra una forma de onda de tensión CC y una forma de onda de corriente de fuerza motriz en el circuito del convertidor de la figura 18;

La figura 20 es un diagrama de circuito eléctrico que ilustra otro ejemplo de una disposición de un circuito del convertidor convencional;

La figura 21 es un diagrama de circuito eléctrico que ilustra una disposición de un circuito del convertidor sin condensador convencional;

La figura 22 es un diagrama que describe el control principal del circuito del convertidor sin condensador;

La figura 23 es un diagrama de bloques que ilustra una disposición de un aparato de control del convertidor para controlar el circuito del convertidor sin condensador convencional;

La figura 24 es un diagrama que ilustra una tensión en la sección CC del circuito del convertidor sin condensador, y un componente de corriente de una frecuencia que es el doble de la frecuencia de red, la corriente que fluye en la sección de condensador del circuito del convertidor sin condensador; y

La figura 25 es un diagrama que ilustra una corriente de fuerza motriz cuando se controla el circuito del convertidor sin condensador.

Mejor modo de llevar a cabo la invención

En lo sucesivo, en referencia a los dibujos adjuntos, se explican formas de realización de un procedimiento de control del convertidor y el aparato según la presente invención, en detalle.

La figura 1 es un diagrama que ilustra esquemáticamente un sistema de control que incluye un aparato de control del convertidor de acuerdo con la presente invención en el mismo.

Este sistema de control comprende un circuito de diodo de rectificación de onda completa (circuito de rectificación monofásico) 2 que recibe una fuente de energía de CA 1 como una entrada, un condensador 3 que tiene una capacitancia pequeña (por ejemplo, un condensador de película) que está conectado entre los terminales de salida del circuitos de diodo de rectificación de onda completa 2, un convertidor (convertidor trifásico) 4 que recibe una tensión de salida del circuito de diodo de rectificación de onda completa 2 como una entrada, un motor IPM 5 que tiene un rotor 5b y bobinas del estator 5a a los que se suministran salidas del convertidor 4, una sección de detección de posición 5c para detectar una posición de rotación (posición del polo magnético) del rotor 5b del motor IPM 5, la sección de detección de la tensión de entrada 2a para la detección de una tensión de entrada del circuito de diodo de rectificación de onda completa 2, una sección de detección de corriente de fuerza motriz 2b para detectar una corriente de fuerza motriz del circuito de diodo de rectificación de onda completa 2, una sección de detección de la tensión CC 2c para detectar una tensión en el lado de salida del circuito de diodo de rectificación de onda completa 2, una sección de detección de cruce cero 2d para detectar un cruce cero de la tensión de entrada, un microordenador de control 6, y un circuito de conducción de base 6a. El microordenador de control 6 recibe la señal de detección de posición, las corrientes del motor, la señal de detección de cruce cero, la corriente de fuerza motriz, la tensión CC, y el comando de velocidad ω^* o comando de amplitud de corriente del eje q I_{qm}^* dado desde el exterior, como entradas y señales de control de salida llevando a cabo la operación predeterminada de control. El circuito de conducción base 6a recibe las señales de control como entradas y produce señales de conmutación cada una de las cuales se suministra a cada transistor de conmutación del convertidor 4.

Al principio, un procedimiento de control se considera en un caso de que una capacitancia del condensador 3 incluido en el sistema de control de la figura 1 se determina que es 0.

En la figura 1, cuando la eficiencia del motor está representada por η_m , la eficiencia del circuito principal (eficiencia del circuito de rectificación y el convertidor) se representa por η_{INV} , la relación de la ecuación (6) se establece entre la entrada instantánea del convertidor P_1 y la salida instantánea del motor P_m .

$$P_m = \eta_{INV} \cdot \eta_m \cdot P_1 \quad \text{Ecuación (6)}$$

La salida instantánea del motor P_m se puede expresar como la ecuación (7) usando la velocidad del motor ω_m y el par T_m .

$$P_m = \omega_m \cdot T_m \quad \text{Ecuación (7)}$$

La entrada instantánea del convertidor P_1 se puede expresar como la ecuación (8) usando la suposición de que el factor de energía es 100 %, la tensión de energía V_1 y la corriente de fuerza motriz i_1 .

$$p_1 = v_1 \cdot i_1 = 2 \cdot V_1 \cdot I_1 \cdot \sin^2(\omega_1 \cdot t)$$

$$v_1 = \sqrt{2} \cdot V_1 \cdot \sin(\omega_1 \cdot t) \quad , \quad i_1 = \sqrt{2} \cdot I_1 \cdot \sin(\omega_1 \cdot t)$$

Ecuación (8)

5 Donde, t representa un tiempo, ω_1 representa la frecuencia angular de la fuente de energía, V_1 y I_1 representa valores eficaces de la tensión de energía y la corriente de fuerza motriz, respectivamente.

Donde, la eficiencia del motor η_M y la eficiencia del circuito principal η_{INV} cambia dependiendo del procedimiento de control de forma de onda del convertidor y la salida del motor, pero son constantes en cada punto de operación. Cada valor de eficiencia se supone que es 100 % para la simplificación de las ecuaciones en la siguiente discusión. Además, la velocidad de rotación ω_{1m} del motor se supone que es constante, y cuando el par puede ser controlado a fin de cambiar el par del motor a una frecuencia que es el doble de la frecuencia de red, en base a la ecuación (9) mediante las ecuaciones (6) a (8), la corriente de fuerza motriz del convertidor se convierte en una onda sinodal (forma de onda sin distorsión), y se realiza el control del factor de energía de 100 %.

$$\tau_m = T_m \cdot \sin^2 \theta_1 = \frac{1}{2} \cdot T_m \cdot (1 - \cos 2\theta_1)$$

Ecuación (9)

Donde, $\theta_1 = \Omega_1 t$

15 Cuando el par de control de un motor se lleva a cabo en base a la ecuación (9), la ondulación de velocidad se genera a continuación de la ondulación del par a una frecuencia que es el doble de la frecuencia de red. Pero, la amplitud de la ondulación de velocidad se hace más pequeña hasta un valor que puede ser ignorado debido al efecto de inercia cuando el motor gira a una velocidad alta.

20 Como ejemplo, un cálculo de prueba se hace para un caso en que el momento de inercia de un mecanismo de compresor y el motor: $0,5 \times 10^{-3} \text{ kgm}^2$, y la frecuencia de la red es de 50 Hz, la amplitud de la ondulación de la velocidad se convierte en 1 rps bajo el par medio de 2 Nm (es decir, la amplitud ondulada del par $T_m/2 = 2 \text{ Nm}$). Cuando la velocidad de rotación del motor se controla para que sea 60 rps, el ondulado de la velocidad era de 1,6 %. De lo anterior, se confirma que puede suponerse que la velocidad es constante.

25 Por otra parte, la distorsión de la corriente de fuerza motriz se genera debido a la corriente del condensador i_c dada por la ecuación (5) cuando la capacitancia del condensador no es 0 y cuando el control se realiza sólo como la ecuación (9).

Para resolver esta desventaja, es suficiente un filtro para eliminar la corriente del condensador i_c cuando el control se lleva a cabo en base a la ecuación (9). En este caso, el limitado efectivo se lleva a cabo por el filtro a fin de eliminar (suprimir) la corriente del condensador i_c .

30 Cuando la distorsión en la corriente de fuerza motriz es disuelta por el controlador, es suficiente que se controle el par del motor o la velocidad del motor de modo de suprimir la corriente del condensador i_c superpuesta a la corriente de fuerza motriz.

A continuación pueden imaginarse dos procedimientos de construcción para el control.

35 a) un procedimiento para calcular una corriente de fuerza motriz ideal i_1' basado en las ecuaciones (6) a (8) que fluye cuando la capacitancia del condensador es 0, cuando se genera el par de la ecuación (9), y para el control de retorno de manera que siga el valor de detección de la corriente de fuerza motriz I_1 para el resultado del cálculo;
b) un procedimiento para determinar el par o la corriente para el par así como de manera de permitir un flujo de energía que está en fase invertida con respecto a la corriente del condensador i_c y para el control predictivo.

40 En lo sucesivo, la descripción se hará referencia en detalle de una realización para un caso en que se controla un par.

La figura 2 es un diagrama de bloques que ilustra una sección principal de un aparato de control del convertidor de una realización según la presente invención. Este aparato de control del convertidor lleva a cabo el control de retorno.

45 Este aparato de control del convertidor cuenta con una sección de control del convertidor sin condensador convencional 11, una sección de operación i_1^* 12, una sección de operación de retorno 13, y una sección de

sustracción 14. La sección de control del convertidor sin condensador convencional 11 produce el comando de par provisional o la corriente para el comando de par para controlar un convertidor sin condensador convencional. La sección de operación i_1^* 12 recibe un par τ_m , la velocidad de rotación del motor ω_m , la tensión v_1 , y el coeficiente η como entradas, calcula una corriente de fuerza motriz i_1 llevando a cabo la operación de la ecuación (10), y produce la corriente de fuerza motriz i_1 como valor de comando de corriente de fuerza motriz i_1^* . La sección de operación de retorno 13 recibe el valor de comando de la corriente de fuerza motriz i_1^* y la corriente real i_1 como entradas, lleva a cabo la operación a fin de que la desviación esté entre ambos sea de 0 (por ejemplo, la operación PI), y emite el comando de par para la corrección o la energía de comando de par para la corrección. La sección de sustracción 14 resta el comando de par para la corrección o la corriente para el comando de par de corrección que es la salida de la sección de operación de retorno 13, a partir del comando de par provisional o la corriente para el comando de par que se emite desde la sección de control del convertidor sin condensador convencional 11 y obtiene un comando de par final o comando de corriente final de par.

$$i_1^* = \frac{\tau_m \cdot \omega_m}{v_1 \cdot \eta} = \frac{T_m}{V_{max} \cdot \eta} \cdot \sin \theta_1$$

Ecuación (10)

El funcionamiento del aparato convertidor de control que tiene la disposición anterior es como sigue.

La corriente de fuerza motriz i_1 se convierte en la ecuación (10) usando las ecuaciones (6) a (8), cuando el control se lleva a cabo con el fin de ser el par de la ecuación (9). Se determina que sea el valor de comando de corriente de fuerza motriz i_1^* . El comando de par para la corrección o la corriente de comando de par de corrección se obtiene mediante la realización del control (por ejemplo, control PI) para hacer que la diferencia entre el valor de comando de corriente de fuerza motriz i_1^* y la corriente real i_1 sea 0. Usando esto, el comando de par provisional o actual de comando de par se corrige, de modo que la torsión o la corriente de par son controladas por la supresión de la corriente del condensador. Por consiguiente, la distorsión de la corriente de fuerza motriz se puede reducir.

En la ecuación (10), el coeficiente η es una constante para la toma en consideración de la eficiencia del circuito principal, la eficiencia del motor y el factor de energía. Para determinar que la distorsión sea 0, el coeficiente η puede ser cambiado en respuesta al par de carga o a la velocidad de rotación. Para simplificar el proceso de operación de control, las condiciones de conducción de los dispositivos aplicados se tienen en consideración de modo que el valor en condición de carga típica es en representación.

La figura 3 es un diagrama de bloques que ilustra un aparato de control del convertidor de otra forma de realización de acuerdo con la presente invención.

Este aparato convertidor de control comprende una sección de operación PI 21, una sección de generación $\sin^2 \theta_1$ 22, una sección de multiplicación 23, una sección de operación i_d^* 24, secciones PI 25 y 26 para el eje d y el eje q, y una sección de control de desacoplamiento 27. La sección de operación PI 21 recibe una desviación entre el comando de velocidad ω_m^* y la velocidad real del motor ω_m como entrada, y da salida a un valor de $|i_q^*|$, que se obtiene mediante la realización de la operación PI (operación de proporción e integración). La sección de generación de $\sin^2 \theta_1$ 22 recibe la tensión v_1 como una entrada, y emite una señal de $\sin^2 \theta_1$ que está en sincronismo con la tensión de energía v_1 . La sección de multiplicación 23 obtiene un producto de la señal de $\sin^2 \theta_1$ y el valor de $|i_q^*|$ y emite el producto como el comando actual eje q i_q^* . La sección de operación i_d^* 24 recibe la tensión CC V_{dc} , la corriente del eje q i_q y la velocidad real del motor ω_m como entradas, y emite un comando de corriente del eje d i_d^* que se obtiene mediante la realización de la operación de la ecuación (2). Las secciones PI 25 y 26 para eje d y el eje q reciben las desviaciones entre los comandos de corriente del eje dq i_d^* y i_q^* y las corrientes reales del eje dq i_d y i_q , como entradas, y emite los primeros comandos de tensión del eje dq v_d^{**} y v_q^{**} que se obtienen por la realización de las operaciones PI. La sección de control de desacoplamiento 27 recibe los primeros comandos de tensión del eje dq v_d^{**} y v_q^{**} como entradas y emite segundos comandos de tensión del eje dq v_d^* y v_q^* que se obtienen llevando a cabo la operación de la ecuación (3). La disposición anterior es similar a la disposición de un aparato de control del convertidor convencional.

