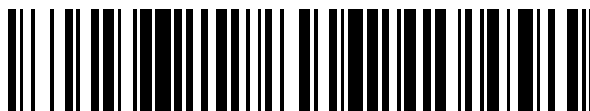


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 769 553**

51 Int. Cl.:

H02P 25/024 (2006.01)

H02P 23/26 (2006.01)

G01R 21/06 (2006.01)

G01R 25/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **18.01.2008** **E 08150388 (0)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **08.01.2020** **EP 1959559**

54 Título: **Método de detección de fase, aparato de detección de fase, método de control de motor síncrono y controlador de motor síncrono**

30 Prioridad:

08.02.2007 JP 2007029620

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

26.06.2020

73 Titular/es:

**FUJITSU GENERAL LIMITED (100.0%)
1116, Suenaga, Takatsu-ku Kawasaki-shi
Kanagawa-ken 213-8502, JP**

72 Inventor/es:

**ICHIKI, SATOSHI y
KAWAGUCHI, NAOKI**

74 Agente/Representante:

ELZABURU, S.L.P

ES 2 769 553 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

Método de detección de fase, aparato de detección de fase, método de control de motor síncrono y controlador de motor síncrono

Antecedentes de la invención**5 1. Campo de la invención**

La presente invención se refiere a un método de detección de fase y a un aparato de detección de fase capaz de detectar fases de una pluralidad de señales de fase en tiempo real, y también a un método de control y a un controlador de motor síncrono para llevar a cabo un control síncrono sin sensores del motor síncrono, usando el mismo.

10 2. Descripción de la técnica relacionada

Un controlador de motor síncrono típico incluye un detector de corriente alterna que detecta la corriente eléctrica de un motor provisto en una de las líneas de alimentación procedente de un circuito inversor al motor, un detector de fase de la corriente del motor que detecta una fase de la corriente del motor en base a una fase de la tensión del motor en el momento del cruce por cero de la corriente, y una unidad de cálculo que calcula un comando de tensión o comando de frecuencia del circuito inversor para que la fase de la corriente del motor sea la misma que la fase de la corriente del motor deseada. Por lo tanto, el circuito inversor se controla en función del resultado del cálculo. En la solicitud de patente japonesa abierta a inspección pública N° H5-236789 se ha descrito un controlador de motor síncrono convencional.

Más aún, está disponible la técnica de control síncrono sin sensores del motor síncrono. Por ejemplo, en el método divulgado en la Solicitud de Patente japonesa abierta a inspección pública No. 2006-223085, se estima la posición de un rotor en base a una ecuación de tensión para el motor. En este método, sin embargo, se requiere una constante del motor altamente precisa, y se necesita llevarse a cabo un control complicado.

En la técnica descrita en la Solicitud de Patente japonesa abierta a inspección pública N° H5-236789, se detecta una diferencia de fase entre la fase de la corriente del motor y la fase de la tensión del motor en el momento del cruce por cero de la corriente, es decir, se lleva a cabo la detección de fase cada 180°. Sin embargo, la detección de fase cada 180° conduce a una precisión de detección deficiente; más aún, no es posible detectar la fase instantánea.

Generalmente, cuando se detecta la diferencia de fase en tiempo real, una señal trifásica se convierte en una señal bifásica para obtener una fase vectorial. Por ejemplo, cuando se lleva a cabo la conversión de trifásica a bifásica con respecto a la señal trifásica que se muestra en la parte superior de la Figura 1, se obtienen formas de onda de una componente en el eje real y una componente en el eje imaginario como se muestra en la parte superior de la Figura 4. Cuando se lleva a cabo la transformación arcotangente utilizando la componente del eje real y la componente del eje imaginario, como se muestra en la parte inferior de la Figura 4, se obtiene una fase vectorial. Sin embargo, en este método convencional, el procesamiento para obtener el resultado de detección es complicado, y cuando se lleva a cabo la detección de fase en tiempo real, se requiere un dispositivo que tenga una gran capacidad de cómputo.

La Solicitud de Patente japonesa abierta a consulta por el público N° 2004-336876 describe una técnica con la que es posible detectar la fase en un momento arbitrario. Incluso este método es un método para detectar fases instantáneas discretas y, por lo tanto, la precisión de detección es pobre y la detección de fases no se puede llevar a cabo en tiempo real. El documento GB 2 429 799 A muestra un método de detección de fase según el preámbulo de la reivindicación 1.

40 Resumen de la invención

Es un objetivo de la presente invención resolver, al menos parcialmente, los problemas de la tecnología convencional.

Según un aspecto de la presente invención, se proporciona el método de detección de fase de la reivindicación 1.

Según una realización preferida, se proporciona el método de detección de fase que incluye la determinación de cuál de las seis secciones continuas, de la primera a la sexta sección, es la sección en la cual la correlación de magnitud de un valor de amplitud de señal de una señal trifásica de entrada de fase R, fase S y fase T toma un valor de la fase R > valor de la fase T > valor de la fase S, un valor de la fase R > valor de la fase S > valor de la fase T, un valor de la fase S > valor de la fase R > valor de la fase T, un valor de la fase S > valor de la fase T > valor de la fase R, un valor de la fase T > valor de la fase S > valor de la fase R y un valor de la fase T > valor de la fase R > valor de la fase S; el cálculo de la primera sección por medio de $((\text{valor de la fase R}) - (\text{valor de la fase T})) / ((\text{valor de la fase R}) - (\text{valor de la fase S}))$, la segunda sección por medio de $((\text{valor de la fase S}) - (\text{valor de la fase T})) / ((\text{valor de la fase R}) - (\text{valor de la fase T}))$, la tercera sección por medio de $((\text{valor de la fase S}) - (\text{valor de la fase R})) / ((\text{valor de la fase S}) - (\text{valor de la fase T}))$, la cuarta sección por medio de $((\text{valor de la fase T}) - (\text{valor de la fase R})) / ((\text{valor de la fase S}) - (\text{valor de la fase R}))$, la quinta sección por medio de $((\text{valor de la fase T}) - (\text{valor de la fase S})) / ((\text{valor de la fase T}) - (\text{valor de la fase R}))$, la sexta sección por $((\text{valor de la fase R}) - (\text{valor de la fase S})) / ((\text{valor de la fase T}) - (\text{valor de la fase S}))$, para obtener un valor de amplitud normalizado, normalizado en cada sección; e incluyendo la segunda salida, la

multiplicación del valor de amplitud normalizado de las secciones primera a sexta, respectivamente, por una fase de 60°, para calcular un valor de fase por medio de la adición de fases de 30°, 90°, 150°, 210°, 270°, y 330°, respectivamente, a los valores multiplicados de las secciones primera a sexta, y cuando el valor de fase de la sexta sección es igual o mayor a 360°, la obtención de un valor de fase mediante la resta de la fase de 360° del valor de la fase, y la generación de una fase vectorial para un ciclo.

Según todavía otro aspecto de la presente invención, se proporciona el aparato de detección de fase de la reivindicación 5.

Según todavía otra realización preferida, se proporciona el aparato de detección de fase que incluye una unidad de determinación de sección que determina cuál de las seis secciones continuas, de la primera a la sexta secciones, es la sección en la cual la correlación de magnitud de un valor de amplitud de la señal de una señal de entrada trifásica de fase R, fase S y fase T toma un valor de la fase R > valor de la fase T > valor de la fase S, un valor de la fase R > valor de la fase S > valor de la fase T, un valor de la fase S > valor de la fase R > valor de la fase T, un valor de la fase S > valor de la fase T > valor de la fase R, un valor de la fase T > valor de la fase S > valor de la fase R y un valor de la fase T > valor de la fase R > valor de la fase S; una unidad de normalización de amplitud que calcula la primera sección por medio de $((\text{valor de la fase R}) - (\text{valor de la fase T})) / ((\text{valor de la fase R}) - (\text{valor de la fase S}))$, la segunda sección por medio de $((\text{valor de la fase S}) - (\text{valor de la fase T})) / ((\text{valor de la fase R}) - (\text{valor de la fase T}))$, la tercera sección por medio de $((\text{valor de la fase S}) - (\text{valor de la fase R})) / ((\text{valor de la fase S}) - (\text{valor de la fase T}))$, la cuarta sección por medio de $((\text{valor de la fase T}) - (\text{valor de la fase R})) / ((\text{valor de la fase S}) - (\text{valor de la fase R}))$, la quinta sección por medio de $((\text{valor de la fase T}) - (\text{valor de la fase S})) / ((\text{valor de la fase T}) - (\text{valor de la fase R}))$, la sexta sección por medio de $((\text{valor de la fase R}) - (\text{valor de la fase S})) / ((\text{valor de la fase T}) - (\text{valor de la fase S}))$, para obtener un valor de amplitud normalizado, normalizado en cada sección; y una unidad de generación de fase que multiplica el valor de amplitud normalizado de las secciones primera a sexta, respectivamente, por una fase de 60°, para calcular un valor de fase mediante la suma de fases de 30°, 90°, 150°, 210°, 270° y 330°, respectivamente, a los valores multiplicados de las secciones primera a sexta, y cuando el valor de fase de la sexta sección es igual o mayor que 360°, obtiene un valor de fase mediante la resta de la fase de 360° del valor de fase, y genera una fase vectorial para un ciclo.

Según todavía otra realización preferida, se proporciona un método de control de motor síncrono que incluye el cálculo de una fase del vector de tensión y una fase del vector de corriente que se aplicará al motor síncrono con base en el método de detección de fase anterior, para calcular un factor de potencia, que es una diferencia de fase entre la fase del vector de tensión y la fase del vector de corriente en tiempo real; y el control del motor síncrono en función del factor de potencia.

Según todavía otra realización preferida, se proporciona un controlador de motor síncrono que incluye un detector de fase de la tensión que obtiene una fase vectorial de la tensión a ser aplicada a un motor síncrono por medio del aparato de detección de fase anterior; un detector de fase de la corriente que obtiene una fase vectorial de la corriente a ser aplicada al motor síncrono por medio del aparato de detección de fase anterior; un calculador de factor de potencia que calcula un factor de potencia, que es una diferencia de fase entre la fase del vector de tensión detectada por el detector de fase de la tensión y la fase del vector de corriente detectada por el detector de fase de la corriente, en tiempo real; y una unidad de control que lleva a cabo un control síncrono en el motor síncrono con base en el factor de potencia obtenido por el calculador del factor de potencia.

Según todavía otra realización preferida, se proporciona un controlador de motor síncrono que incluye un detector de fase de la corriente que obtiene una fase vectorial de la corriente a ser aplicada al motor síncrono por medio del aparato de detección de fase anterior; un calculador de factor de potencia que calcula un factor de potencia, que es una diferencia de fase entre una fase del vector de tensión y la fase del vector de corriente detectada por el detector de fase de la corriente, en tiempo real; y una unidad de control que lleva a cabo un control síncrono con respecto al motor síncrono con base en el factor de potencia obtenido por medio del calculador del factor de potencia. La unidad de control controla la fase del vector de tensión que se introducirá en el calculador del factor de potencia, de modo que la fase es una fase de una señal de control de tensión para generar una señal de CA que se aplicará al motor síncrono.

