

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 658 576**

51 Int. Cl.:

H02P 21/14 (2006.01)

H02P 21/24 (2006.01)

H02P 6/18 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **09.05.2008 PCT/JP2008/001168**

87 Fecha y número de publicación internacional: **02.04.2009 WO09040965**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **09.05.2008 E 08763886 (2)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **10.01.2018 EP 2197104**

54 Título: **Controlador de máquina eléctrica rotativa**

30 Prioridad:

27.09.2007 JP 2007250428

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

12.03.2018

73 Titular/es:

**MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION (100.0%)
7-3, MARUNOUCHI 2-CHOME
CHIYODA-KU, TOKYO 100-8310, JP**

72 Inventor/es:

**ITO, MASATO;
KIMPARA, YOSHIHIKO y
KOJIMA, TETSUYA**

74 Agente/Representante:

ELZABURU, S.L.P

ES 2 658 576 T3

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

DESCRIPCIÓN

Controlador de máquina eléctrica rotativa

Campo técnico

5 La presente invención se relaciona con un controlador de una máquina eléctrica rotativa, siendo el controlador capaz de realizar control de rotación mediante la obtención de información de posición del rotor sin usar un sensor de posición del rotor en la máquina eléctrica rotativa tal como una máquina de inducción, una máquina síncrona, y similares.

Antecedentes

10 Para controlar de manera precisa una operación de rotación de una máquina eléctrica rotativa, se requiere información de posición del rotor de la máquina eléctrica rotativa e información de corriente sobre una corriente que fluye en la máquina eléctrica rotativa. Convencionalmente, la información de posición del rotor se obtiene mediante el montaje separado de un sensor de posición del rotor a la máquina eléctrica rotativa. Sin embargo, es considerablemente desventajoso montar de manera separada el sensor de posición del rotor desde los puntos de vista de reducción de coste, ahorro de espacio, y mejora en confianza, y así hay una demanda de métodos sin sensores que no requieran que el sensor de posición del rotor.

15 Como un método de control sin sensores que no requiere un sensor de posición del rotor en una máquina eléctrica rotativa, hay principalmente los siguientes métodos: un método en el cual una posición del rotor de una máquina eléctrica rotativa se estima basándose en un voltaje inducido de la máquina eléctrica rotativa; y un método en el cual una posición del rotor de una máquina eléctrica rotativa se estima utilizando una prominencia. Dado que la magnitud del voltaje inducido usado en el primer método es característicamente proporcional a una velocidad de la máquina eléctrica rotativa, el voltaje inducido se disminuye a velocidad-cero o en un intervalo de baja-velocidad, y una tasa S/N se deteriora. Por lo tanto, es difícil estimar la posición del rotor de la máquina eléctrica rotativa.

20 Por otro lado, en el último método que utiliza la prominencia, una señal de estimación de posición del rotor para estimar una posición del rotor de una máquina eléctrica rotativa necesita ser inyectada a la máquina eléctrica rotativa, sin embargo, es ventajoso que la posición del rotor de la máquina eléctrica rotativa se puede estimar independientemente de la velocidad de la máquina eléctrica rotativa. Por lo tanto, el método de control sin sensores que utiliza la prominencia se emplea para detección de posición en el intervalo de velocidad cero o baja.

25 Convencionalmente, en el método de control sin sensores que utiliza la prominencia, para generar señales de alta frecuencia (para detectar una posición de un rotor de polo magnético), que son diferentes de una frecuencia impulsora para una máquina eléctrica rotativa, como señales para estimar una posición del rotor, señales portadoras de esas fases, que cada una tiene una frecuencia arbitraria y son generadas por un generador de señales portadoras, están sujetas a un desplazamiento de fase por un desplazador de fases, y las fases de una fase-V y una fase-W son desplazadas un ángulo $\Delta\theta$ y un ángulo $2\Delta\theta$, respectivamente, con respecto a una fase-U.

30 Las señales desplazadas de fase son comparadas con valores de comandos de voltaje mediante el uso de un comparador para generar señales conmutadas que son entonces introducidas en un circuito inversor. En el circuito inversor, las corrientes de alta frecuencia de tres fases, que son generadas debido al impulso de la máquina eléctrica rotativa por las señales conmutadas, son extraídas a través de un filtro paso banda (BPF). A continuación, las corrientes de alta frecuencia de las tres fases son convertidas por un convertidor de coordenadas a un eje- α , un eje- β , un eje- α' , y un eje- β' , y valores de pico de los componentes de corriente son extraídos y entonces sometidos a un proceso de promediado mediante el uso de una unidad de cálculo de valor absoluto y un filtro paso bajo, y entonces θ es estimada por una unidad de cálculo de posición de polo magnético (véase Documento de Patente 1, por ejemplo).

35 Además, como otro método convencional que utiliza la prominencia, hay un método conocido en el cual un sistema de coordenada rectangular de ejes d-q, que rota de manera síncrona con un rotor o un vector de flujo magnético, es usado como coordenadas de control, y una señal de alta frecuencia es superpuesta en un valor de comando de corriente de excitación de eje-d, para detectar corrientes que fluyen a la máquina eléctrica rotativa. Corrientes de dos fases se obtienen a través de la conversión tres-fases/dos-fases de las corrientes anteriores.

40 El cuadrado de la amplitud de un vector de cada corriente detectada, que es el cuadrado de la suma de las corrientes de dos fases, se calcula, y la suma entre el cuadrado del valor del comando de corriente de excitación del eje-d y el cuadrado del valor de comando de corriente de torsión del eje-q, esto es, el cuadrado de la amplitud de un vector de corriente de comando, se calcula, y el cuadrado de la amplitud del vector de corriente de comando se resta del cuadrado de la amplitud del vector de corriente de detección. Basándose en un valor obtenido por la resta, se calcula un error de las coordenadas de control, a través del cual se estima una posición del rotor en la máquina eléctrica rotativa (véase Documento de Patente 2, por ejemplo).

55

Por otro lado, información de corriente sobre una corriente que fluye a una máquina eléctrica rotativa se detecta convencionalmente mediante la disposición de una pluralidad de sensores de corriente entre medios de aplicación de voltaje tales como un inversor o similar y la máquina eléctrica rotativa, y mediante la detección, mediante el uso de sensores de corriente, de la corriente de la máquina eléctrica rotativa que fluye entre los medios de aplicación de corriente y la máquina eléctrica rotativa. Por ejemplo, en el caso de una máquina eléctrica rotativa de tres fases AC, corrientes de la máquina eléctrica rotativa de al menos dos fases, de entre las tres fases, se detectan usando dos sensores de corriente.

Sin embargo, disposiciones de una pluralidad de sensores de corriente requieren costes extras. Así, en aras de la reducción en costes de los sensores de corriente, hay un método en el cual solo se usa un sensor de corriente para detectar un valor de una corriente de bus AC que fluye entre una fuente de voltaje DC, que es una fuente de entrada a unos medios de aplicación de voltaje tal como un inversor o similar, y el inversor, para calcular e identificar la fase, de la máquina eléctrica rotativa, en la cual la corriente fluye en el momento de la detección de acuerdo con la diferencia en los patrones de conmutación de conmutadores de fases respectivas de los medios de aplicación de voltaje tal como el inversor y similares.

El método anterior mejora la reducción en costes de los sensores de corriente. Sin embargo, cuando los valores de comandos de voltaje se solapan con o están cerca unos de otros, por ejemplo, cuando el porcentaje de modulación de ondas fundamentales para impulsar una máquina eléctrica rotativa es pequeño, o cuando los valores de comandos de dos fases, de entre los valores de comandos de voltaje de tres fases, se solapan entre ellos, los elementos de conmutación de las fases respectivas de medios de aplicación de voltaje, tal como un inversor o similar, realizan la conmutación substancialmente simultáneamente, lo que lleva a ninguna diferencia substancial en el patrón de conmutación. Por lo tanto, el método tiene un problema en que es difícil identificar la fase, de la máquina eléctrica rotativa, en la cual fluye una corriente.

Para solucionar el problema, se propone de manera convencional un método que es combinación con el control sin sensores, y en el método, portadoras de tres fases se preparan para estimar una posición del rotor mediante el uso de corrientes de alta frecuencia generadas por la modulación de portadoras de tres fases, y las portadoras de tres fases utilizadas para estimar la posición del rotor se utilizan para generar diferencias en los patrones de conmutación de elementos de conmutación de las respectivas fases de medios de aplicación de voltaje, tal como inversor y similar, de este modo detectando una corriente de bus DC aun cuando el porcentaje de modulación de ondas fundamentales para impulsar la máquina eléctrica rotativa sea pequeño. En consecuencia, es posible identificar la fase, de la máquina eléctrica rotativa, en la cual una corriente fluye, y calcular la corriente que fluye a la máquina eléctrica rotativa (véase el Documento de No Patente 1, por ejemplo).

Documento de Patente 1 Japanese Laid-Open Patent Publication JP-A-2003-52193

Documento de Patente 2 Japanese Patent No. 3 707 528

Documento de No Patente 1 Initial Rotor Position Estimation Characteristics of Mechanical-Current Sensorless IPM Motor Using PWM Harmonics Detected in DC-Bus Current (I.E.E. Japan Industry Application Society Conference 1-100 (2005))

El documento de patente WO 2004/023639 A1 representa más técnicas relativas a la invención actual. Se presenta un sistema de impulsión para un motor sin escobillas de tres fases que usa un algoritmo para detección de posición y que mide la inductancia en las fases del motor y determina la posición a partir de las inductancias medidas. Para reducir ruido acústico, las inductancias se miden durante periodos de test Tsd, que conducen estados añadidos al patrón de PWM en cada periodo PWM. Los periodos de test tienen un voltaje neto de cero y por lo tanto no afectan a la salida del motor, pero son suficientemente largos para permitir medir inductancias así como el uso de un único sensor de corriente para la detección de corrientes.

Descripción de la invención

Problemas a ser resueltos por la invención

En un microordenador de propósito general disponible comercialmente para controlar una máquina eléctrica rotativa, una señal portadora se usa para realizar modulación PWM en comandos de voltaje de tres fases. Por otro lado, en el Documento de Patente 1, para generar una señal de estimación de posición, se preparan señales de portadora de tres fases, y en el Documento de No Patente 1, para calcular una corriente que fluye a una máquina eléctrica rotativa basándose en una corriente de bus DC, se necesitan preparar señales portadoras de tres fases. De este modo, en las tecnologías convencionales, dado que las señales portadoras de tres fases necesitan ser preparadas, es difícil utilizar un microordenador de propósito general disponible comercialmente, lo que resulta en un problema que una configuración barata no se puede utilizar.

Además, dado que se usan señales portadoras de tres fases, cuando se realiza un muestreo de corrientes en las inmediaciones de un pico y un valle de cada una de las señales portadoras, puede darse el caso donde el momento cuando un muestreo de corrientes se realiza en una fase coincide con un temporizador de conmutación de otra fase

y consecuentemente el muestreo de corrientes se ve afectado por el ENCENDIDO/APAGADO del inversor, que puede causar fallo en el muestreo.

Además, en el método de estimación de posición descrito en el Documento de Patente 2, la estimación de posición es realizada usando dos informaciones, esto es, un comando de corriente y una corriente de detección que lleva a un problema de incremento del procesamiento aritmético para calcular una posición estimada mediante el procesamiento de dos informaciones.

La presente invención está hecha para resolver los problemas anteriores, y un objeto de la presente invención es proporcionar un controlador de una máquina eléctrica rotativa, siendo el controlador capaz de estimar de manera precisa la posición del rotor y controlar la máquina eléctrica rotativa mediante la detección de información de corriente sobre una corriente que fluye a la máquina eléctrica rotativa con el uso de una única señal portadora y sin usar un sensor de posición del rotor, en particular.

Además, la presente invención está dirigida a un caso donde la fase de la máquina eléctrica rotativa, en la cual está fluyendo una corriente se determina basándose en una corriente de bus DC. Esto es, otro objeto de la presente invención es permitir el cálculo de una corriente que fluye a la máquina eléctrica rotativa, basándose en la corriente de bus DC mediante la utilización de una señal de estimación de posición generada usando una única señal portadora y una configuración simple, aun cuando los valores de comandos de voltaje se solapen o estén cerca unos de otros, lo que no puede ser logrado por las tecnologías convencionales.

Solución a los problemas

Un controlador de una máquina eléctrica rotativa según la presente invención es dado en la reivindicación 1 y realiza control de rotación de la máquina eléctrica rotativa, e incluye: medios de detección de corrientes para detectar corrientes de la máquina eléctrica rotativa que fluyen a la máquina eléctrica rotativa; medios de estimación de posición para estimar una posición del rotor según las corrientes de la máquina eléctrica rotativa detectadas por los medios de detección de corrientes; medios de control para sacar comandos de voltaje según la posición del rotor estimada por los medios de estimación de posición; medios de modulación por ancho de pulsos para sacar señales lógicas que son moduladas por ancho de pulsos basándose en los comandos de voltaje a partir de los medios de control y en un ciclo de conmutación para control de modulación por ancho de pulsos; y medios de aplicación de voltaje para aplicar voltajes a la máquina eléctrica rotativa según la salida de las señales lógicas mediante los medios de modulación por ancho de pulsos. Los comandos de voltaje sacados por los medios de control se obtienen mediante la superposición, en voltajes fundamentales para impulsar la máquina eléctrica rotativa, voltajes de detección de posición que cada uno tiene un ciclo igual a m veces (siendo m un entero igual a tres o más) el ciclo de conmutación y que son diferentes en fase entre las respectivas fases.

En la reivindicación 3, una configuración es aplicable en la cual los medios de detección de corrientes son reemplazados con medios de detección de corrientes de bus para detectar una corriente de bus que fluye entre los medios de aplicación de voltaje y una fuente de voltaje DC que suministra energía DC a los medios de aplicación de voltaje, y con los medios de cálculo de corriente de la máquina eléctrica rotativa para calcular las corrientes de la máquina eléctrica rotativa que fluyen a la máquina eléctrica rotativa según la corriente de bus detectada por los medios de detección de corrientes de bus, y con ambas o cualquiera de las señales y los comandos de voltaje.

Efectos de la invención

En el controlador de la máquina eléctrica rotativa de la presente invención, la salida de comandos de voltaje por los medios de control a los medios de modulación por ancho de pulsos se obtienen por la superposición, en los voltajes fundamentales para impulsar la máquina eléctrica rotativa, voltajes de detección de posición que cada uno tiene un ciclo igual a m veces (siendo m un entero igual a tres o más) el ciclo de conmutación usado para el control de modulación por ancho de pulsos y que son diferentes en fase entre las fases respectivas.

Así, cuando los voltajes AC son aplicados para impulsar la máquina eléctrica rotativa, las corrientes de la máquina eléctrica rotativa que fluyen a la máquina eléctrica rotativa incluyen corrientes alternas de detección de posición que tienen una frecuencia correspondiente a los voltajes de detección de posición. Por lo tanto, las corrientes de la máquina eléctrica rotativa son detectadas por los medios de detección de corrientes, y las corrientes alternas de detección de posición incluidas en las corrientes de la máquina eléctrica rotativa son extraídas por los medios de estimación de posición, por lo cual la posición del rotor puede ser estimada.

En consecuencia, mediante el uso de solo una única señal portadora, y sin usar un sensor de posición del rotor particularmente, es posible estimar de manera precisa la posición del rotor y controlar la máquina eléctrica rotativa mediante la detección de las corrientes de la máquina eléctrica rotativa que fluyen a la máquina eléctrica rotativa.

Además, una corriente de bus es detectada por los medios de detección de corrientes de bus, y las corrientes de la máquina eléctrica rotativa que fluyen a la máquina eléctrica rotativa son calculadas por los medios de cálculo de corriente de la máquina eléctrica rotativa según la corriente del bus y con ambos o cualquiera de las señales lógicas

y los comandos de voltaje, por lo cual es posible reducir el número de piezas de los medios de detección de corrientes, y también es posible mejorar la reducción de coste.

5 Además, al mismo tiempo, los voltajes AC de tres-fases que cada uno tiene un ciclo igual a m veces el ciclo de conmutación y que son diferentes en fase entre las respectivas fases son usados como los voltajes de detección de posición usados para la estimación de la posición, por lo cual es posible calcular corrientes que fluyen a la máquina eléctrica rotativa mediante el uso de una configuración simple y basándose en la corriente de bus DC aun cuando los valores de los voltajes fundamentales de tres fases para impulsar la máquina eléctrica rotativa sean substancialmente idénticos unos a otros (cuando un porcentaje de modulación es pequeño o cuando dos fases de las tres fases se solapan entre ellas).

10 Normalmente se establece un ciclo de cálculo por los medios de control para ser igual a o un múltiplo de veces un ciclo de conmutación. Así, cuando un ciclo de los voltajes de detección de posición de las corrientes AC de tres-fases usadas para la estimación de la posición no es un múltiplo de veces el ciclo de conmutación, los voltajes de detección de posición serán discontinuos, y su valor promedio temporal no es cero, lo que causa la generación de oleaje. Sin embargo, en la presente invención, el ciclo de los voltajes de detección de posición de las corrientes AC de tres-fases usado para la estimación de posición se establece a ser igual a m veces (siendo m un entero igual a tres o más) el ciclo de conmutación, y así, los voltajes de detección de posición cambian continuamente, y es posible evitar la generación de oleaje.

Breve descripción de los dibujos

20 La FIG. 1 es un diagrama de bloques que muestra un controlador de una máquina eléctrica rotativa según una primera realización de la presente invención.

La FIG. 2 es un diagrama de bloques que muestra, en detalle, los medios de estimación de posición proporcionados al controlador mostrado en la FIG. 1.

La FIG. 3 es un diagrama explicativo que ilustra una operación en la primera realización.

La FIG. 4 es un diagrama explicativo que ilustra una operación en la primera realización.

25 La FIG. 5 es un diagrama explicativo que ilustra una operación en la primera realización.

La FIG. 6 es un diagrama explicativo que ilustra una operación en la primera realización.

La FIG. 7 es un diagrama explicativo que ilustra una operación en la primera realización.

La FIG. 8 es un diagrama de bloques que muestra, en detalle, los medios de estimación de posición proporcionados a un controlador según una segunda realización de la presente invención.

30 La FIG. 9 es un diagrama explicativo que ilustra una operación de los medios de estimación de posición mostrados en la FIG. 8.

La FIG. 10 es un diagrama de bloques que muestra un controlador de una máquina eléctrica rotativa según una tercera realización de la presente invención.

35 La FIG. 11 es un diagrama de bloques que muestra un controlador de una máquina eléctrica rotativa según una cuarta realización de la presente invención.

La FIG. 12 es un diagrama de bloques que muestra un controlador de una máquina eléctrica rotativa según una quinta realización de la presente invención.

La FIG. 13 es un diagrama de bloques que muestra un controlador de una máquina eléctrica rotativa según una sexta realización de la presente invención.

40 La FIG. 14 es un diagrama de bloques que muestra un controlador de una máquina eléctrica rotativa, donde el controlador calcula las corrientes de la máquina eléctrica rotativa a partir de una corriente de bus DC.

La FIG. 15 es un diagrama explicativo que ilustra una operación del controlador de la máquina eléctrica rotativa que tiene una configuración mostrada en la FIG. 14.

45 La FIG. 16 es un diagrama de bloques que muestra los medios de aplicación de voltaje del controlador de la máquina eléctrica rotativa mostrada en la FIG. 14.

La FIG. 17 es un diagrama de bloques que muestra un controlador de otra máquina eléctrica rotativa convencional, donde el controlador calcula las corrientes de la máquina eléctrica rotativa a partir de una corriente de bus DC.

La FIG. 18 es un diagrama explicativo que ilustra una operación del controlador de la máquina eléctrica rotativa que tiene una configuración mostrada en la FIG. 17.

5 La FIG. 19 es un diagrama explicativo que ilustra una operación en el controlador de la máquina eléctrica rotativa que tiene la configuración mostrada en la FIG. 14 o FIG. 17, en el caso donde ocurre un problema en el cálculo de las corrientes de la máquina eléctrica rotativa basándose en la corriente de bus DC.

La FIG. 20 es un diagrama de bloques que muestra un controlador de una máquina eléctrica rotativa según una séptima realización de la presente invención.

La FIG. 21 es un diagrama explicativo que ilustra una operación del controlador de la máquina eléctrica rotativa mostrada en la FIG. 20.

10 La FIG. 22 es un diagrama explicativo que ilustra una operación de un controlador según una octava realización de la presente invención.

La FIG. 23 es un diagrama explicativo que ilustra una operación en la octava realización de la presente invención.

La FIG. 24 es un diagrama de bloques que muestra un controlador de una máquina eléctrica rotativa según una novena realización de la presente invención.

15 La FIG. 25 es un diagrama explicativo que ilustra una operación del controlador de la máquina eléctrica rotativa que tiene una configuración mostrada en la FIG. 24.

Mejor manera de llevar a cabo la invención

Primera Realización

20 La FIG. 1 a FIG. 7 muestran una primera realización de la presente invención. La FIG. 1 es un diagrama de bloques que muestra una configuración general de un controlador de una máquina eléctrica rotativa, la FIG. 2 es un diagrama de bloques que muestra, en detalle, medios de estimación de posición mostrados en la FIG. 1, y la FIG. 3 a la FIG. 7 son cada una diagramas explicativos para explicación operacional.

25 En la primera realización, una máquina 1 eléctrica rotativa es, por ejemplo, una máquina síncrona de tipo magnético permanente interior, y para la máquina 1 eléctrica rotativa, se conecta un inversor 6 como medio de aplicación de voltaje que aplica a eso un voltaje de control predeterminado. Además, hay dispuestos medios 2 de detección de corrientes que detentan corrientes de la máquina eléctrica rotativa i_u e i_v de dos fases que fluyen entre el inversor 6 y la máquina 1 eléctrica rotativa, medios 3 de estimación de posición que calculan una posición del rotor de la máquina 1 eléctrica rotativa, medios 4 de control (a ser descritos más adelante en detalle) que sacan comandos de voltaje V_{up}^* , V_{vp}^* , y V_{wp}^* que son comandos de voltaje de impulsión a ser aplicados a la máquina 1 eléctrica rotativa, medios 5 de control de modulación por ancho de pulsos (a ser descritos más adelante en detalle) que sacan señales lógicas V_{ul} , V_{vl} , y V_{wl} que son anchos de pulsos modulados según los comandos de voltaje V_{up}^* , V_{vp}^* , y V_{wp}^* salidas de los medios 4 de control.

30 Los medios 4 de control incluyen un sustractor 42, un controlador 7 de corriente de eje-d, un controlador 8 de corriente de eje-q, un convertor 9 de coordenadas, un convertor 10 de dos-fases/tres-fases como medios de comando de voltaje, un convertor 11 de tres-fases/dos-fases y un convertor 12 de coordenadas. Los medios 4 de control también incluyen un generador 14 de voltaje de detección de posición y un sumador 41. Además, los medios 5 de modulación por ancho de pulsos incluyen un generador 13 de ciclos de conmutación como una sección de generación de ciclo de conmutación, y un controlador 15 de modulación por ancho de pulsos.

35 Los medios 2 de detección de corrientes según la primera realización son un transformador de corriente o similar, por ejemplo, y detecta corrientes de dos fases, esto es, una corriente i_u de fase-U y una corriente i_v de fase-V, a partir de una línea de potencia conectada entre la máquina 1 eléctrica rotativa y el inversor 6. Sin embargo, alternativamente, cualquier corriente de dos fases entre la corriente de fase-U, la corriente de fase-V, y una corriente de fase-W puede ser detectada. Todavía alternativamente, como medios 2 de detección de corrientes, un método que utiliza una entrada de corriente de bus DC al inversor 6, que será descrito más adelante, puede ser usado para
45 calcular y detectar corrientes.