Y, el aparato de control del convertidor de la figura 3 comprende además una sección de operación de comando i_1 28, una sección de sustracción 29 y una sección de operación P 20. La sección de comando de operación i_1 28 recibe el par promedio T_m , el valor máximo V_{max} de la tensión de CC y el coeficiente η como entradas, y emite un valor de comando de corriente de fuerza motriz i_1^* que se obtiene mediante la realización de la operación de la ecuación (10). La sección de sustracción 29 resta el valor de comando de corriente de fuerza motriz i_1^* de la corriente real i_1 . La sección de operación P 20 recibe la salida de la sección de sustracción 29, y emite una corriente de eje q para la corrección que se obtiene mediante la realización de la operación P. La desviación entre el comando de corriente del eje q i_q^* y la corriente real del eje q i_q , se resta de la corriente de eje q para la corrección, y el resultado de la sustracción se suministra a la sección de operación PI 26.

Por lo tanto, aun cuando se emplea este aparato de control del convertidor, la corriente para el par puede ser controlada por la supresión de la corriente del condensador. La distorsión de la corriente de fuerza motriz también

puede ser reducida.

La figura 4 es un diagrama de bloques que ilustra una sección principal de un aparato de control del convertidor de una realización adicional de acuerdo con la presente invención. Este aparato de control del convertidor es un aparato que lleva a cabo el control predictivo.

- 5 Este aparato de control del convertidor cuenta con una sección de control del convertidor sin condensador convencional 11 para emitir un comando de par provisional o corriente provisional de par para controlar un convertidor sin condensador convencional, una sección de operación de corriente del condensador 31, una sección de conversión 32, y una sección de sustracción 33. La sección de operación de corriente del condensador 31 recibe la corriente de fuerza motriz i_1 y la tensión CC v_{dc} como entradas, y lleva a cabo la operación a fin de obtener una energía del condensador i_c . La sección de conversión 32 recibe la corriente del condensador i_c , el coeficiente η , la tensión V_1 , y la velocidad de rotación ω_m del motor como entradas, y transforma la corriente del condensador i_c en un comando de par o comando de corriente para la corrección del par. La sección de sustracción 33 resta el comando de par o el comando de corriente para el par para la salida de corrección desde la sección de conversión 32 a partir del comando de par provisional o la corriente provisional para el par de salida de la sección de control del convertidor sin condensador convencional 11, de manera que se obtiene un comando de par final o comando de corriente final para par.

El funcionamiento del aparato de control del convertidor es la siguiente.

- 20 Cuando se lleva a cabo el control predictivo, es suficiente que la ecuación (9) se reescriba como la ecuación (11), y que un par τ_c se superponga al comando de par, al estar en fase de par τ_c que es inversa a la de la corriente del condensador i_c .

$$\tau_m = T_m \cdot \sin^2 \theta_1 + \tau_c \quad \text{Ecuación (11)}$$

En el que, el par τ_c es suficiente para ser un par que es expresado por una ecuación (12) que se basa en las ecuaciones (6) a (8).

$$\tau_c = -\frac{\text{signo}(v_1) \cdot v_1 \cdot i_c}{\omega_m} \cdot \eta = -\frac{|v_1| \cdot i_c}{\omega_m} \cdot \eta \quad \text{Ecuación (12)}$$

- 25 Más específicamente, cuando la capacitancia del condensador no es 0, la corriente de fuerza motriz i_1 se puede expresar como una ecuación (13).

$$i_1 = i_1' + i_c * \text{signo}(v_1) \quad \text{Ecuación (13)}$$

En el que, i_1' representa la corriente de fuerza motriz cuando la capacitancia del condensador es 0, y está dada por la ecuación (10). Además, $\text{signo}()$ es una función que devuelve una señal.

- 30 El par se convierte en la ecuación (12) a partir de la relación entre la ecuación (6) y la ecuación (7), el par negando el elemento de energía que incluye la corriente del condensador i_c entre los resultados obtenidos mediante la sustitución de la ecuación (13) por la ecuación (8).

- 35 En el que, el coeficiente η es una constante para tomar en cuenta la eficiencia del circuito principal, la eficiencia del motor, y el factor de energía. La constante puede ser cambiada para determinar que la distorsión sea ninguna, en respuesta al par de carga y a la velocidad de rotación. Para la simplificación en el procesamiento de control y operación, la constante puede ser representada con un valor en una condición de carga típica tomando una condición de conducción de un dispositivo de aplicación en consideración, por ejemplo.

- 40 A continuación, se describe un caso tomando un motor IPM que se describe en el artículo 2 como un ejemplo, en cuyo caso un par se controla utilizando control de corriente. Un par τ_m de un motor de IPM se representa por una ecuación (14).

$$\tau_m = n \cdot (\lambda_d + (L_d - L_q) \cdot i_d) \cdot i_q \quad \text{Ecuación (14)}$$

El elemento de $(L_d - L_q) \cdot i_d$ en la ecuación (14) cambia dependiendo de la corriente del eje d. Cuando se hace la suposición por simplificación de que la anchura de cambio θ y la corriente del eje d es pequeña y que el par es

proporcional a la energía de eje d, el comando de corriente del eje q i_q^* {Consultar la ecuación (15)} se obtiene a partir de la ecuación (9) y la ecuación (14).

$$i_q^* = |i_q^*| \cdot \sin^2 \theta_1$$

Ecuación (15)

- 5 Por otro lado, por el contrario, el aparato de control del convertidor calcula el comando de corriente del eje q i_q^* basado en una ecuación (16) que se obtiene a partir de la ecuación (11) utilizando la ecuación (14).

$$i_q^* = |i_q^*| \cdot \sin^2 \theta - \frac{v_1 \cdot i_c}{\omega_m} \cdot \eta \cdot \frac{1}{n \cdot (\lambda_a + (L_d - L_q) \cdot I_{d0})}$$

Ecuación (16)*

El segundo elemento en la ecuación (16) representa la corriente para el par para compensar la corriente del condensador. Además, I_{d0} representa un valor de media móvil de la corriente del eje d por aproximadamente 1/2 a 10 ciclos de la forma de onda de energía.

- 10 Por lo tanto, la corriente para el par se puede controlar para la supresión de la corriente del condensador. Y, la distorsión en la corriente de fuerza motriz se puede reducir.

En la figura 4, se emplea la disposición en la que la corriente del condensador i_c se calcula a partir del valor de detección de la corriente de fuerza motriz i_1 o tensión CC v_{dc} . Pero, una disposición puede emplearse en el que un sensor de energía se proporciona para detectar directamente la corriente del condensador i_c , y el valor de detección se suministra directamente a la sección de conversión 32.

- 15 La figura 5 es un diagrama de bloques que ilustra un aparato de control del convertidor de una realización adicional de acuerdo con la presente invención.

Este aparato de control del convertidor difiere del aparato de control del convertidor de la figura 3 en que una sección de operación de corriente del condensador 31 y la sección de operación de compensación de corriente del capacitor 32' se emplean en lugar de la sección de operación del comando i_1 28, la sección de sustracción 29 y la sección de operación P. La sección de operación de corriente del condensador 31 recibe la corriente de fuerza motriz i_1 o tensión CC v_{dc} como una entrada y realiza la operación para la obtención de la corriente del condensador i_c . La sección de operación de compensación de corriente del capacitor 32' recibe la corriente del condensador i_c , la tensión v_1 y la velocidad de rotación del motor ω_m como entradas, y convierte la corriente del condensador i_c en el comando de par para la corrección o la corriente de comando de par para su corrección.

- 20 Por lo tanto, en este aparato de control del convertidor, la corriente de par se puede controlar para la supresión de la corriente del condensador, y la distorsión de la corriente de fuerza motriz se puede reducir.

La figura 6 es un diagrama de bloques que ilustra una sección principal de un aparato de control del convertidor de una realización adicional de acuerdo con la presente invención.

- 30 En este aparato de control del convertidor, una sección de operación FFT (análisis de armónicos) 31a y sección de generación de forma de onda 31b constituyen la sección de operación de corriente del condensador 31 en la figura 5.

La sección de operación FFT 31a recibe el valor absoluto $|i_1|$ de la corriente de fuerza motriz calculada por una sección de operación de valor absoluto 31f y el valor absoluto de la fase $\theta_2 (= 2 \cdot \theta_1)$ (θ_2 se determina su fase 0 para estar en un punto máximo del valor absoluto $|v_1|$ de la tensión de energía como se ilustra en la figura 25) como entradas, lleva a cabo la operación de FFT, y emite los componentes de amplitud $|i_{ch1}|$, $|i_{ch2}|$, ... de los armónicos i_{ch1} , i_{ch2} , ... que están en fase de $\sin \theta_2$ correspondiente a la corriente del condensador i_c . La sección de generación de forma de onda 31b recibe las componentes de amplitud $|i_{ch1}|$, $|i_{ch2}|$, ... de los armónicos i_{ch1} , i_{ch2} , ... y el valor absoluto de fase θ_2 como entradas, y genera la corriente del condensador i_c basado en una ecuación (17).

- 35

$$i_c = -|i_{ch1}| \cdot \sin \theta_2 - |i_{ch2}| \cdot \sin 2\theta_2 - |i_{ch3}| \cdot \sin 3\theta_2 \dots$$

Ecuación (17)

- 40 Por lo tanto, cuando se emplea este aparato de control del convertidor, la corriente del condensador i_c puede calcularse con precisión, la corriente para el par puede ser controlada por la supresión de la corriente del condensador, y la distorsión de la corriente de fuerza motriz se puede reducir.

La figura 7 es un diagrama de bloques que ilustra una sección principal de un aparato de control del convertidor de

una realización adicional de acuerdo con la presente invención.

Este aparato de control del convertidor difiere del aparato de control del convertidor de la figura 6 en que una sección de generación de forma de onda 31c se emplea en lugar de la sección de generación de forma de onda 31b. La sección de generación de formas de onda 31c recibe sólo los componentes de amplitud $|i_{ch1}|$ de los armónicos $i_{ch1}, i_{ch2}, \dots$ del doble de la frecuencia con respecto a la frecuencia de red y fase de valor absoluto $2 \cdot \theta_1$ de la tensión de energía, y genera la corriente del condensador i_c . Por supuesto, un dispositivo para emitir sólo el componente del doble de frecuencia con respecto a la frecuencia de red puede ser empleado como la sección de operación FFT 31a.

Como se entiende a partir de la ecuación (4), la amplitud de armónicos de la tensión CC v_{dc} disminuye tras el aumento del orden armónico n . Por lo tanto, la corriente del condensador i_c se puede generar con una precisión considerablemente alta, incluso cuando el orden se determina que es solamente el doble de la frecuencia con respecto a la frecuencia de red, siendo el orden que se aplica la FFT, como se ilustra en la figura 7. Por lo tanto, cuando se emplea este aparato de control del convertidor, la carga de trabajo puede reducirse en gran medida, la corriente del condensador i_c puede calcularse con precisión, la corriente de par puede ser controlada por la supresión de la corriente del condensador, y la distorsión de la corriente de fuerza motriz se puede reducir.

La figura 8 es un diagrama de bloques que ilustra una sección principal de un aparato de control del convertidor de una realización adicional de acuerdo con la presente invención.

Este aparato de control del convertidor difiere del aparato de control del convertidor de la figura 6 en que una sección de almacenamiento de patrón de corriente del condensador 31d se emplea en su lugar la sección de operación FFT 31a y la sección de generación de forma de onda 31b.

La sección de almacenamiento de patrón de corriente del condensador 31d almacena la corriente del condensador i_c operada previamente basada en la ecuación (5), y lleva a cabo la operación de búsqueda basada en la fase de valor absoluto $2 \cdot \theta_1$ de la tensión de energía.

Por lo tanto, la carga de la operación se puede minimizar, la corriente del condensador i_c puede calcularse con precisión, la corriente de par puede ser controlada por la supresión de la corriente del condensador, y la distorsión de la corriente de fuerza motriz se puede reducir.

La figura 9 es un diagrama de bloques que ilustra una sección principal de un aparato de control del convertidor de una realización adicional de acuerdo con la presente invención.