Los anteriores y otros objetivos, características, ventajas y significados técnico e industrial de esta invención se entenderán mejor mediante la lectura de la siguiente descripción detallada de las realizaciones actualmente preferidas de la invención, cuando se considera en relación con los dibujos adjuntos.

Breve descripción de los dibujos

La Figura 1 es un diagrama esquemático usado para explicar un concepto de un método de detección de fase según una primera realización de la presente invención;

La Figura 2 es un diagrama esquemático para explicar otro concepto del método de detección de fase según la primera realización;

Las Figuras 3A y 3B representan una relación entre una fase y un error detectado por el método de detección de fase según la primera realización;

La Figura 4 es un diagrama esquemático usado para explicar el cálculo de una fase vectorial mediante la realización de la transformación arcotangente usando un componente de eje real y un componente de eje imaginario obtenido por medio de una conversión de tres fases a dos fases;

5 La Figura 5 es un diagrama de circuito de la configuración de un aparato de detección de fase según la primera realización;

La Figura 6 es un diagrama de circuito de la configuración de una modificación del aparato de detección de fase según la primera realización;

La Figura 7 es un diagrama de flujo de un método de detección de fase según una segunda realización de la presente invención;

10 La Figura 8 es un diagrama de flujo de un método de detección de fase según una modificación de la segunda realización;

La Figura 9 representa una relación entre tensión y corriente en un sistema de coordenadas rotacionales;

La Figura 10 representa una relación entre la fluctuación de tensión, la fluctuación de corriente y la fluctuación en la diferencia de fase en el sistema de coordenadas rotacionales;

15 La Figura 11 es un diagrama de bloques de un controlador de motor síncrono según una tercera realización de la presente invención;

La Figura 12 es un diagrama de bloques de una primera modificación del controlador de motor síncrono según la tercera realización;

20 La Figura 13 es un diagrama de bloques de una segunda modificación del controlador de motor síncrono según la tercera realización;

La Figura 14 es un diagrama de bloques de una tercera modificación del controlador de motor síncrono según la tercera realización;

La Figura 15 representa una relación entre un par y un factor de potencia, a la cual la eficiencia en el consumo de energía se convierte en la mayor; y

25 La Figura 16 es un diagrama de bloques de un controlador de motor síncrono según una cuarta realización de la presente invención.

Descripción detallada de las realizaciones preferidas

A continuación, se explicarán en detalle realizaciones ejemplares de la presente invención con referencia a los dibujos adjuntos.

30 Las Figuras 1 y 2 representan un concepto de un método de detección de fase según una primera realización de la presente invención. La parte superior de la Figura 1 representa tres señales de fase de la fase R, la fase S y la fase T. Las señales pueden ser señales de tensión o señales de corriente. Hay seis regiones en las que la correlación de magnitud de las señales de las fases respectivas es diferente. A medida que avanza la fase, se repite la secuencia de señal de la fase R > señal de la fase T > señal de la fase S, señal de la fase R > señal de la fase S > señal de la fase T, señal de la fase S > señal de la fase R > señal de la fase T, señal de la fase S > señal de la fase T > señal de la fase R, señal de la fase T > señal de la fase S > señal de la fase R y señal de la fase T > señal de la fase R > señal de la fase S. Cada vez que la fase avanza en 60°, se produce la variación de la correlación de magnitud, y la correlación de magnitud cambia en un punto en el que intersecan dos cualesquiera de las tres señales de fase.

40 Cuando se asume que estas seis regiones son, respectivamente, las secciones "0" a "5", la fase de las señales trifásicas correspondientes a cada sección es, como se muestra en la parte central de la Figura 1, 30° a 90° en la sección "0", 90° a 150° en la sección "1", 150° a 210° en la sección "2", 210° a 270° en la sección "3", 270° a 330° en la sección "4", 330° a 360° y 0° a 30° en la sección "5".

45 Cuando se observan con atención las secciones respectivas, por ejemplo, la fase T en la sección "0", el valor de la fase intermedia tiene un cambio de forma de onda aproximadamente lineal con respecto al cambio de fase. El cambio de fase se puede obtener como un valor aproximado del cambio del valor de la fase intermedia. Sin embargo, debido a que el valor de la fase intermedia cambia con un cambio de amplitud de las tres fases, el valor aproximado de la fase no puede obtenerse por medio del valor mismo de la fase intermedia.

50 En la primera realización, como se muestra en la parte inferior de la Figura 1, un primer proceso de resta con el fin de restar el menor valor de fase del mayor valor de fase en cada sección, y un segundo proceso de resta con el fin de restar el valor de fase intermedio del mayor valor de fase en las secciones "0", "2" y "4", y una resta del menor valor de fase del valor de fase intermedio en las secciones "1", "3" y "5". El resultado del segundo proceso de resta tiene una relación aproximadamente lineal con respecto al cambio de fase, y el resultado del primer proceso de resta tiene

menos variación con respecto al cambio de fase. Por ejemplo, como se muestra en la parte inferior de la Figura 1, el resultado del segundo proceso de resta, que resta el valor de la fase T del valor de la fase R tiene sustancialmente una característica lineal con respecto al cambio de fase, y el resultado del primer proceso de resta, que resta el valor de la fase S del valor de la fase R, tiene una característica plana que tiene menos variación con respecto al cambio de fase, en la sección "0".

Posteriormente, se lleva a cabo un proceso de normalización en el que el segundo resultado de resta se divide por el primer resultado de resta para cada sección. Por ejemplo, en la sección "0", se lleva a cabo el proceso de normalización haciendo la división $((\text{valor de la fase R}) - (\text{valor de la fase T})) / ((\text{valor de la fase R}) - (\text{valor de la fase S}))$. Como resultado, tal como se muestra en la parte media de la Figura 2, cada sección tiene un valor normalizado, que cambia sustancialmente de forma lineal de 0 a 1 con respecto al cambio de fase y no depende de la amplitud de las tres fases.

Debido a que el ancho de fase de cada sección es de 60° , el valor normalizado se multiplica por 60 para cada sección, y se calcula un valor de fase convertido para cada sección "0" a "5" mediante la adición de la fase 30° , 90° , 150° , 210° , 270° , 330° al valor multiplicado, respectivamente. Cuando el valor de fase de la sección "5" es igual o mayor que 360° , se calcula un valor de fase convertido mediante la resta de la fase 360° del valor de fase, calculando de este modo una fase vectorial de un ciclo. Como resultado, como se muestra en la parte inferior de la Figura 2, se puede obtener una fase vectorial que cambia sustancialmente de forma lineal a 360° con respecto al cambio de fase.

El valor de fase convertido específicamente obtenido para cada 1° en la sección "0" (30° a 90°) es como se muestra en las Figuras 3A y 3B. Por ejemplo, como se muestra en la Figura 4, un error entre un valor de fase verdadero obtenido mediante la realización de una operación de arcotangente y el valor de fase convertido obtenido en la primera realización es tan pequeño como aproximadamente menos de $1,1^\circ$. Del mismo modo, en otras secciones, la precisión es aproximadamente inferior a $1,1^\circ$. En consecuencia, se puede obtener fácilmente la fase vectorial con alta precisión en las secciones completas.

A continuación, se explica un aparato de detección de fase que incorpora el método de detección de fase. La Figura 5 es un diagrama de circuito de la configuración del aparato de detección de fase según la primera realización. Como se muestra en la Figura 5, el aparato de detección de fase incluye una fuente de señal trifásica 1, un circuito de determinación de sección 100, un circuito de resta 101, un circuito de normalización 102 y un circuito de salida de la fase convertida 103.

La fuente de señal trifásica 1 genera señales trifásicas de la fase R, la fase S y la fase T. El circuito de determinación de sección 100 determina a cuál de las seis secciones "0" a "5" pertenecen las señales, en base a la correlación de magnitud de la fase R, la fase S y la fase T, y genera el resultado de la determinación. El circuito de determinación de sección 100 incluye unos comparadores 2 a 4, y cada uno de los comparadores 2 a 4 genera un "1" cuando el valor de la fase R > el valor de la fase S, cuando el valor de la fase S > el valor de la fase T y cuando el valor de la fase T > el valor de la fase R. Unos elementos lógicos NO 5 a 7 conectados en derivación a la salida de los comparadores 2 a 4 generan un "1", respectivamente, cuando el valor de la fase R < valor de la fase S, cuando el valor de la fase S < valor de la fase T, y cuando el valor de la fase T < valor de la fase R. Las salidas de cada uno de los comparadores 2 a 4 y de los elementos lógicos NO 5 a 7 están conectados a los elementos lógicos Y 8 a 13. Las salidas de los elementos lógicos NO 6 y 7 se introducen en el elemento lógico Y 8, y el elemento lógico Y 8 genera un "1" cuando el valor de la fase R > el valor de la fase T > el valor de la fase S, que se encuentra en la sección "0". Las salidas de los comparadores 2 y 3 se introducen en el elemento lógico 9, y el elemento lógico 9 genera un "1" cuando el valor de la fase R > el valor de la fase S > el valor de la fase T, que se encuentra en la sección "1". Las salidas de los elementos lógicos NO 5 y 7 se introducen en el elemento lógico Y 10, y el elemento lógico Y 10 genera un "1" cuando el valor de la fase S > el valor de la fase R > el valor de la fase T, que se encuentra en la sección "2". Las salidas de los comparadores 3 y 4 se introducen en el elemento lógico Y 11, y el elemento lógico Y 11 genera un "1" cuando el valor de la fase S > el valor de la fase T > el valor de la fase R, que se encuentra en la sección "3". Las salidas de los elementos lógicos NO 5 y 6 se introducen en el elemento lógico Y 12, y el elemento lógico Y 12 genera un "1" cuando el valor de la fase T > el valor de la fase S > el valor de la fase R, que se encuentra en la sección "4". Las salidas de los comparadores 2 y 4 se introducen en el elemento lógico Y 13, y el elemento lógico 13 genera un "1" cuando el valor de fase T > valor de fase R > valor de fase S, que se encuentra en la sección "5".

El circuito de resta 101 lleva a cabo el proceso de resta explicado anteriormente con respecto a la parte inferior de la Figura 1 o a la parte superior de la Figura 2. Es decir, el circuito de resta 101 incluye restadores 14 a 16 que llevan a cabo restas $((\text{valor de la fase R}) - (\text{valor de la fase S}))$, $((\text{valor de la fase S}) - (\text{valor de la fase T}))$ y $((\text{valor de la fase T}) - (\text{valor de la fase R}))$, respectivamente. Unos inversores de polaridad 17 a 19 conectados en derivación a los respectivos restadores 14 a 16 multiplican las salidas de los restadores 14 a 16 por (-1) , respectivamente, y generan $((\text{valor de la fase S}) - (\text{valor de la fase R}))$, $((\text{valor de la fase T}) - (\text{valor de la fase S}))$, y $((\text{valor de la fase R}) - (\text{valor de la fase T}))$. Unos multiplicadores 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30 y 31 generan respectivamente el primer resultado de resta y el segundo resultado de resta correspondiente a las secciones "0" a "5" para el circuito de normalización 102. Específicamente, los multiplicadores 20 a 31 multiplican los valores de los respectivos restadores 14 a 16 y los inversores de polaridad 17 a 19 por la salida del circuito de determinación de sección 100, y generan el primer resultado de resta y el segundo resultado de resta solo correspondiente a las secciones "0" a "5", para lo cual se genera un "1" desde el circuito de determinación de sección, hacia el circuito de normalización 102. Por ejemplo,

en el caso de la sección "0", ((valor de la fase R) - (valor de la fase S)) se genera desde el multiplicador 20, ((valor de la fase R) - (valor de la fase T)) se genera desde el multiplicador 21, y no se genera nada desde los otros multiplicadores 22 a 31.