Como se describe más adelante en detalle, los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} de salida de tres fases a partir del generador 14 de voltaje de detección de posición son superpuestas en los voltajes fundamentales V_{up}^* , V_{vp}^* , y V_{wp}^* para impulsar la máquina eléctrica rotativa, y en consecuencia las corrientes de la máquina eléctrica rotativa de dos fases, esto es, la corriente i_u de fase-U y la corriente i_v de fase V de la máquina 1 eléctrica rotativa, detectadas por los medios 2 de detección de corrientes, incluyen componentes de corrientes alternas de detección de posición que tienen frecuencias que se corresponden con los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} .

En consecuencia, los medios 3 de estimación de posición extraen corrientes alternas de detección de posición de alta frecuencia que son generadas en la máquina 1 eléctrica rotativa e incluidas en las corrientes de la máquina eléctrica rotativa, y obtiene y saca, basándose en las corrientes de detección de posición, información θ_p de una posición del rotor. Como se muestra en la FIG. 2, los medios 3 de estimación de posición se configuran tal que un conversor 19 de tres-fases/dos-fases, transformadores 20 de Fourier, dos multiplicadores 21, un sustractor 22, y una unidad 23 de cálculo de posición son conectados en secuencia. Se observa que el conversor 19 de tres-fases/dos-fases está dispuesto dado que la conversión a corrientes de dos-fases disminuye la cantidad de información requerida para la estimación de posición realizada en los pasos después de eso, lo que lleva a un cálculo simple. Además, el transformador 20 de Fourier está diseñado para extraer las corrientes alternas de detección de posición incluidas en las corrientes de la máquina eléctrica rotativa.

El controlador 7 de corriente de eje-d usa control proporcional-más-integral o similar para eliminar una desviación Δi_d entre un valor de comando de corriente de eje-d i_d^* e i_d salida del conversor 12 de coordenadas, la desviación Δi_d se obtiene del sustractor 42, de este modo sacando un voltaje fundamental de eje-d V_d^* . El controlador 8 de corriente de eje-q usa el control proporcional-más-integral o similar para eliminar una desviación Δi_q entre un valor de comando de corriente de eje-q i_q^* e i_q salida del conversor 12 de coordenadas, la desviación Δi_q se obtiene del sustractor 42, de este modo saca un voltaje fundamental de eje-q V_q^* .

El conversor 9 de coordenadas usa la información de posición del rotor sacada por los medios 3 de estimación de posición para convertir el voltaje fundamental de eje-d V_d^* y el voltaje fundamental de eje-q V_q^* en voltajes fundamentales V_α^* y V_β^* en dos ejes (ejes α - β) fijos. Además, el conversor 10 de dos-fases/tres-fases convierte los voltajes fundamentales V_α^* y V_β^* en voltajes fundamentales V_u^* , V_v^* , y V_w^* de tres fases, cada uno en la forma de una onda sinusoidal o similar.

Por otro lado, el conversor 11 de tres-fases/dos-fases convierte la corriente de fase-U i_u y la corriente de fase-V i_v , que son detectadas por los medios 2 de detección de corrientes, en corrientes i_α e i_β en los dos ejes fijos (ejes α - β). Además, el conversor 12 de coordenadas usa la información θ_p de la posición del rotor sacada por los medios 3 de estimación de posición para convertir i_α e i_β en las corrientes i_d e i_q en los dos ejes de rotación (ejes d-q).

El generador 13 de ciclos de conmutación saca un valor de un ciclo de conmutación T_c al controlador 15 de modulación por ancho de pulsos y al generador 14 de voltaje de detección de posición. Se observa que el ciclo de conmutación T_c tiene un ciclo significativamente más corto que ciclos de los voltajes fundamentales V_u^* , V_v^* , y V_w^* de tres fases y el ciclo de conmutación T_c se establece, por adelantado, a un valor óptimo en consideración a las características eléctricas de la máquina 1 eléctrica rotativa, una frecuencia de un ruido electromagnético generado debido al inversor de impulso, y similares.

El generador 14 de voltaje de detección de posición genera voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} , que cada uno tiene un ciclo $m \cdot T_c$ que es igual a m veces (siendo m un entero igual a tres o más, y la razón de "tres o más" será descrita más adelante) el ciclo de conmutación T_c proporcionado a partir del generador 13 de ciclos de conmutación y que son diferentes en fase entre ellos, para ser sacados al sumador 41.

El sumador 41 superpone los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} en frecuencias altas (ciclo $m \cdot T_c$), que son sacados del generador 14 de voltaje de detección de posición, en los voltajes fundamentales V_u^* , V_v^* y V_w^* que son salida del conversor 10 de dos-fases/tres-fases, y saca los comandos de voltaje V_{up}^* , V_{vp}^* , y V_{wp}^* , como los resultados, al controlador 15 de modulación por ancho de pulsos. Aquí, la razón por la cual m es un entero igual a tres o más es que cuando m es igual a 1 ó 2, los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} de tres fases, cada uno teniendo un ciclo igual al ciclo $m \cdot T_c$, esto es, m veces el ciclo de conmutación T_c , no son diferentes en fase entre ellos, y consecuentemente es imposible obtener de manera precisa la información θ_p de la posición del rotor mediante el uso de los medios 3 de estimación de posición.

En la configuración anterior, el sumador 41 de los medios 4 de control superpone los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} a los voltajes fundamentales V_u^* , V_v^* , y V_w^* de tres fases, respectivamente e individualmente, y aplica los resultados a la máquina 1 eléctrica rotativa. En este caso, un vector de voltaje, que es un vector suma de los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} , representa un voltaje de rotación, en vez de un voltaje alterno.

El voltaje alterno es un voltaje que indica vectores de voltaje en dos o menos direcciones durante un ciclo de los tres voltajes AC de tres-fases, los vectores de voltaje siendo la suma de los vectores en las fases respectivas de los voltajes AC de tres-fases que son aplicados. Por otro lado el voltaje de rotación es un voltaje que indica vectores de voltaje en tres o más direcciones durante un ciclo de los voltajes AC de tres-fases, los vectores de voltaje siendo la suma de los vectores en las fases respectivas de los voltajes AC de tres-fases que son aplicados.

Como ejemplos de los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} sacados por el generador 14 de voltaje de detección de posición, formas de onda de voltaje en esto en el caso de $m=4$ se muestran en la FIG. 3(a), cuando se usan un ciclo de conmutación T_c y un ciclo de voltaje de detección de posición T_{hv} ($=4 \cdot T_c$). Además, un diagrama de vector de un vector de voltaje V_{sum} , que es el vector suma de los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} , es mostrado en la FIG. 3(b). En la FIG. 3(a), $+V_h$ y $-V_h$, cada uno teniendo un valor arbitrario, son sacados

alternativamente cada dos intervalos, y la diferencia de fase entre las respectivas fases en un intervalo. En este caso, el vector de voltaje V_{sum} , que es el vector suma de los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} , representa un voltaje de rotación que indica V_{sum1} a V_{sum4} en este orden en intervalos $K1$ a $K4$ (FIG. 3(a)), respectivamente, durante un ciclo de voltaje AC de tres-fases como se muestra en la FIG. 3(b).

5 Se observa que el número de intervalos en el cual cada uno de los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} es bien $+V_h$ o $-V_h$ necesita no ser dos intervalos, sino que puede ser un intervalo. De manera alternativa, como se muestra en la FIG. 4, el número de intervalos puede ser tres intervalos. Sin embargo, cuando voltajes AC de tres-fases, que cada uno tiene un ciclo que es m veces el ciclo de conmutación y que son diferentes en fase entre ellos, son sacados, el número de intervalos de bien $+V_h$ o $-V_h$ necesita estar en el intervalo de 1 a $(m-1)$, y además, la
10 suma del número de intervalos de $+V_h$ y $-V_h$ necesita ser de m intervalos.

Además, la diferencia de fase entre las respectivas fases no tiene que ser necesariamente un intervalo como se muestra en la FIG. 3(a), sino que puede ser de dos intervalos, tres intervalos, o similar. Sin embargo, cuando voltajes AC de tres-fases, que cada uno tiene un ciclo que es m veces el ciclo de conmutación y que son diferentes en fase entre ellos son sacados, la diferencia de fase entre las fases respectivas necesita estar en intervalo de 1 a
15 $(m-1)$. Además, los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} , no necesitan necesariamente estar representados por ondas cuadradas que se muestran en las FIG. 3 y FIG. 4, sino que pueden ser representados por ondas sinusoidales.

Mediante el uso de los comandos de voltaje V_{up}^* , V_{vp}^* , y V_{wp}^* sacados por los medios 4 de control y el valor del ciclo de conmutación T_c sacado por el generador 13 de ciclos de conmutación, el controlador 15 de modulación por
20 ancho de pulsos genera las señales lógicas V_{ul} , V_{vl} , y V_{wl} que son moduladas por ancho de pulsos y que son suministradas al inversor 6. Como un método de control de modulación por ancho de pulsos, cualquiera de los siguientes métodos puede usarse, esto es, (a) un método de control de modulación por ancho de pulsos que usa una onda triangular C_s como una señal portadora, (b) un método de control de modulación por ancho de pulsos que usa una señal de diente de sierra W_{st} como una señal portadora, y (c) un método de control de modulación por
25 ancho de pulsos que usa vector de voltaje de espacio instantáneo V_s .

Primero, será descrito el método de control de modulación por ancho de pulsos que usa la onda triangular C_s . La FIG. 5 muestra una forma de onda de la operación de modulación por ancho de pulsos en el caso donde se usa el método de control de modulación por ancho de pulsos que usa la onda triangular V_s . En el método de control de modulación por ancho de pulsos que usa la onda triangular C_s , un ciclo T_{cs} de la onda triangular C_s se establece a
30 dos veces (esto es, $T_{cs}=2T_c$) el ciclo de conmutación T_c sacado por el generador 13 de ciclos de conmutación.

Con referencia a la FIG. 5, la operación de modulación por ancho de pulsos realizado por el controlador 15 de modulación por ancho de pulsos será descrita, específicamente. Se observa que en la FIG. 5, aunque los comandos de voltaje V_{up}^* , V_{vp}^* , y V_{wp}^* son señales de ondas sinusoidales, los comandos de voltaje son representados de manera lineal dado que las frecuencias de los comandos de voltaje son menores en comparación con la señal portadora de la onda triangular C_s o los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} . Además, aunque los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} están superpuestos en los comandos de voltaje V_{up}^* , V_{vp}^* , y V_{wp}^* , realmente, los voltajes superpuestos son omitidos del dibujo dado que la operación de modulación por ancho de pulsos será explicada en este documento.
35

Como se muestra en la FIG. 5, se obtiene la relación de magnitud entre la onda triangular C_s y cada uno de los comandos de voltaje V_{up}^* , V_{vp}^* , y V_{wp}^* . Cuando la magnitud de cada uno de los comandos de voltaje V_{up}^* , V_{vp}^* , y V_{wp}^* es mayor que la magnitud de la onda triangular C_s , entonces una señal lógica Hi (alto) es sacada. Por otro lado, cuando la magnitud de cada uno de los comandos de voltaje es menor, una señal lógica Low (bajo) es sacada. Se puede configurar tal que tras la comparación de la magnitud entre la onda triangular C_s y cada uno de los comandos de voltaje V_{up}^* , V_{vp}^* , y V_{wp}^* , cuando la magnitud de cada uno de los comandos de voltaje V_{up}^* , V_{vp}^* , y V_{wp}^* es mayor que la magnitud de la onda triangular C_s , entonces una señal lógica Low es sacada, mientras cuando la magnitud de cada uno de los comandos de voltaje es mejor, entonces una señal lógica Hi es sacada.
45

A continuación, un método de control de modulación por ancho de pulsos que usa la onda de diente de sierra W_{st} será descrito. La FIG. 6 es una forma de onda de la operación de modulación por ancho de pulsos en el caso donde el método de control de modulación por ancho de pulsos que usa la onda de diente de sierra W_{st} es usado. En el método de control de modulación por ancho de pulsos que usa la onda de diente de sierra W_{st} , el ciclo T_{wst} de la onda de diente de sierra W_{st} es el mismo que el ciclo de conmutación T_c sacado por el generador 13 de ciclos de conmutación.
50

Con referencia a la FIG. 6, se describirá la operación de modulación por ancho de pulsos, específicamente. Como se muestra en la FIG. 6, se obtiene la relación de magnitud entre la onda de diente de sierra W_{st} y cada uno de los comandos de voltaje V_{up}^* , V_{vp}^* , y V_{wp}^* . Cuando la magnitud de cada uno de los comandos de voltaje V_{up}^* , V_{vp}^* , y V_{wp}^* es mayor que la magnitud de la onda de diente de sierra W_{st} , se saca una señal lógica Hi , mientras que cuando la magnitud de cada uno de los comandos de voltaje es mejor, se saca una señal lógica Low . Se puede configurar de forma que tras la comparación de la magnitud entre la onda de diente de sierra W_{st} y cada uno de los comandos de voltaje V_{up}^* , V_{vp}^* , y V_{wp}^* , cuando la magnitud de los comandos de voltaje V_{up}^* , V_{vp}^* , y V_{wp}^* es
55

mayor que la magnitud de la onda de diente de sierra W_{st} , se saca una señal lógica Low mientras que cuando los comandos de voltaje son menores, se saca una señal lógica Hi.

A continuación, se describirá un método de control de modulación por ancho de pulsos que usa el vector de voltaje de espacio instantáneo V_s . En el método de control de modulación por ancho de pulsos, el vector suma de los comandos de voltaje V_{up}^* , V_{vp}^* , y V_{wp}^* sacados por los medios 4 de control se establecen como el vector de voltaje de espacio instantáneo V_s , y las señales lógicas V_{ul} , V_{vl} , y V_{wl} son compartidas en el tiempo y combinadas dentro de una trama de tiempo arbitraria T_f de forma que la magnitud y la dirección de la misma coincidan con la magnitud y dirección del vector de voltaje de espacio instantáneo V_s , donde un promedio del vector suma de las señales lógicas dentro de la trama de tiempo arbitraria T_f es controlado para coincidir con el vector de voltaje de espacio instantáneo V_s . En la presente realización, la trama de tiempo arbitraria T_f es la misma que el ciclo de conmutación T_c sacado por el generador 13 de ciclos de conmutación.

Con referencia a la FIG. 7, se describirá la operación de modulación por ancho de pulsos específicamente. La FIG. 7 es un diagrama explicativo que ilustra una operación del método de control de vector de voltaje de espacio instantáneo. La FIG. 7(a) es un diagrama que muestra combinaciones de señales lógicas sacadas por el controlador 15 de modulación por ancho de pulsos, y la FIG. 7(b) es un diagrama que muestra ocho vectores de voltaje obtenidos mediante la combinación de las señales lógicas mostradas en la FIG. 7(a). Un vector V_0 y un vector V_7 mostrados en la FIG. 7(a) y FIG. 7(b) son cada uno indicados como vectores de voltaje cero dado que el vector V_0 y el vector V_7 representan Low y Hi en todas sus conmutaciones, respectivamente, y así los vectores no tienen magnitud o dirección.

Por ejemplo, como se muestra en la FIG. 7(c), suponga un caso donde se proporciona el vector de voltaje de espacio instantáneo V_s , que es un vector suma de los comandos de voltaje V_{up}^* , V_{vp}^* , y V_{wp}^* sacados por los medios 4 de control, y el vector de voltaje de espacio instantáneo V_s es sacado durante la trama de tiempo arbitrario T_f . El vector de voltaje de espacio instantáneo V_s puede ser dividido en un vector V_1 de dirección y un vector V_2 de dirección, y la magnitud del vector V_s de voltaje de espacio instantáneo dividido en el vector V_1 de dirección se considera V_{1s} , y la magnitud del dividido en el vector V_2 de dirección se considera V_{2s} .

Basándose en los vectores V_{1s} y V_{2s} , la salida de tiempo T_1 del vector V_1 y la salida del tiempo T_2 del vector V_2 durante la trama de tiempo arbitrario T_f se calculan usando las Fórmulas (1) y (2) descritas a continuación.

Fórmula 1

$$T_1 = V_{1s} \div V_1 \times T_f \quad \dots(1).$$

Fórmula 2

$$T_2 = V_{2s} \div V_2 \times T_f \quad \dots(2).$$

Además el tiempo de salida T_3 del vector de voltaje cero durante la trama de tiempo arbitrario T_f se calcula usando la Fórmula (3) descrita a continuación.

Fórmula 3

$$T_3 = T_f - T_1 - T_2 \quad \dots(3).$$

Como se describió anteriormente, los tiempos de salida T_1 , T_2 , y T_3 son calculados, y basándose en los respectivos tiempos de salida de T_1 a T_3 , se sacan combinaciones de señales lógicas del vector V_1 , el vector V_2 , y el vector V_0 o V_7 del controlador 15 de modulación por ancho de pulsos, como se muestra en la FIG. 7(d). En consecuencia, el promedio en los tiempos de salida durante la trama de tiempo arbitrario T_f se establece para coincidir con el vector de voltaje de espacio instantáneo V_s .

Cuando el vector de voltaje cero es sacado, la combinación de señales lógicas de tanto el vector V_0 como el vector V_7 pueden ser usadas. Sin embargo, cuando los voltajes de fase respectivos son vistos desde un punto de vista neutral de la máquina 1 eléctrica rotativa, cualquiera entre el vector V_0 y el vector V_7 puede ser usado, los potenciales de los voltajes de fase respectivos de la máquina 1 eléctrica rotativa son iguales entre sí y no muestran ninguna diferencia. Así, no es necesario usar ambos el vector V_0 y el vector V_7 , sino una combinación de señales lógicas de solo uno de los mismos puede ser usada.

A continuación, se describirá una operación de los medios 3 de estimación de posición.

Como se muestra en la FIG. 2, el convertidor 19 de tres-fases/dos-fases convierte las corrientes de la máquina eléctrica rotativa i_u e i_v que son detectadas por los medios 2 de detección de corrientes a corrientes de dos-fases i_{α} e i_{β} en un sistema de ejes α - β . Como se describió anteriormente, los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} , que son voltajes de frecuencia más alta que los voltajes fundamentales son superpuestos a los voltajes

fundamentales de tres-fases Vu^* , Vv^* , y Vw^* , y en consecuencia, corrientes alternas de detección de posición de alta frecuencia que se corresponden con los voltajes de detección de posición Vuh , Vvh , y Vwh son generadas en las corrientes de la máquina eléctrica rotativa detectada por los medios 2 de detección de corrientes.

5 Por lo tanto, los transformadores 20 de Fourier dispuestos después extraen las amplitudes (magnitud) $I_{\alpha s}$ e $I_{\beta s}$ de las corrientes alternas de detección de posición a partir de las corrientes de dos-fases $i_{\alpha s}$ e $i_{\beta s}$, que son salidas del conversor 19 de tres-fases/dos-fases. Después, en aras del procesamiento de cálculo simple, los multiplicadores 21 hacen el cuadrado de $I_{\alpha s}$ e $I_{\beta s}$, que son salidas de los transformadores 20 de Fourier, respectivamente, y entonces saca $(I_{\alpha s} \cdot I_{\alpha s})$ y $(I_{\beta s} \cdot I_{\beta s})$. A continuación, el sustractor 22 saca la diferencia $\Delta I_{\alpha\beta}$ entre ellos mediante la sustracción de $(I_{\alpha s} \cdot I_{\alpha s})$ de $(I_{\beta s} \cdot I_{\beta s})$. La unidad 23 de cálculo de posición entonces calcula una posición de rotor θ_p , basándose en la diferencia $\Delta I_{\alpha\beta}$, que es una salida del sustractor 22.

15 La posición del rotor θ_p obtenida como anteriormente no está basada en detección directa de la posición usando un sensor o similar, sino que está basada en un valor estimado obtenido por cálculo. Esto es, obtener la posición del rotor θ_p en la presente invención indica que es posible estimar una posición del rotor de manera precisa sin sensores. En adelante, se describirán detalles del procesamiento para obtener la posición del rotor θ_p mediante los medios 3 de estimación de posición, más específicamente.

En el caso donde la máquina 1 eléctrica rotativa es una máquina síncrona magnética permanente interior, una ecuación de voltaje en coordenadas rectangulares fijas (ejes α - β) se puede expresar como la Fórmula (4) descrita a continuación.

Fórmula 4

$$20 \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + PL_{\alpha} & PL_{\alpha\beta} \\ PL_{\alpha\beta} & R + PL_{\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \omega\phi \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix} \quad \dots(4).$$

donde,

$[V_{\alpha s} \ V_{\beta s}]^T$: valor de voltaje en coordenadas rectangulares fijas

$[i_{\alpha s} \ i_{\beta s}]^T$: valor de corriente en coordenadas rectangulares fijas (corrientes de dos-fases)

R : resistencia de estator, P : operador diferencial

25 L_d : inductancia eje-d, L_q : inductancia eje-q

ω : velocidad angular rotacional (ángulo eléctrico)

θ : diferencia de fase entre eje- α y el polo magnético

$$\begin{cases} L = (L_d + L_q) / 2 \\ l = (L_d - L_q) / 2 \end{cases} \quad \begin{cases} L_{\alpha} = L + l \cos 2\theta \\ L_{\beta} = L - l \cos 2\theta \\ L_{\alpha\beta} = l \sin 2\theta \end{cases}$$

30 Suponga que la máquina 1 eléctrica rotativa está en un estado parado o en un estado de operación de baja velocidad. Cuando ω está establecido para satisfacer $\omega = 0$, y el operador diferencial P es reemplazado con un operador de Laplace s, las corrientes $i_{\alpha s}$ e $i_{\beta s}$ en las coordenadas rectangulares fijas se expresan como en la Fórmula 5 a continuación.

Fórmula 5

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + sL_{\alpha} & sL_{\alpha\beta} \\ sL_{\alpha\beta} & R + L_{\beta} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} \quad \dots(5).$$

35 Aquí, cuando los voltajes de detección de posición Vuh , Vvh , y Vwh con una frecuencia angular cada uno de ω_h , que es suficientemente más alta que la frecuencia angular de los voltajes AC para impulsar la máquina 1 eléctrica rotativa son aplicados desde el generador 14 de voltaje de detección de posición, $R \ll L_{\alpha} \cdot \omega_h$ y $R \ll L_{\beta} \cdot \omega_h$ son satisfechas (en el caso de $s = j\omega_h$ (siendo j una unidad imaginaria)). Cuando el efecto de una resistencia estator R es ignorado, la Fórmula (5) se expresa como la Fórmula (6) a continuación.