Este aparato de control del convertidor difiere del aparato de control del convertidor de la figura 8 en que se incluye además una sección de corrección de la corriente del condensador 31e. La sección de corrección de la corriente del condensador 31e recibe la corriente del condensador i_c emitida por la sección de almacenamiento del patrón de la corriente del condensador 31d, y la diferencia entre el valor máximo V_{max} y el valor mínimo V_{min} de la tensión CC v_{dc} como entradas, lleva a cabo una operación de una ecuación (18), y corrige la energía condensador.

$$i_c = \frac{V_{max} - V_{min}}{V_{max}} \cdot i_c$$

Ecuación (18)

La operación del aparato de control del convertidor que tiene esta disposición se describe con referencia a la figura 10.

La figura 10 (A) ilustra una forma de onda de la tensión CC V_{dc} cuando el valor mínimo de la tensión CC V_{dc} se determina que es v_{min} por el control de campo, mientras que la figura 10 (B) ilustra una forma de onda de la tensión CC V_{dc} cuando la carga es ligera.

Es decir, una amplitud de componente armónico de la tensión CC V_{dc} cambia dependiendo de la carga y de la condición de control, como se entiende a partir de las figuras 10.

En el aparato de control del convertidor de la figura 9, la corriente del condensador se corrige mediante la realización de la operación de la ecuación (18) mediante la sección de corrección de la corriente del condensador 31e. Por lo tanto, la corriente del condensador se puede obtener con precisión y con un manejo sencillo a pesar de la carga y la condición de control, la corriente de par se puede controlar para suprimir la corriente del condensador, y la distorsión de la corriente de fuerza motriz se puede reducir.

La figura 11 es un diagrama de bloques que ilustra una sección principal de un aparato de control del convertidor de una realización adicional de acuerdo con la presente invención.

Este aparato de control del convertidor difiere del aparato de control del convertidor de las figuras 3 y 5 en que se incluye además una sección de sustracción 22a. La sección 22a de sustracción resta la fase ξ para la corrección (comando de fase de corriente del eje q) desde la fase θ_1 de la tensión de energía a fin de obtener una fase

corregida θ , y suministra la fase corregida θ a la sección de generación $\sin^2\theta$ 22.

La operación del aparato de control del convertidor de esta disposición es como sigue.

Cuando θ es pequeño, $\cos \theta$ se aproxima a 1, y el $\sin \theta$ se aproxima a 0. Por lo tanto, se obtiene la relación de la ecuación (19).

$$\sin^2(\theta_1 + \xi) = \sin^2 \theta_1 - \xi \cdot \sin 2\theta_1$$

Ecuación (19)

5

El segundo elemento de la ecuación (19) se convierte en la fase opuesta de la corriente del condensador i_c cuando se determina que ξ es la fase de retardo, que es negativa, y su amplitud se puede controlar en base a la magnitud $|\xi|$ del comando de fase de corriente del eje q.

10

Por lo tanto, la corriente del condensador i_c se puede compensar más fácilmente, mediante el empleo de la disposición de la figura 11.

15

La figura 12 es un diagrama de flujo que explica el procesamiento de sincronismo de la fase de energía. El procesamiento se inicia en respuesta a la elevación de la tensión de energía (elevación de la señal de detección de cruce cero de la tensión de entrada). En el paso SP1, un ángulo de fase $\theta_1(j)$ se ajusta para que sea 0. A continuación, el procesamiento vuelve al proceso original. Aquí y en lo sucesivo, el sufijo (j) se utiliza para reconocer un punto de muestra.

20

La figura 13 es un diagrama de flujo que explica el procesamiento de la fase de generación de energía. El procesamiento se inicia en el intervalo de interrupción predeterminado T_s . En el paso SP1, se introduce un ángulo de fase $\theta_1(K-1)$. En la etapa SP2, un ángulo de fase $\theta_1(K)$ en el momento actual se genera llevando a cabo la operación de $\theta_1(K) = \theta_1(K-1) + \Delta \theta$. A continuación, el procesamiento vuelve al proceso original.

La constante θ se determina como sigue, por ejemplo.

Cuando la frecuencia de red $f_1 = 50$ Hz, y cuando se hace la suposición de que $\theta_1 = 3600$ es la fase de energía de 360° y que el intervalo de interrupción T_s es $200 \mu s$, $\Delta \theta (= \theta_1 \cdot F_1 \cdot T_s)$ se convierte en 36.

La figura 14 es un diagrama de flujo que explica el procesamiento de control de corriente. El procesamiento se lleva a cabo en todos los intervalos de interrupción predeterminados T_s .

25

En el paso SP1, la señal de posición de rotación $\theta_m(N)$, la velocidad de rotación $\omega_m(N)$, la tensión CC $v_{dc}(N)$, y las corrientes del motor $i_u(n)$, $i_v(n)$ y $i_w(n)$ son introducidas (n es un número entero que se incrementa en cada procesamiento). En el paso SP2, el procesamiento de operación de transformación desde trifásico a coordenadas dq se lleva a cabo con el fin de calcular las energías de eje dq $i_d(n)$ y $i_q(n)$. En el paso SP3, se lleva a cabo el procesamiento de operación de corriente de comando del eje dq. En el paso SP4, los comandos de corriente de los ejes dq $i_d(n)^*$ y $i_q(n)^*$ se introducen. En el paso SP5, operaciones de $\omega_d(n) = i_d(n)^* - i_d(n)$ y $\epsilon_q(n) = i_q(n)^* - i_q(n)$ se llevan a cabo con el fin de calcular la desviación de corriente del eje dq $\epsilon_d(n)$ y $\epsilon_q(n)$. En el paso SP6, las operaciones de $v_d'(n) = K_{pd} \cdot E_d(n) + K_{id} \cdot \sum \epsilon_d(n)$ y $v_q'(n) = K_{pq} \cdot E_q(n) + K_{iq} \cdot \sum \epsilon_q(n)$ se llevan a cabo con el fin de realizar operaciones de PI para la tensión del eje dq. En el paso SP7, la operación de control de disociación de $[v_d(n) = v_d'(n) - L_q \cdot i_q(n) \cdot n \cdot \omega_m]$ y $v_q(n) = v_q'(n) + \{L_{un} + L_d \cdot i_d(n)\} \cdot n \cdot \omega_m]$ se llevan a cabo con el fin de calcular los comandos de tensión del eje dq $v_d(n)$ y $v_q(n)$. En el paso SP8, el procesamiento de la operación de conversión d-q a las coordenadas de trifásico se lleva a cabo con el fin de calcular el comando de tensión para cada fase $v_u(n)^*$, $v_v(n)^*$, y $v_w(n)^*$. En el paso SP9, la operación de una ecuación (20) se lleva a cabo con el fin de calcular el ancho de pulso para cada fase $\tau_u(n+1)$, $\tau_v(n+1)$, y $\tau_w(n+1)$, y para almacenar el ancho de pulso en un temporizador PWM. Entonces, la operación vuelve al procesamiento original.

30

35

$$\begin{aligned} \tau_u(n+1) &= [\{ v_u(n) * / v_{dc}(n) \} + 1 / 2] \cdot T_c \\ \tau_v(n+1) &= [\{ v_v(n) * / v_{dc}(n) \} + 1 / 2] \cdot T_c \\ \tau_w(n+1) &= [\{ v_w(n) * / v_{dc}(n) \} + 1 / 2] \cdot T_c \end{aligned}$$

Ecuación (20)

40

A continuación, se describe la operación en el paso SP3 en la figura 14.

La figura 15 es un diagrama de flujo que explica una operación convencional en el paso SP3 en la figura 14.

En el paso SP1, la fase de energía $\theta_1(n)$ y el comando de valor promedio de corriente del eje q $i_q(n)^*$ se introducen.

En el paso SP2, el funcionamiento de $i_q(n)^* = |i_q(n)^*| \cdot \sin^2\theta_1(n)$ se lleva a cabo con el fin de calcular el comando de corriente del eje q $i_q(n)^*$. En el paso SP3, se lleva a cabo la operación del $i_d(n)^* = -\lambda_a / L_d + (1 / L_d) [\{V_{dc} / N / \omega_m(n)\}^2 - \{L_q \cdot i_q(n)^*\}^2]^{1/2}$ con el fin de calcular el comando de energía de eje d $i_d(n)^*$. Entonces, la operación vuelve al procesamiento original.

5 Por lo tanto, la compensación de la corriente del condensador no puede llevarse a cabo.

La figura 16 es un diagrama de flujo que explica una operación de un ejemplo de acuerdo con la presente invención en el paso SP3 en la figura 14.

10 En el paso SP1, la fase de energía $\theta_1(n)$, el comando del valor promedio de corriente del eje q $|i_q(n)^*|$, y la corriente del condensador $i_c(n)$ son introducidos. En el paso SP2, la operación de $i_q(n)^* = |i_q(n)^*| \cdot \sin^2\theta_1(n) - i_c$ se lleva a cabo con el fin de calcular el comando de corriente del eje q $i_q(n)^*$. En el paso SP3, la operación de $i_d(n)^* = -\lambda_{un} / L_d + (1 / L_d) [\{v_d / n / \omega_m(n)\}^2 - \{L_q \cdot i_q(n)^*\}^2]^{1/2}$ se lleva a cabo con el fin de calcular el comando de corriente del eje d $i_d(n)^*$. Entonces, la operación vuelve al procesamiento original.

Por lo tanto, puede llevarse a cabo la compensación de la corriente del condensador.

15 La figura 17 es un diagrama de flujo que explica una operación de otro ejemplo de acuerdo con la presente invención en el paso SP3 en la figura 14.

20 En el paso SP1, la fase de energía $\theta_1(n)$, el comando de fase de corriente del eje q $\xi(n)$, y el comando del valor promedio de corriente del eje q $|i_q(n)^*|$ se introducen. En el paso SP2, la operación de $i_q(n)^* = |i_q(n)^*| \cdot \sin^2\theta_1(n) - \xi(n)$ se lleva a cabo con el fin de calcular el comando de corriente del eje q $i_q(n)$. En el paso SP3, la operación de $i_d(n)^* = -\lambda_a / L_d + (1 / L_d) [\{v_{dc} / n / \omega_m(n)\}^2 - \{L_q \cdot i_q(n)\}^2]^{1/2}$ se lleva a cabo con el fin de calcular el comando de corriente del eje d $i_d(n)$. Entonces, la operación vuelve al procesamiento original.

Por lo tanto, la compensación de la corriente del condensador puede llevarse a cabo más fácilmente.

La invención de la reivindicación 1 tiene un efecto característico de que los armónicos en la corriente de fuerza motriz se pueden reducir.

25 La invención de la reivindicación 2 tiene un efecto que es similar al de la reivindicación 1, llevando a cabo el control de par para un motor, el control de la velocidad de un motor o similar.

La invención de la reivindicación 3 tiene un efecto que es similar al de la reivindicación 1, llevando a cabo el control de par o de corriente para el par.

La invención de la reivindicación 4 tiene un efecto característico de que los armónicos en la corriente de fuerza motriz se puede reducir.

30 La invención de la reivindicación 5 tiene un efecto que es similar al de la reivindicación 4, llevando a cabo el control de par para un motor, el control de la velocidad de un motor o similar.

La invención de la reivindicación 6 tiene un efecto que es similar al de la reivindicación 5, al llevar a cabo el control de par o de corriente para el par.

35 La invención de la reivindicación 7 tiene un efecto característico de que los armónicos de la corriente de fuerza motriz se pueden reducir mediante la negación de la corriente del condensador.

La invención de la reivindicación 8 tiene un efecto que es similar al de la reivindicación 7.

La invención de la reivindicación 9 tiene un efecto característico de que la carga de operación se puede reducir, además del efecto que es similar al de la reivindicación 8.

40 La invención de la reivindicación 10 tiene un efecto característico de que la carga de operación se puede reducir, además del efecto que es similar al de la reivindicación 7.

La invención de la reivindicación 11 tiene un efecto característico de que la corriente del condensador se puede calcular con exactitud, además de los efectos que son similares a los de la reivindicación 10.

La invención de la reivindicación 12 tiene un efecto característico de que la compensación de la corriente del condensador puede llevarse a cabo fácilmente, además del efecto que es similar al de la reivindicación 6.