El circuito de normalización 102 lleva a cabo un proceso de normalización de amplitud que se muestra en la parte media de 2. El circuito de normalización 102 tiene sumadores 32 a 37. Los sumadores 32 a 37 tienen una función para generar en paralelo un denominador y un numerador de una división, lo cual es una operación de normalización; los sumadores 32 a 34 generan el denominador, y los sumadores 35 a 37 generan el numerador. Un divisor 38 divide el valor generado en derivación sobre el lado del numerador por el valor generado en derivación sobre el lado del denominador, y genera un resultado del mismo para el circuito de salida de la fase convertida 103 como el valor de amplitud normalizado A. Por ejemplo, en la sección "0", la salida ((valor de la fase R) - (valor de la fase S)) del multiplicador 20 se introduce en el lado del denominador del divisor 38 a través de los sumadores 32 y 34, y la salida ((valor de la fase R) - (valor de la fase T)) del multiplicador 21 se introduce en el lado del numerador del divisor 38 a través de los sumadores 35 y 37, llevando a cabo, de este modo, una operación de normalización de amplitud de la sección "0".

El circuito de salida de la fase convertida 103 genera el valor de la fase convertida mostrado en la parte inferior de la Figura 2. Un multiplicador 39 multiplica el valor de salida normalizado del circuito de normalización 102 por 60 y envía el resultado del mismo a un sumador 49. Por otro lado, las salidas de los elementos lógicos Y 8 a 13 en el circuito de determinación de sección 100 se introducen respectivamente en los multiplicadores 40 a 45. Cuando se envía un "1" desde los respectivos elementos lógicos Y 8 a 13, se generan los valores de 30, 90, 150, 210, 270 y 330 hacia el sumador 49 a través de los sumadores 46 a 48. El sumador 49 suma el valor de salida del multiplicador 39 y el valor de salida de cualquiera de los multiplicadores 40 a 45, y genera el resultado del mismo como un valor de fase convertido B, que es la fase vectorial. Un comparador 50 conectado en derivación al sumador 49 compara la salida del sumador 49 con 360 para determinar si la salida del sumador 49 está por encima de 360. Cuando la salida del sumador 49 está por encima de 360, el comparador 50 genera un "1" para un multiplicador 51, y el multiplicador 51 multiplica el "1" por 360, y genera (-360) para un sumador 52 para ser sumado. Se genera un valor obtenido mediante la resta de 360 del valor de salida del sumador 49 como el valor de fase convertido B. Es decir, se genera el valor de fase convertido B en la sección "5".

En la primera realización, la fase vectorial puede obtenerse en tiempo real con una configuración simple, con una precisión tan alta como un error del valor de la fase vectorial real dentro de aproximadamente 1,1°.

Como se muestra en Figura 6, se puede añadir a la configuración mostrada en la Figura 5, una unidad de corrección 104 que lleva a cabo la corrección de fase con respecto al valor de fase convertido B. Específicamente, se proporciona para todas las secciones una tabla de corrección en la que existe una relación entre el valor de fase convertido y el error que se muestra en las Figuras 3A y 3B, y la unidad de corrección 104 lleva a cabo sumas y restas para eliminar el error. En consecuencia, se puede garantizar en cada sección una característica lineal de la fase, lo que permite, de este modo, una detección altamente precisa de la fase vectorial. Además, cuando se usa la tabla de corrección, en el caso de obtenerse un valor entre los valores almacenados en la tabla de corrección, se puede llevar a cabo una interpolación.

En la segunda resta, el valor de fase intermedio se resta del mayor valor de fase de las secciones "0", "2" y "4", y el menor valor de fase se resta del valor intermedio de fase en las secciones "1", "3" y "5". Sin embargo, la resta en las secciones "0", "2" y "4" y la resta en las secciones "1", "3" y "5" se pueden revertir. Es decir, el menor valor de fase se resta del valor intermedio de fase en las secciones "0", "2" y "4", y el valor intermedio de fase se resta del mayor valor de fase en las secciones "1", "3" y "5". En este caso, el valor de la fase convertida se puede generar, por ejemplo, restando de 1 el segundo resultado de cálculo.

Se ha dado una explicación con tres señales de fase; sin embargo, el número de señales de fase no se limita a tres. En otras palabras, se puede emplear una pluralidad de señales de fase. En este caso, se puede llevar a cabo la división de secciones en una posición en la que dos señales de fase se cruzan entre sí, y, con el fin de obtener el valor normalizado, se puede llevar a cabo la resta capaz de obtener la característica lineal y la resta capaz de obtener la característica sustancialmente plana en cada sección.

A continuación se explica una segunda realización de la presente invención. En la primera realización, el aparato de detección de fase está construido por medio de hardware. En la segunda realización, sin embargo, se lleva a cabo el método de detección de fase descrito en la primera realización mediante software. El software se almacena como un programa de computadora en una memoria de solo lectura (ROM) o en una memoria de acceso aleatorio (RAM), leída y ejecutada por una unidad central de procesamiento (CPU), y llevada a cabo por un microprocesador o un elemento similar.

La Figura 7 es un diagrama de flujo del método de detección de fase según la segunda realización. Para empezar, se leen los valores de la fase R, la fase S y la fase T de la fuente de señal trifásica 1 (paso S 101), y se determinan seis correlaciones de magnitud en función de los tres valores leídos (paso S 102).

En el caso de la correlación de magnitud (sección "0") del valor de la fase R > valor de la fase T > valor de la fase S, se obtiene un valor de amplitud normalizado $P0 = (R - T) / (R - S)$ (paso S 103), se obtiene un valor de fase

convertido $Ph = 30 + P0 \times 60$ (etapa S 104), y se genera el valor de fase convertido obtenido Ph como la fase vectorial.

En el caso de la correlación de magnitud (sección "1") del valor de la fase $R > \text{valor de la fase } S > \text{valor de la fase } T$, se obtiene un valor de amplitud normalizado $P1 = (S - T) / (R - T)$ (paso S 105), se obtiene un valor de fase convertido $Ph = 90 + P1 \times 60$ (paso S 106), y se genera el valor de fase convertido obtenido Ph como la fase vectorial.

En el caso de la correlación de magnitud (sección "2") del valor de la fase $S > \text{valor de la fase } R > \text{valor de la fase } T$, se obtiene un valor de amplitud normalizado $P2 = (S - R) / (S - T)$ (paso S 107), se obtiene un valor de fase convertido $Ph = 150 + P2 \times 60$ (paso S 108), y se genera el valor de fase convertido obtenido Ph como la fase vectorial.

En el caso de la correlación de magnitud (sección "3") del valor de la fase $S > \text{valor de la fase } T > \text{valor de la fase } R$, se obtiene un valor de amplitud normalizado $P3 = (T - R) / (S - R)$ (paso S 109), se obtiene un valor de fase convertido $Ph = 210 + P3 \times 60$ (paso S 110), y se genera el valor de fase convertido obtenido Ph como la fase vectorial.

En el caso de la correlación de magnitud (sección "4") del valor de la fase $T > \text{valor de la fase } S > \text{valor de la fase } R$, se obtiene un valor de amplitud normalizado $P4 = (T - S) / (T - R)$ (paso S 111), se obtiene un valor de fase convertido $Ph = 270 + P4 \times 60$ (paso S 112), y se genera el valor de fase convertido obtenido Ph como la fase vectorial.

En el caso de la correlación de magnitud (sección "5") del valor de la fase $T > \text{valor de la fase } R > \text{valor de la fase } S$, se obtiene un valor de amplitud normalizado $P5 = (R - S) / (T - S)$ (paso S 113), se obtiene un valor de fase convertido $Ph = 330 + P5 \times 60$ (paso S 114). Se determina si el valor de fase convertido obtenido Ph es igual o mayor que 360 (paso S 115). Cuando el valor de fase convertido obtenido Ph es igual o mayor que 360, se resta 360 del valor de fase convertido Ph (paso S 116) para generar el valor de fase convertido Ph restado como la fase vectorial. Cuando el valor de fase convertido obtenido Ph es menor que 360, se genera el valor de fase convertido Ph como la fase vectorial.

Como se muestra en la Figura 8, se puede llevar a cabo un proceso de corrección para corregir un error del valor de fase convertido Ph obtenido por el procedimiento que se muestra en la Figura 7 (paso S 201), para generar el valor corregido como la fase vectorial. El proceso de corrección se lleva a cabo utilizando la tabla de corrección como en la unidad de corrección 104 mostrada en la Figura 6. En consecuencia, se puede llevar a cabo la detección de fase de alta precisión en tiempo real con una configuración simple.

A continuación se explica una tercera realización de la presente invención. La tercera realización realiza un controlador de motor síncrono que usa el aparato de detección de fase o el método de detección de fase descrito en la primera y segunda realizaciones.

Se explica el motor síncrono durante una operación síncrona, por ejemplo, un motor de imán permanente (PM). La Figura 9 es un diagrama vectorial de tensión inducida, corriente y tensión en un sistema de coordenadas rotacionales del motor PM durante una operación síncrona. L_d indica la reactancia en el eje d, L_q indica la reactancia en el eje q, Φ indica una constante de tensión inducida del motor, I indica corriente y V indica tensión. ϕ_I indica la fase de la corriente, ϕ_V indica la fase de la tensión, ϕ_{pf} indica una diferencia de fase entre corriente y tensión y expresa un factor de potencia. El par aplicado se indica como T .

Con referencia a la Figura 9, dado que $\phi_I = \arctan (I_q / I_d)$ y $\phi_V = \arctan ((\Phi + L_d I_d) / L_q I_q)$, existen las siguientes relaciones:

$$\phi_{pf} = \phi_V - \phi_I = \arctan ((\Phi + L_d I_d) / L_q I_q) - \arctan (I_q / I_d) \quad (1)$$

$$V = \omega ((\Phi + L_d I_d) / L_q I_q)^2 + (L_q I_q)^2)^{1/2} \quad (2)$$

$$T = \Phi I_q + (L_d - L_q) I_d I_q \text{ (donde } T \text{ es par)} \quad (3)$$

Si las ecuaciones (1) a (3) se establecen de forma continua y simultánea durante una operación, la sincronización también continua. Durante la operación, se determina el par T según una carga; sin embargo, es constante en un corto período de tiempo. Una frecuencia angular ω también es constante en un corto período de tiempo. Si aquí se asume que el factor de potencia ϕ_{pf} es constante, I_d e I_q se determinan de manera única según las ecuaciones (1) y (3), y la magnitud de la tensión V se determina de manera única. En consecuencia, si puede controlarse la tensión V de modo que la ecuación (2) se establezca con respecto al factor de potencia ϕ_{pf} , se pueden establecer las ecuaciones (1) y (3) durante la operación, y la sincronización de la operación continúa.