40 Fórmula 6

$$\left. \begin{aligned} \begin{bmatrix} i\alpha s \\ i\beta s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} sL\alpha & sL\alpha\beta \\ sL\alpha\beta & sL\beta \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v\alpha s \\ v\beta s \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{s^2(L\alpha L\beta - L\alpha\beta^2)} \begin{bmatrix} sL\beta & -sL\alpha\beta \\ -sL\alpha\beta & sL\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v\alpha s \\ v\beta s \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{(L^2 - l^2)s} \begin{bmatrix} L - l \cos 2\theta & -l \sin 2\theta \\ -l \sin 2\theta & L + l \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v\alpha s \\ v\beta s \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} (6)$$

Además, los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} aplicados por el generador 14 de voltaje de detección de posición pueden expresarse como en la Fórmula (7) a continuación, en las coordenadas rectangulares fijas

5 Fórmula 7

$$\left\{ \begin{aligned} V_{\alpha sh} &= V_{\alpha\beta h} \cdot \sin \omega h \cdot t \\ V_{\beta sh} &= V_{\alpha\beta h} \cdot \cos \omega h \cdot t \end{aligned} \right. \dots(7).$$

donde,

$[V_{\alpha sh} \ V_{\beta sh}]^T$: valores de voltajes de detección de posición en coordenadas rectangulares fijas

$V_{\alpha\beta h}$: amplitud de voltajes de detección de posición en coordenadas rectangulares fijas

10 ωh : frecuencia angular de voltajes de detección de posición

Los valores de voltajes de detección de posición en la Fórmula (7) en las coordenadas rectangulares fijas se expresan como en la Fórmula (8) a continuación.

Fórmula 8

$$[V_{\alpha sh} \ V_{\beta sh}]^T \dots(8).$$

15 Por lo tanto, cuando los valores de los voltajes de detección de posición en la Fórmula (8) son sustituidos por $[V_{\alpha s} \ V_{\beta s}]$, en la Fórmula (6), en el sistema de coordenadas rectangulares fijas, y cuando $s = j\omega h$ (siendo j una unidad imaginaria) se aplica, la Fórmula (9) como sigue puede ser obtenida.

Fórmula 9

$$\left. \begin{aligned} i\alpha s &= \frac{V_{\alpha\beta h}}{(L^2 - l^2)j\omega h} \{ (L - l \cos 2\theta) \sin \omega h \cdot t - l \sin 2\theta \cos \omega h \cdot t \} \\ &= -j \frac{V_{\alpha\beta h}}{(L^2 - l^2)\omega h} \sqrt{L^2 + l^2 - 2Ll \cos 2\theta} \cdot \sin(\omega h \cdot t - \varphi\alpha) \\ i\beta s &= \frac{V_{\alpha\beta h}}{(L^2 - l^2)j\omega h} \{ -l \sin 2\theta \sin \omega h \cdot t + (L + l \cos 2\theta) \cos \omega h \cdot t \} \\ &= -j \frac{V_{\alpha\beta h}}{(L^2 - l^2)\omega h} \sqrt{L^2 + l^2 + 2Ll \cos 2\theta} \cdot \cos(\omega h \cdot t + \varphi\beta) \end{aligned} \right\} (9).$$

20 donde,

$$\varphi\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{l \sin 2\theta}{L - l \cos 2\theta}\right) \quad \varphi\beta = \tan^{-1}\left(\frac{l \sin 2\theta}{L + l \cos 2\theta}\right)$$

5 Como se muestra en la Fórmula (9), se encuentra que las amplitudes de las corrientes $i\alpha$ e $i\beta$ en las coordenadas rectangulares fijas incluyen información de posición del rotor θ (= posición del rotor θ_p). Por lo tanto, mediante el uso de los transformadores 20 de Fourier las amplitudes $i\alpha$ e $i\beta$ de las corrientes $i\alpha$ e $i\beta$ en las coordenadas rectangulares fijas son extraídas. Esto es, mediante el uso de los transformadores 20 de Fourier, las corrientes $i\alpha$ e $i\beta$ de alta frecuencia, que son causadas por los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} , son extraídas de las corrientes de la máquina eléctrica rotativa, y las amplitudes $i\alpha$ e $i\beta$ de las mismas son obtenidas.

10 Basándose en las amplitudes extraídas $i\alpha$ e $i\beta$, se realiza el cálculo usando la siguiente Fórmula (10). En consecuencia, es posible extraer un término que incluya solo información de posición del rotor θ . Para realizar el cálculo, se usan los multiplicadores 21 para hacer el cuadrado de las amplitudes $i\alpha$ e $i\beta$, respectivamente, y el sustractor 22 es usado para sustraer ($i\alpha \cdot i\alpha$) de ($i\beta \cdot i\beta$), que son salidas del multiplicador 21, y para sacar $\Delta i\alpha\beta$ que incluye información de la posición del rotor θ .

Fórmula 10

$$\Delta i\alpha\beta = i\beta s^2 - i\alpha s^2 = \left\{ -j \frac{V\alpha\beta h}{(L^2 - l^2)\omega h} \sqrt{L^2 + l^2 + 2Ll \cos 2\theta} \right\}^2 - \left\{ -j \frac{V\alpha\beta h}{(L^2 - l^2)\omega h} \sqrt{L^2 + l^2 - 2Ll \cos 2\theta} \right\}^2 \quad (10)$$

$$= \frac{4V\alpha\beta h^2 Ll}{(L^2 - l^2)^2 \omega h^2} \cos 2\theta$$

15 En la unidad 23 de cálculo de posición, $\Delta i\alpha\beta$ en la Fórmula (10) está dividido por la Fórmula (11) a continuación, por lo cual solo es extraído $\cos 2\theta$. Mediante el cálculo de un coseno inverso de $\cos 2\theta$, se obtiene θ (posición del rotor θ_p). En cuanto al cálculo de la posición del rotor θ_p , la posición del rotor θ_p puede obtenerse no mediante el uso de la operación de coseno inverso, sino mediante la preparación de una tabla que tiene almacenada en ella valores de $\cos 2\theta$ y mediante el uso de los valores de $\cos 2\theta$ almacenados en un dispositivo de almacenamiento.

20 Fórmula 11

$$\frac{4V\alpha\beta h^2 Ll}{(L^2 - l^2)^2 \omega h^2} \dots(11).$$

25 Como se describió anteriormente, en la primera realización, basándose en el ciclo de conmutación T_c , los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} , que cada uno tiene un ciclo $m \cdot T_c$ que es m veces (siendo m un entero igual a tres o más) el ciclo de conmutación T_c y que son diferentes en fases entre ellos, son superpuestas a los voltajes fundamentales V_u^* , V_v^* , y V_w^* , y los resultados son sacados. Así, de manera diferente a la técnica convencional, no es necesario generar señales portadoras de tres fases, y es posible sacar fácilmente los voltajes de detección de posición (comandos de voltaje de detección de posición).

30 Además, dado que la posición del rotor puede ser obtenida solo mediante el uso de corrientes de la máquina eléctrica rotativa, es posible estimar la posición del rotor de la máquina 1 eléctrica rotativa con una configuración simple, y también es posible simplificar los cálculos, lo que lleva a una reducción en la complejidad computacional. Además, aun cuando un muestreo de corrientes se realice en la proximidad de un pico o un valle de una señal portadora de una onda triangular, onda de diente de sierra, o similar, no es necesario generar señales portadoras de tres fases. Por lo tanto, es posible realizar el muestreo de corrientes mientras se reduce el efecto del ruido de conmutación o similar mediante la conmutación del inversor.

35 Segunda Realización

La FIG. 8 es un diagrama de bloques que muestra los medios de estimación de posición en un controlador de una máquina eléctrica rotativa según una segunda realización de la presente invención.

40 En los medios 3 de estimación de posición de la primera realización, la posición θ_p del rotor se calcula mediante el uso de la operación coseno inverso, o mediante la preparación de una tabla que tenga un valor de $\cos 2\theta$ almacenado en ella y usando el valor. Sin embargo, en tales métodos, puede existir la posibilidad de un incremento

de la complejidad computacional. Así, en la segunda realización, la complejidad computacional es reducida en comparación con la primera realización, y la posición del rotor θ_p es obtenida de manera simple.

En la FIG. 8, los medios 3 de estimación de posición incluyen tres circuitos: esto es, un primer circuito que incluye un convertor 24 de tres-fases/dos-fases, transformadores 20 de Fourier, multiplicadores 21, y un sustractor 22; un segundo circuito que incluye un convertor 25 de tres-fases/dos-fases, transformadores 20 de Fourier, multiplicadores 21, y un sustractor 22; y un tercer circuito que incluye un convertor 26 de tres-fases/dos-fases transformadores 20 de Fourier, multiplicadores 21, y un sustractor 22. Una salida de cada uno de los sustractores 22 es proporcionada a una unidad 27 de cálculo de posición.

El convertor 24 de tres-fases/dos-fases en el primer circuito realiza la conversión de tres-fases/dos-fases de modo que una dirección de fase-U de estator coincide con direcciones α de corrientes de dos-fases tras la conversión, y saca las corrientes de dos-fases $i_{\alpha su}$ e $i_{\beta su}$. El convertor 25 de tres-fases/dos-fases en el segundo circuito realiza la conversión de tres-fases/dos-fases de modo que una dirección de fase-V de estator coincide con direcciones α de corrientes de dos-fases tras la conversión, y saca las corrientes de dos-fases $i_{\alpha sv}$ e $i_{\beta sv}$. El convertor 26 de tres-fases/dos-fases en el tercer circuito realiza la conversión de tres-fases/dos-fases de modo que una dirección de fase-W de estator coincide con direcciones α de corrientes de dos-fases tras la conversión, y saca las corrientes de dos-fases $i_{\alpha sw}$ e $i_{\beta sw}$.

De una manera similar a la primera realización, se extrae una amplitud de cada una de las dos corrientes de dos-fases sacadas de los convertidores 24, 25, y 26 de tres-fases/dos-fases mediante el uso del transformador 20 de Fourier, y se le hace el cuadrado mediante el multiplicador 21. Entonces, mediante el uso del sustractor 22, el cuadrado de la amplitud de cada corriente α es restada del cuadrado de la amplitud de cada corriente β , por lo cual se obtienen las diferencias $\Delta i_{\alpha\beta u}$, $\Delta i_{\alpha\beta v}$, y $\Delta i_{\alpha\beta w}$. En este caso, las respectivas diferencias $\Delta i_{\alpha\beta u}$, $\Delta i_{\alpha\beta v}$, y $\Delta i_{\alpha\beta w}$ son expresadas en la Fórmula (12) a continuación.

Fórmula 12

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{\alpha\beta u} &= \frac{4V\alpha\beta h^2 Ll}{(L^2 - l^2)^2 \omega h^2} \cos 2\theta \\ \Delta i_{\alpha\beta v} &= \frac{4V\alpha\beta h^2 Ll}{(L^2 - l^2)^2 \omega h^2} \cos(2\theta + 2/3\pi) \\ \Delta i_{\alpha\beta w} &= \frac{4V\alpha\beta h^2 Ll}{(L^2 - l^2)^2 \omega h^2} \cos(2\theta - 2/3\pi) \end{aligned} \right\} (12)$$

donde la dirección de fase-U estator satisface $\theta = 0$

Según la relación de magnitud entre $\Delta i_{\alpha\beta u}$, $\Delta i_{\alpha\beta v}$, y $\Delta i_{\alpha\beta w}$, la unidad 27 de cálculo de posición genera intervalos I a VI como se muestra en la FIG. 9. En cada intervalo, uno de $\Delta i_{\alpha\beta u}$, $\Delta i_{\alpha\beta v}$, y $\Delta i_{\alpha\beta w}$, que cruza el punto cero es aproximado mediante el uso de aproximación lineal, y la posición del rotor θ_p es obtenida mediante el uso de la Fórmula (13) a continuación. $\Delta i_{\alpha\beta_uvw}$ en la Fórmula (13) es un valor, en $\Delta i_{\alpha\beta u}$, $\Delta i_{\alpha\beta v}$, y $\Delta i_{\alpha\beta w}$, que cruza el punto cero, y $|\Delta i_{\alpha\beta_uvw}|$ representa la amplitud de uno de los $\Delta i_{\alpha\beta u}$, $\Delta i_{\alpha\beta v}$, y $\Delta i_{\alpha\beta w}$ que cruza el punto cero. Se observa que $|\Delta i_{\alpha\beta_uvw}|$ se puede obtener a partir de la raíz cuadrada de la suma de los respectivos cuadrados de $\Delta i_{\alpha\beta u}$, $\Delta i_{\alpha\beta v}$, y $\Delta i_{\alpha\beta w}$.

Fórmula 13

$$\theta_p = \Delta i_{\alpha\beta_uvw} / |\Delta i_{\alpha\beta_uvw}| \dots (13).$$

Con la configuración anterior, es posible obtener de manera simple la posición del rotor θ_p sin realizar la operación coseno inverso o usar la tabla que tiene almacenado en ella un valor de coseno, que es realizado en la primera realización, y es también posible reducir la complejidad computacional.

Otras configuraciones, y operaciones y efectos son similares a los de la primera realización, y así se omitirán detalles de los mismos en este documento.

Tercera Realización

La FIG. 10 es un diagrama de bloques que muestra una configuración de un controlador de una máquina eléctrica rotativa según una tercera realización. Las partes de componentes que se corresponden con partes de componentes de la primera realización se proporcionan con caracteres de referencia idénticos.

En la tercera realización, el controlador de la máquina eléctrica rotativa incluye medios 16 de entrada constante de máquina eléctrica rotativa que introduce una constante de la máquina 1 eléctrica rotativa (por ejemplo, un valor de inductancia o similar de la máquina 1 eléctrica rotativa). Basándose en la constante de la máquina eléctrica rotativa obtenida a partir de los medios 16 de entrada constante de máquina eléctrica rotativa, un generador 14 de voltajes de detección de posición de unos medios 4 de control determinan voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} de tres fases que tiene cada uno un ciclo ($= m \cdot T_{c1}$) que es igual a m veces (siendo m un entero igual a tres o más) de un ciclo de conmutación T_{c1} y que son diferentes en fase entre ellos.

Esto es, en la tercera realización, la constante de la máquina eléctrica rotativa es introducida desde los medios 16 de entrada de constante de máquina eléctrica rotativa a un generador 13 de ciclos de conmutación y al generador 14 de voltajes de detección de posición. Basándose en la constante de entrada de la máquina eléctrica rotativa, el generador 13 de ciclos de conmutación determina un ciclo de conmutación óptimo T_{c1} para ser sacado a un controlador 15 de modulación por ancho de pulsos y al generador 14 de voltajes de detección de posición.

Por otro lado, basándose en la constante de entrada de la máquina eléctrica rotativa, el generador 14 de voltajes de detección de posición determina un múltiplo óptimo m , calcula un producto entre el ciclo de conmutación T_{c1} sacado por el generador 13 de ciclos de conmutación y el múltiplo m , y saca los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} que cada uno tiene un ciclo $m \cdot T_{c1}$ y que son diferentes en fase entre ellos. Los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} son superpuestos, mediante un sumador 41, a los voltajes fundamentales V_{u^*} , V_{v^*} , y V_{w^*} , y como resultado, los comandos de voltaje V_{up^*} , V_{vp^*} , y V_{wp^*} se suministran al controlador 15 de modulación por ancho de pulsos. De la misma forma que en la primera realización, el controlador 15 de modulación por ancho de pulsos usa un método de control por ancho de pulsos basándose en el ciclo de conmutación T_{c1} , y saca señales lógicas V_{ul} , V_{vl} , y V_{wl} a un inversor 6.

La amplitud (magnitud) de las corrientes de alta frecuencia incluidas en las corrientes de la máquina eléctrica rotativa de la máquina 1 eléctrica rotativa varían dependiendo de los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} que cada uno tiene un ciclo igual a m veces ($=m \cdot T_c$) del ciclo de conmutación T_c y que son diferentes en fase entre ellos. Así, con las características de la máquina 1 eléctrica rotativa siendo ignoradas, cuando m y T_c son valores fijados de manera constante, puede darse el caso donde las amplitudes (magnitud) de las corrientes de alta frecuencia generadas en la máquina 1 eléctrica rotativa son disminuidas debido a la aplicación de los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} , como un resultado, la precisión de las corrientes de alta frecuencia detectada por los medios 2 de detección de corriente se deteriora, lo que lleva al deterioro en precisión de la estimación de la posición del rotor.

Por otro lado, en la tercera realización, basándose en la constante de la máquina eléctrica rotativa, la constante dependiente en el tipo de la máquina 1 eléctrica rotativa, un valor apropiado de al menos alguno de los múltiplos m o el ciclo de conmutación T_c es calculado y el ciclo de los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} que son diferentes en fase entre ellos es determinado de forma que el ciclo sea igual a m veces el ciclo de conmutación T_c . Por lo tanto, aun cuando la máquina 1 eléctrica rotativa que tiene una constante de máquina eléctrica rotativa diferente es impulsada, el controlador es capaz de estimar de manera precisa la posición del rotor de la máquina 1 eléctrica rotativa.

Dada que otras configuraciones, y operaciones y efectos de la presente realización son similares a los de la primera realización, la descripción detallada de los mismos serán omitidos en esta realización.

Cuarta Realización

La FIG. 11 es un diagrama de bloques que muestra una configuración de un controlador de una máquina eléctrica rotativa según una cuarta realización. Las partes de componentes que se corresponden a las partes de componentes de la primera realización se proporcionan con caracteres de referencia idénticos.

En la cuarta realización, el controlador de la máquina eléctrica rotativa incluye medios 17 de entrada de ciclo de voltaje de detección de posición. En los incluye medios 17 de entrada de ciclo de voltaje de detección de posición, un ciclo o una frecuencia de voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} sacado por el generador 14 de voltaje de detección de posición se establece e introduce para cambiar bien el ciclo o la frecuencia. En consecuencia, en el generador 14 de voltaje de detección de posición, un múltiplo m (siendo m un entero igual a tres o más) de un ciclo de conmutación T_c establecido por el generador 13 de ciclos de conmutación es determinado.

Es decir, en la cuarta realización, los medios 17 de entrada de ciclo de voltaje de detección de posición determinan bien el ciclo o la frecuencia de los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} sacados por el generador 14 de voltaje de detección de posición. Por ejemplo, cuando un usuario introduce un ciclo arbitrario en los medios 17 de entrada de ciclo de voltaje de detección de posición, el generador 14 de voltajes de detección de posición determina, basándose en el ciclo obtenido a partir de los medios 17 de entrada de ciclo de voltaje de detección de posición, el múltiplo m (siendo m un entero igual a tres o más) por el cual el ciclo de conmutación T_c es multiplicado para establecer el ciclo de los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} .

Además, cuando un usuario introduce una frecuencia arbitraria a los medios 17 de entrada de ciclo de voltaje de detección de posición, el generador 14 de voltajes de detección de posición calcula un recíproco de la frecuencia obtenida a partir de los medios 17 de entrada de ciclo de voltaje de detección de posición para obtener el ciclo de los voltajes de detección de posición, y determina, basándose en el ciclo obtenido, el múltiplo m (siendo m un entero igual a tres o más) por el cual el ciclo de conmutación T_c es multiplicado para establecer el ciclo de los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} .

De este modo, en la cuarta realización, con disposición de los medios 17 de entrada de ciclo de voltaje de detección de posición, el ciclo o la frecuencia de los voltajes de detección de posición respectivos V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} aplicados a la máquina 1 eléctrica rotativa se pueden cambiar arbitrariamente, y así, es posible cambiar una frecuencia de un ruido que se está generando, reduciendo de este modo una sensación desagradable causada por el ruido.

Dado que otras configuraciones, y operaciones y efectos de la presente realización son similares a los de la primera realización, la descripción detallada del mismo será omitida en este documento.

Quinta Realización

En la primera realización, el generador 14 de voltajes de detección de posición saca los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} , que cada uno tiene un ciclo igual a m veces el ciclo de conmutación T_c sacado por el generador 13 de ciclos de conmutación y que son diferentes en fase entre ellos, donde m se establece como un entero igual a tres o más. Sin embargo, el valor m no se especifica.

En la quinta realización, el valor de m está limitado a $6n$ (siendo n un número natural). Esto es, un ciclo T_{hv} de los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} está limitado a $6n$ veces (siendo n un número natural) el ciclo de conmutación T_c . En consecuencia, las diferencias de fases entre los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} es 120° , y los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} pueden establecerse como comandos de voltaje de tres-fases balanceados.

Como un ejemplo, las formas de onda de los voltajes en el caso de $n = 1$ se muestran en la FIG. 12, donde se usan el ciclo de conmutación T_c y el ciclo de voltaje de detección de posición T_{hv} . En la FIG. 12, $+V_h$ y $-V_h$, teniendo cada uno un valor arbitrario, son sacados alternativamente cada tres intervalos, y la diferencia de fase entre los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} es de dos intervalos. En este caso, dado que el ciclo T_{hv} de los voltajes de detección de posición tiene seis intervalos, la diferencia de fase entre dos intervalos es $360^\circ / 6$ intervalos $\times 2$ intervalos = 120° , y en consecuencia, los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} se vuelven voltajes AC de tres-fases balanceados. Por lo tanto, es posible minimizar el efecto de la aplicación de voltajes AC de tres-fases desbalanceados a la máquina 1 eléctrica rotativa. Además, comparado con un caso donde se aplican voltajes AC de tres-fases desbalanceados, es posible simplificar el cálculo, tal como la transformación de Fourier o similar, requerido para la estimación de posición.

Dado que otras configuraciones, y operaciones y efectos de la presente realización son similares a los de la primera realización la descripción detallada de los mismos será omitida en este documento.

Sexta Realización

La FIG. 13 es un diagrama de bloques que muestra una configuración de un controlador de una máquina eléctrica rotativa según una sexta realización. Las partes de componentes que se corresponden con las partes de componentes de la primera realización se proporcionan con caracteres de referencia idénticos.

En la sexta realización, unos medios 4 de control tienen una unidad 18 de cálculo de velocidad para calcular, basándose en una posición del rotor θ_p sacada por los medios 3 de cálculo de posición, una velocidad de rotación de una máquina 1 eléctrica rotativa. La información de la velocidad de rotación calculada por la unidad 18 de cálculo de velocidad es proporcionada al generador 14 de voltajes de detección de posición.

Cuando la velocidad de rotación de la máquina 1 eléctrica rotativa es relativamente alta, es posible estimar con facilidad la posición del rotor de la máquina 1 eléctrica rotativa mediante el uso de un voltaje inducido de la máquina 1 eléctrica rotativa, no mediante la superposición de voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} en voltajes fundamentales V_{u^*} , V_{v^*} , y V_{w^*} . En la sexta realización, cuando la velocidad de rotación de la máquina 1 eléctrica rotativa sacada por la unidad 18 de cálculo de velocidad alcanza o supera una velocidad predeterminada, el generador 14 de voltajes de detección de posición establece los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} a cero, de forma que los voltajes de detección de posición no afecten a los voltajes fundamentales V_{u^*} , V_{v^*} , y V_{w^*} . Además, el método de estimación es conmutado a un método en el cual la posición del rotor de la máquina eléctrica rotativa es estimada basándose en el voltaje inducido de la máquina 1 eléctrica rotativa.

Mediante el uso de la configuración anterior, es posible eliminar pérdidas de energía extras causadas por la aplicación, a la máquina 1 eléctrica rotativa, de voltajes de alta frecuencia incluidos los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} que tiene cada uno un ciclo igual a m veces el ciclo de conmutación y que son diferentes en fase entre ellos.

Dado que otras configuraciones, y operaciones y efectos de la presente realización son similares a los de la primera realización la descripción detallada de los mismos será omitida en este documento.

Séptima Realización

5 Primero, antes de la descripción de un controlador de una máquina eléctrica rotativa según una séptima realización de la presente invención, se describirá una técnica convencional, en la cual, como se describió en los Antecedentes de la Técnica, en aras de la reducción de costes de un sensor de corriente, una corriente de bus DC que fluye entre la fuente de corriente DC que suministra un voltaje DC a un inversor y el inversor es detectada mediante el uso de un sensor de corriente, y entonces la fase, de la máquina 1 eléctrica rotativa, en la cual la corriente está actualmente fluyendo se obtiene mediante el cálculo basado en la diferencia de los tiempos de conmutación entre los conmutadores de las fases respectivas del inversor en el momento de detectar la corriente de bus DC.