45

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento de control de un convertidor para un convertidor que incluye un circuito de rectificación monofásico (2) y un convertidor trifásico (4), en el que el procedimiento comprende una etapa de determinación de una capacitancia de un condensador (3) conectado entre los terminales de salida del circuito de rectificación monofásico (2) para permitir que una tensión de salida del circuito de rectificación monofásico (2) pulse a una frecuencia del doble con respecto a una frecuencia de red, y un paso de control del convertidor trifásico (4) para suministrar tensiones de salida o corrientes de salida del convertidor trifásico (4) a un motor (5), estando el procedimiento **caracterizado porque** comprende un paso de llevar a cabo el control para la supresión de una corriente que fluye en el condensador (3) desde una fuente de energía a través de los circuitos de rectificación monofásicos (2).
2. Un procedimiento de control de un convertidor según la reivindicación 1, en el que el procedimiento controla el motor (5) para la supresión de una corriente que fluye en el condensador (3) desde una fuente de energía a través del circuito de rectificación monofásico (2).
3. Un procedimiento de control de un convertidor según la reivindicación 1, en el que el procedimiento controla un par o corriente del par para la supresión de una corriente que fluye en el condensador (3) desde una fuente de energía a través del circuito de rectificación monofásico (2).
4. Un aparato de control de un convertidor, que incluye un circuito de rectificación monofásico (2) y un convertidor trifásico (4), determina una capacitancia de un condensador (3) conectado entre terminales de salida del circuito de rectificación monofásico (2) para permitir que una tensión de salida del circuito de rectificación monofásico (2) pulse a una frecuencia del doble con respecto a una frecuencia de red, y controla el convertidor trifásico (4) para suministrar tensiones de salida o corrientes de salida del convertidor trifásico (4) a un motor (5), estando el aparato **caracterizado porque** comprende medios de control (12) (13) (14) (20) (22a) (28) (29) (31) (31a) (31b) (31c) (31d) (31e) (32) (32') (33) adaptados para llevar a cabo un control para la supresión de una corriente que fluye en el condensador (3) desde una fuente de energía a través del circuito de rectificación monofásico (2).
5. Un aparato de control de un convertidor según la reivindicación 4, en el que los medios de control (12) (13) (14) (20) (22a) (28) (29) (31) (31a) (31b) (31c) (31d) (31e) (32) (32') (33) controlan el motor (5) para la supresión de una corriente que fluye en el condensador (3) desde una fuente de energía a través del circuito de rectificación monofásico (2).
6. Un aparato de control de un convertidor según la reivindicación 4, en el que los medios de control (12) (13) (14) (20) (22a) (28) (29) (31) (31a) (31b) (31c) (31d) (31e) (32) (32') (33) controlan un par o una corriente para el par para la supresión de una corriente que fluye en el condensador (3) desde una fuente de energía a través del circuito de rectificación monofásico (2).
7. Un aparato de control de un convertidor, que incluye un circuito de rectificación monofásico (2) y un convertidor trifásico (4), determina una capacitancia de un condensador (3) conectado entre terminales de salida del circuito de rectificación monofásico (2) para permitir que una tensión de salida del circuito de rectificación monofásico (2) pulse a una frecuencia del doble con respecto a una frecuencia de red, y controla el convertidor trifásico (4) para suministrar tensiones de salida o corrientes de salida del convertidor trifásico (4) a un motor (5), estando el aparato **caracterizado porque** comprende:

medios de operación para la corriente del condensador (31) (31a) (31b) (31c) (31d) adaptados para calcular una corriente del condensador que fluye en el condensador (3) desde una fuente de energía a través del circuito de rectificación monofásico (2); y medios de corrección de corriente para el par (32) (32') (33) adaptados para corregir una corriente para el par restando la corriente del condensador obtenida de la corriente para el par.
8. Un aparato de control de un convertidor según la reivindicación 7, en el que los medios de operación de corriente del condensador (31a) llevan a cabo el análisis de armónicos de la corriente de fuerza motriz.
9. Un aparato de control de un convertidor según la reivindicación 8, en el que como el resultado del análisis armónico se emplea un componente armónico de una frecuencia doble con respecto a la frecuencia de red .
10. Un aparato de control de un convertidor según la reivindicación 7, en el que los medios de operación de corriente del condensador (31d) producen la corriente del condensador basado en el patrón almacenado.
11. Un aparato de control de un convertidor según la reivindicación 10, que también comprende medios de corrección (31e) para corregir la salida de corriente del condensador basado en el patrón almacenado, basándose en un valor de detección de tensión de corriente continua.
12. Un aparato de control de un convertidor según la reivindicación 6, en el que los medios de control (22a) incluyen un medio de determinación de fase (22a) para determinar que una fase de la corriente de par sea una fase retardada.