El diagrama vectorial que se muestra en la Figura 9 es un sistema de coordenadas rotacionales. Sin embargo, debido a que el factor de potencia ϕ_{pf} es una diferencia de fase relativa entre la tensión y la corriente, no necesita ser una diferencia de fase del sistema de coordenadas rotacionales, y puede ser detectado de manera similar por un sistema

de coordenadas fijas. La magnitud de la tensión V también puede ser detectada por el sistema de coordenadas fijas, debido a que es invariable en el sistema de coordenadas rotacionales y en el sistema de coordenadas fijas.

Por lo tanto, se habilita la sincronización de la operación mediante el control de la amplitud de la tensión en función del factor de potencia detectado por el sistema de coordenadas fijas. Es decir, se habilita una operación síncrona sin sensores, sin requerirse una detección de posición.

A continuación se explica el método de control del motor síncrono según la diferencia de fase de la amplitud de tensión. La Figura 10 es un diagrama esquemático utilizado para explicar una relación entre el cambio de tensión y el cambio de diferencia de fase entre corriente y tensión de una manera simplificada. En la Figura 10, cuando el par T es constante, se considera que I_q es sustancialmente constante, y un punto terminal de un vector de corriente I se mueve en paralelo con el eje d . Por otro lado, un punto terminal de un vector de tensión V se mueve de manera vertical con respecto al eje q . La dirección es tal que, a medida que el punto terminal del vector de corriente I se mueve de derecha a izquierda en el dibujo, el punto terminal del vector de tensión V se mueve desde arriba hacia abajo en el dibujo. En este momento, disminuye la amplitud de la tensión V .

Por otro lado, cuando un cambio de fase vectorial de la tensión V se compara con un cambio de fase vectorial de la corriente I , un cambio de fase en la corriente I es mayor que el de la tensión V , y, como se muestra en la Figura 10, la diferencia de fase disminuye, cambiando desde la diferencia de fase ϕ_{pfA} a la diferencia de fase ϕ_{pfB} . Es decir, una relación entre la amplitud de la tensión V y la diferencia de fase ϕ_{pf} es tal que cuando la amplitud de la tensión V aumenta, la diferencia de fase ϕ_{pf} también aumenta, y cuando la amplitud de la tensión V disminuye, la diferencia de fase ϕ_{pf} también disminuye. Por lo tanto, si la amplitud de la tensión V con respecto a la diferencia de fase ϕ_{pf} está controlada por la relación entre la amplitud de la tensión V y la diferencia de fase ϕ_{pf} , se pueden satisfacer las ecuaciones (1) a (3).

Como resultado, cuando se debe aumentar la diferencia de fase ϕ_{pf} , se aumenta la amplitud de la tensión V , y cuando se debe reducir la diferencia de fase ϕ_{pf} , se reduce la amplitud de la tensión V , satisfaciendo así las ecuaciones (1) a (3) y permitiendo el control síncrono del motor síncrono (primer método de control).

Cuando la carga cambia abruptamente o cuando se lleva a cabo el control de velocidad, se requiere cierto tiempo hasta que se establecen las ecuaciones (1) a (3) solo por medio del control de amplitud de la tensión V , ocasionando de este modo un estado inestable. Por lo tanto, debe estabilizarse la diferencia de fase ϕ_{pf} hasta que se establecen las ecuaciones (1) a (3) y, por lo tanto, se desea controlar directamente la fase de la tensión de modo que se impida un cambio de la diferencia de fase ϕ_{pf} , mediante la retroalimentación del cambio de la diferencia de fase ϕ_{pf} (segundo método de control).

Además, la relación entre la amplitud de la tensión V y la diferencia de fase ϕ_{pf} para establecer las ecuaciones (1) a (3) depende del par y de la velocidad angular. Por lo tanto, es preferible cambiar la ganancia de un regulador según el par y la velocidad angular como la ganancia regulada óptima (tercer método de control).

Mediante los métodos de control primero a tercero, el control síncrono sin sensores del motor síncrono se puede llevar a cabo de manera estable con alta precisión en el momento del arranque, en el momento de una fluctuación de la carga y en el momento del control de la velocidad.

La Figura 11 es un diagrama de bloques de la configuración de un controlador de motor síncrono según la tercera realización. El controlador de motor síncrono es un denominado inversor. Los elementos de conmutación 202 a 207 constituyen un circuito puente, y los respectivos elementos de conmutación 202 a 207 son accionados y controlados por medio de un circuito de accionamiento 213 con el fin de convertir una entrada de CC desde una fuente de alimentación 201 de CC en una señal de CA trifásica, y la señal de fase AC se suministra como una fuente de alimentación de CA de un motor síncrono 211. El motor síncrono 211 acciona una carga 212.

Un detector de tensión 214 detecta un valor de amplitud de tensión trifásica procedente de un puerto de entrada al motor síncrono 211 de la salida de señal de CA trifásica del circuito puente. Un calculador de fase de la tensión 215 calcula la fase de la tensión ϕ_V , que es la fase vectorial de la tensión, en base al valor de amplitud de tensión trifásica. Por otro lado, se proporcionan detectores de corriente 208 a 210 en el puerto de entrada del motor síncrono 211 para detectar un valor de amplitud de la corriente trifásica. Un calculador 216 de fase de la corriente calcula la fase de la corriente ϕ_I , que es la fase vectorial de la corriente, en base al valor de amplitud de corriente trifásica detectado por los detectores de corriente 208 a 210. El calculador de fase de la tensión 215 y el calculador de fase de la corriente 216 son obtenidos mediante el aparato de detección de fase o de un dispositivo que usa el método de detección de fase descrito en la primera y segunda realizaciones. El calculador de fase de la tensión 215 y el calculador de fase de la corriente 216 pueden realizarse por medio del circuito descrito en la primera realización o pueden realizarse por medio del software descrito en la segunda realización. En cualquier caso, el calculador de fase de la tensión 215 y el calculador de fase de la corriente 216 pueden detectar la fase de la tensión ϕ_V y la fase de la corriente ϕ_I con gran precisión en tiempo real con una configuración simple.

Mientras que la fase de la tensión ϕ_V y la fase de la corriente ϕ_I que se muestran en las Figuras 9 y 10 son la fase en el sistema de coordenadas rotacionales, la fase de la tensión ϕ_V y la fase de la corriente ϕ_I calculadas

respectivamente por el calculador de fase de la tensión 215 y el calculador de fase de la corriente 216 son la fase para calcular una diferencia de fase ϕ_{pf} , lo cual no necesita ser la fase en el coordenadas rotacionales, y son el resultado del cálculo de fase en la coordenada fija.

Un calculador de factor de potencia 217 calcula el factor de potencia ϕ_{pf} , el cual es una diferencia de fase entre la fase de la tensión ϕ_V y la fase de la corriente ϕ_I , respectivamente, que sale del calculador de fase de la tensión 215 y el calculador de fase de la corriente 216, para generar el factor de potencia ϕ_{pf} hacia un restador 220. Por otro lado, una unidad de fijación 218 del factor de potencia objetivo genera un valor objetivo fijado del factor de potencia para el restador 220. El restador 220 genera una desviación del factor de potencia $\Delta\phi$ obtenida mediante la resta del valor objetivo del factor de potencia de la salida del factor de potencia ϕ_{pf} del calculador del factor de potencia 217 para un regulador de amplitud / fase 224.

Por otro lado, una unidad de fijación de frecuencia objetivo 219 genera una frecuencia angular objetivo ω para un integrador 225, y el integrador 225 integra la frecuencia angular objetivo ω para convertirla en una fase de referencia ϕ_{e0} , y genera la fase de referencia ϕ_{e0} para el regulador de amplitud / fase 224.

El regulador de amplitud / fase aplica lo primero al tercer método de control, y tiene una unidad de control que genera amplitud de tensión V_s para aumentar la amplitud de la tensión V cuando la diferencia de fase $\Delta\phi$ aumenta poco, por ejemplo, una función de regulación de amplitud para cambiar la ganancia de amplitud por medio de un regulador I de ganancia variable o regulador PI, y una unidad de control que genera un valor de fase ϕ_e para retardar la fase de referencia ϕ_{e0} de la tensión V cuando la diferencia de fase $\Delta\phi$ aumenta considerablemente, por ejemplo, una función de regulación de fase para un ajuste fino de la fase de referencia ϕ_{e0} en función de la salida del regulador de ganancia variable I o del regulador PI.

Un generador de onda sinusoidal 221 genera una onda sinusoidal que tiene la amplitud de tensión V_s y el valor de fase ϕ_e generada desde el regulador de amplitud / fase 224 para enviar la onda sinusoidal a un terminal positivo de un comparador 223. Una onda triangular procedente de un generador de ondas triangulares 222 se introduce en un terminal negativo del comparador 223. El comparador 223 genera una señal de control de modulación de ancho de pulso (PWM) modulada por la onda triangular hacia el circuito de accionamiento 213, y el circuito de accionamiento 213 acciona y controla los respectivos elementos de conmutación 202 a 207 para generar la señal de CA trifásica.

En la tercera realización, la tensión V está regulada para satisfacer las ecuaciones (1) a (3) y es operada sincrónicamente por la función de regulación de amplitud del regulador de amplitud / fase 224. Una estabilidad excesiva se mantiene controlando directamente la fase mediante la función de regulación de fase, permitiendo de este modo la operación en el momento de la fluctuación de la velocidad, en el momento de la fluctuación de la carga y en el momento del arranque. Debido a que el calculador de fase de la tensión 215 y el calculador de fase de la corriente 216 pueden detectar la fase en tiempo real, de modo que es posible una operación síncrona altamente precisa. Además, se puede llevar a cabo el control de operación síncrona de alta precisión del motor síncrono con una configuración simple, sin requerir ningún proceso complicado, como la estimación de la posición del rotor del motor síncrono.

Además, según el método de control y el controlador, la dependencia de la constante del motor (reactancia del devanado (L_d , L_q), constante de tensión inducida, resistencia del devanado, momento de inercia y similares) es pequeña. En consecuencia, el tiempo requerido para la verificación de adaptabilidad del control (coincidencia de la característica de control) con respecto a la constante del motor, que se ha requerido convencionalmente para cada tipo de motor a utilizar, se puede reducir, lo que permite, de este modo, la reducción del costo de operación y la simplificación de cambio a otro tipo de motor.

El calculador de fase de la tensión 215 detecta la tensión trifásica real proporcionando el detector de tensión 214. Sin embargo, debido a que la tensión trifásica se determina en función de la salida del circuito puente, como se muestra en la Figura 12, se puede usar directamente la fase de salida del generador de onda sinusoidal 221. En este caso, se elimina la configuración del detector de tensión 214 y el calculador de fase de la tensión 215, permitiendo de este modo una configuración más simple.

Como se muestra en la Figura 13, se puede separar el regulador de amplitud / fase 224 mostrado en la Figura 11 en un regulador de amplitud 226 y un regulador de fase 227. El regulador de amplitud 226 genera la amplitud de tensión V_s regulada de manera que la desviación del factor de potencia $\Delta\phi$ disminuye para el generador de onda sinusoidal 221. El regulador de fase 227 genera un valor regulado de fase, regulado de manera que la desviación del factor de potencia $\Delta\phi$ disminuye para un sumador 228, y el sumador 228 genera un valor de fase ϕ_e obtenida mediante la adición del valor regulado de fase a la fase de referencia ϕ_{e0} para el generador de onda sinusoidal 221.