10 La FIG. 14 es un diagrama de bloques que muestra un controlador de una máquina eléctrica rotativa que incluye medios 30 de cálculo de corrientes de la máquina eléctrica rotativa que calcula una corriente de la máquina eléctrica rotativa a partir de una corriente de bus DC I_{dc} que es detectada por una única pieza de los medios 29 de detección de corrientes de bus (sensor de corriente). Se observa que, en la FIG. 14, la máquina 1 eléctrica rotativa no está provista de medios de estimación de posición pero está provista de un sensor 31 de posición del rotor para detectar una posición de rotación de la máquina. Sin embargo, dado que tal configuración no está directamente relacionada con el cálculo de las corrientes de la máquina eléctrica rotativa realizado por los medios 30 de cálculo de corrientes de la máquina eléctrica rotativa, la descripción de los mismos se omitirá.

15 El controlador de la máquina eléctrica rotativa mostrado en la FIG. 14 incluye los medios 29 de detección de corrientes de bus, que es un único sensor de corriente, para detectar una corriente de bus DC I_{dc} que fluye entre una fuente 28 de voltaje DC y un inversor 6, y también incluye los medios 30 de cálculo de corrientes de la máquina eléctrica rotativa para calcular corrientes de la máquina eléctrica rotativa i_u e i_v que fluyen a la máquina 1 eléctrica rotativa según la corriente de bus DC I_{dc} detectada por los medios 29 de detección de corrientes de bus y con señales lógicas V_{ul} , V_{vl} , y V_{wl} sacadas de los medios 5 de modulación por ancho de pulsos.

20 La FIG. 15 muestra cambios temporales (FIG. 15(a)) de los voltajes fundamentales V_u^* , V_v^* , y V_w^* sacados del convertidor 10 de dos-fases/tres-fases y una onda triangular C_s en el caso donde se use un método de control de modulación por ancho de pulsos que usa la onda triangular C_s , y también muestra los cambios temporales (FIG. 15(b)) de las señales lógicas V_{ul} , V_{vl} , y V_{wl} sacadas del controlador 15 de modulación por ancho de pulsos. El controlador 15 de modulación por ancho de pulsos saca las señales lógicas V_{ul} , V_{vl} , y V_{wl} a "Hi" cuando los voltajes fundamentales respectivos V_u^* , V_v^* , y V_w^* son mayores que la onda triangular C_s , y por otro lado, saca las señales lógicas V_{ul} , V_{vl} , y V_{wl} a "Low" cuando los voltajes fundamentales son menores que la onda triangular C_s .

25 La FIG. 16 es un diagrama de bloques que muestra el estado de la conexión entre la fuente 28 de voltaje DC y los medios 29 de detección de corrientes de bus, y la conexión entre la fuente 28 de voltaje DC y el inversor 6.

30 Los conmutadores UP, VP, WP, UN, VN, WN del inversor 6 se ENCIENDEN/APAGAN mediante un circuito 31 controlador de puerta según las señales lógicas V_{ul} , V_{vl} , y V_{wl} que son sacadas de los medios 5 de modulación por ancho de pulsos. Por ejemplo, el conmutador UP se ENCIENDE y se APAGA cuando la señal lógica V_{ul} está "Hi" y "Low", respectivamente. El conmutador UN se ENCIENDE y se APAGA cuando la señal lógica V_{ul} está "Low" y "Hi", respectivamente. El conmutador VP se ENCIENDE y se APAGA cuando la señal lógica V_{vl} está "Hi" y "Low", respectivamente. El conmutador VN se ENCIENDE y se APAGA cuando la señal lógica V_{vl} está "Low" y "Hi", respectivamente. El conmutador WP se ENCIENDE y se APAGA cuando la señal lógica V_{wl} está "Hi" y "Low", respectivamente. El conmutador WN se ENCIENDE y se APAGA cuando la señal lógica V_{wl} está "Low" y "Hi", respectivamente.

A continuación, se describirá un principio de operación de cálculo de las corrientes de la máquina eléctrica rotativa mediante el uso de la corriente de bus DC I_{dc} .

35 Cuando las señales lógicas son sacadas como se muestra en la FIG. 15(b), en un intervalo T1, los conmutadores UP, VP, y WN están ENCENDIDOS, y los conmutadores restantes están APAGADOS. Así, en el tiempo de conmutación en el intervalo T1, una corriente i_w que fluye en una fase-W de la máquina 1 eléctrica rotativa es idéntica a la corriente I_{dc} detectada por los medios 29 de detección de corrientes de bus. A continuación, en un intervalo T2, los conmutadores UP, VN, y WN están ENCENDIDOS, y los conmutadores restantes están APAGADOS. Así durante el tiempo de conmutación del intervalo T2, una corriente i_u que fluye en una fase-U de la máquina 1 eléctrica rotativa es idéntica a la corriente I_{dc} detectada por los medios 29 de detección de corrientes de bus.

40 Esto es, en el intervalo T1, se puede obtener la corriente de la máquina eléctrica rotativa i_w de la fase-W, y en el intervalo T2, se puede obtener la corriente de la máquina eléctrica rotativa i_u de la fase-U. Una corriente de la máquina eléctrica rotativa i_v de la restante fase-V se puede obtener usando la Fórmula (14) a continuación dado que la suma de las corrientes de tres-fases es cero. De este modo, los medios 29 de detección de corrientes de bus son

capaces de detectar las corrientes de la máquina eléctrica rotativa i_u , i_v , e i_w de tres fases durante medio ciclo (ciclo de conmutación T_c) de la onda triangular C_s .

Fórmula 14

$$i_v = -(i_u + i_w) \quad \dots(14).$$

- 5 De este modo, basándose en la diferencia en el tiempo de conmutación entre las señales lógicas V_{ul} , V_{vl} , y V_{wl} , que son salidas de los medios 5 de modulación por ancho de pulsos, y en la corriente de bus DC I_{dc} detectada por los medios 29 de detección de corrientes de bus, los medios 30 de detección de corrientes de la máquina eléctrica rotativa identifican la fase, de la máquina 1 eléctrica rotativa, en la cual una corriente correspondiente a la corriente de bus DC I_{dc} detectada está fluyendo, y calcula la corriente de la máquina eléctrica rotativa de cada fase.
- 10 Para detectar corrientes de tres-fases, es esencialmente preferible detectar corrientes de la máquina eléctrica rotativa de tres fases al mismo tiempo. Sin embargo, dado que se utiliza la diferencia en los tiempos de conmutación entre las señales lógicas V_{ul} , V_{vl} , y V_{wl} , es imposible detectar las corrientes de la máquina eléctrica rotativa de tres fases al mismo tiempo. Específicamente, las corrientes de la máquina eléctrica rotativa de la fase-W y la fase-U son detectadas en el intervalo de conmutación T_1 y T_2 , respectivamente, y la corriente de la máquina eléctrica rotativa
- 15 de la fase-V se obtiene mediante el uso de la Fórmula (14).

Así, una diferencia de tiempo ocurre después de que la corriente de la máquina eléctrica rotativa de la fase-W se detecte en el intervalo de conmutación T_1 hasta que la corriente de la máquina eléctrica rotativa de la fase-U se detecta en el intervalo de conmutación T_2 . Por lo tanto, puede haber un caso donde los valores de las corrientes de la máquina eléctrica rotativa de tres fases cambien durante la diferencia de tiempo, resultando en una ocurrencia de un error de detección. Sin embargo, el intervalo de conmutación T_1 y el intervalo de conmutación T_2 son adyacentes entre sí, y en la mayoría de los casos la diferencia de tiempo es mínima. Por lo tanto, es posible realmente ignorar el error de detección causado por el cambio en las corrientes durante la diferencia de tiempo.

20

En la configuración mostrada en la FIG. 14, los medios 30 de cálculo de corrientes de la máquina eléctrica rotativa calcula las corrientes de la máquina eléctrica rotativa i_u e i_v que fluyen a la máquina 1 eléctrica rotativa, según la corriente de bus DC I_{dc} detectada por los medios 29 de detección de corrientes de bus y con las señales lógicas V_{ul} , V_{vl} , y V_{wl} sacadas de los medios 5 de modulación por ancho de pulsos.

25

Sin embargo, como se muestra en la FIG. 17, los medios 30 de cálculo de corrientes de la máquina eléctrica rotativa pueden calcular las corrientes de la máquina eléctrica rotativa que fluyen a la máquina 1 eléctrica rotativa, según la corriente de bus DC I_{dc} detectada por los medios 29 de detección de corrientes de bus y los voltajes fundamentales V_u^* , V_v^* y V_w^* sacados del convertidor 10 de dos-fases/tres-fases. Esto es, en la configuración mostrada en la FIG. 14, las señales introducidas a los medios 30 de cálculo de corrientes de la máquina eléctrica rotativa son la corriente de bus DC I_{dc} , y las señales lógicas V_{ul} , V_{vl} , y V_{wl} que son sacadas de los medios 5 de modulación por ancho de pulsos, mientras que en la configuración mostrada en la FIG. 17, las señales introducidas a los medios 30 de cálculo de corrientes de la máquina eléctrica rotativa son la corriente de bus DC I_{dc} y los voltajes fundamentales V_u^* , V_v^* , y V_w^* .

30

35

Basándose en la configuración mostrada en la FIG. 17, se describirá un principio de operación de los medios 30 de cálculo de corrientes de la máquina eléctrica rotativa, que calcula las corrientes de la máquina eléctrica rotativa según la corriente de bus DC I_{dc} , con referencia a la FIG. 18.

La FIG. 18 muestra, de manera similar a la FIG. 15, cambios temporales de los voltajes fundamentales V_u^* , V_v^* , y V_w^* salidas de un convertidor 10 de dos-fases/tres-fases y la onda triangular C_s en el caso donde se use un método de control de modulación por ancho de pulsos que use la onda triangular C_s (FIG. 18(a)), y también muestra qué fase de la corriente de la máquina eléctrica rotativa se obtiene de la corriente de bus DC I_{dc} detectada por los medios 29 de detección de corrientes de bus, según los cambios temporales de las señales lógicas y la diferencia entre las señales lógicas (FIG. 18(b)).

40

Entre los voltajes fundamentales V_u^* , V_v^* , y V_w^* , como se muestra en la FIG. 18(a), uno que sea el mayor en valor es referido como una fase máxima (V_u^* en la FIG. 18(a)), uno que es el menor en valor es referido como una fase mínima (V_w^* en la FIG. 18(a)), y uno que esté entre el mayor y el menor es referido como una fase intermedia (V_v^* en la FIG. 18(a)). En el caso donde se usa el método de control de modulación por ancho de pulsos que usa la onda triangular C_s , cuando las corrientes de la máquina eléctrica rotativa se calculan basándose en la corriente de bus DC I_{dc} , la fase de las corrientes de la máquina eléctrica rotativa de fase máxima y fase mínima se pueden obtener durante medio ciclo de la onda triangular C_s (ciclo de conmutación T_c). Además, las corrientes son detectadas antes y después de que la fase intermedia se solape con la onda triangular C_s (véase FIG. 18(b)).

45

50

Cuando la onda triangular C_s está en una pendiente positiva, la corriente de la máquina eléctrica rotativa de la fase mínima se puede obtener antes de que la fase intermedia se solape con la onda triangular C_s (en la FIG. 18 la fase-W se puede detectar en el intervalo T_1), mientras que la corriente de la máquina eléctrica rotativa de la fase máxima

55

se puede obtener después de que la fase intermedia se solape con la onda triangular Cs (en la FIG. 18, la fase-U se puede detectar en el intervalo T2).

5 Cuando la onda triangular Cs está en una pendiente negativa, la corriente de la máquina eléctrica rotativa de la fase máxima se puede obtener antes de que la fase intermedia se solape con la onda triangular Cs (en la FIG. 18 la fase-U se puede detectar en el intervalo T4), mientras que la corriente de la máquina eléctrica rotativa de la fase mínima se puede obtener después de que la fase intermedia se solape con la onda triangular Cs (en la FIG. 18, la fase-W se puede detectar en el intervalo T5). Los voltajes fundamentales V_u^* , V_v^* , y V_w^* y las corrientes de la máquina eléctrica rotativa que se obtienen basándose en la corriente de bus DC I_{dc} tienen la relación descrita anteriormente, y así, mediante el uso de la corriente de bus DC I_{dc} detectada por los medios 29 de detección de corrientes de bus DC y los voltajes fundamentales V_u^* , V_v^* , y V_w^* , es posible obtener las corrientes de la máquina eléctrica rotativa a partir de la corriente de bus DC I_{dc} .

10 De esta forma, como se muestra en la FIG. 14 a la FIG. 18, en el caso donde la fase, de la máquina 1 eléctrica rotativa, en la cual una corriente que fluye realmente se calcula mediante el uso de la corriente de bus DC I_{dc} y la diferencia en el tiempo de conmutación entre los conmutadores de las respectivas fases del inversor en el momento de la detección de la corriente de bus DC I_{dc} , solo se requiere un único sensor de corriente para detectar la corriente de bus DC I_{dc} , a diferencia de los casos descritos de la primera a la sexta realizaciones, donde se requería una pluralidad de sensores de corriente para detectar directamente las corrientes de la máquina eléctrica rotativa de al menos dos fases. Por lo tanto, de manera ventajosa, es posible reducir los costes del sensor de corriente.

15 Sin embargo, como se describió anteriormente, el método para calcular las corrientes de la máquina eléctrica rotativa, basándose en la corriente de bus DC I_{dc} , utiliza la diferencia en el tiempo de conmutación entre los conmutadores de las fases respectivas del inversor en el momento de detectar la corriente de bus DC I_{dc} . Así, como se muestra en la FIG. 19(a), por ejemplo, cuando los valores de los voltajes fundamentales V_u^* , V_v^* , y V_w^* están próximos o son idénticos entre ellos, los tiempos de conmutación de las fases respectivas se vuelven próximos o idénticos entre ellos.

20 Como resultado, en el caso de la configuración mostrada en la FIG. 14 o FIG. 17, un periodo de cada intervalo de conmutación tal como T1, T2 y similar se vuelve extremadamente corto o desaparece, como se muestra en la FIG. 19(b). Así, se vuelve extremadamente difícil determinar la fase, de la máquina 1 eléctrica rotativa, en la cual fluye una corriente idéntica a la corriente detectada por los medios 29 de detección de corrientes de bus. Por lo tanto, para determinar la fase en la cual la corriente idéntica a la corriente de bus DC I_{dc} está fluyendo, se necesita asegurar un valor predeterminado o más tiempo como el intervalo de conmutación.

25 Se observa que el controlador descrito en cada una de la primera a la sexta realizaciones detecta corrientes de la máquina eléctrica rotativa de al menos dos fases directamente mediante el uso de un sensor de corriente o similar, y no utiliza la diferencia en el tiempo de conmutación entre las fases respectivas. Por lo tanto, aun si los valores de los voltajes fundamentales V_u^* , V_v^* , y V_w^* están próximos o son idénticos entre sí, es posible detectar las corrientes de la máquina eléctrica rotativa de las fases respectivas de la máquina 1 eléctrica rotativa de una forma segura, y los problemas anteriores no ocurren.

30 Cuando las corrientes de la máquina eléctrica rotativa se calculan basándose en la corriente de bus DC I_{dc} , para lograr la determinación de la fase en la cual una corriente idéntica a la corriente de bus DC I_{dc} está fluyendo, aun cuando los voltajes fundamentales V_u^* , V_v^* , y V_w^* estén próximos o sean idénticos entre sí como se muestra en la FIG. 19(a), los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} son superpuestos a los voltajes fundamentales V_u^* , V_v^* , y V_w^* sacados del conversor 10 dos-fases/tres-fases, por lo cual el problema anterior se puede resolver. En adelante, la séptima realización de la presente invención será descrita en la cual las corrientes de la máquina eléctrica rotativa se calculan basándose en la corriente de bus DC I_{dc} mediante la utilización de los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} .

35 La FIG. 20 es un diagrama de bloques que muestra un controlador de una máquina eléctrica rotativa según la séptima realización. Las partes de componentes que se corresponden a las partes de componentes de la primera realización se proporcionan con caracteres de referencia idénticos.

40 El controlador de la máquina eléctrica rotativa según la séptima realización está basado en la configuración de la primera realización mostrada en la FIG. 1, y los medios 2 de detección de corrientes mostrado en la FIG. 1 se omiten. En vez de eso, el controlador incluye los medios 29 de detección de corrientes de bus para detectar la corriente de bus I_{dc} que fluye entre un inversor 6 y una fuente 28 de voltaje DC que suministra energía DC al inversor 6, y los medios 30 de cálculo de corrientes de la máquina eléctrica rotativa para calcular las corrientes de la máquina eléctrica rotativa según la corriente de bus I_{dc} detectada por los medios 29 de detección de corrientes de bus y con las señales lógicas V_{ul} , V_{vl} , y V_{wl} sacadas de los medios 5 de modulación por ancho de pulsos.

45 Se observa que aun cuando una configuración en la cual las señales lógicas V_{ul} , V_{vl} , y V_{wl} sacadas de los medios 5 de modulación por ancho de pulsos son introducidas a los medios 30 de cálculo de corriente de la máquina eléctrica rotativa es reemplazada con una configuración en la cual los voltajes fundamentales V_u^* , V_v^* , y V_w^* sacados de un

conversor 10 de dos-fases/tres-fases son introducidos a los medios 30 de cálculo de corrientes de la máquina eléctrica rotativa, de la misma forma que en el caso mostrado en la FIG. 17, un efecto similar puede ser ejercido.

Aquí, en el caso donde los voltajes fundamentales Vu^* , Vv^* , y Vw^* sacados del conversor 10 de dos-fases/tres-fases están próximos entre ellos como se muestra en la FIG. 19(a), entonces cuando los voltajes de detección de posición Vuh , Vvh , y Vwh que tienen formas de onda (ciclo $Thv = 6n \cdot Tc$, $n = 1$) mostradas en la FIG. 12 descrita en la quinta realización, por ejemplo, son superpuestos mediante el uso de un sumador 41 de los medios 4 de control mostrados en la FIG. 20, los comandos de voltajes Vup^* , Vvp^* , y Vwp^* , que son las salidas resultantes, tienen las formas de onda mostradas en la FIG. 21(a). Se observa que los valores promedio de los comandos de voltajes Vup^* , Vvp^* , y Vwp^* son idénticos a los voltajes fundamentales Vu^* , Vv^* , y Vw^* mostrados en la FIG. 19(a), respectivamente.

Así, cuando las frecuencias de los voltajes de detección de posición Vuh , Vvh , y Vwh se establecen a un cierto nivel o más alto que no afecta al control de la máquina 1 eléctrica rotativa, es posible controlar la máquina 1 eléctrica rotativa del mismo modo que en el caso donde los voltajes de detección de posición Vuh , Vvh , y Vwh no son superpuestos.

En el caso donde los comandos de voltajes Vup^* , Vvp^* , y Vwp^* sacados de los medios 4 de control tengan las formas de onda en la FIG. 21(a), las señales lógicas Vul , Vvl , y Vwl sacadas en consecuencia del controlador 15 de modulación por ancho de pulsos se muestran en la FIG. 21(b). Esto es, los periodos de los intervalos de conmutación T1 y T4, que son cortos en la FIG. 19(b), están extendidos en la FIG. 21(b). Dado que los intervalos de conmutación T1 y T4 están extendidos en el intervalo de conmutación T1, es posible detectar la corriente de la máquina eléctrica rotativa i_v de la fase-V, y en el intervalo de conmutación T4, es posible detectar la corriente de la máquina eléctrica rotativa i_u de la fase-U.

La corriente de la máquina eléctrica rotativa i_w de la fase-W restante puede calcularse usando la Fórmula (14) descrita anteriormente. En otras palabras, mediante la superposición de los voltajes de detección de posición Vuh , Vvh , y Vwh , se vuelve posible detectar corrientes de la máquina eléctrica rotativa de tres fases durante un ciclo (dos veces el ciclo de conmutación Tc) de la onda triangular. Se observa sin embargo, que dado que los intervalos de conmutación T2 y T5 son los mismos a los de la FIG. 19(b), es imposible obtener las corrientes de la máquina eléctrica rotativa durante los intervalos.

Un valor máximo de la amplitud V_h de los voltajes de detección de posición Vuh , Vvh , y Vwh sacados del generador 14 de voltajes de detección de posición mediante la sustracción de un voltaje necesario para impulsar la máquina 1 eléctrica rotativa de un voltaje máximo sacado por el inversor 6 mientras un valor mínimo de la amplitud V_h es igual o mayor que un voltaje de error causado mediante tiempo muerto para evitar un corto circuito de un elemento de conmutación incluido en el inversor 6. En consecuencia, es posible ejercer un efecto de cálculo de las corrientes de la máquina eléctrica rotativa basándose en la corriente de bus DC.

Como se describió anteriormente, en la séptima realización, los voltajes de detección de posición Vuh , Vvh , y Vwh que son diferentes en fase entre ellos se superponen a los voltajes fundamentales Vu^* , Vv^* , y Vw^* por adelantado, y las corrientes de la máquina eléctrica rotativa se calculan basándose en la corriente de bus DC I_{dc} . En consecuencia, solo se requiere una única pieza de los medios de detección de corrientes de bus tal como un sensor de corriente o similar, lo cual mejora la reducción de coste. Además, aun cuando los valores de los voltajes fundamentales Vu^* , Vv^* , Vw^* estén próximos o sean idénticos entre sí, es posible calcular y obtener las corrientes de la máquina eléctrica rotativa de tres fases.

Octava Realización

Como se describió en la séptima realización, cuando los voltajes de detección de posición Vuh , Vvh , y Vwh que son diferentes en fase entre ellos se superponen a los voltajes fundamentales Vu^* , Vv^* , y Vw^* por adelantado, y entonces se calculan las corrientes de la máquina eléctrica rotativa, basándose en la corriente de bus DC I_{dc} , aun si el valor de los voltajes fundamentales Vu^* , Vv^* , y Vw^* están próximos o son idénticos entre sí, es ventajosamente posible obtener las respectivas corrientes de la máquina eléctrica rotativa de tres fases.

Sin embargo, cuando las corrientes de la máquina eléctrica rotativa son calculadas basándose en la corriente de bus DC mediante el uso de los voltajes de detección de posición Vuh , Vvh , y Vwh que tienen las formas de onda (ciclo $Thv = 6n \cdot Tc$, $n = 1$) mostradas en la FIG. 12, un intervalo de detección de las corrientes de la máquina eléctrica rotativa de tres fases es un ciclo T_{cs} de la onda triangular C_s ($= 2Tc$, esto es, dos veces el ciclo de conmutación Tc) como se muestra en la FIG. 21.

Por otro lado, en la configuración en la FIG. 14 o FIG. 17, cuando las corrientes de la máquina eléctrica rotativa de tres fases son detectables (cuando los valores de los voltajes fundamentales Vu^* , Vv^* , y Vw^* no están próximos o son idénticos entre sí), el intervalo de detección de las corrientes de la máquina eléctrica rotativa de tres fases es medio ciclo de la onda triangular C_s ($=$ ciclo de conmutación Tc) como se muestra en la FIG. 15(b) o 18(b). Esto es, cuando las corrientes de la máquina eléctrica rotativa se calculan basándose en la corriente de bus DC I_{dc} mediante el uso de los voltajes de detección de posición Vuh , Vvh , y Vwh que tienen las formas de onda mostradas en la FIG.