Fig. 1

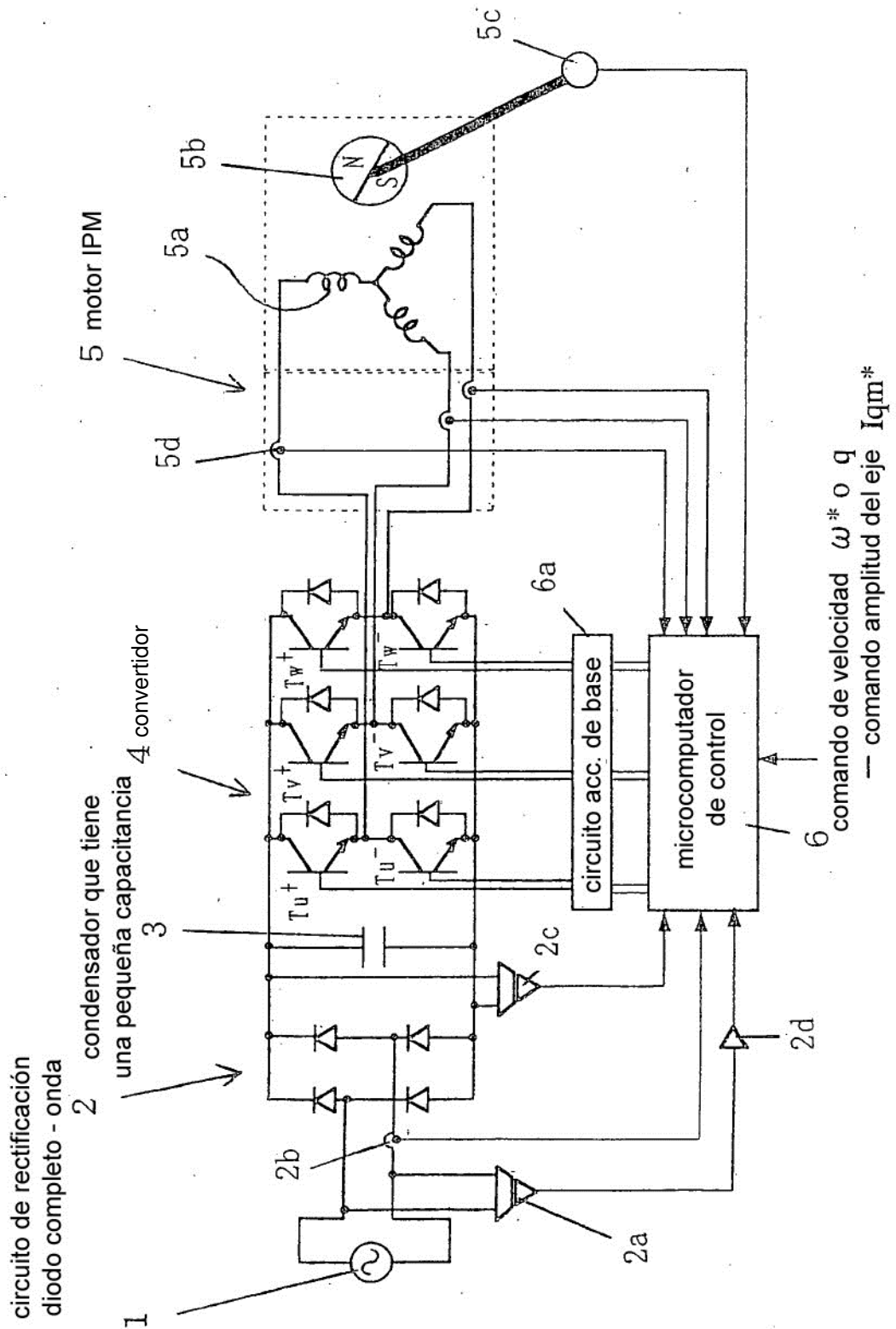


Fig. 2

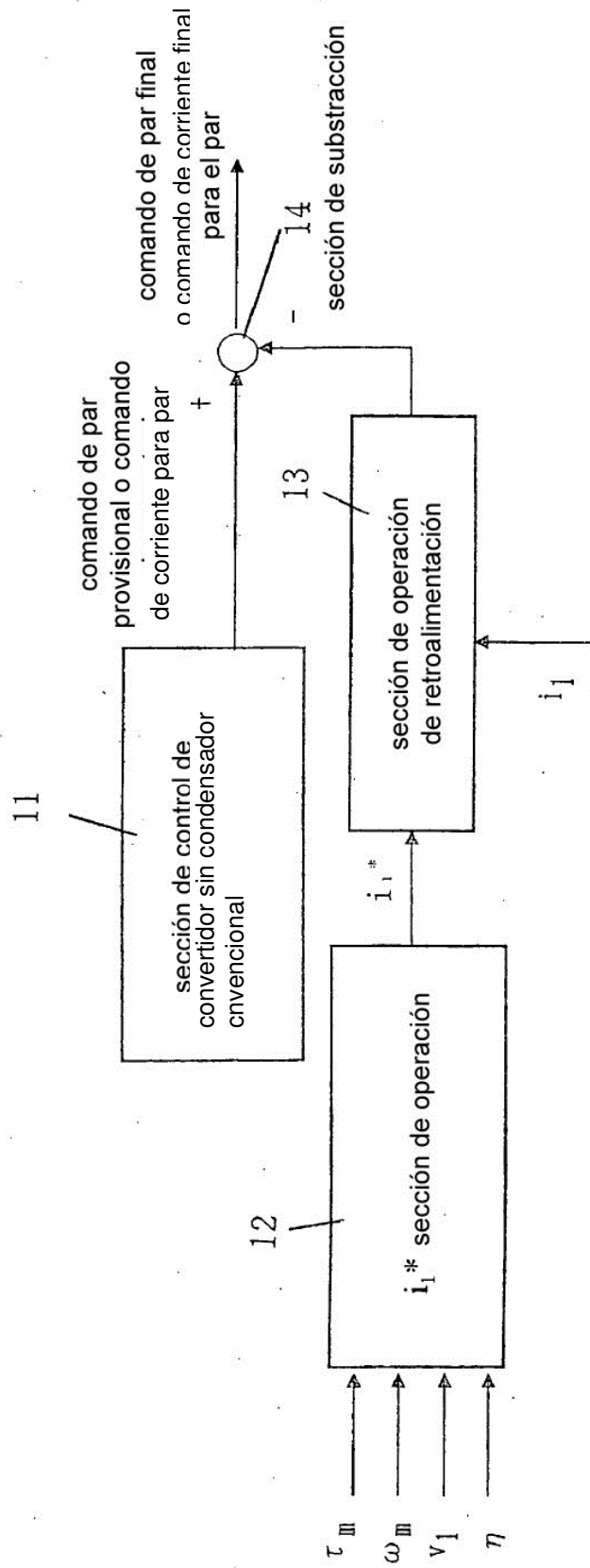


Fig. 3

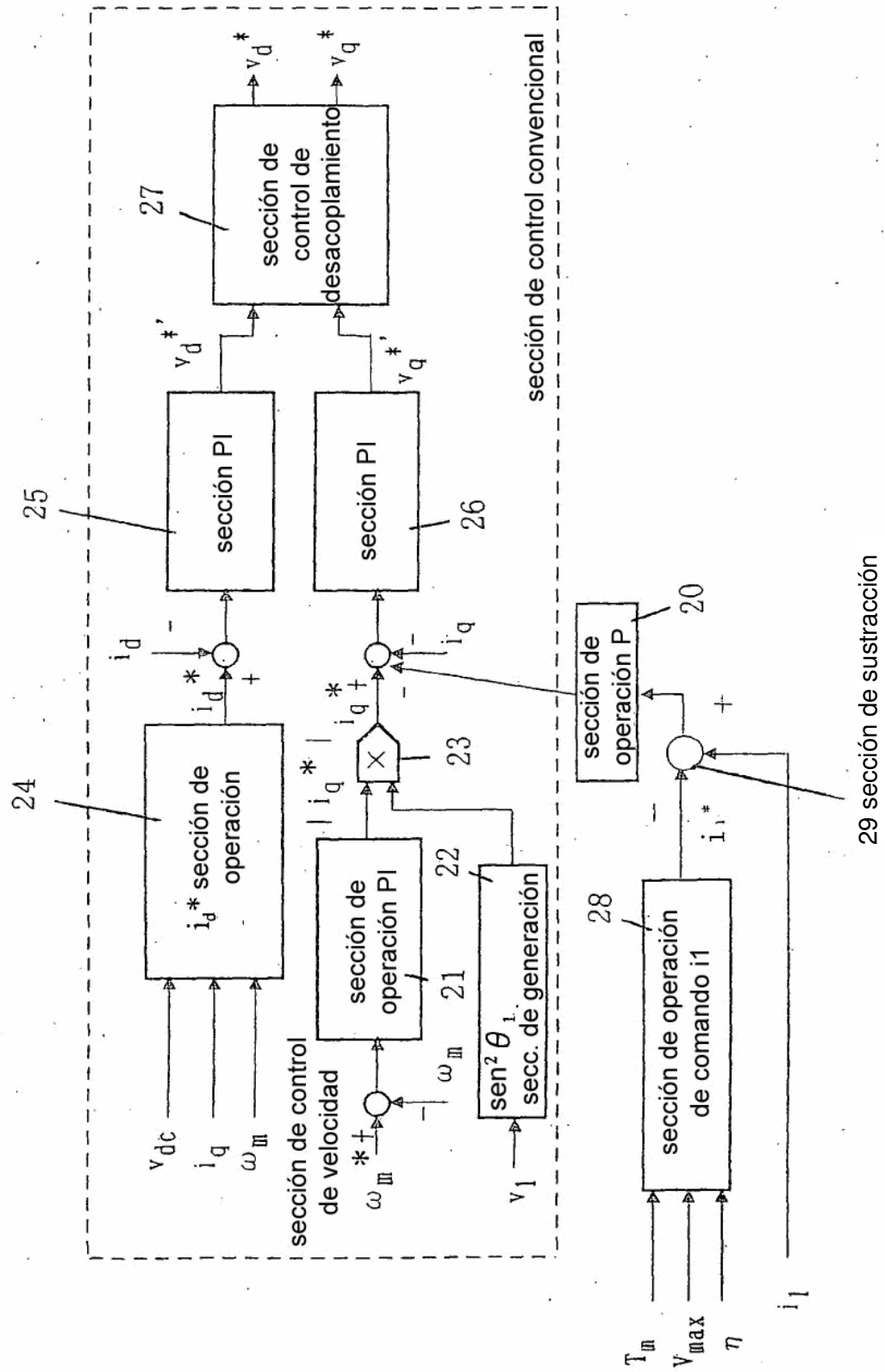


Fig. 4

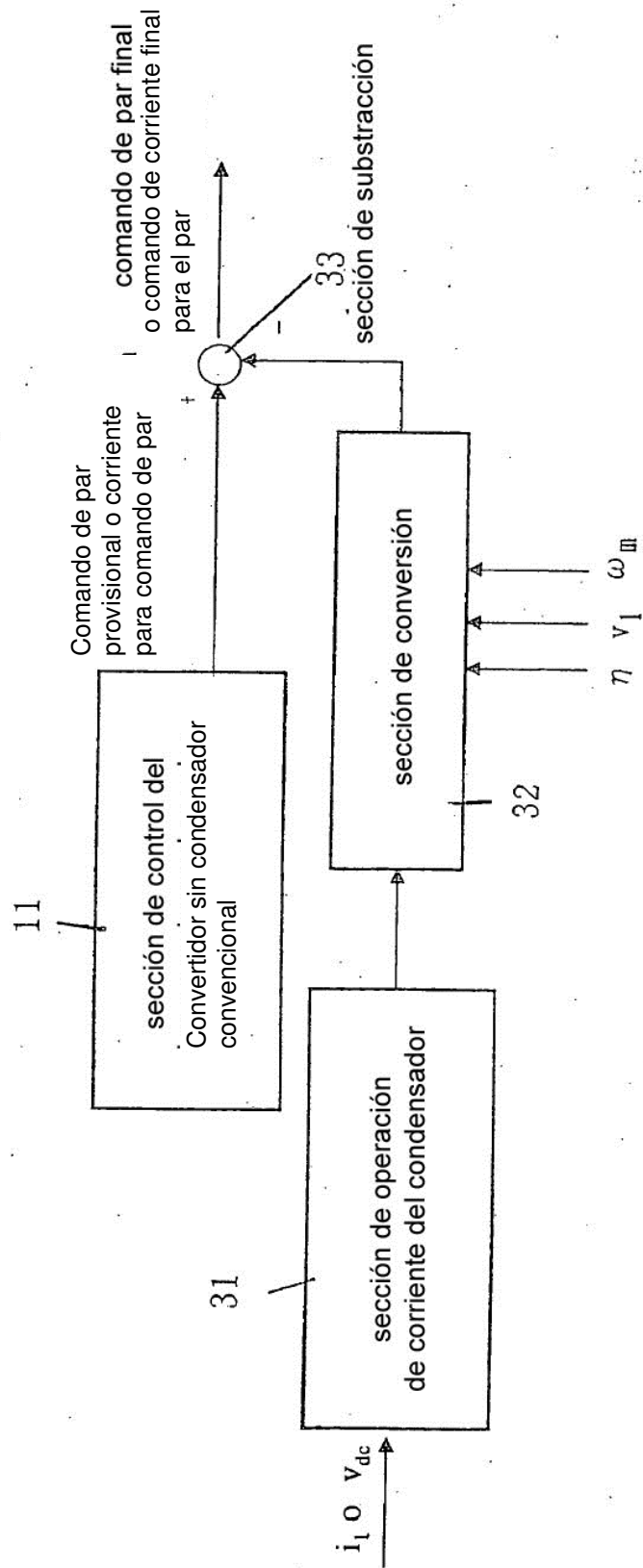


Fig. 5

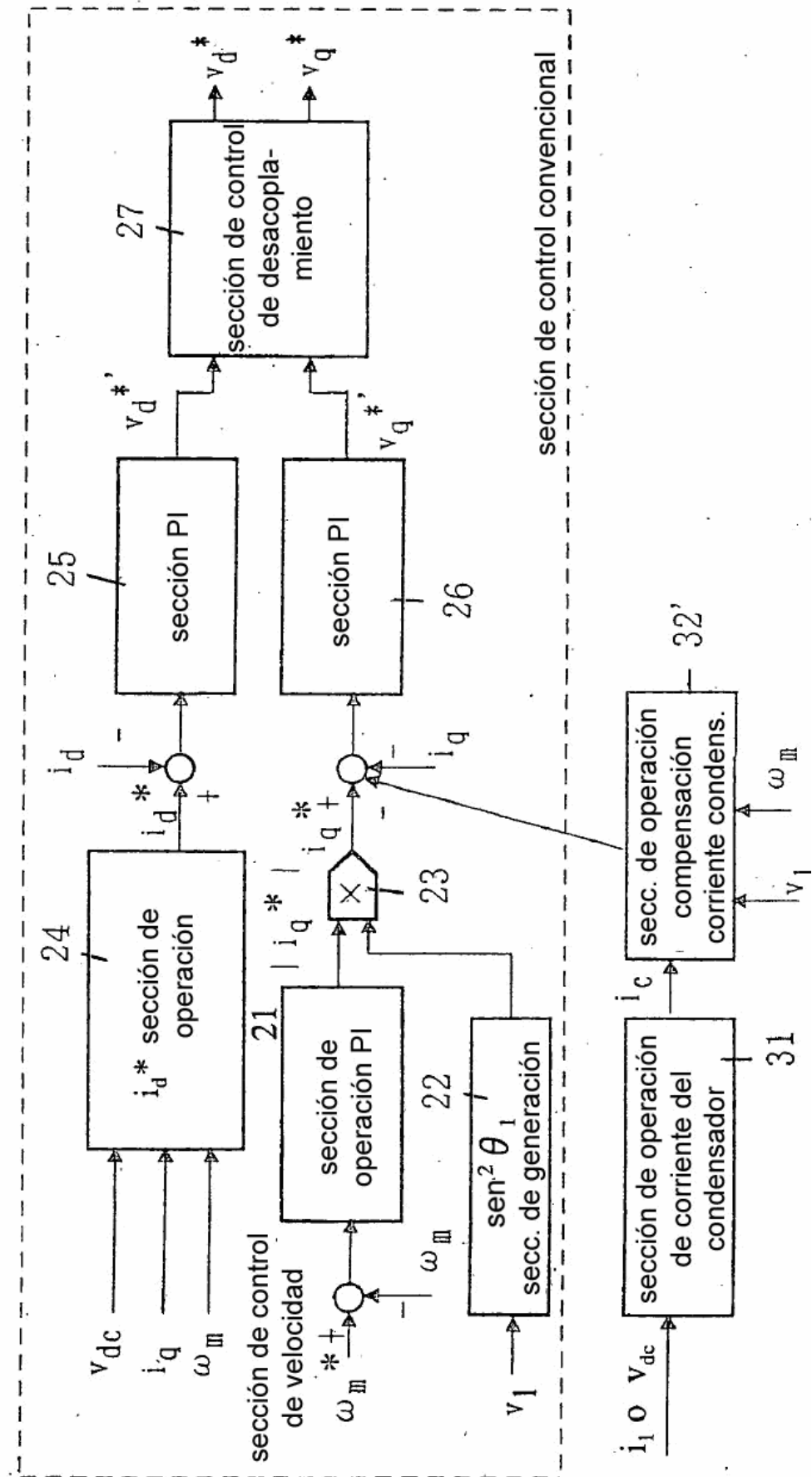


Fig. 6

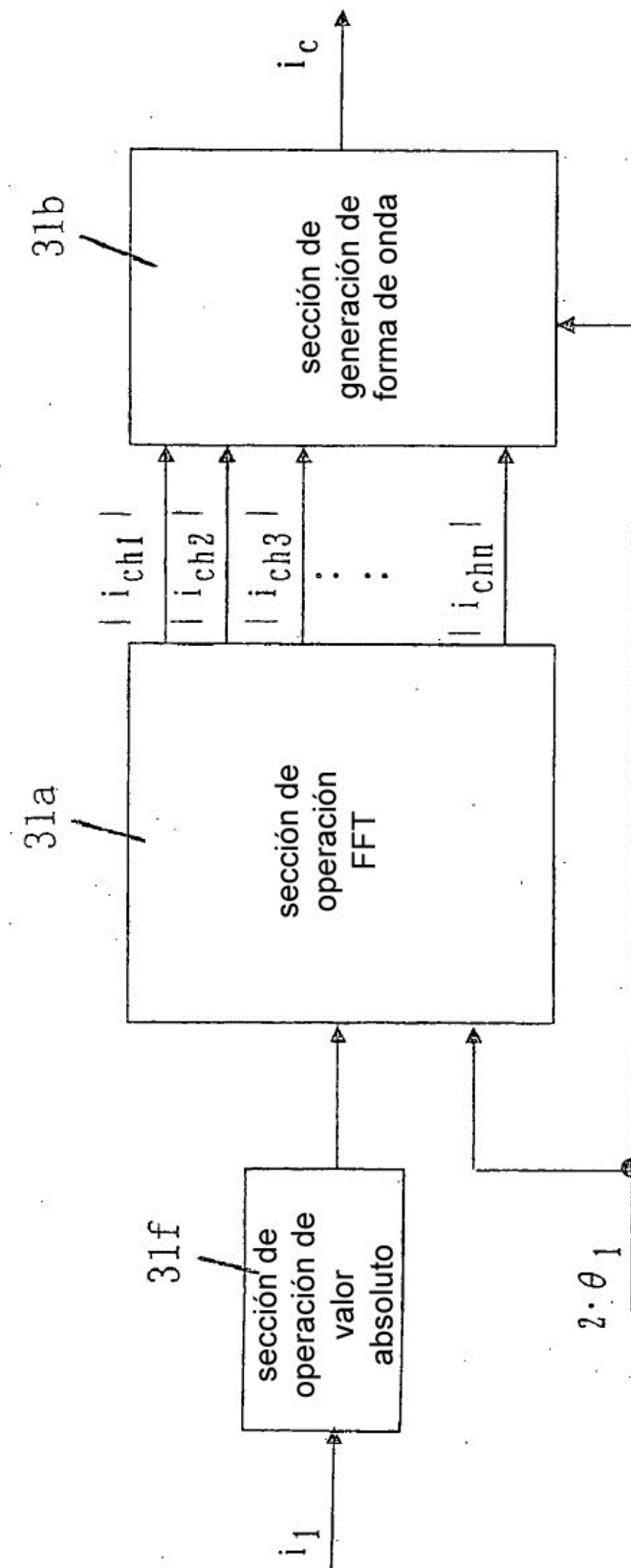


Fig. 7

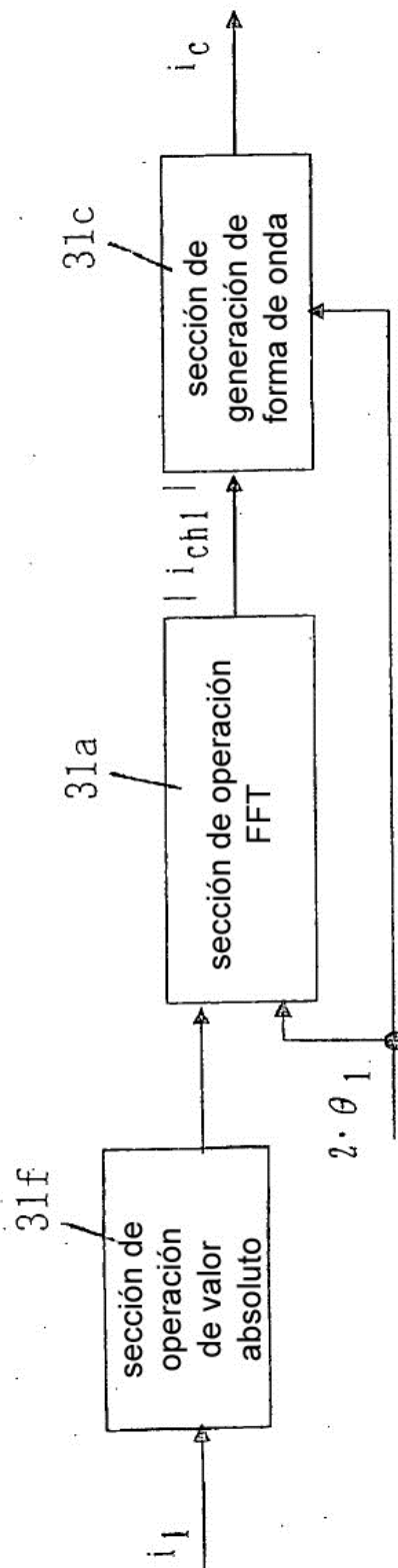