Además, como se muestra en la Figura 14, el primer método de control se puede aplicar para regular solo la amplitud de la tensión V para que disminuya la desviación del factor de potencia $\Delta\phi$. En este caso, no se proporcionan el regulador de fase 227 y el sumador 228 mostrados en la Figura 13, simplificando aún más, de este modo, la configuración. La fase de referencia ϕ_{e0} procedente del integrador 225 se emite directamente al generador de onda sinusoidal 221. Es preferible el controlador de motor síncrono que se muestra en la Figura 14 para el control del motor síncrono que tiene menos fluctuación de velocidad y fluctuación de carga.

A continuación se explica una cuarta realización de la presente invención. En la cuarta realización, se puede llevar a cabo una operación síncrona con un factor de potencia óptimo capaz de aumentar la eficiencia en el consumo de energía.

5 El estado accionado del motor síncrono se determina de manera única según el factor de potencia y el par. Por lo tanto, se genera una tabla que describe una relación entre el estado accionado y un factor de potencia óptimo que tiene una alta eficiencia en el consumo de energía correspondiente al par, para fijar un factor de potencia óptimo, permitiendo de este modo una operación síncrona que coincida con un propósito de accionamiento.

10 La Figura 15 representa una característica de factor de potencia óptima que tiene una alta eficiencia en el consumo de energía cuando se establece como parámetro el par. La parte superior de la Figura 15 representa una variación en el factor de potencia con respecto a una variación de la corriente I_d , utilizando el par como parámetro, y la parte inferior de la Figura 15 representa una variación en la magnitud de la corriente con respecto a una variación de la corriente I_d , utilizando el par como parámetro. A partir de la parte superior de la Figura 15 se ve que el rango del factor de potencia ϕ_{pf} que se puede tomar está limitado por el valor del par. Por ejemplo, con un par de 1 Newton-metro (Nm), se pueden llevar a cabo las operaciones incluso si el factor de potencia ϕ_{pf} se establece en un nivel de menos de aproximadamente 50 grados; sin embargo, cuando el par es de 10 Nm, no pueden llevarse a cabo las operaciones a menos que el factor de potencia ϕ_{pf} se fija en un nivel de menos de aproximadamente -30 grados. Es decir, debe fijarse el factor de potencia correspondiendo con el valor del par.

20 La magnitud de la corriente en la parte inferior de la Figura 15 corresponde a una pérdida de resistencia. Por lo tanto, la pérdida de resistencia resulta la menor y la eficiencia en el consumo de energía resulta la mayor, en un punto en el que la magnitud de la corriente es la menor. Cuando una pluralidad de puntos P1, en los cuales la eficiencia en el consumo de energía resulta la mayor, se representa como puntos P2 en la línea de torque correspondiente a la parte superior de la Figura 15, se obtiene una línea de máxima eficiencia L. Es decir, se obtiene una relación entre el factor de potencia con respecto al par en la que la eficiencia en el consumo de energía resulta la mayor.

25 Como se muestra en la Figura 16, por lo tanto, se agrega un convertidor de factor de potencia objetivo 229 a la configuración mostrada en la Figura 11. El convertidor de factor de potencia objetivo 229 utiliza la tabla en la que se almacena la relación del factor de potencia con respecto al par en el que la eficiencia en el consumo de energía resulta la mayor, para generar el factor de potencia, en el cual la eficiencia en el consumo de energía resulta la mayor con respecto al par de entrada, para la unidad de fijación del factor de potencia objetivo 218. El par de entrada se puede calcular mediante la monitorización de las tensiones V_r , V_s y V_t de la fase R, la fase S y la fase T detectadas por medio del detector de tensión 214, y por medio de la monitorización de las corrientes I_r , I_s y I_t de la fase R, la fase S y la fase T detectadas por medio de los detectores de corriente 208 a 210.

35 En la cuarta realización se detectan la tensión y la corriente de las respectivas fases, para calcular el par a partir de los valores detectados, y se fija el valor objetivo del factor de potencia, en el cual la eficiencia en el consumo de energía resulta la mayor con respecto al par calculado. En consecuencia, se pueden llevar a cabo las operaciones síncronas con una excelente eficiencia en el consumo de energía.

40 Como se describió anteriormente, en la cuarta realización, se fija el valor objetivo del factor de potencia, en el cual la eficiencia en el consumo de energía resulta la mayor con respecto al par. Sin embargo, debido a que el par es inversamente proporcional a la frecuencia angular ω del motor síncrono, se puede detectar la frecuencia angular ω para fijar el valor objetivo del factor de potencia, en el cual la eficiencia en el consumo de energía resulta la mayor con respecto al par, también teniendo en cuenta la frecuencia angular detectada.

45 Con el método de detección de fase y el aparato de detección de fase según un aspecto de la presente invención, se determina cuál de una pluralidad de secciones continuas que tienen diferente correlación de magnitud de la amplitud de la señal de cada fase, la sección se basa en un valor de amplitud de la señal de entrada de una pluralidad de fases, se lleva a cabo una resta predeterminada con respecto a la amplitud de la señal entre las respectivas fases para cada una de las secciones determinadas, para obtener un valor de amplitud normalizado, normalizado en la sección, utilizando el resultado de la resta, y se convierte el valor de amplitud normalizado en una fase vectorial para un ciclo basado en una fase predeterminada, y se genera la fase vectorial correspondiente a la sección determinada en el paso de determinación de sección. En consecuencia, se puede llevar a cabo fácilmente y con gran precisión la detección de fase en tiempo real, sin llevar a cabo cálculos complicados que tienen una carga grande, como una operación de arcotangente.

50 Más aún, una fase del vector de tensión y una fase del vector de corriente que se aplicarán al motor síncrono se obtienen en base al método de detección de fase o al aparato de detección de fase descrito anteriormente, para calcular un factor de potencia, que es una diferencia de fase entre la fase del vector de tensión y la fase del vector de corriente en tiempo real. En consecuencia, pueden controlarse las operaciones síncronas del motor síncrono con una configuración simple y con alta precisión.

Aunque se ha descrito la invención con respecto a realizaciones específicas para una descripción completa y clara, las reivindicaciones adjuntas no deben limitarse de este modo, sino que deben interpretarse como que incorporan todas las modificaciones y construcciones alternativas que se incluyen en el alcance de las reivindicaciones adjuntas.

REIVINDICACIONES

1. Un método de detección de fase que comprende:

- la determinación (S101, S102) con base en los valores de amplitud de una señal de entrada de una pluralidad de fases, una de una pluralidad de secciones continuas que tienen diferentes correlaciones de magnitud entre las amplitudes de señal de las fases, siendo la pluralidad de fases, tres fases;

- la obtención de un valor de amplitud normalizado en cada sección mediante el uso de un resultado de una resta predeterminada llevada a cabo entre las amplitudes de señal de las fases en cada sección determinada en la determinación; y

- la generación de una fase vectorial

caracterizado por que

- en la normalización (S101, S102), un valor obtenido mediante la división de un valor como resultado de una segunda resta, en la cual el resultado de la resta entre amplitudes de señal de las respectivas fases en la sección tiene una característica lineal, por un valor como resultado de una primera resta, en la cual el resultado de la resta entre amplitudes de señal de las respectivas fases en la sección tiene una característica aproximadamente plana es emitido como un valor de amplitud normalizado; y

- la generación incluye la conversión (S104) del valor de amplitud normalizado obtenido en la obtención en una fase vectorial para un ciclo basado en una fase predeterminada, correspondiendo la salida de fase vectorial a la sección determinada en la determinación.

2. El método de detección de fase según la reivindicación 1, en el cual, en la generación, cuando se incluye en la sección un punto de inicio y un punto de fin de la fase vectorial, el valor de fase vectorial después del punto de fin se convierte (S103) en un valor de fase vectorial después del punto de inicio.

3. El método de detección de fase según la reivindicación 1, que además comprende:

- la determinación de cuál de las seis secciones continuas, de la primera a la sexta sección, es la sección en la cual la correlación de magnitud de un valor de amplitud de señal de una señal trifásica de entrada de fase R, fase S y fase T toma un valor de la fase R > valor de la fase T > valor de la fase S, un valor de la fase R > valor de la fase S > valor de la fase T, un valor de la fase S > valor de la fase R > valor de la fase T, un valor de la fase S > valor de la fase T > valor de la fase R, un valor de la fase T > valor de la fase S > valor de la fase R y un valor de la fase T > valor de la fase R > valor de la fase S;

- el cálculo de la primera sección (S103) por medio de $((\text{valor de la fase R}) - (\text{valor de la fase T})) / ((\text{valor de la fase R}) - (\text{valor de la fase S}))$, la segunda sección (S105) por medio de $((\text{valor de la fase S}) - (\text{valor de la fase T})) / ((\text{valor de la fase R}) - (\text{valor de la fase T}))$, la tercera sección (S107) por medio de $((\text{valor de la fase S}) - (\text{valor de la fase R})) / ((\text{valor de la fase S}) - (\text{valor de la fase T}))$, la cuarta sección (S109) por medio de $((\text{valor de la fase T}) - (\text{valor de la fase R})) / ((\text{valor de la fase S}) - (\text{valor de la fase R}))$, la quinta sección (S111) por medio de $((\text{valor de la fase T}) - (\text{valor de la fase S})) / ((\text{valor de la fase T}) - (\text{valor de la fase R}))$, la sexta (S113) sección por $((\text{valor de la fase R}) - (\text{valor de la fase S})) / ((\text{valor de la fase T}) - (\text{valor de la fase S}))$, para obtener un valor de amplitud normalizado, normalizado en cada sección; e

- incluyendo la segunda salida, la multiplicación del valor de amplitud normalizado de las secciones primera a sexta, respectivamente, por una fase de 60°, para calcular un valor de fase por medio de la adición de fases de 30°, 90°, 150°, 210°, 270°, y 330°, respectivamente, a los valores multiplicados de las secciones primera a sexta (S104, S106, S108, S110, S112, S114), y cuando el valor de fase de la sexta sección es igual o mayor a 360°, la obtención de un valor de fase mediante la resta de la fase de 360° del valor de la fase, y la generación de una fase vectorial para un ciclo (S116).

4. El método de detección de fase según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, que comprende además una corrección, que incluye el almacenamiento de la fase vectorial generada en la generación y una relación de diferencia de fase entre la fase vectorial y una fase vectorial real, y la corrección de la fase vectorial mediante la suma o resta de la diferencia de fase hacia / desde la fase vectorial con base en la relación (S201).