12 como son, el intervalo de detección de las corrientes de la máquina eléctrica rotativa de tres fases se vuelve dos veces el ciclo de conmutación T_c .

Además, en el método en el cual las corrientes de la máquina eléctrica rotativa se calculan basándose en la corriente de bus DC, mediante el uso de los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} que tienen las formas de onda mostradas en la FIG. 12, las corrientes de la máquina eléctrica rotativa del plano-V y del plano-U son detectadas en el intervalo de conmutación T1 y en el intervalo de conmutación T4, respectivamente, como se muestra en la FIG. 21(b). Además, la corriente de la máquina eléctrica rotativa del plano-W se obtiene basándose en la Fórmula (14).

Así, ocurre una diferencia de tiempo después de que se detecta la corriente de la máquina eléctrica rotativa de la fase-V en el intervalo de conmutación T1 hasta que la corriente de la máquina eléctrica rotativa de la fase-U se detecta en el intervalo de conmutación T4. Esto es, en la configuración mostrada en cada una de las FIG. 14 y FIG. 17, la diferencia de tiempo que ocurre en el caso donde las corrientes de la máquina eléctrica rotativa se calculan basándose en la corriente de bus DC es igual a una diferencia de tiempo entre el intervalo de conmutación T1 y el intervalo de conmutación T2 que son adyacentes entre sí, como se muestra en la FIG. 15(b) o FIG. 18(b).

Por otro lado, en el método en el cual las corrientes de la máquina eléctrica rotativa se calculan basándose en la corriente de bus DC, mediante el uso de los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} que tienen las formas de onda mostradas en la FIG. 12, la diferencia de tiempo es igual a una diferencia de tiempo entre el intervalo de conmutación T1 y el intervalo de conmutación T4 que están separados entre sí por una distancia de dos intervalos de tiempo, como se muestra en la FIG. 21(b). Así, los valores de las corrientes de la máquina eléctrica rotativa de tres fases pueden cambiar significativamente durante la diferencia de tiempo, y existe la posibilidad de que ocurra un error de detección imposible de ignorar.

Así, la octava realización está dirigida para superar el problema que ocurre en la séptima realización. Esto es, en cuanto a los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} a ser superpuestos en los voltajes fundamentales V_u^* , V_v^* , y V_w^* , aunque los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} , que tienen las formas de onda mostradas en la FIG. 12, cada una tenga solo dos valores, esto es, $+V_h$ y $-V_h$, los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} se establecen cada uno, como se muestra en la FIG. 22, por ejemplo, para tener tres valores, esto es, $+V_h$, $-V_h$, y 0, por lo cual es posible calcular las corrientes de la máquina eléctrica rotativa basándose en la corriente de bus DC. Una configuración general excepto por la descrita anteriormente es la misma que la configuración según la séptima realización mostrada en la FIG. 20.

Aquí, cuando los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} que cada uno tiene tres valores como se muestra en la FIG. 22 se superponen, respectivamente, mediante un sumador 41 de medios 4 de control mostrado en la FIG. 20, entonces los comandos de voltaje V_{up}^* , V_{vp}^* , y V_{wp}^* , que son las salidas resultantes, tiene formas de onda como se muestran en la FIG. 23(a). Las señales lógicas V_{ul} , V_{vl} , y V_{wl} sacadas del controlador 15 de modulación por ancho de pulsos según los comandos de voltaje V_{up}^* , V_{vp}^* , y V_{wp}^* se muestran en la FIG. 23(b).

De este modo, mediante el uso de los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} que cada uno tiene tres valores, esto es, $+V_h$, $-V_h$, y 0 mostrados en la FIG. 22, es posible superar el problema de la séptima realización, y también es posible reducir el intervalo de detección de las corrientes de la máquina eléctrica rotativa de tres fases al ciclo de conmutación T_c .

Se observa que aun si se utilizan los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} que cada uno tiene tres valores, esto es, $+V_h$, $-V_h$, y 0 mostrados en la FIG. 22, puede haber un caso donde los comandos de voltaje V_{up}^* , V_{vp}^* , y V_{wp}^* se vuelven próximos entre ellos dependiendo de los valores de los voltajes fundamentales V_u^* , V_v^* , y V_w^* , y en consecuencia ocurre un intervalo de conmutación en el cual las corrientes de la máquina eléctrica rotativa no se pueden detectar. En tal caso, es posible detectar las corrientes de la máquina eléctrica rotativa, por ejemplo, mediante la disposición de los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} que cada uno tiene cuatro valores, esto es, $+2V_h$, $+V_h$, $-2V_h$, y $-V_h$, o mediante la disposición de los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} que cada uno tiene una magnitud que cambia de manera continua, tal como una onda seno, esto es, mediante la disposición de los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} que tiene una pluralidad de valores.

Se observa que, en la octava realización para calcular las corrientes de la máquina eléctrica rotativa a partir de la corriente de bus DC I_{dc} , cada uno de los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} tiene tres valores, mientras un ciclo de cada voltaje es siempre establecido a un ciclo $m \cdot T_c$ que es igual a m veces (siendo m un entero igual a tres o más) el ciclo de conmutación T_c . En consecuencia, el cálculo de la estimación de la posición del rotor mediante los medios 3 de estimación de posición no se ve afectado en absoluto. Por lo tanto cuando las corrientes de la máquina eléctrica rotativa se calculan basándose en la corriente de bus DC I_{dc} mediante el uso de los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} , no es necesario montar un sensor de posición, y además, es posible reducir el número de sensores de corriente. Así es posible alcanzar un controlador de la máquina 1 eléctrica rotativa que tenga una configuración simple y barata.

Novena Realización

La FIG. 24 es un diagrama de bloques que muestra un controlador de una máquina eléctrica rotativa según una novena realización de la presente invención. Las partes de componentes que se corresponden con partes de componentes de la séptima realización (FIG. 20) se proporcionan con caracteres de referencia idénticos.

5 El controlador de la máquina eléctrica rotativa según la novena realización está basado en la configuración según la séptima realización (FIG. 20), y además incluye, en unos medios 4 de control, un cambiador 34 de voltajes de detección de posición de forma que se interpone entre un calculador 14 de voltaje de detección de posición y un sumador 41.

10 El cambiador 34 de voltajes de detección de posición recibe los voltajes fundamentales V_u^* , V_v^* , y V_w^* para impulsar la máquina 1 eléctrica rotativa salida del conversor 10 de dos-fases/tres-fases, y cambia, basándose en los voltajes fundamentales V_u^* , V_v^* , y V_w^* , las amplitudes de los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} salida del generador 14 de voltajes de detección de posición, y entonces saca los voltajes de detección de posición cambiados V_{uh2} , V_{vh2} , y V_{wh2} . Los voltajes de detección de posición cambiados V_{uh2} , V_{vh2} , y V_{wh2} salida del cambiador 34 de voltajes de detección de posición son sumados a los voltajes fundamentales V_u^* , V_v^* , y V_w^* por el sumador 41.

15 En el caso de la configuración según la séptima realización (FIG. 20), cuando los valores de los comandos de voltaje V_{up}^* , V_{vp}^* , y V_{wp}^* están próximos o son idénticos entre sí, es extremadamente difícil identificar la fase en la cual una corriente de la máquina eléctrica rotativa que es idéntica a la corriente de bus DC está fluyendo, y en consecuencia un periodo de detección de corrientes se extiende. Además, puede existir la posibilidad de la ocurrencia de un error de detección de corrientes.

20 Para resolver este problema, en la anterior octava realización, es configurada tal que los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} tengan cada uno tres valores, esto es, $+V_h$, $-V_h$, y 0, por lo cual las corrientes de la máquina eléctrica rotativa se pueden calcular basándose en la corriente de bus DC. Por otro lado, en la novena realización, para enfrentar el problema de manera más dinámica que en la octava realización, la amplitud de los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} salida del generador 14 de voltajes de detección de posición son cambiados basándose en los voltajes fundamentales V_u^* , V_v^* , y V_w^* . El principio de operación será descrito a continuación.

25 La FIG. 25 es un diagrama explicativo que muestra una operación del cambiador 34 de voltajes de detección de posición. La FIG. 25(a) muestra formas de onda de salida de los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} salida del generador 14 de voltajes de detección de posición, y la FIG. 25(b) muestra las formas de onda de salida de los voltajes de detección de posición cambiados V_{uh2} , V_{vh2} , y V_{wh2} salida del cambiador 34 de voltajes de detección de posición. Se observa que los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} mostrados en la FIG. 25(a) tiene las mismas formas de onda (ciclo $T_{hv} = 6n \cdot T_c$, $n = 1$) que los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} mostrados en la FIG. 12, respectivamente, y así, K1 a K3 mostrados en la FIG. 12 se corresponden con K1 a K3 mostrados en la FIG. 25, respectivamente.

35 Cuando los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} mostrados en la FIG. 25(a) salida del generador 14 de voltaje de detección de posición son directamente superpuestos a los voltajes fundamentales V_u^* , V_v^* , y V_w^* sin ser cambiados a través del cambiador 34 de voltajes de detección de posición, los resultados tienen las formas de onda mostradas en la FIG. 25(c), que son las mismas formas de onda mostradas en la FIG. 21(a).

40 En la FIG. 25(c), entre los comandos de voltaje V_{up}^* , V_{vp}^* , y V_{wp}^* que son obtenidos mediante la superposición de los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} a los voltajes fundamentales V_u^* , V_v^* , y V_w^* , respectivamente, V_{up}^* y V_{wp}^* están próximos entre sí en un intervalo K1. En consecuencia, el periodo de un intervalo de conmutación T2 se reduce, y se vuelve imposible identificar la fase en la cual una corriente de la máquina eléctrica rotativa que es idéntica a la corriente de bus DC está fluyendo. Además, en un intervalo K2, V_{vp}^* y V_{wp}^* están próximos entre sí, y así el periodo de un intervalo de conmutación T5 se reduce, y se vuelve imposible identificar la fase en la cual una corriente de la máquina eléctrica rotativa que es idéntica a la corriente de bus DC está fluyendo.

45 Así, en la novena realización, calcular por adelantado los periodos de los intervalos de conmutación T1, T2, y similares de los voltajes de detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} , basándose en los voltajes fundamentales V_u^* , V_v^* , y V_w^* , el cambiador 34 de voltajes de detección de posición comprueba si hay o no un estado donde V_{up}^* , V_{vp}^* , y V_{wp}^* estén próximos o sean idénticos entre sí, y así los periodos de los respectivos intervalos de conmutación T1, T2, y similares se reduce, y en consecuencia se vuelve imposible identificar la fase en la cual una corriente de la máquina eléctrica rotativa que es idéntica a la corriente de bus DC está fluyendo (en adelante referida como un estado inidentificable).

55 El estado inidentificable anterior indica un estado donde el periodo de cada uno de los intervalos de conmutación T1, T2, y similares es más corto que un tiempo de cálculo de los medios 30 de cálculo de corriente de la máquina eléctrica rotativa. Además, el periodo de cada uno de los intervalos de conmutación T1, T2 y similares es proporcional a la diferencia en valores de los comandos de voltaje V_{up}^* , V_{vp}^* , y V_{wp}^* . Así, es posible obtener el periodo de cada uno de los intervalos de conmutación T1, T2, y similares a partir de las sumas de los voltajes

fundamentales Vu^* , Vv^* , y Vw^* y los voltajes de detección de posición Vuh , Vvh , y Vwh , respectivamente (= comandos de voltaje Vup^* , Vvp^* , y Vwp^*).

5 Por lo tanto, cuando el periodo de cada uno de los intervalos de conmutación T1, T2 y similares obtenido a través de cálculo es inidentificable, el cambiador 34 de voltajes de detección de posición cambia, en cada ciclo de conmutación T_c , un valor de una amplitud del voltaje de detección de posición Vuh , Vvh , y Vwh por una cantidad de ΔV para evitar el estado inidentificable, de este modo sacando los voltajes de detección de posición cambiados $Vuh2$, $Vvh2$, y $Vwh2$.

10 El cambiador 34 de voltajes de detección de posición cambia un valor de los voltajes de detección de posición Vuh , Vvh , Vwh en un ciclo de conmutación subsecuente tal que el valor cambiado en el ciclo de conmutación precedente es restaurado por una cantidad de ΔV , de este modo sacando los voltajes de detección de posición cambiados $Vuh2$, $Vvh2$, y $Vwh2$. La FIG. 25(d) muestra cambios en los comandos de voltaje Vup^* , Vvp^* , y Vwp^* de las fases respectivas en el caso donde los valores de los voltajes de detección de posición Vuh , Vvh , y Vwh son cambiados de la forma descrita anteriormente.

15 El valor para cambiar los voltajes de detección de posición Vuh , Vvh , y Vwh se calcula y obtiene usando la fórmula (15) a continuación de forma que el periodo de cada uno de los intervalos de conmutación T1, T2, y similares pueda asegurarse que sea un periodo tal que haga posible la identificación de la fase en la cual una corriente de la máquina eléctrica rotativa que es idéntica a la corriente de bus DC está fluyendo, esto es, de forma que el periodo sea igual o mayor que el tiempo de cálculo de los medios 30 de cálculo de corriente de la máquina eléctrica rotativa.

Fórmula 15

20
$$\Delta V \geq K_t \cdot \Delta V_p \quad \dots(15).$$

donde, ΔV : cantidad de cambio del voltaje de detección de posición

K_t : constante proporcional

25 En el caso de la FIG. 25(c), por ejemplo, el cambiador 34 de voltajes de detección de posición obtiene, a través del cálculo, el periodo de cada uno de los intervalos de conmutación T1 y T2, por adelantado, y determina si el intervalo de conmutación T2 es inidentificable o no. Cuando determina que el intervalo de conmutación T2 es inidentificable como tal, para evitar el estado inidentificable, como se indica como un intervalo K1 en la FIG. 25(d), el valor del voltaje de detección de posición Vwh de la fase-W es disminuido por una cantidad ΔV expresada en la Fórmula (16) según la Fórmula (15).

Fórmula 16

30
$$\Delta V = K_t \cdot (V_{up}^* - V_{wp}^*) \quad \dots(16).$$

35 En el intervalo K2 del ciclo de conmutación subsecuente, el valor del voltaje de detección de posición Vwh de la fase-W es aumentado por la cantidad ΔV . Como se muestra en la FIG. 25(c), en el intervalo K2, V_{vp}^* y V_{wp}^* están próximos entre sí, lo que lleva a un estado inidentificable. Así, el voltaje de detección de posición Vwh de la fase-W es aumentado, en el intervalo K2, por la cantidad ΔV que es la cantidad de cambio realizado en el intervalo K1. En consecuencia, es posible evitar el estado inidentificable en el intervalo K2 mostrado en la FIG. 25(d).

40 En un ejemplo mostrado en la FIG. 25(d), el voltaje de detección de posición Vwh del plano-W es cambiado por la cantidad ΔV en los intervalos K1 y K2. Sin embargo, un efecto similar se puede obtener de un caso donde el voltaje de detección de posición Vwh de la fase-W no es cambiado, pero el voltaje de detección de posición Vuh de la fase-U es cambiado por la cantidad ΔV , o un caso donde los valores del voltaje de detección de posición Vwh del plano-W y el voltaje de detección de posición Vuh del plano-U son cambiados (por una cantidad de $\Delta V/2$, respectivamente, por ejemplo) para estar distanciados entre ellos. En este caso, sin embargo, pueden haber un caso donde V_{vp}^* y V_{wp}^* sean mantenidos próximos entre ellos en el intervalo K2, y así, es además necesario cambiar el voltaje de detección de posición Vvh o Vwh de la fase-V o la fase-W.

45 Como se describió anteriormente, en la novena realización, el cambiador 34 de voltajes de detección de posición es dispuesto entre el generador 14 de voltajes de detección de posición y el sumador 41, y con el cambiador 34 de voltajes de detección de posición, la diferencia en los comandos de voltaje V_{up}^* , V_{vp}^* , y V_{wp}^* de las respectivas fases se estima basándose en los valores de los voltajes fundamentales Vu^* , Vv^* , y Vw^* . Basándose en la diferencia estimada en las fases respectivas, si el estado inidentificable está presente o no es determinado, y cuando hay una posibilidad de que el estado inidentificable ocurra, las amplitudes de los voltajes de detección de posición Vuh , Vvh , y Vwh sacados del generador 14 de voltajes de detección de posición son cambiadas.

50 En consecuencia, es posible calcular las corrientes de la máquina eléctrica rotativa basándose en la corriente de bus DC sin deteriorar el rendimiento del impulso de la máquina 1 eléctrica rotativa, y una solución dinámica más puede alcanzarse comparado con el caso de la octava realización. Además, dado que solo las amplitudes de los voltajes de

detección de posición V_{uh} , V_{vh} , y V_{wh} son cambiadas sin cambiar los voltajes fundamentales V_{u^*} , V_{v^*} , y V_{w^*} , es posible calcular las corrientes de la máquina eléctrica rotativa basándose en la corriente de bus DC I_{dc} .

Aplicación industrial

- 5 La presente invención es aplicable a un controlador de una máquina eléctrica rotativa tal como una máquina de inducción, una máquina síncrona, o similar, y es capaz de realizar control de rotación mediante la obtención de información de posición del rotor sin usar un sensor de posición del rotor.

REIVINDICACIONES

1. Un controlador de una máquina eléctrica rotativa que realiza control de rotación de la máquina (1) eléctrica rotativa, que comprende:

- 5 - medios (2) de detección de corrientes configurados para detectar las corrientes de la máquina eléctrica rotativa que fluyen a la máquina eléctrica rotativa;
- medios (3) de estimación de posición configurados para estimar una posición del rotor según las corrientes de la máquina eléctrica rotativa detectadas por los medios (2) de detección de corrientes;
- medios (4) de control configurados para sacar comandos de voltaje según la posición del rotor estimada por los medios (3) de estimación de posición;
- 10 - medios (5) de modulación por ancho de pulsos configurados para sacar señales lógicas que son moduladas por ancho de pulsos basándose en los comandos de voltaje de los medios (4) de control y en un ciclo de conmutación usado para control de modulación por ancho de pulsos; y
- medios (6) de aplicación de voltaje configurados para aplicar voltajes AC para impulsar la máquina (1) eléctrica rotativa según las señales lógicas sacadas por los medios (5) de modulación por ancho de pulsos,
- 15 - donde los comandos de voltaje sacados por los medios (4) de control son obtenidos mediante superposición, en los voltajes fundamentales para impulsar la máquina eléctrica rotativa, de voltajes de detección de posición que cada uno tiene ciclo igual a m veces (siendo m un entero igual a tres o más) el ciclo de conmutación y que son diferentes en fase entre las respectivas fases.

2. El controlador según la reivindicación 1, donde los medios (4) de control incluyen:

- 20 - un generador (14) de voltajes de detección de posición para generar los voltajes de detección de posición; y
- un sumador (41) para superponer los voltajes de detección de posición sacados por el generador (14) de voltajes de detección de posición a los voltajes fundamentales y para sacar los resultados como comandos de voltaje a los medios (5) de modulación por ancho de pulsos.

3. Un controlador de una máquina eléctrica rotativa que realiza control de rotación de la máquina (1) eléctrica rotativa que comprende:

- medios (6) de aplicación de voltaje configurados para aplicar voltajes AC para impulsar la máquina (1) eléctrica rotativa;
- 30 - medios (29) de detección de corrientes de bus configurados para detectar una corriente de bus que fluye entre los medios (6) de aplicación de voltaje y una fuente (28) de voltaje DC que suministra energía DC a los medios (6) de aplicación de voltaje;
- medios (30) de cálculo de corrientes de la máquina eléctrica rotativa configurados para calcular las corrientes de la máquina eléctrica rotativa que fluyen a la máquina eléctrica rotativa;
- 35 - medios (3) de estimación de posición configurados para estimar una posición del rotor según las corrientes de la máquina eléctrica rotativa calculadas por los medios (30) de cálculo de corrientes de la máquina eléctrica rotativa;
- medios (4) de control configurados para sacar comandos de voltaje según la posición del rotor estimada por los medios (3) de estimación de posición; y
- 40 - medios (5) de modulación por ancho de pulsos configurados para sacar señales lógicas que son moduladas por ancho de pulsos basándose en los comandos de voltaje a partir de los medios (4) de control y en un ciclo de conmutación usado para el control de la modulación por ancho de pulsos;
- donde los medios (6) de aplicación de voltaje están configurados para aplicar voltajes AC según las señales lógicas sacadas por los medios (5) de modulación por ancho de pulsos, y los medios (30) de cálculo de corrientes de la máquina eléctrica rotativa está configurados para calcular las corrientes de la máquina eléctrica rotativa según la corriente de bus detectada por los medios (29) de detección de corrientes de bus, y con ambos o cualquiera de las señales lógicas y los comandos de voltaje;
- 45 - donde los comandos de voltaje sacados por los medios (4) de control son obtenidos mediante la superposición, en voltajes fundamentales para impulsar la máquina eléctrica rotativa, voltajes de detección de posición que tiene cada uno un ciclo igual a m veces (siendo m un entero igual a tres o más) el ciclo de conmutación y que son diferentes en fase entre las fases respectivas.
- 50

4. El controlador según la reivindicación 3, donde los medios (4) de control incluyen:
- un generador (14) de voltajes de detección de posición para generar los voltajes de detección de posición; y
 - un sumador (41) para superponer los voltajes de detección de posición sacados por el generador (14) de voltajes de detección de posición a los voltajes fundamentales y para sacar los resultados como comandos de voltaje a los medios (5) de modulación por ancho de pulsos.
5. El controlador según la reivindicación 4, donde los voltajes de detección de posición generados por el generador (14) de voltajes de detección de posición tienen al menos tres amplitudes (+Vh, -Vh, 0) durante un periodo del ciclo de conmutación.
6. El controlador según la reivindicación 4, donde los medios (4) de control incluyen un cambiador (34) de voltajes de detección de posición para estimar la diferencia en los comandos de voltaje de las fases respectivas basándose en los valores de los voltajes fundamentales que cambian las amplitudes de los voltajes de detección de posición generados por el generador (14) de voltajes de detección de posición basándose en la diferencia estimada en las respectivas fases, y que genera voltajes de detección de posición cambiados a ser sacados al sumador.
7. El controlador según cualquiera de las reivindicaciones 2 y 4 a 6, donde un ciclo de cada uno de los voltajes de detección de posición sacados por el generador (14) de voltajes de detección de posición se establece a ser $6n$ veces (siendo n un número natural) el ciclo de conmutación.
8. El controlador según cualquiera de las reivindicaciones 1 y 4 a 7, donde los medios (3) de estimación de posición extraen a partir de las corrientes de la máquina eléctrica rotativa, corrientes alternas de detección de posición que son obtenidas mediante la superposición, en los voltajes fundamentales, de los voltajes de detección de posición o los voltajes de detección de posición cambiados en los cuales la diferencia en los comandos de voltaje de las fases respectivas es estimada basándose en los valores de los voltajes fundamentales, y las amplitudes de los voltajes de detección de posición generados por el generador (14) de voltajes de detección de posición son cambiadas basándose en la diferencia estimada en las fases respectivas, y estima la posición del rotor según las corrientes alternas de detección de posición extraídas.
9. El controlador según la reivindicación 8, donde los medios (3) de estimación de posición incluyen:
- un convertidor (19) de tres-fases/dos-fases para realizar conversión tres-fases/dos-fases de las corrientes de la máquina eléctrica rotativa de tres fases, las corrientes que fluyen a la máquina eléctrica rotativa;
 - un transformador (20) de Fourier para extraer las corrientes alternas de detección de posición a partir de corrientes de dos fases que son sacadas por el convertidor (19) de tres-fases/dos-fases;
 - un multiplicador (21) para hacer el cuadrado de las corrientes alternas de detección de posición de dos fases extraídas por el transformador (20) de Fourier; y
 - una unidad (23) de cálculo de posición para sacar la posición del rotor según las salidas respectivas del multiplicador (21).
10. El controlador según cualquiera de las reivindicaciones 2 y 4 a 9, donde los medios (4) de control tienen una unidad (18) de cálculo de velocidad para calcular una velocidad de rotación de la máquina (1) eléctrica rotativa según la posición del rotor estimada por los medios (3) de estimación de posición, y para causar que el generador (14) de voltajes de detección de posición pare de generar los voltajes de detección de posición cuando la velocidad de rotación calculada por la unidad (18) de cálculo de velocidad sea igual o mayor que un valor predeterminado.