Fig. 8

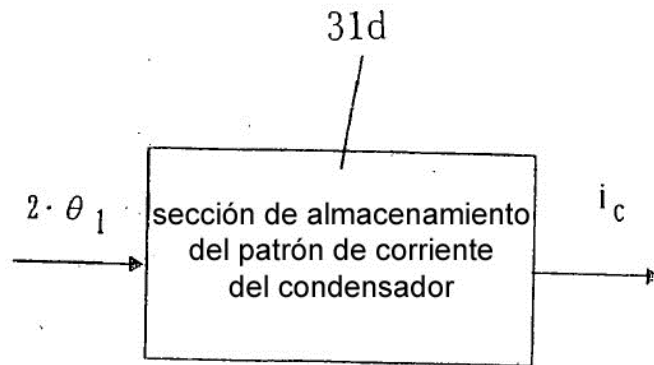


Fig. 9

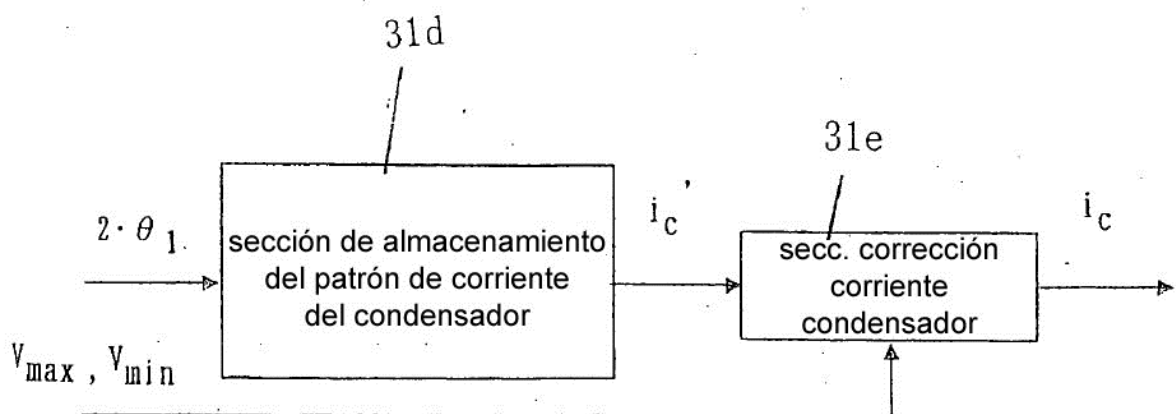


Fig. 10

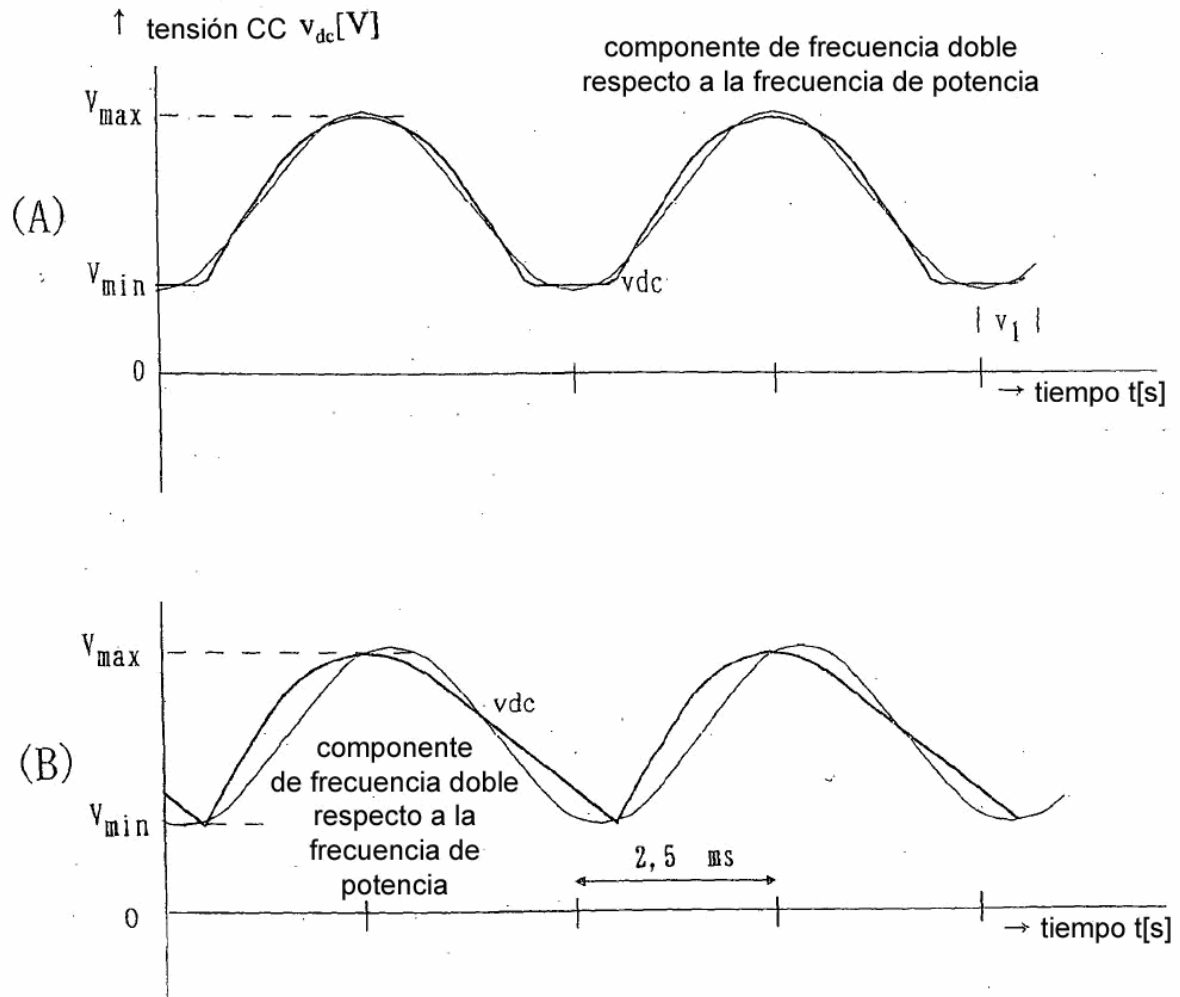


Fig. 11

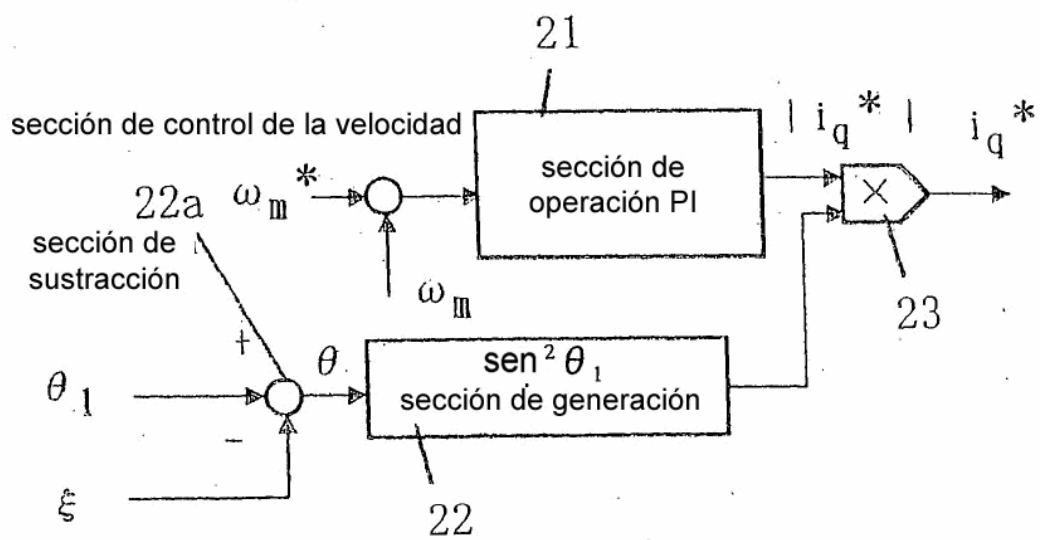


Fig. 12

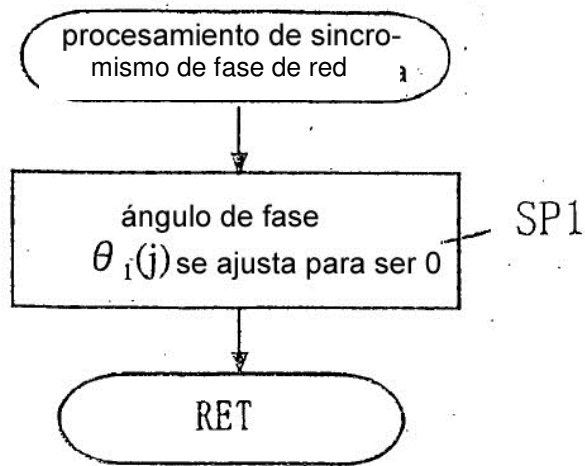


Fig. 13

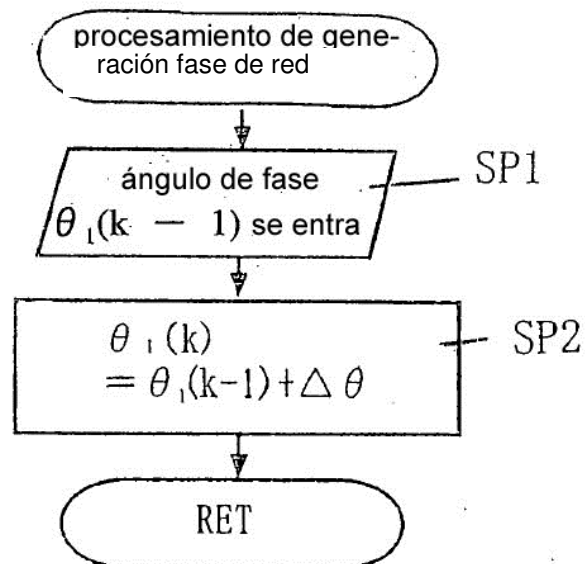


Fig. 14