5. Un aparato de detección de fase que comprende:

- una unidad de determinación de sección (100) configurada para determinar, con base en los valores de amplitud de señal de entrada de una pluralidad de fases, una de una pluralidad de secciones continuas que tienen diferentes correlaciones de magnitud entre las amplitudes de señal de las fases, siendo la pluralidad de fases, tres fases;

- una unidad de normalización de amplitud (101, 102) configurada para obtener un valor de amplitud normalizado en cada sección mediante el uso de un resultado de una resta predeterminada llevada a cabo entre las amplitudes de señal de las fases en cada sección determinada por la unidad de determinación de sección (100); y

- una unidad de generación de fase (10)

caracterizado por que

- la unidad de normalización de amplitud (101, 102) está configurada para generar un valor obtenido mediante la división de un valor como resultado de una segunda resta, en la cual el resultado de la resta entre amplitudes de señal de las respectivas fases en la sección tiene una característica lineal, por un valor como resultado de una primera resta, en la cual el resultado de la resta entre amplitudes de señal de las respectivas fases en la sección tiene una característica aproximadamente plana, como un valor de amplitud normalizado; y

- la unidad de generación de fase (103) está configurada para convertir el valor de amplitud normalizado obtenido en la unidad de normalización (101, 102) en una fase vectorial para un ciclo basado en una fase predeterminada, correspondiendo la salida de fase vectorial a la sección determinada en la unidad de determinación de sección (100).

6. El aparato de detección de fase según la reivindicación 5, en el cual, cuando se incluye en la sección un punto de inicio y un punto de fin de la fase vectorial, la unidad de generación de fase (103) está configurada para convertir el valor de fase vectorial después del punto de fin en un valor de fase vectorial después del punto de inicio.

7. El aparato de detección de fase según la reivindicación 5, que comprende además:

- una unidad de determinación de sección (100) configurada para determinar cuál de las seis secciones continuas, de la primera a la sexta secciones, es la sección en la cual la correlación de magnitud de un valor de amplitud de la señal de una señal de entrada trifásica de fase R, fase S y fase T toma un valor de la fase R > valor de la fase T > valor de la fase S, un valor de la fase R > valor de la fase S > valor de la fase T, un valor de la fase S > valor de la fase R > valor de la fase T, un valor de la fase S > valor de la fase T > valor de la fase R, un valor de la fase T > valor de la fase S > valor de la fase R y un valor de la fase T > valor de la fase R > valor de la fase S;

- una unidad de normalización de amplitud (101, 102) configurada para calcular la primera sección por medio de $((\text{valor de la fase R}) - (\text{valor de la fase T})) / ((\text{valor de la fase R}) - (\text{valor de la fase S}))$, la segunda sección por medio de $((\text{valor de la fase S}) - (\text{valor de la fase T})) / ((\text{valor de la fase R}) - (\text{valor de la fase T}))$, la tercera sección por medio de $((\text{valor de la fase S}) - (\text{valor de la fase R})) / ((\text{valor de la fase S}) - (\text{valor de la fase T}))$, la cuarta sección por medio de $((\text{valor de la fase T}) - (\text{valor de la fase R})) / ((\text{valor de la fase S}) - (\text{valor de la fase R}))$, la quinta sección por medio de $((\text{valor de la fase T}) - (\text{valor de la fase S})) / ((\text{valor de la fase T}) - (\text{valor de la fase R}))$, la sexta sección por medio de $((\text{valor de la fase R}) - (\text{valor de la fase S})) / ((\text{valor de la fase T}) - (\text{valor de la fase S}))$, para obtener un valor de amplitud normalizado, normalizado en cada sección; y

- una unidad de generación de fase (103) configurada para multiplicar el valor de amplitud normalizado de las secciones primera a sexta, respectivamente, por una fase de 60°, para calcular un valor de fase mediante la suma de fases de 30°, 90°, 150°, 210°, 270° y 330°, respectivamente, a los valores multiplicados de las secciones primera a sexta, y cuando el valor de fase de la sexta sección es igual o mayor que 360°, configurada además para obtener un valor de fase mediante la resta de la fase de 360° del valor de fase, y generar una fase vectorial para un ciclo.

8. El aparato de detección de fase según cualquiera de las reivindicaciones 5 a 7, que comprende además una unidad de corrección (103), configurada para almacenar la fase vectorial generada por la unidad de generación de fase (103) y una relación de diferencia de fase entre la fase vectorial y una fase vectorial real, y configurada para corregir la fase vectorial mediante la suma o resta de la diferencia de fase hacia / desde la fase vectorial con base en la relación.

9. Un método de control de motor síncrono que comprende:

- el cálculo de una fase del vector de tensión y una fase del vector de corriente que se aplicará al motor síncrono basado en el método de detección de fase según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, para calcular un factor de potencia, que es una diferencia de fase entre la fase del vector de tensión y la fase del vector de corriente en tiempo real; y

- el control del motor síncrono basado en el factor de potencia.

10. El método de control de motor síncrono según la reivindicación 9, que además comprende un control con realimentación, que incluye la provisión de un valor objetivo del factor de potencia y la realización de un control con realimentación de forma tal que el factor de potencia se aproxima al valor objetivo.

11. El método de control de motor síncrono según la reivindicación 10, en el cual, en el control con realimentación, se lleva a cabo una regulación de amplitud con respecto al valor de amplitud de tensión a ser aplicado al motor síncrono para aproximar el factor de potencia al valor objetivo.

12. El método de control de motor síncrono según la reivindicación 10 u 11, en el cual, en el control con realimentación, se lleva a cabo una regulación de amplitud para reducir un error entre el factor de potencia y el valor objetivo, para aproximar el factor de potencia al valor objetivo.

13. El método de control del motor síncrono según cualquiera de las reivindicaciones 10 a 12, en el cual, en el control con realimentación, se cambia una ganancia de al menos uno de entre la regulación de amplitud y la regulación de fase según un par del motor síncrono obtenido en base al valor de la tensión de cada fase y al valor de la corriente de cada fase.
- 5 14. El método de control del motor síncrono según cualquiera de las reivindicaciones 9 a 13, en el cual el control con realimentación incluye además la conversión del factor de potencia objetivo, incluyendo la generación de un valor objetivo del factor de potencia correspondiente al valor de la tensión y al valor de la corriente de cada fase en base a una relación entre el par obtenido en base al valor de la tensión y al valor de la corriente de cada fase, y un factor de potencia que tiene una alta eficiencia en el consumo de energía, en el que el control de retroalimentación se lleva a cabo para aproximar el factor de potencia al valor objetivo, utilizando el valor objetivo.
- 10 15. El método de control del motor síncrono según la reivindicación 14, en el cual, en la conversión del factor de potencia objetivo, el valor de la tensión y el valor de la corriente de cada fase se controlan por realimentación para generar un valor objetivo del factor de potencia que tiene alta eficiencia en el consumo de energía con respecto al par.
- 15 16. El método de control del motor síncrono según cualquiera de las reivindicaciones 9 a 15, en el cual, en el cálculo del factor de potencia, la fase del vector de tensión a aplicar al motor síncrono se detecta en base a una señal de control de accionamiento que se aplica al motor síncrono.
17. Un controlador de motor síncrono que comprende:
- 20 - un detector de fase de la tensión (214, 215) configurado para obtener una fase vectorial de la tensión a ser aplicada a un motor síncrono por medio del aparato de detección de fase según una cualquiera de las reivindicaciones 5 a 7;
- un detector de fase de la corriente (208, 209, 210, 216) configurado para obtener una fase vectorial de la corriente a ser aplicada al motor síncrono por medio del aparato de detección de fase según una cualquiera de las reivindicaciones 5 a 7;
- 25 - un calculador del factor de potencia (217) configurado para calcular un factor de potencia, que es una diferencia de fase entre la fase del vector de tensión detectada por el detector de fase de la tensión (214, 215) y la fase del vector de corriente detectada por el detector de fase de la corriente (208, 209, 210, 216), en tiempo real; y
- una unidad de control (224) configurada para llevar a cabo un control síncrono en el motor síncrono basado en el factor de potencia obtenido por el calculador del factor de potencia (217).
18. Un controlador de motor síncrono que comprende:
- 30 - un detector de fase de la corriente (208, 209, 210, 216) configurado para obtener una fase vectorial de la corriente a ser aplicada al motor síncrono por medio del aparato de detección de fase según una cualquiera de las reivindicaciones 5 a 8;
- un calculador del factor de potencia (217) configurado para calcular un factor de potencia, que es una diferencia de fase entre una fase del vector de y la fase del vector de corriente detectada por el detector de fase de la corriente (208, 209, 210, 216), en tiempo real; y
- 35 - una unidad de control (224) configurada para llevar a cabo un control síncrono con respecto al motor síncrono basado en el factor de potencia obtenido por el calculador del factor de potencia (217), en el cual
- la fase vectorial de la tensión que se introducirá en el calculador del factor de potencia (217) es controlada por la unidad de control (224) de modo que la fase es una fase de una señal de accionamiento de tensión para generar una señal de CA a ser aplicada al motor síncrono.
- 40 19. El controlador de motor síncrono según la reivindicación 17 a 18, que comprende además una unidad de fijación (218) del factor de potencia objetivo que fija un valor objetivo del factor de potencia, en el cual la unidad de control (224) está configurada para llevar a cabo un control de retroalimentación para aproximar el factor de potencia obtenido por medio del calculador del factor de potencia (217) al valor objetivo fijado por la unidad de fijación del factor de potencia objetivo (218).
- 45 20. El controlador de motor síncrono según la reivindicación 19, en el cual la unidad de control (224) está configurada para llevar a cabo una regulación de amplitud con respecto a un valor de amplitud de tensión a ser aplicado al motor síncrono para aproximar el factor de potencia al valor objetivo.
21. El controlador de motor síncrono según la reivindicación 19 o 20, en el cual la unidad de control (224) está configurada para llevar a cabo una regulación de fase para reducir un error entre el factor de potencia calculado por el calculador del factor de potencia (217) y el valor objetivo, para aproximar el factor de potencia al valor objetivo.
- 50 22. El controlador de motor síncrono según cualquiera de las reivindicaciones 19 a 21, en el cual la unidad de control (224) está configurada para cambiar una ganancia de al menos la regulación de amplitud o la regulación de

fase según un par del motor síncrono obtenido en base al valor de tensión de cada fase y al valor de la corriente de cada fase.

- 5 23. El controlador de motor síncrono según cualquiera de las reivindicaciones 17 a 22, que comprende además un convertidor de factor de potencia objetivo (229) configurado para generar un valor objetivo de un factor de potencia correspondiente al valor de la tensión y al valor de la corriente de cada fase en base a una relación entre el par obtenido en base al valor de la tensión y al valor de la corriente de cada fase y un factor de potencia que tiene una alta eficiencia en el consumo de energía con el par, en el cual la unidad de fijación (218) del factor de potencia objetivo está configurado para fijar el factor de potencia en la salida del convertidor del factor de potencia objetivo (229).
- 10 24. El controlador de motor síncrono según la reivindicación 23, en el que el convertidor de factor de potencia objetivo (229) está configurado para realimentar el valor de la tensión y el valor de la corriente de cada fase para generar un valor objetivo del factor de potencia.