FIG.1

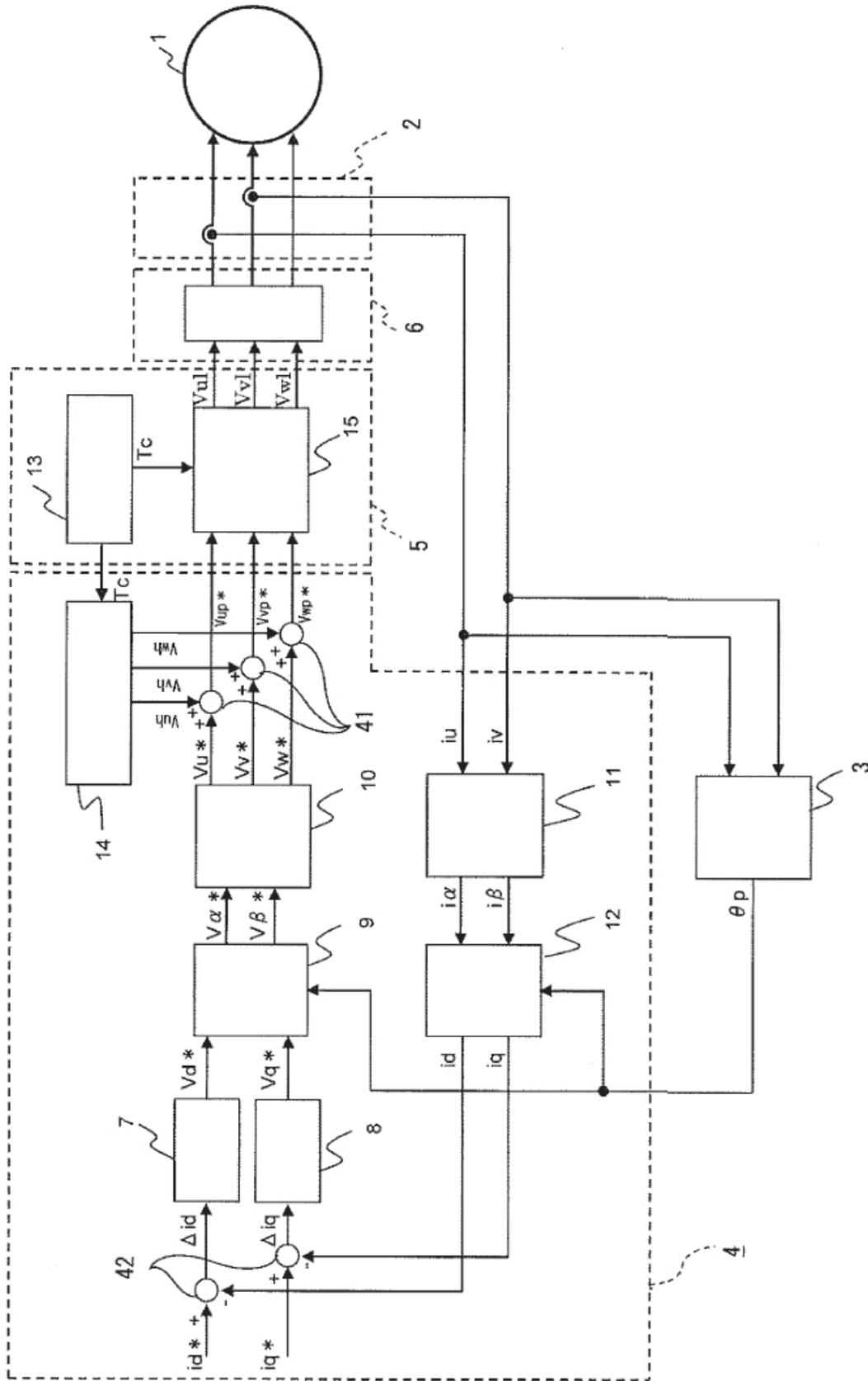


FIG.2

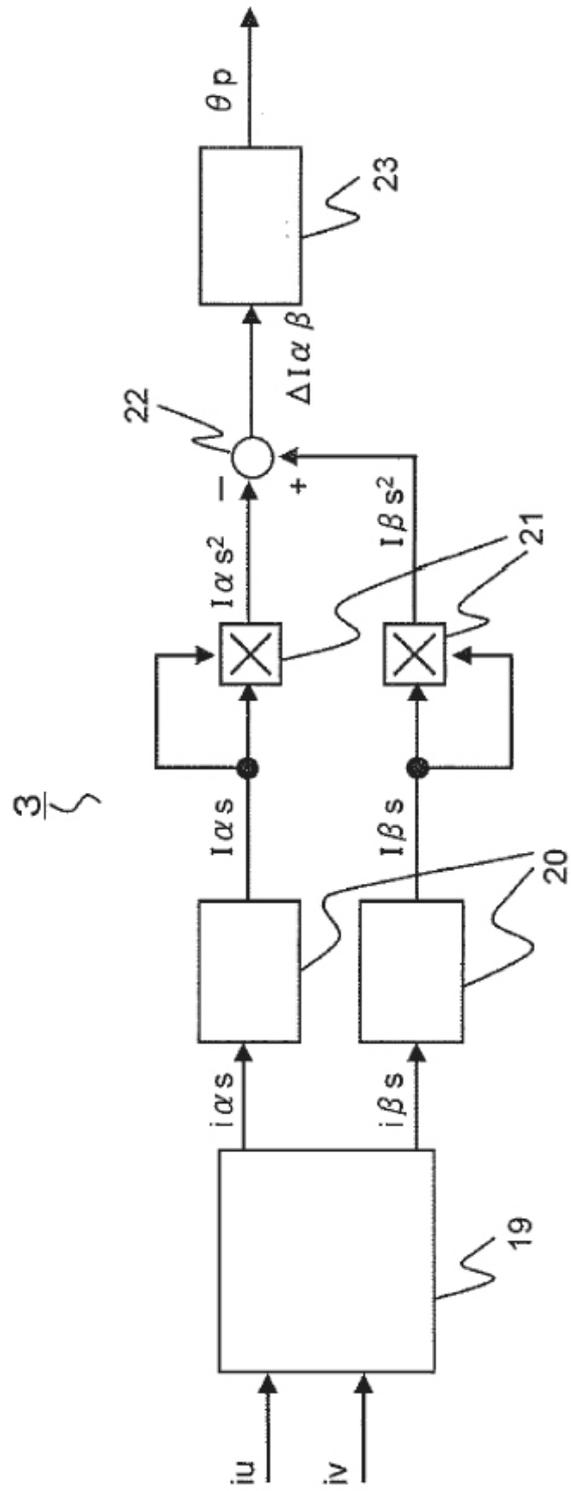
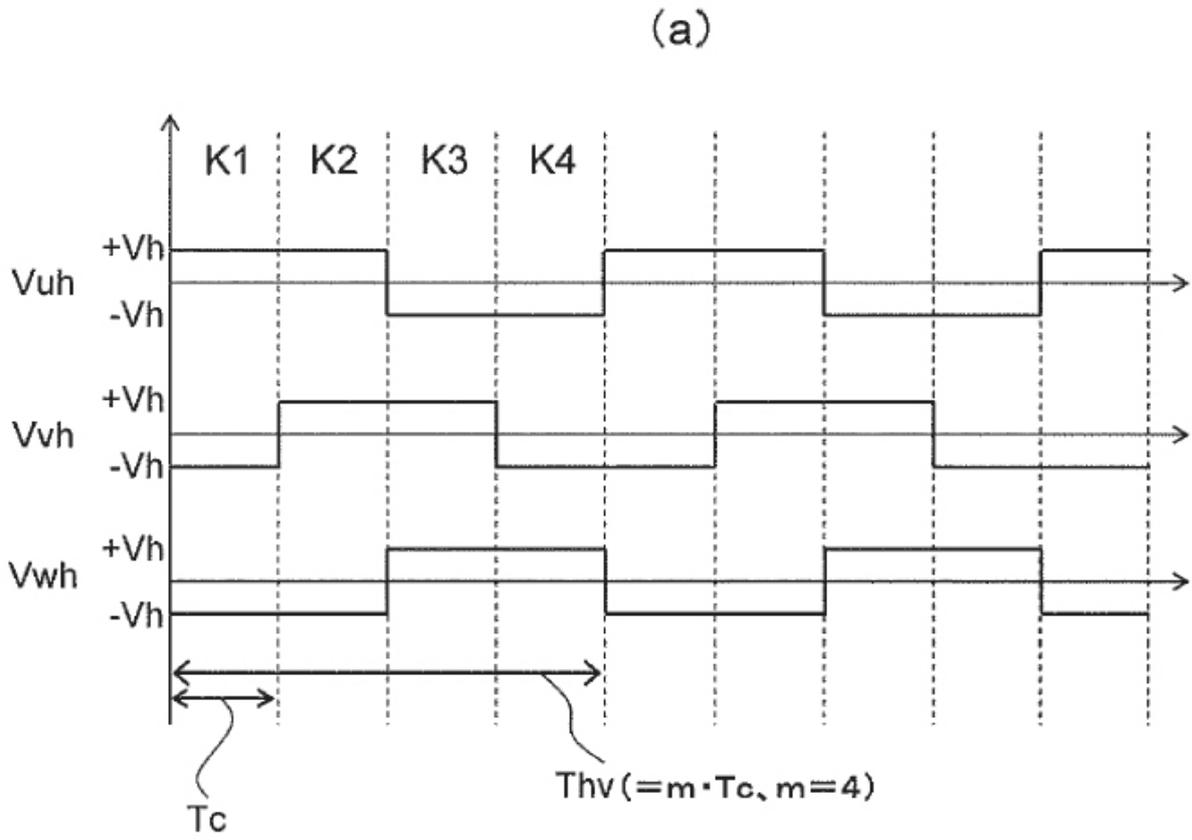


FIG.3



(b)

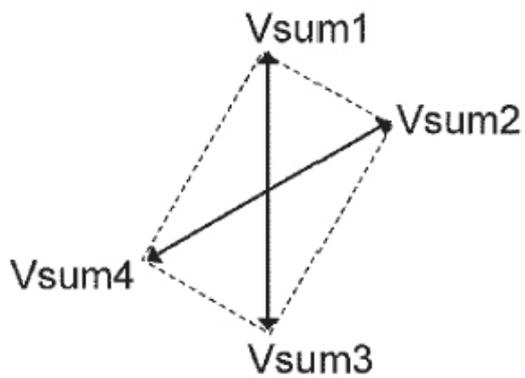


FIG.4

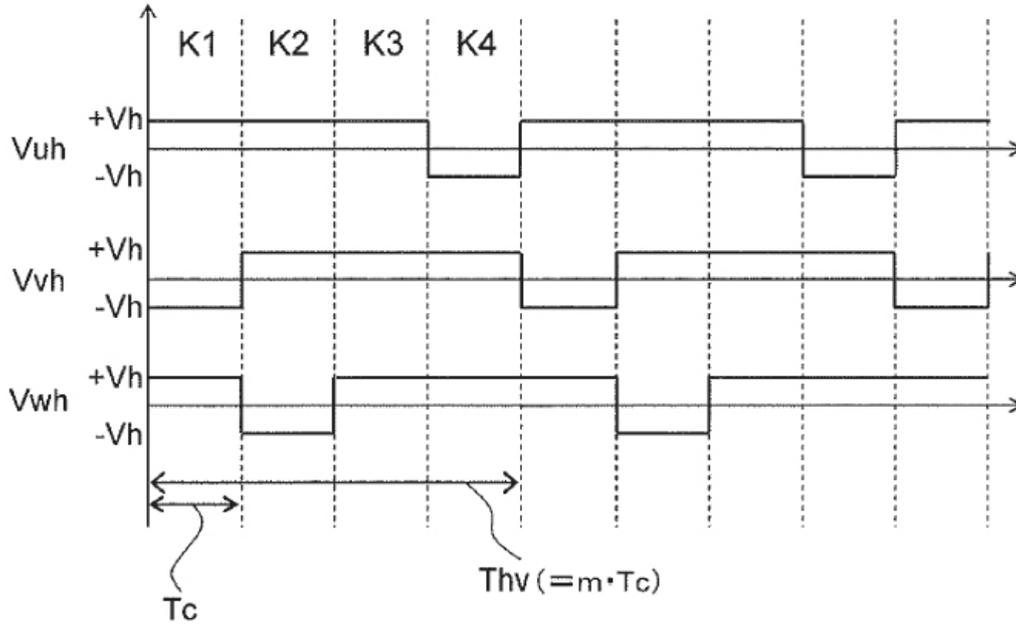


FIG.5

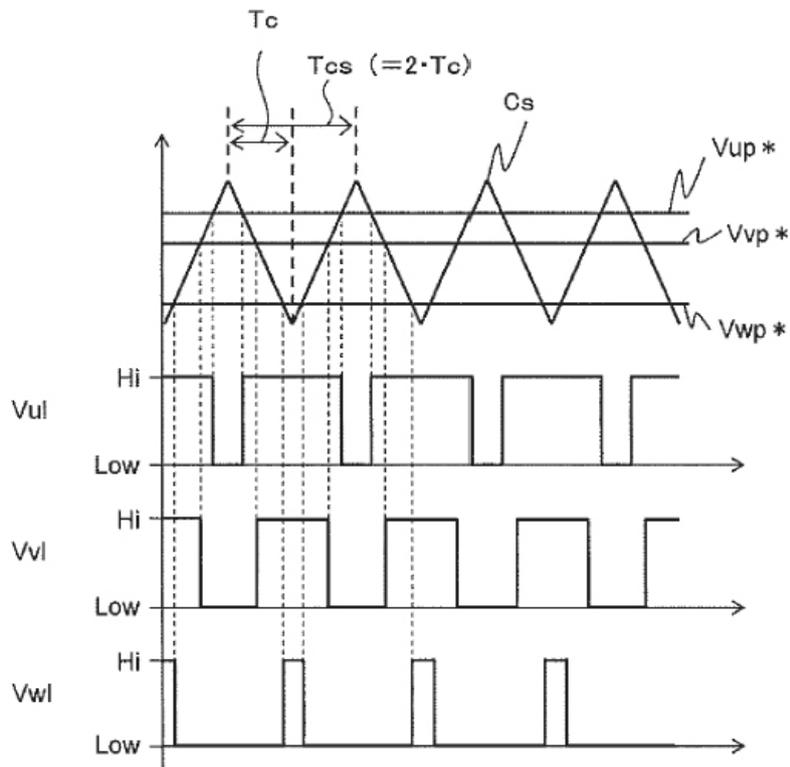


FIG.6

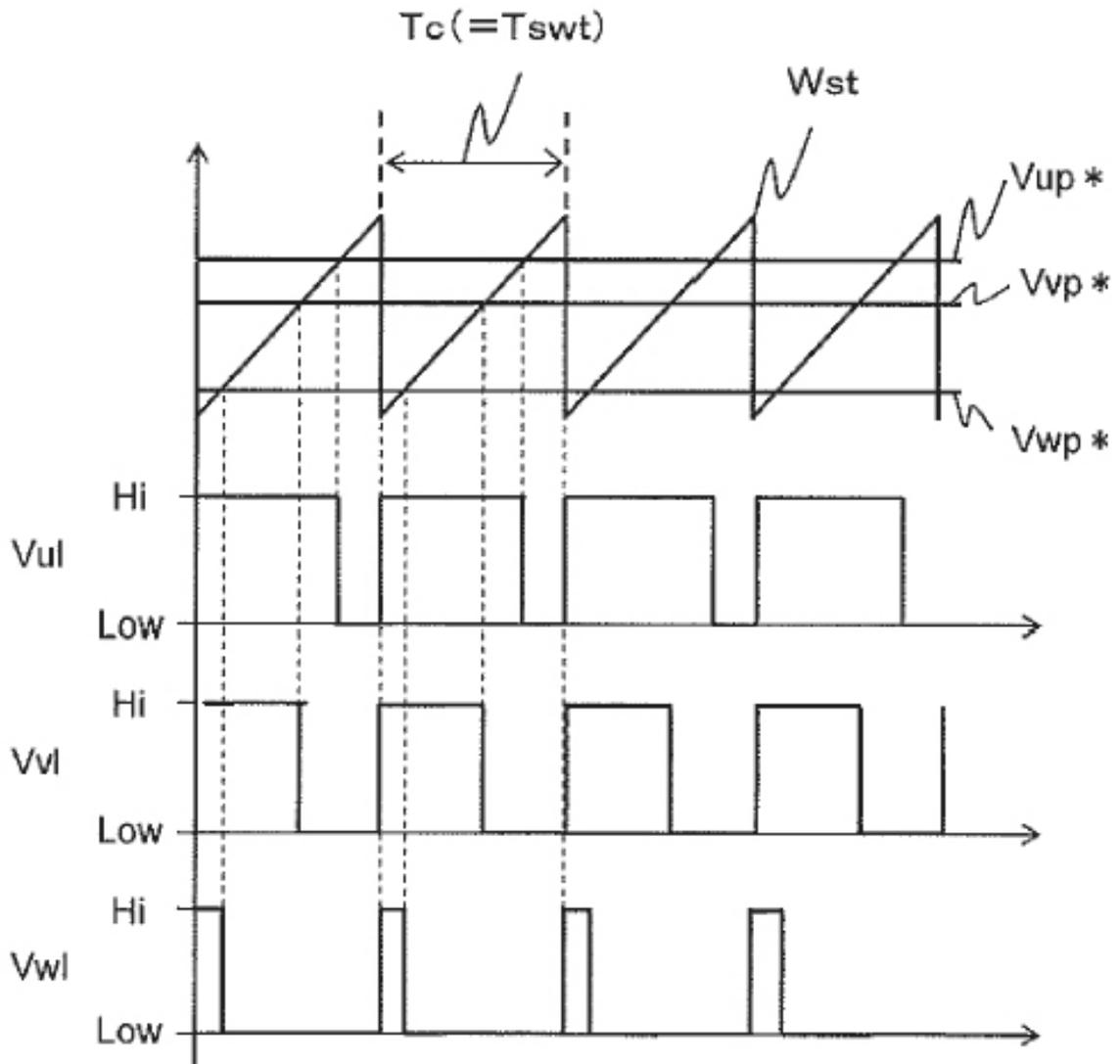
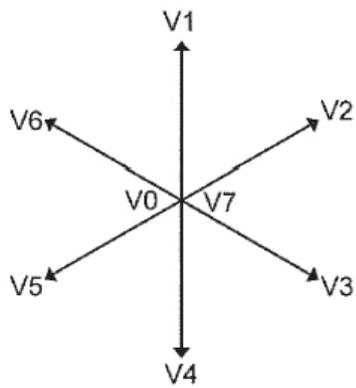


FIG.7

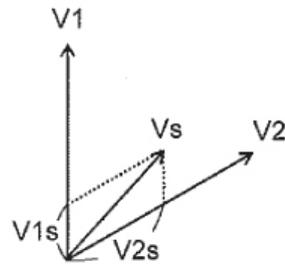
(a)

	V0	V1	V2	V3	V4	V5	V6	V7
Vul	Low	Hi	Hi	Low	Low	Low	Hi	Hi
Vvl	Low	Low	Hi	Hi	Hi	Low	Low	Hi
Vwl	Low	Low	Low	Low	Hi	Hi	Hi	Hi

(b)



(c)



(d)