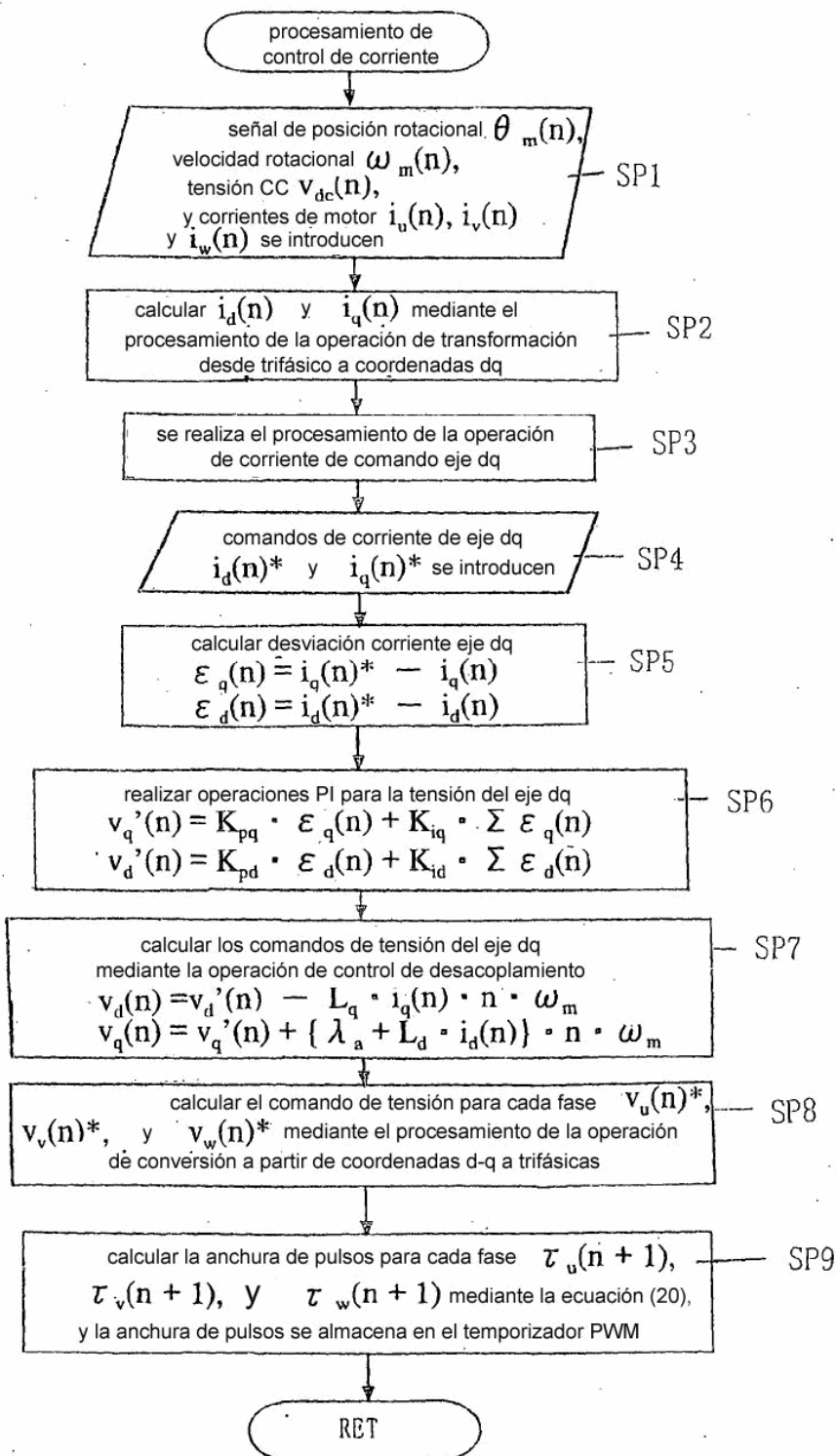


Fig. 15

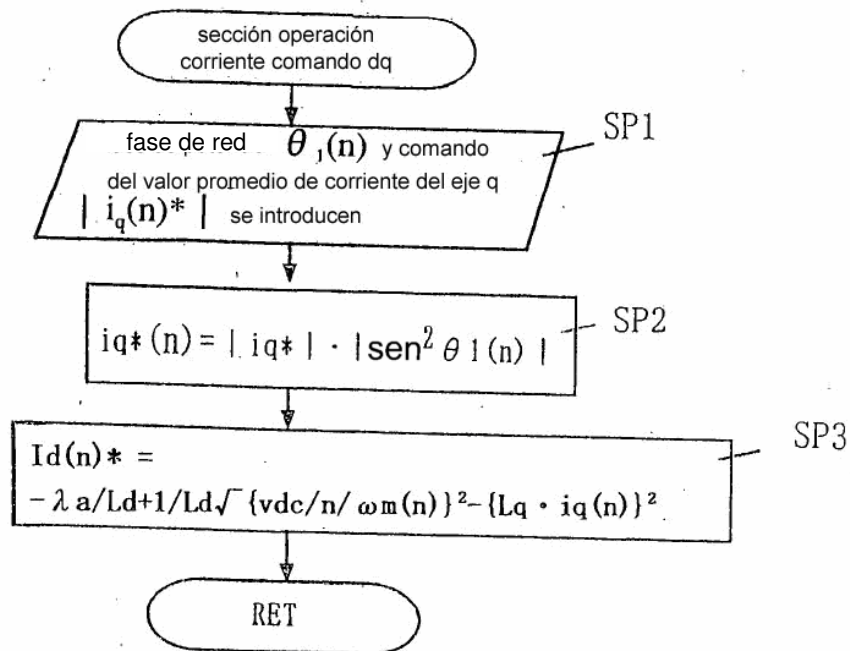


Fig. 16

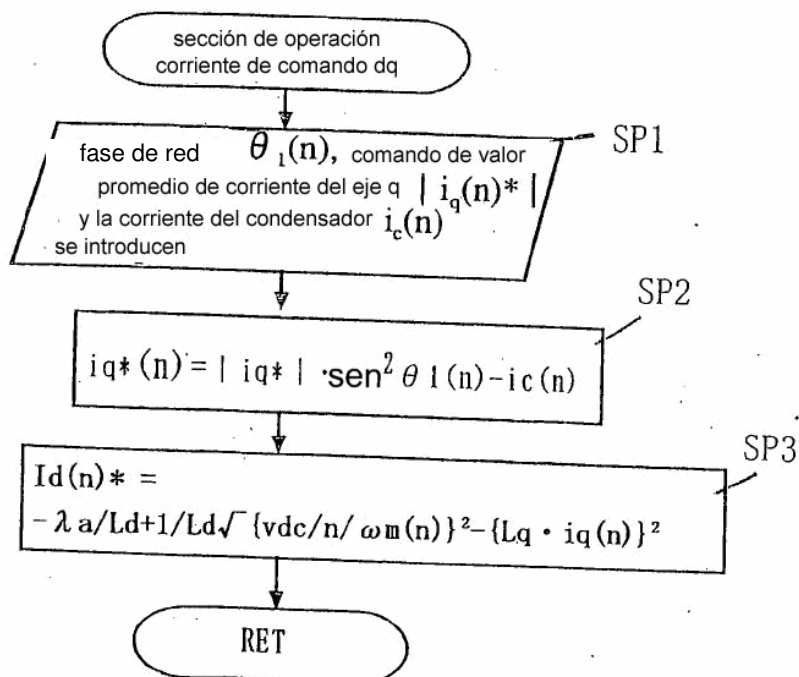


Fig. 17

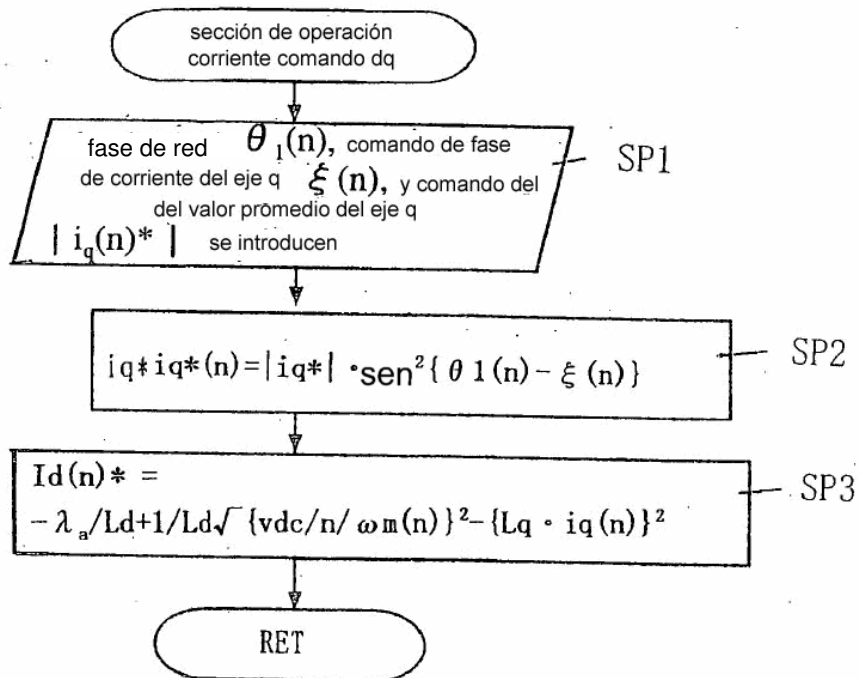


Fig. 18

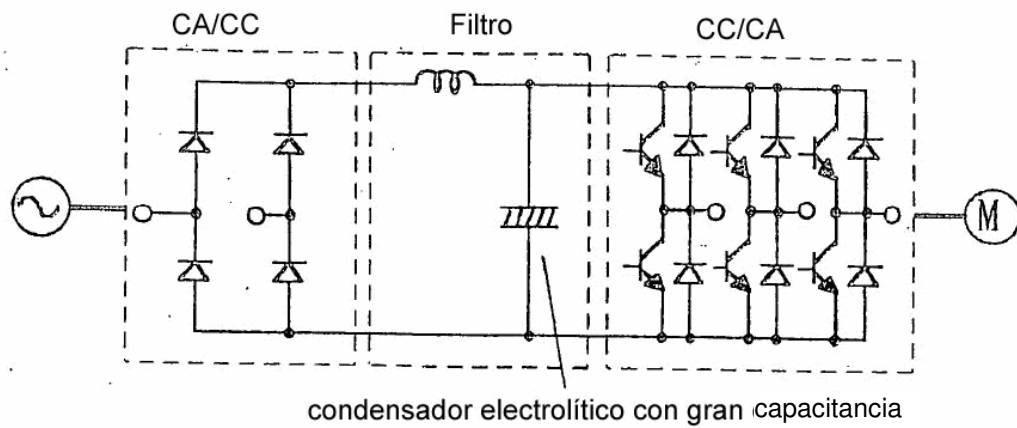


Fig. 19

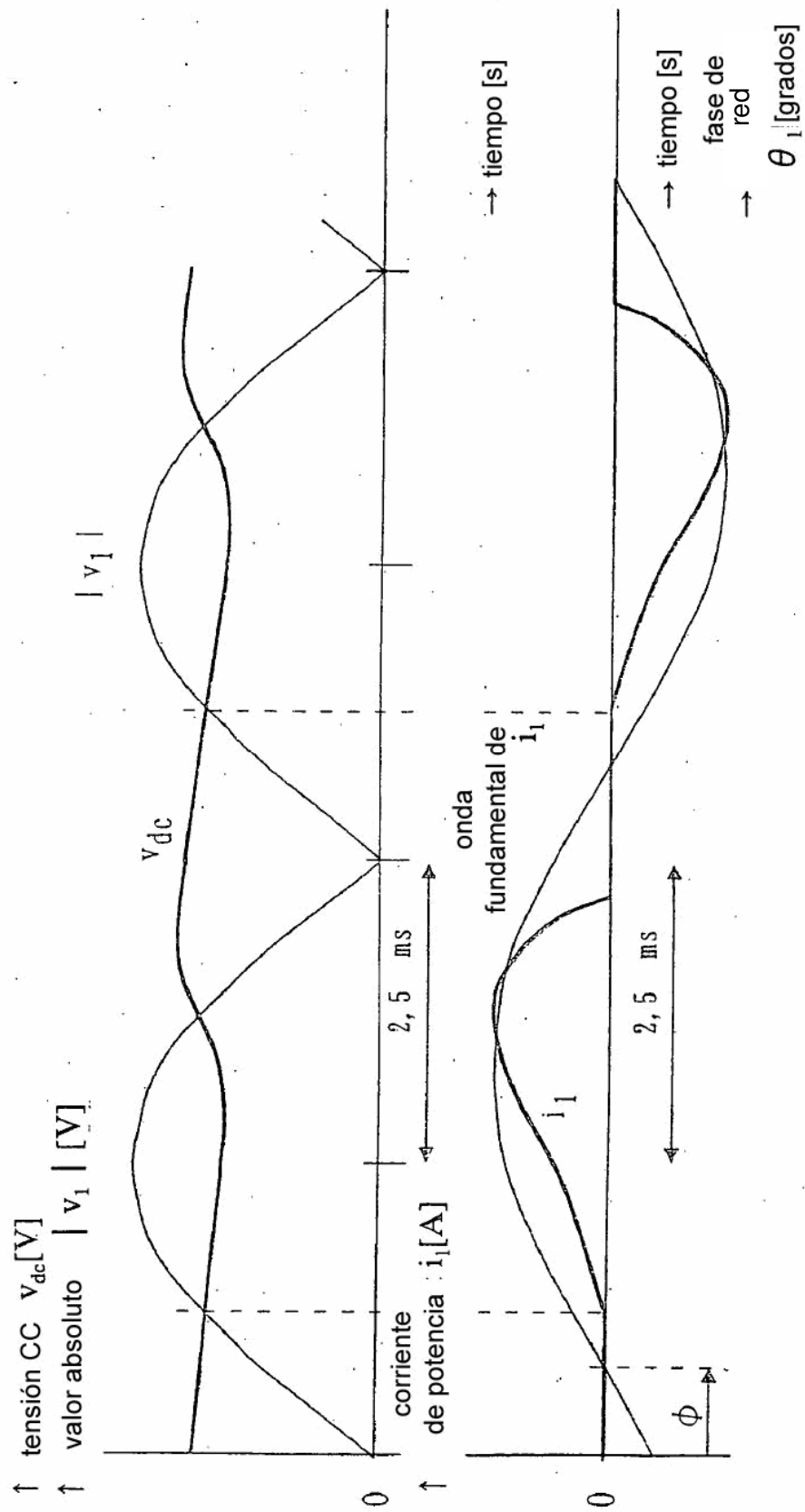


Fig. 20

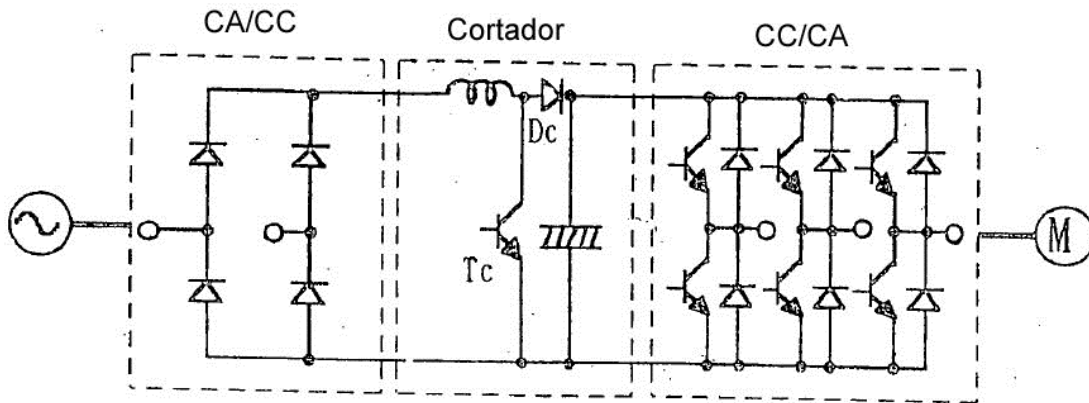