FIG.1

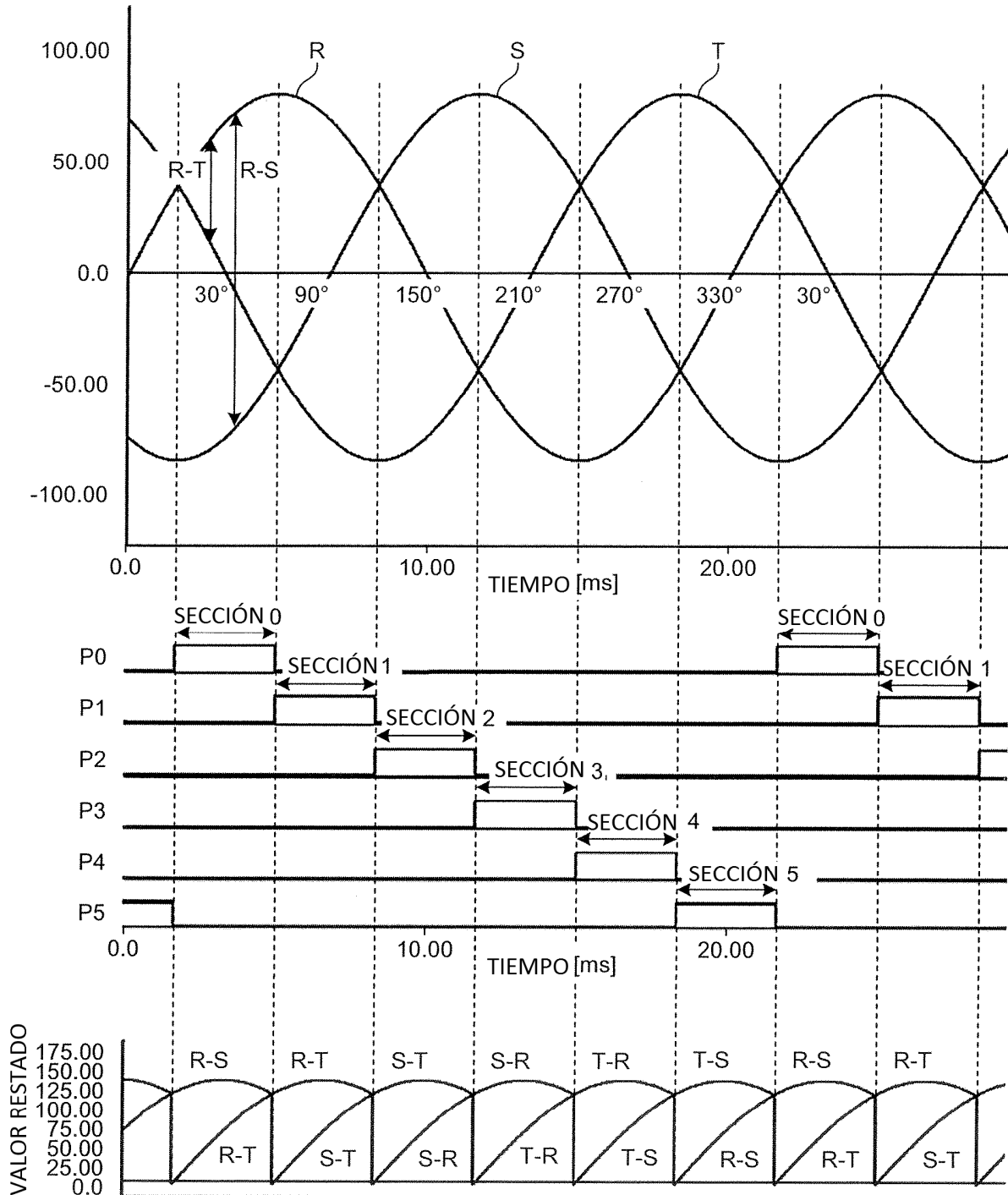


FIG.2

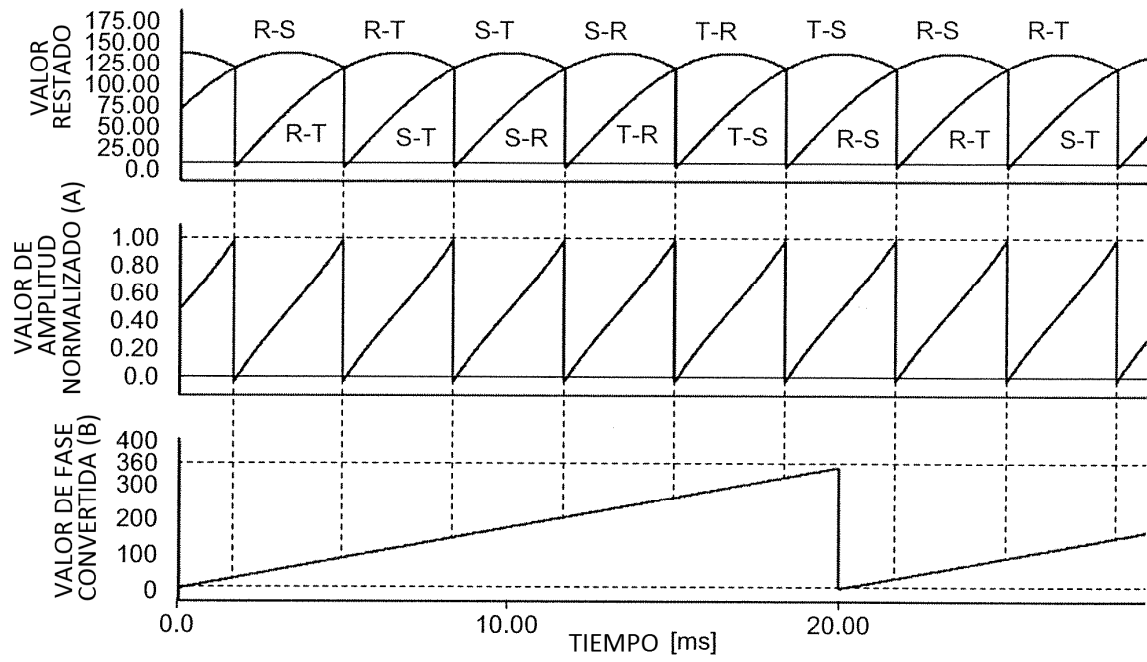


FIG.3A

VALOR VERDADERO	VALOR NORMALIZADO	VALOR DE FASE CONVERTIDO	ERROR
30	0.00	30.00	0.00
31	0.02	31.20	-0.20
32	0.04	32.37	-0.37
33	0.06	33.52	-0.52
34	0.08	34.66	-0.66
35	0.10	35.77	-0.77
36	0.11	36.87	-0.87
37	0.13	37.94	-0.94
38	0.15	39.01	-1.01
39	0.17	40.05	-1.05
40	0.18	41.09	-1.09
41	0.20	42.11	-1.11
42	0.22	43.12	-1.12
43	0.24	44.11	-1.11
44	0.25	45.10	-1.10
45	0.27	46.08	-1.08
46	0.28	47.04	-1.04
47	0.30	48.00	-1.00
48	0.32	48.96	-0.96
49	0.33	49.90	-0.90
50	0.35	50.84	-0.84
51	0.36	51.77	-0.77
52	0.38	52.70	-0.70
53	0.39	53.62	-0.62
54	0.41	54.54	-0.54
55	0.42	55.45	-0.45
56	0.44	56.37	-0.37
57	0.45	57.28	-0.28
58	0.47	58.19	-0.19
59	0.48	59.09	-0.09
60	0.50	60.00	0.00

FIG.3B

VALOR VERDADERO	VALOR NORMALIZADO	VALOR DE FASE CONVERTIDO	ERROR
61	0.52	60.91	0.09
62	0.53	61.81	0.19
63	0.55	62.72	0.28
64	0.56	63.63	0.37
65	0.58	64.55	0.45
66	0.59	65.46	0.54
67	0.61	66.38	0.62
68	0.62	67.30	0.70
69	0.64	68.23	0.77
70	0.65	69.16	0.84
71	0.67	70.10	0.90
72	0.68	71.04	0.96
73	0.70	72.00	1.00
74	0.72	72.96	1.04
75	0.73	73.92	1.08
76	0.75	74.90	1.10
77	0.76	75.89	1.11
78	0.78	76.88	1.12
79	0.80	77.89	1.11
80	0.82	78.91	1.09
81	0.83	79.95	1.05
82	0.85	80.99	1.01
83	0.87	82.06	0.94
84	0.89	83.13	0.87
85	0.90	84.23	0.77
86	0.92	85.34	0.66
87	0.94	86.48	0.52
88	0.96	87.63	0.37
89	0.98	88.80	0.20
90	1.00	90.00	0.00