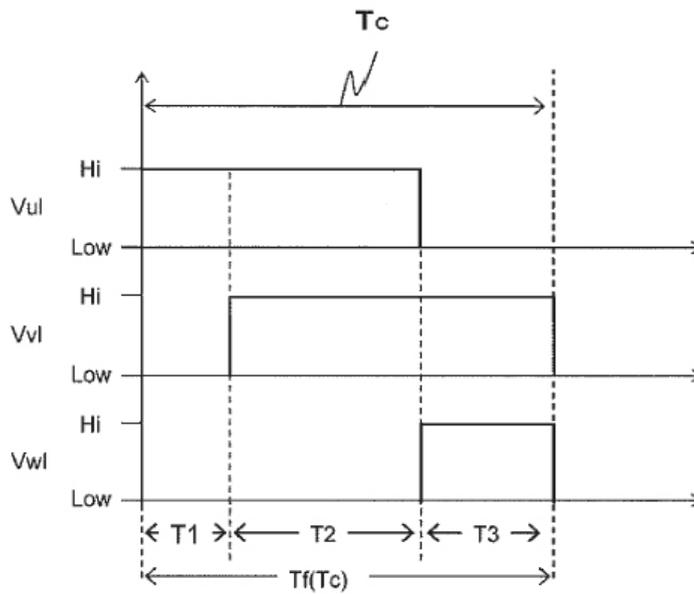


FIG.8

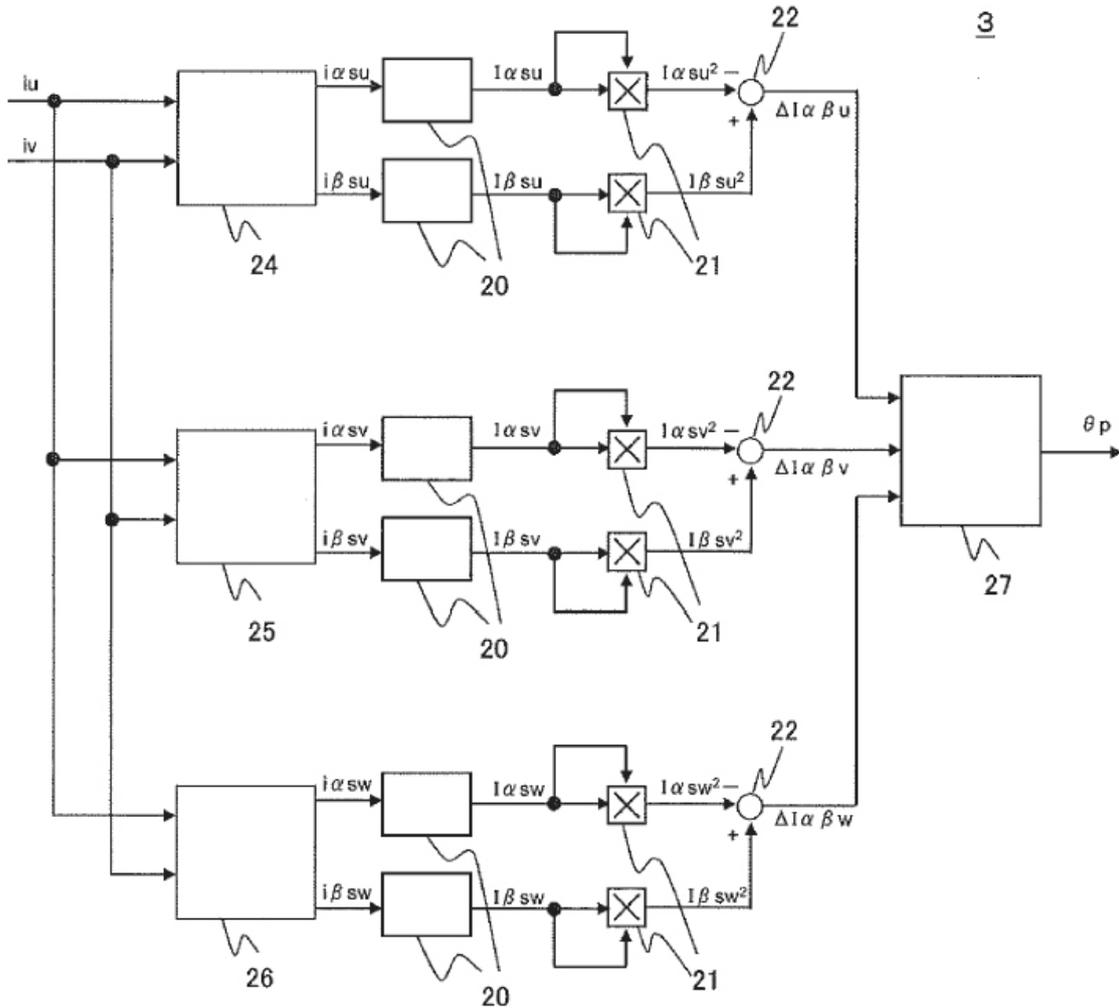


FIG.9

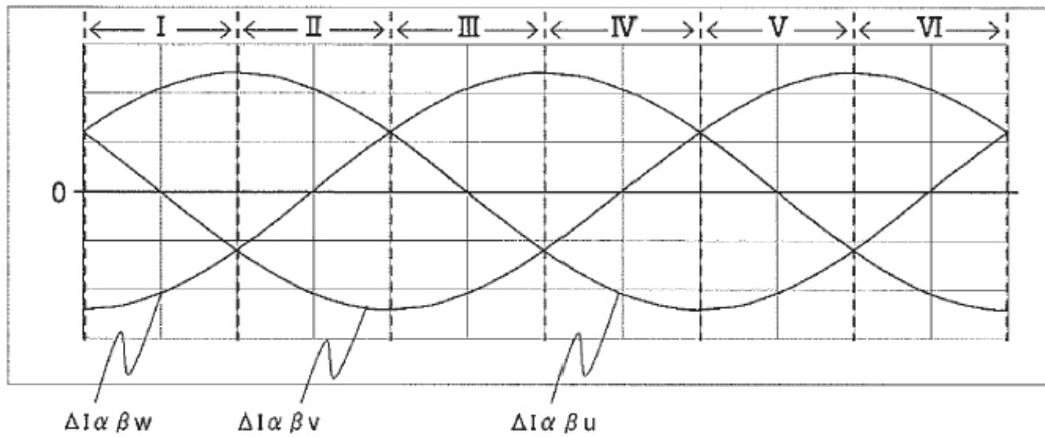


FIG.10

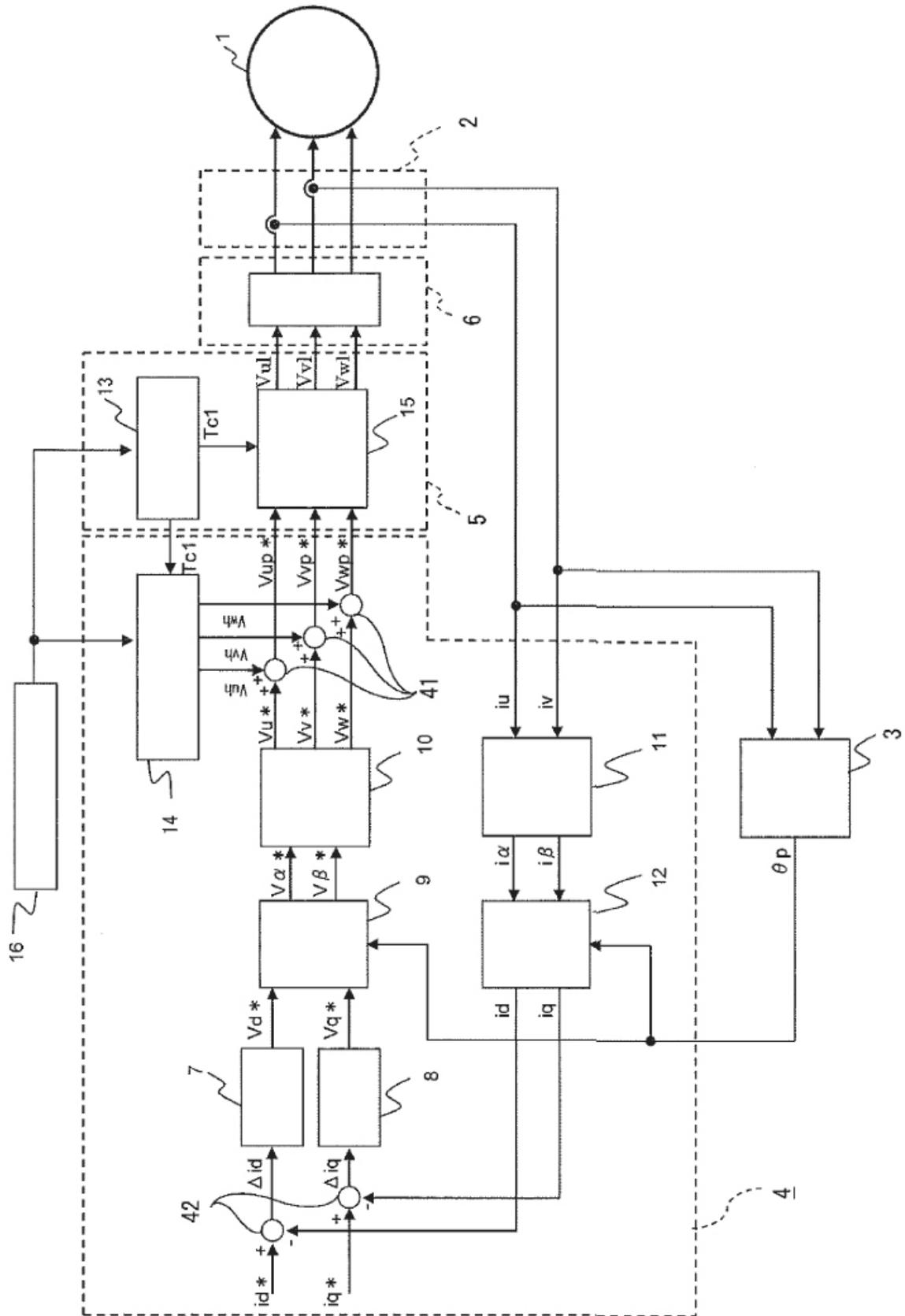


FIG.12

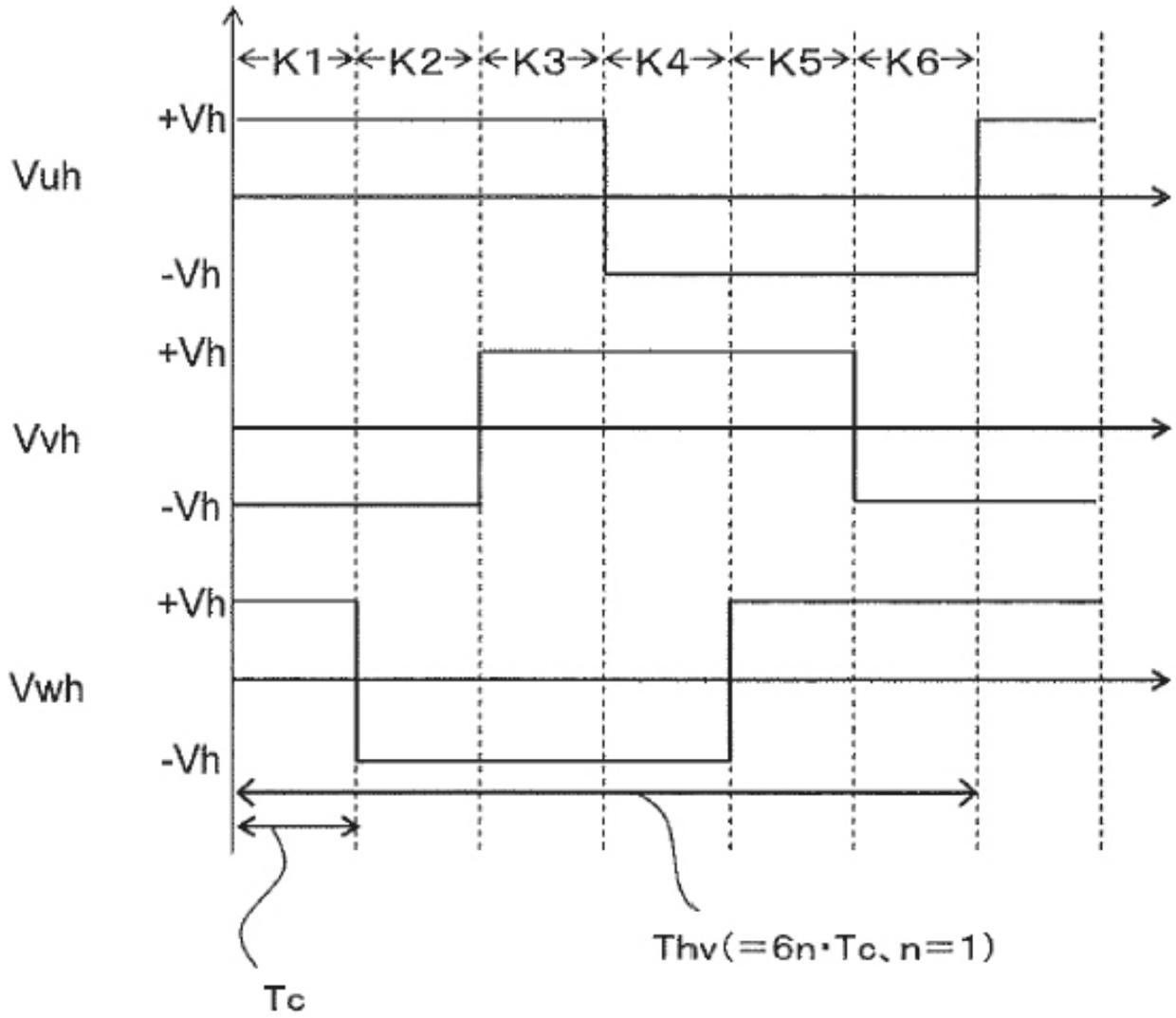


FIG.13

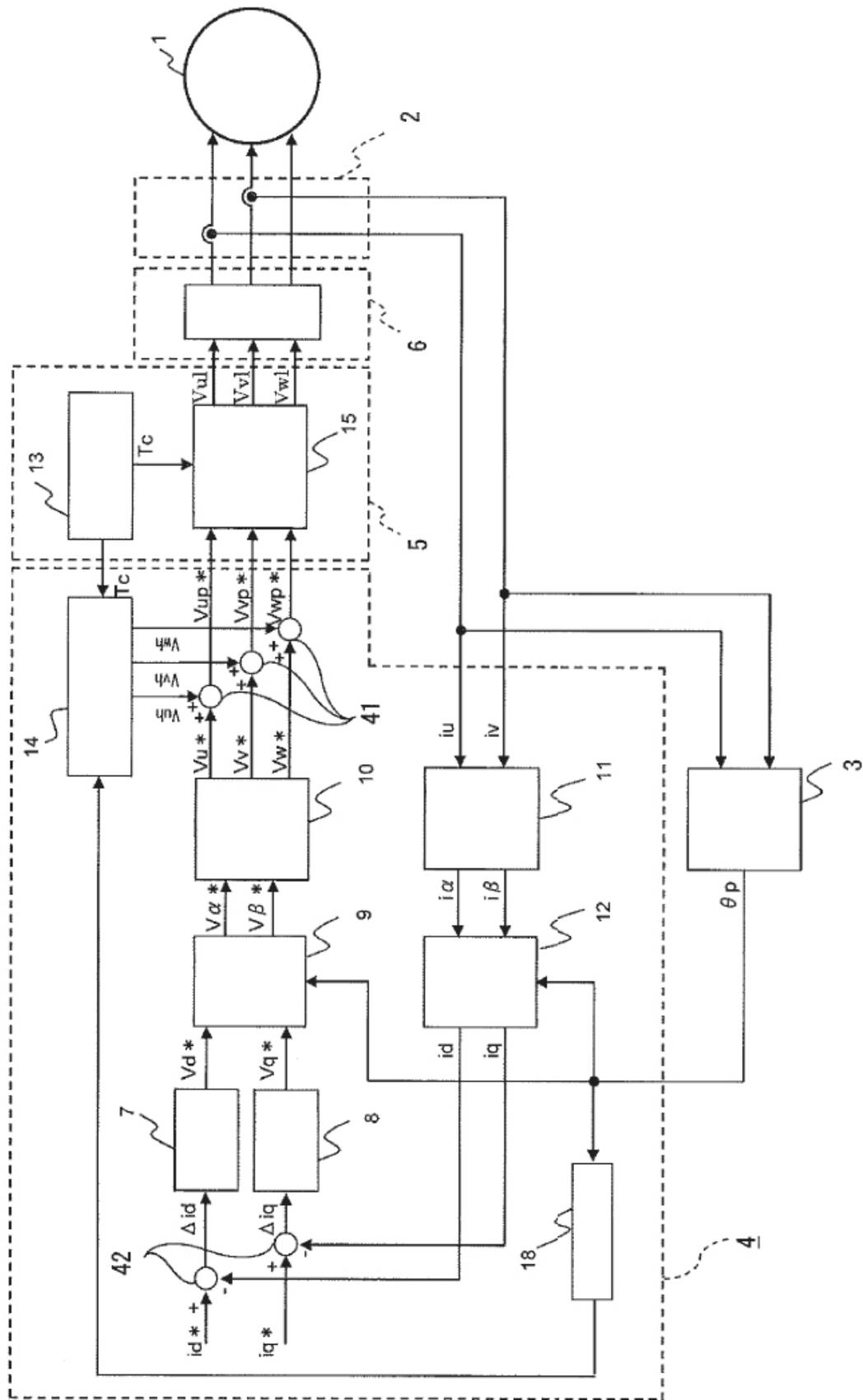


FIG.14

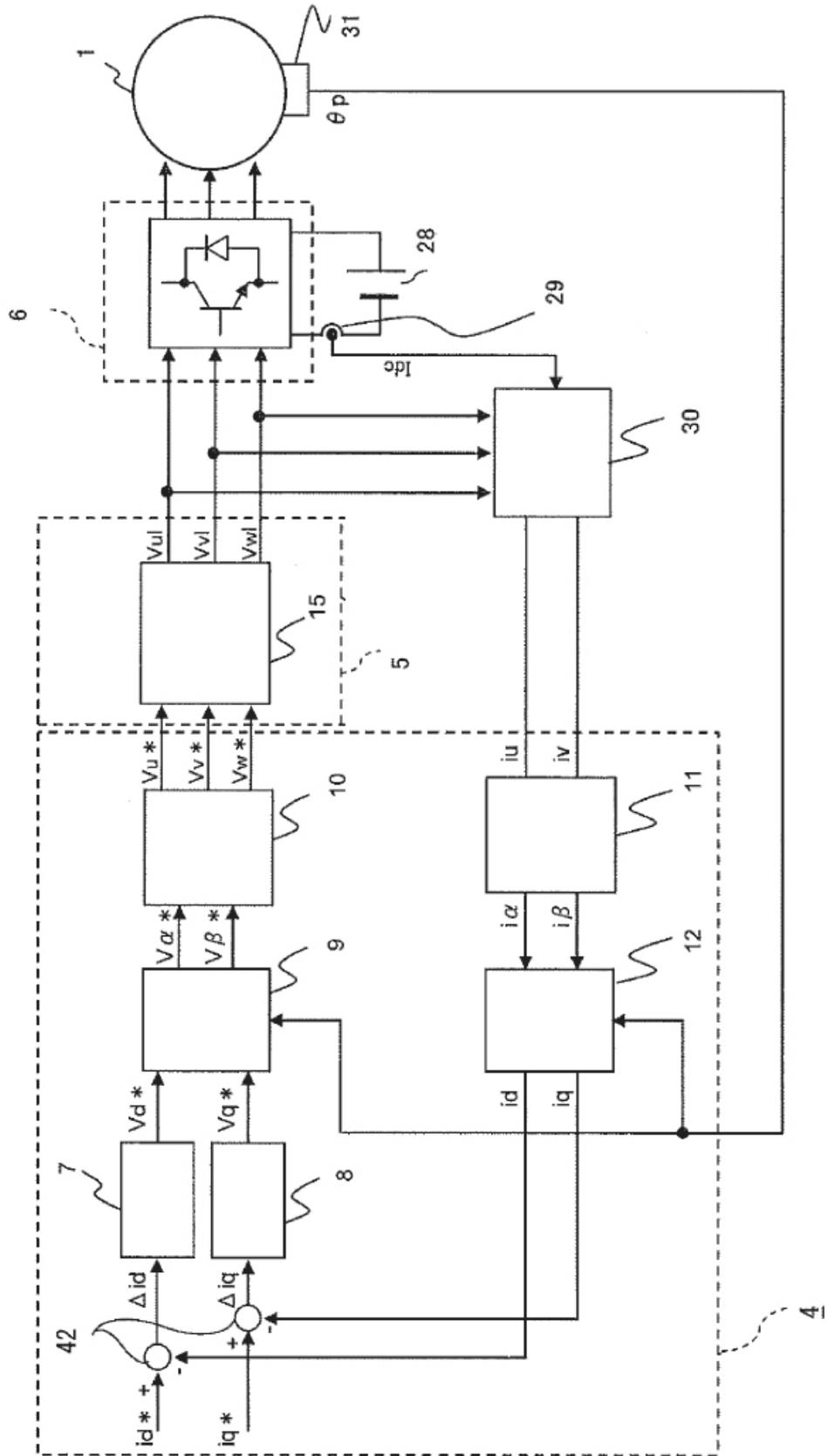
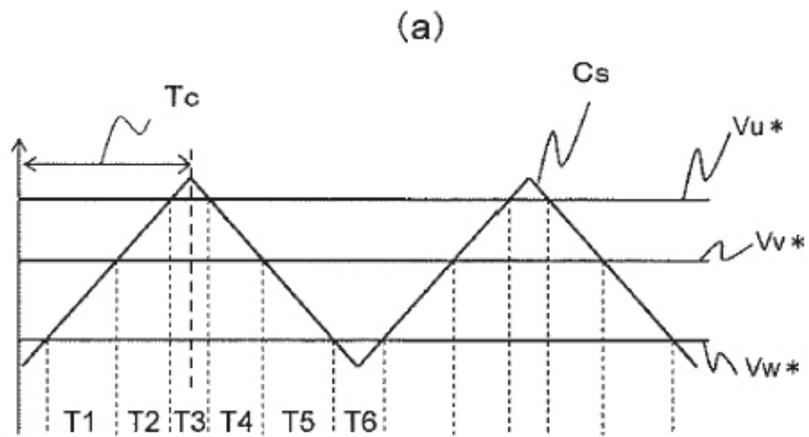


FIG.15



(b)

intervalo de conmutación	T1	T2	T3	T4	T5	T6				
Vul	H		L			H				L
Vvl	H		L			H				L
Vwl	H		L			H				L
fase detectada a partir de la corriente de bus DC	W	U	U	W	W	U	U	W		