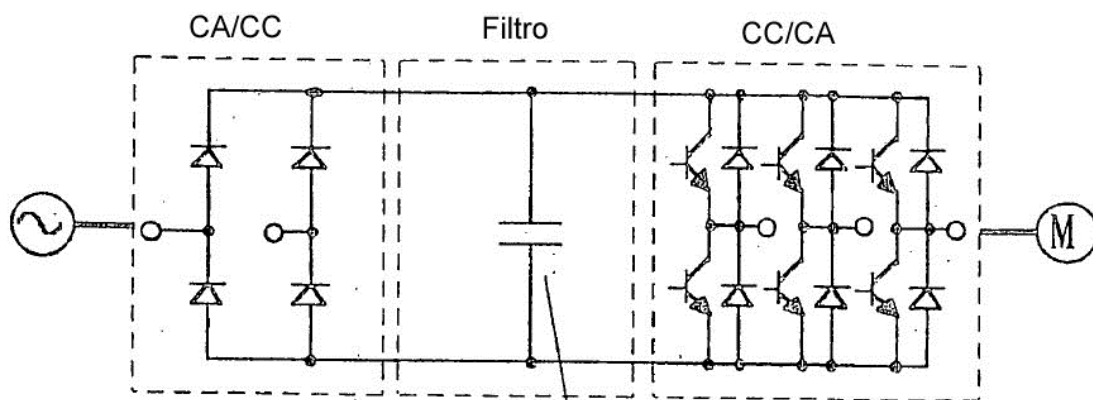


Fig. 21



condensador de película con pequeña capacitancia
(capacitancia que es aproximadamente 1/100 de
la capacitancia en el convertidor convencional)

Fig. 22

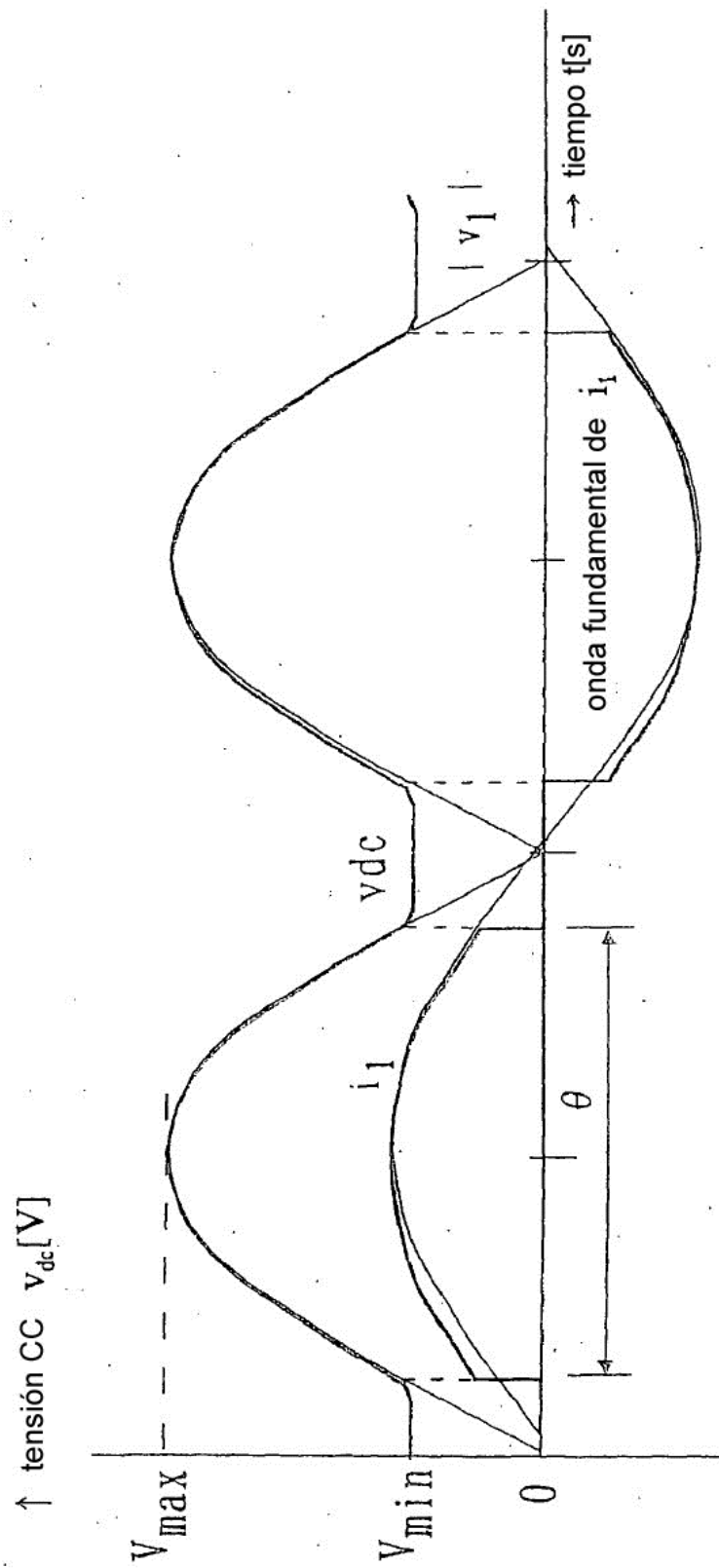


Fig. 23

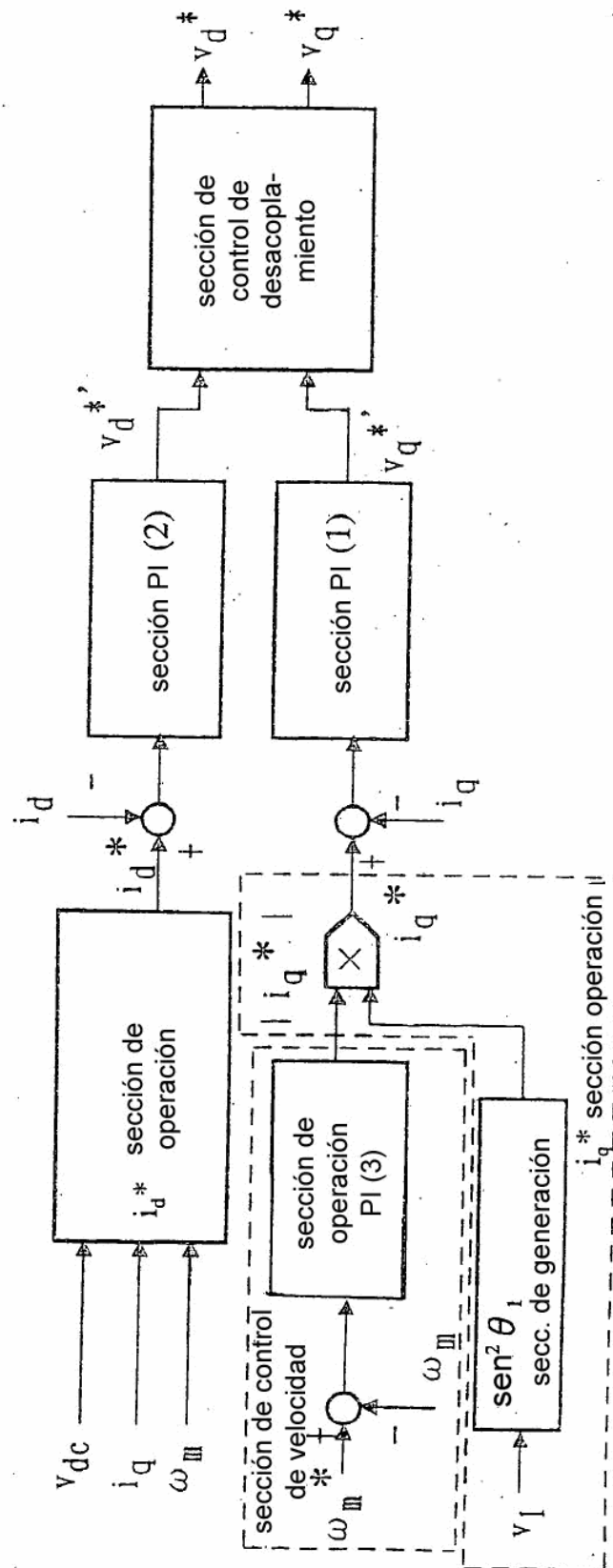


Fig. 24

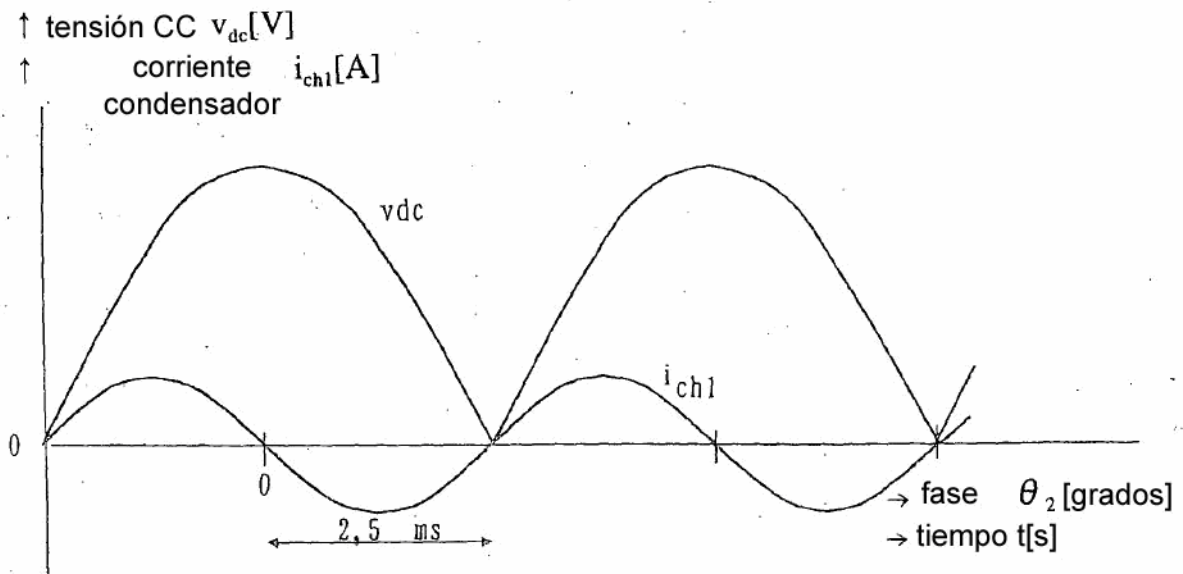


Fig. 25