※ H: Hi, L: Low

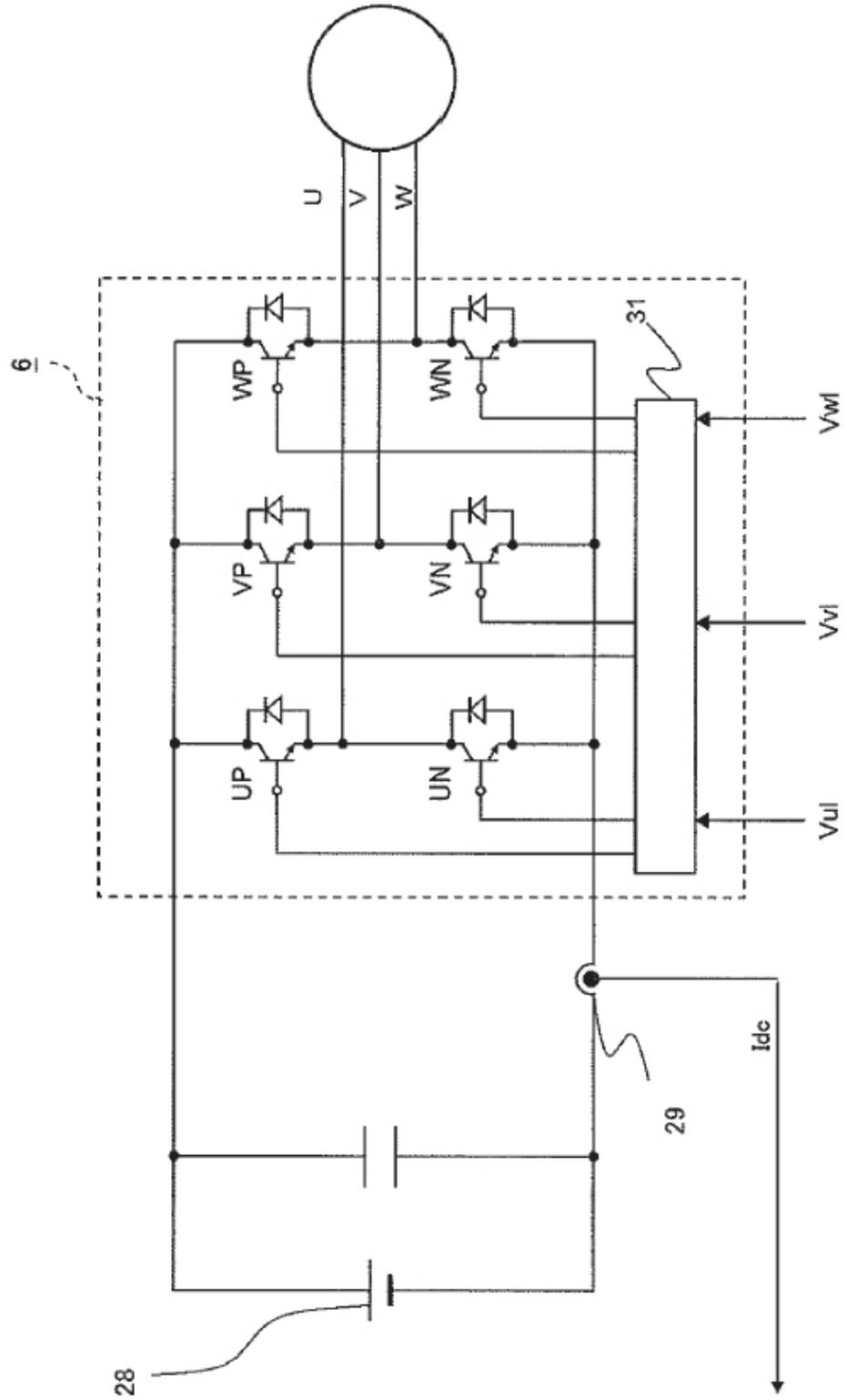


FIG.16

FIG.17

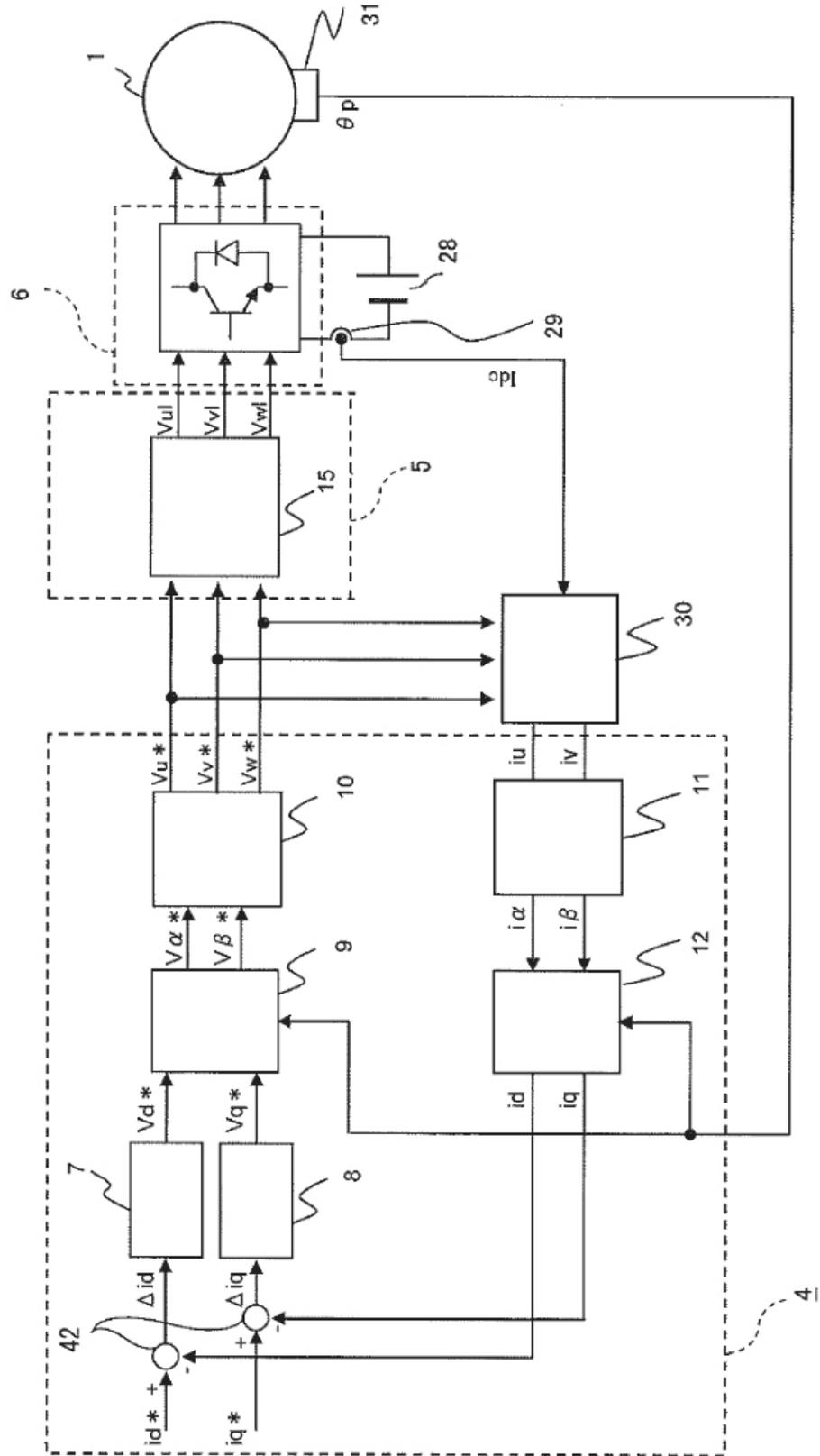
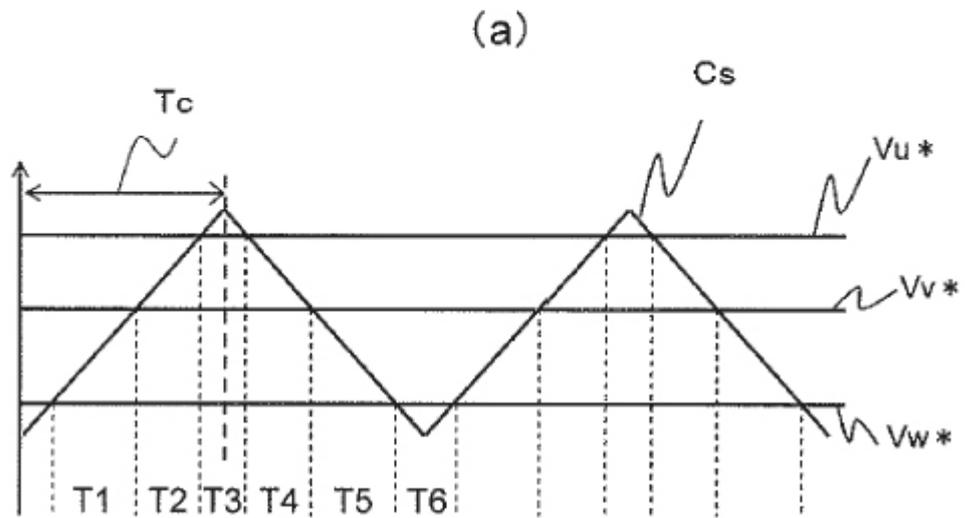


FIG.18

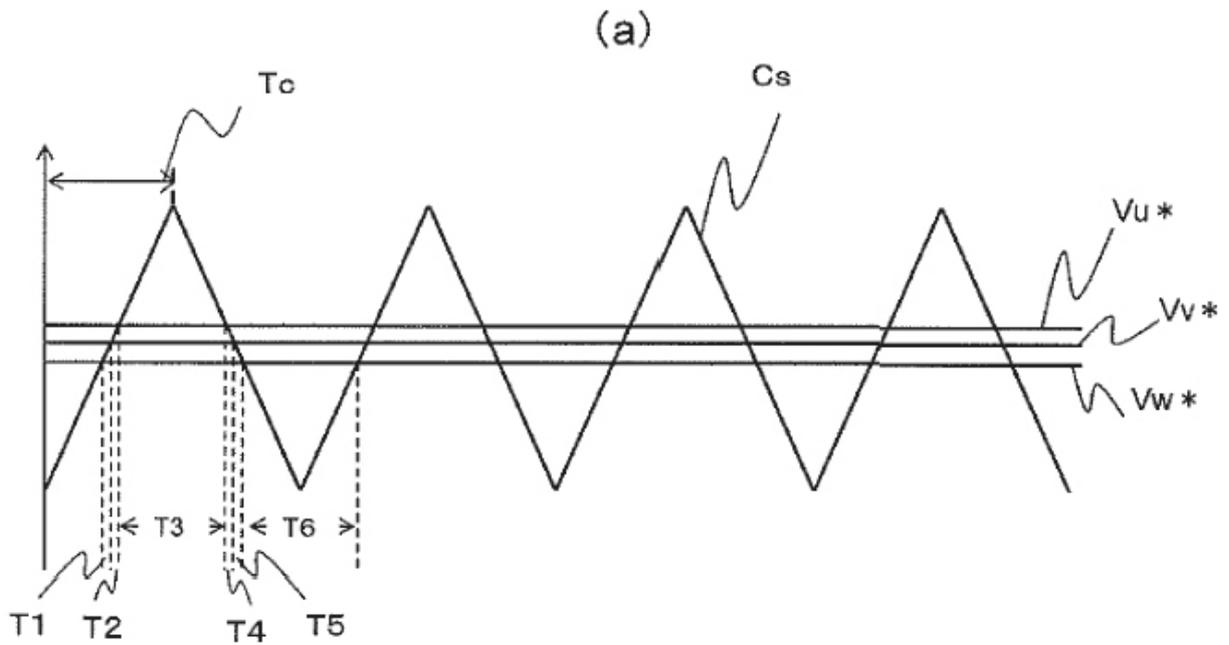


(b)

intervalo de conmutación	T1	T2	T3	T4	T5	T6				
Vul	H		L			H			L	
Vvl	H		L			H			L	
Vwl	H		L			H			L	
fase detectada a partir de la corriente del bus DC	W	U	U	W	W	U	U	W	U	W

※ H:Hi, L:Low

FIG.19



(b)

intervalo de conmutación	T1	T2	T3	T4	T5		
Vul	H	L	L	H	H	L	
Vvl	H	L	L	H	H	L	
Vwl	H	L	L	H	H	L	

※ H: Hi, L: Low

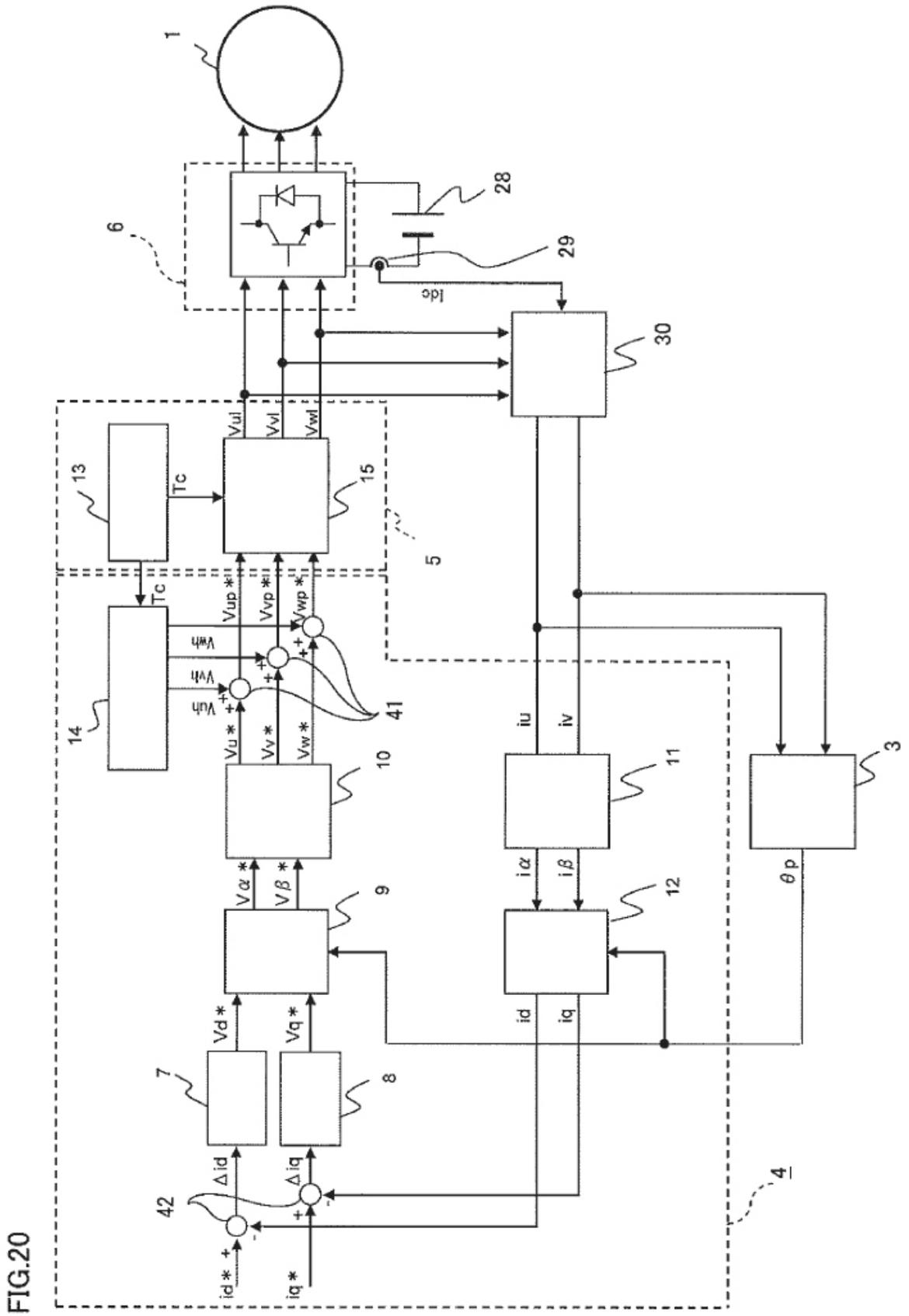


FIG.21

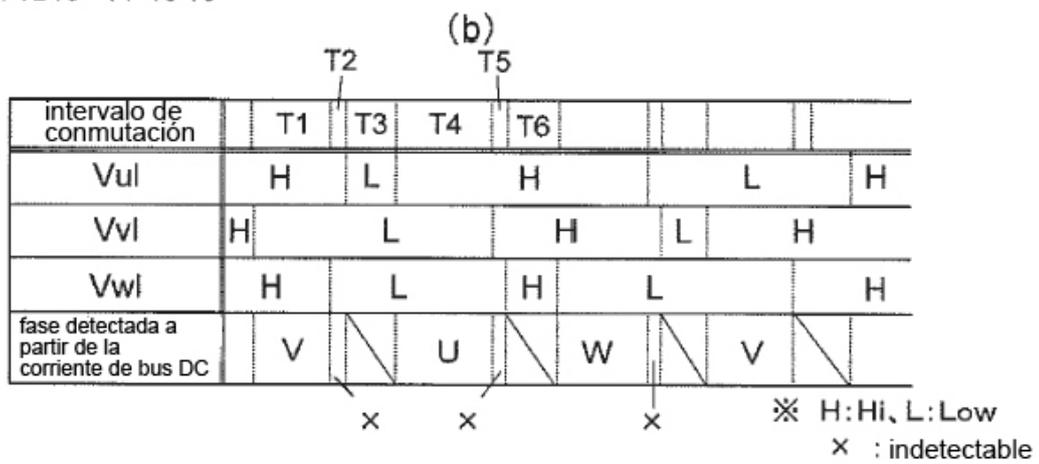
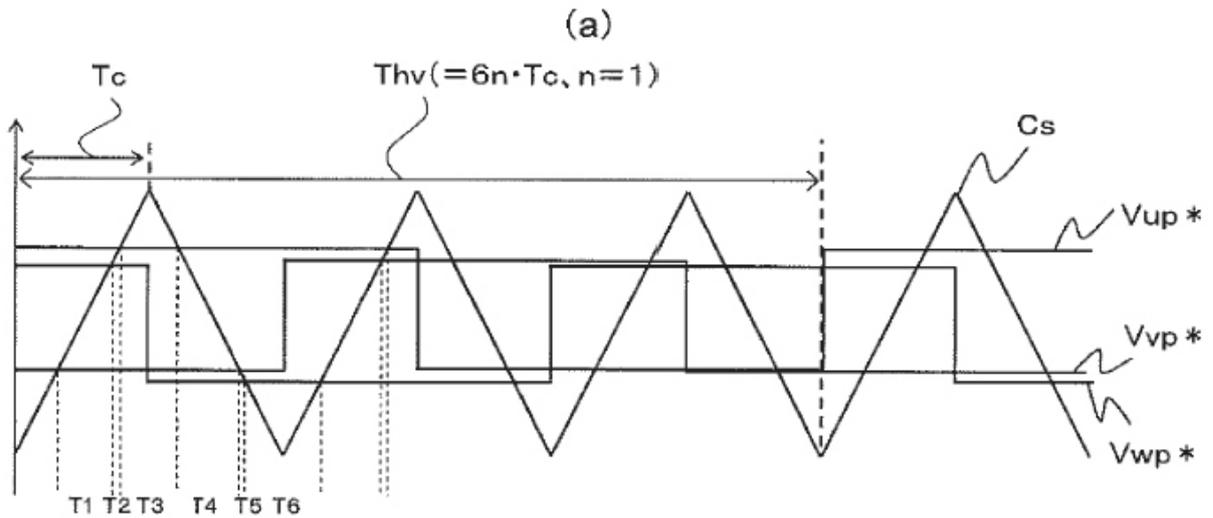


FIG.22

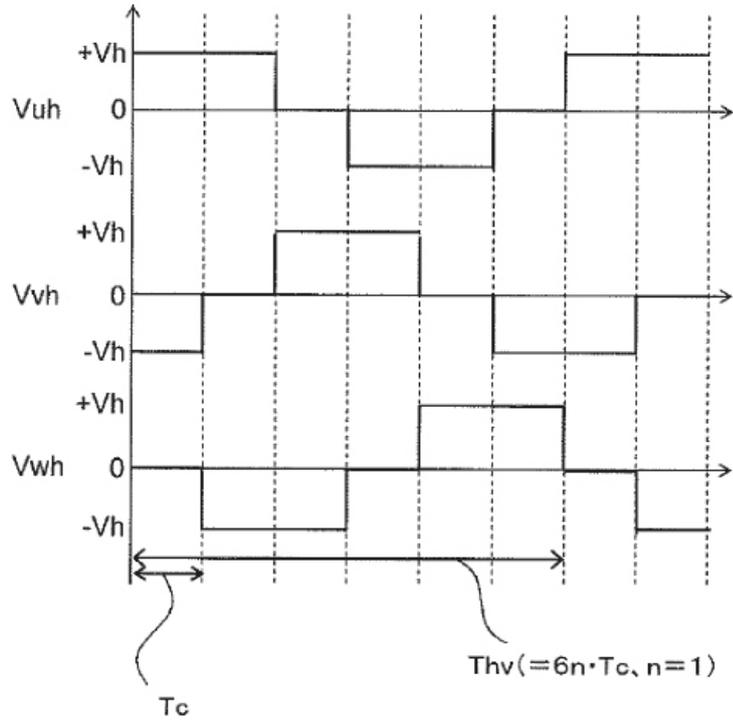
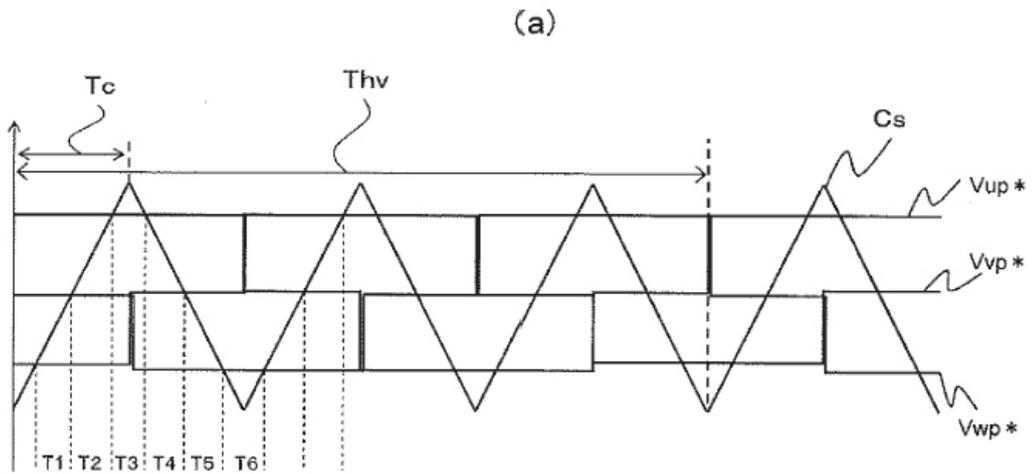


FIG.23



(b)

intervalo de conmutación	T1	T2	T3	T4	T5	T6			
V_{ul}	H		L		H				L
V_{vl}	H		L		H		L		H
V_{wl}	H		L		H		L		
fase detectada a partir de la corriente de bus DC	V	U	U	W	W	V	V		

※ H:Hi, L:Low

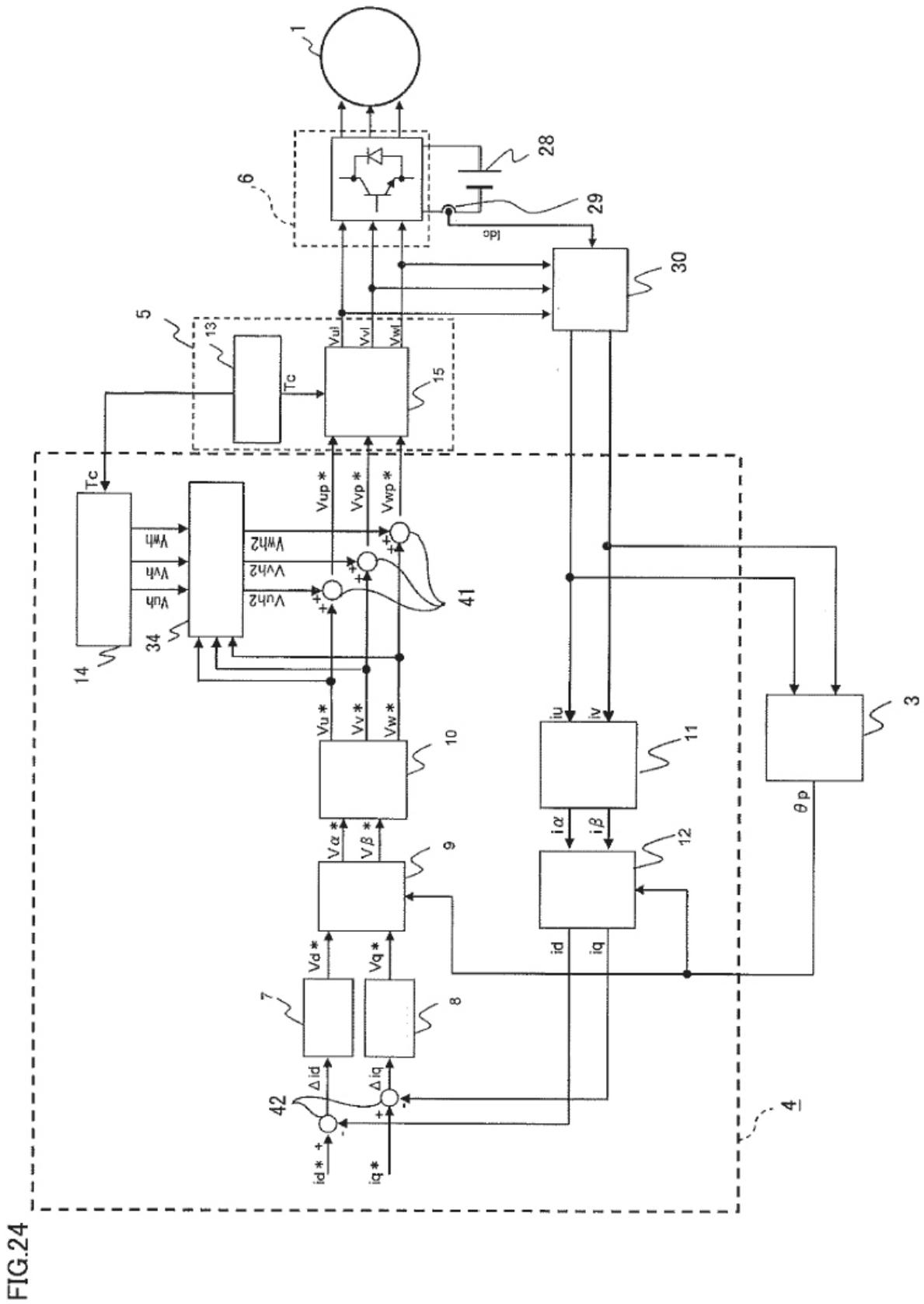


FIG.25