FIG.4

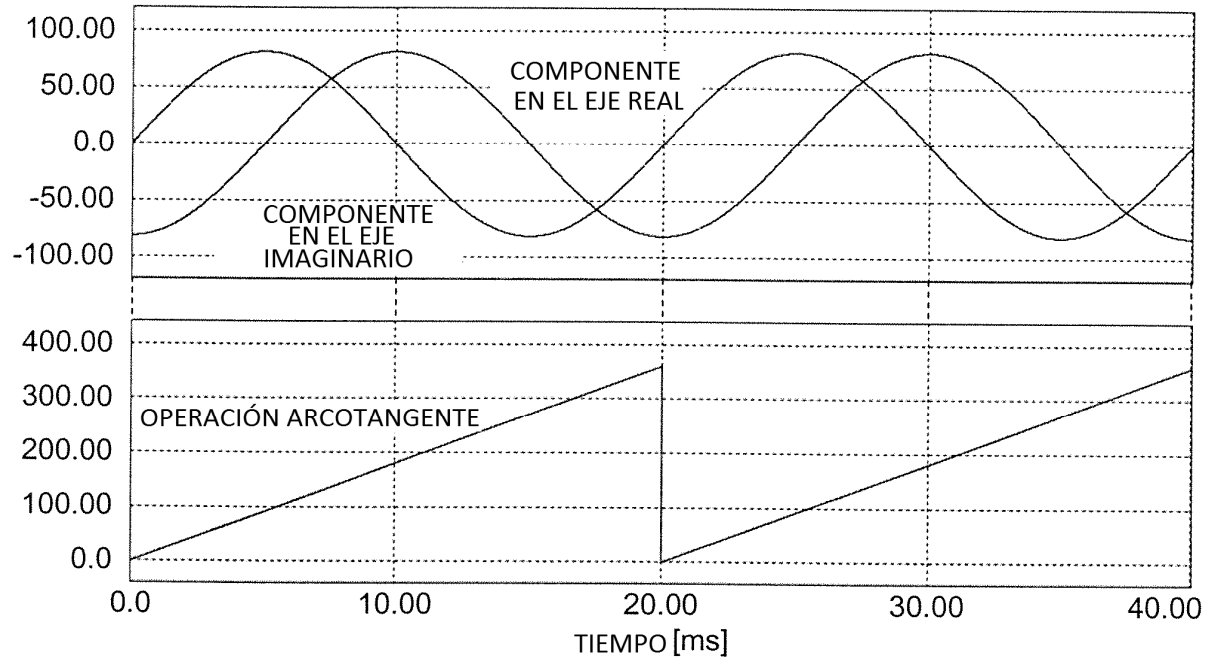


FIG.5

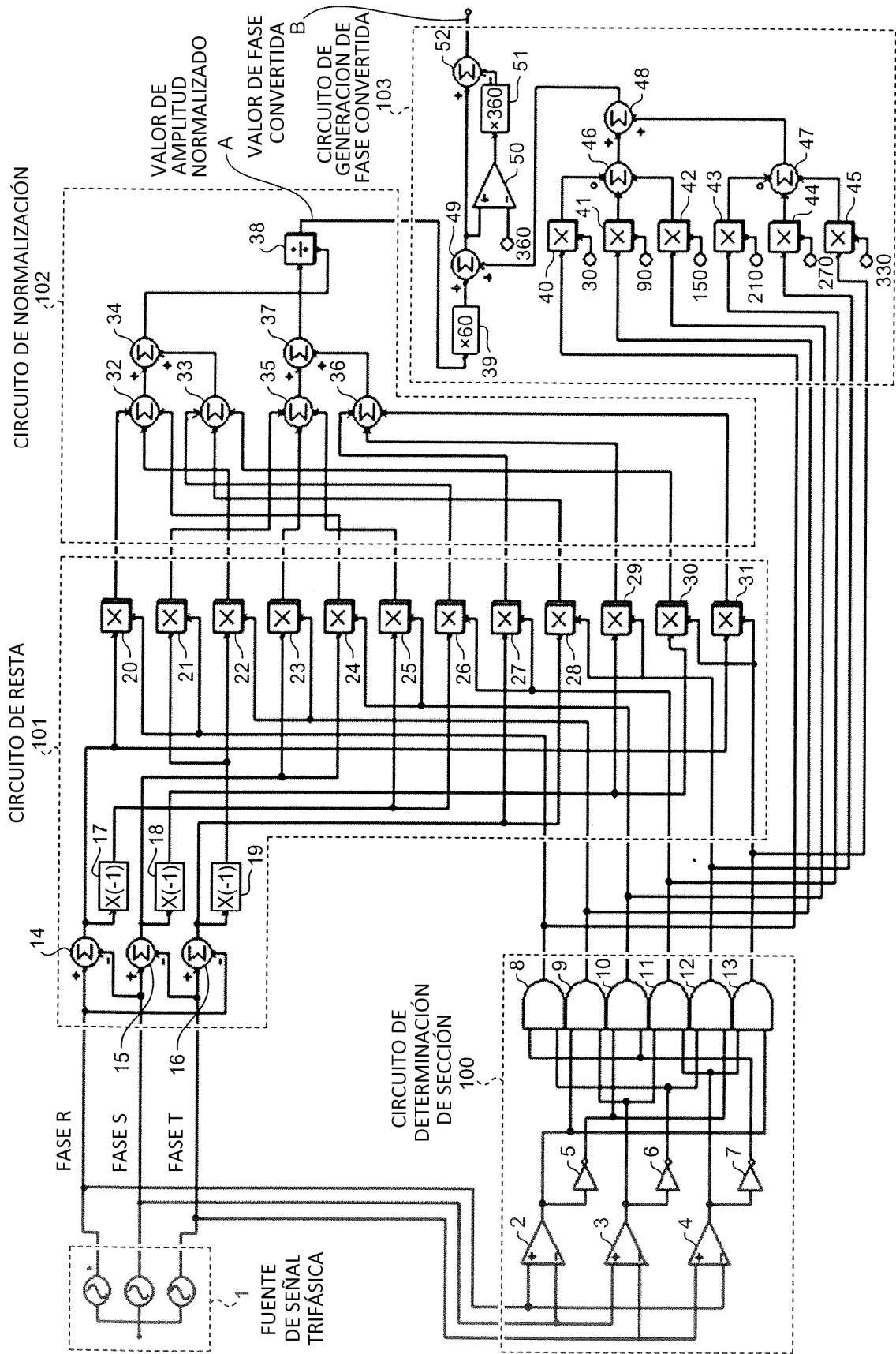


FIG.6

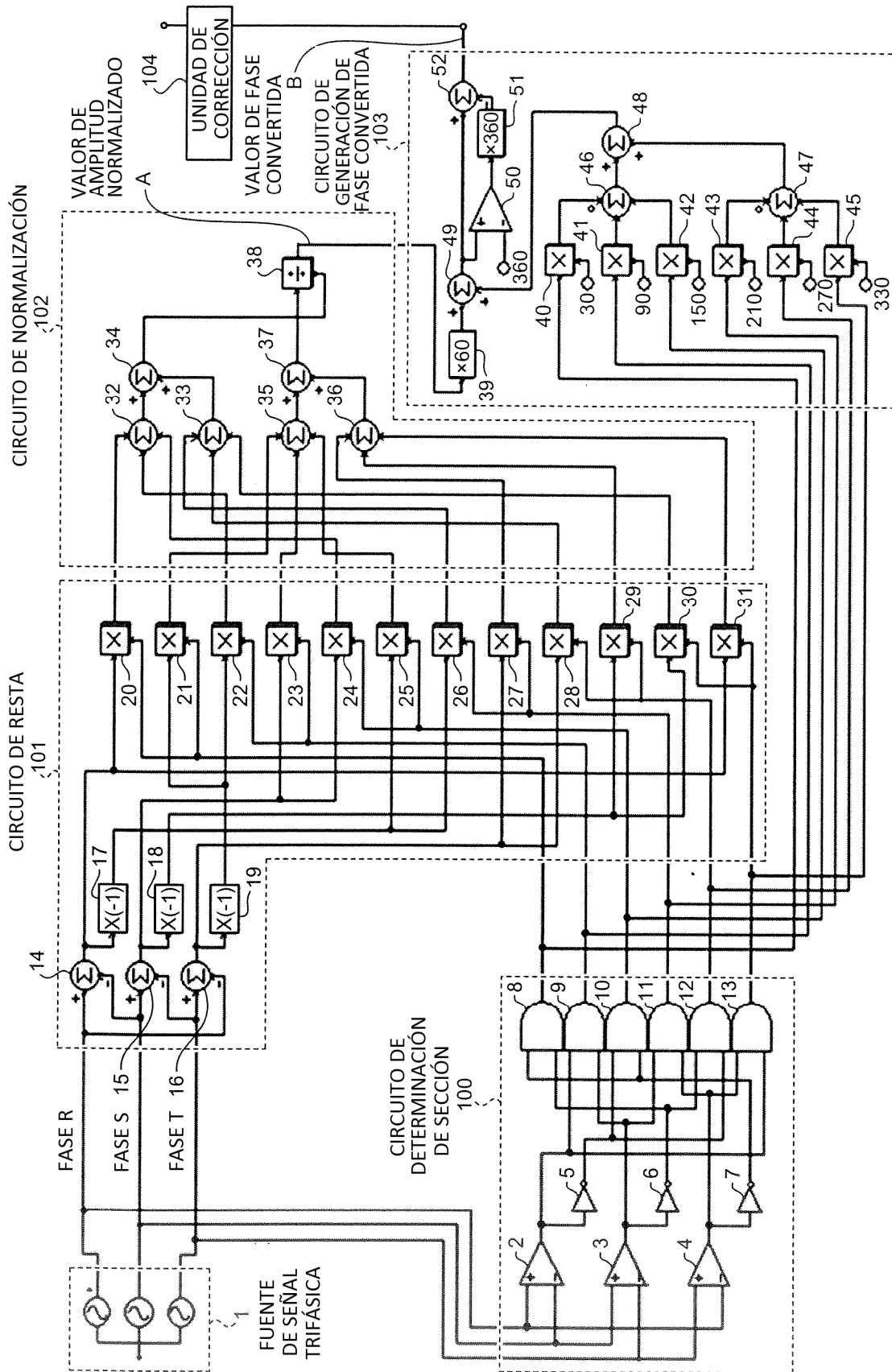


FIG.7

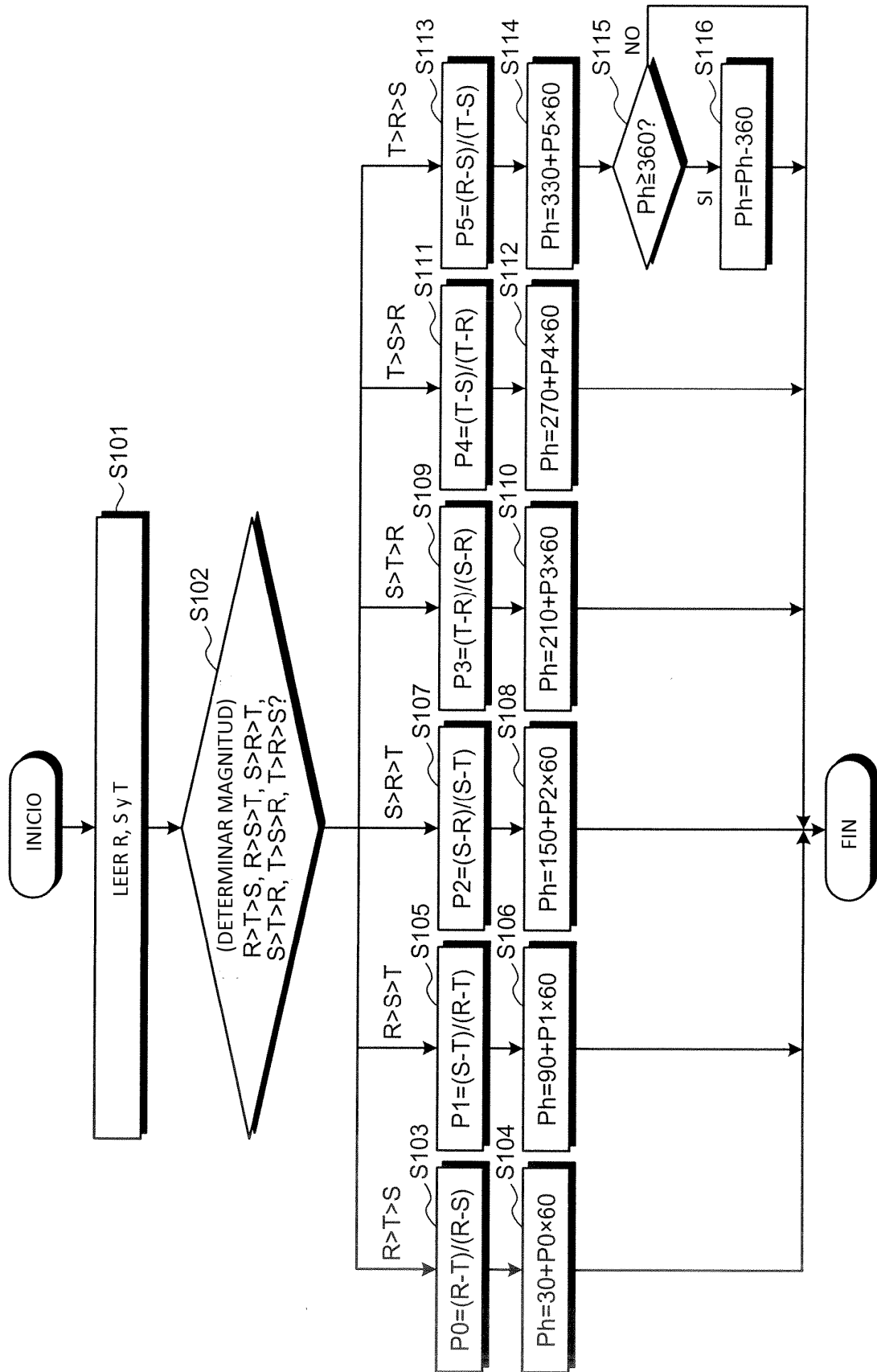


FIG.8

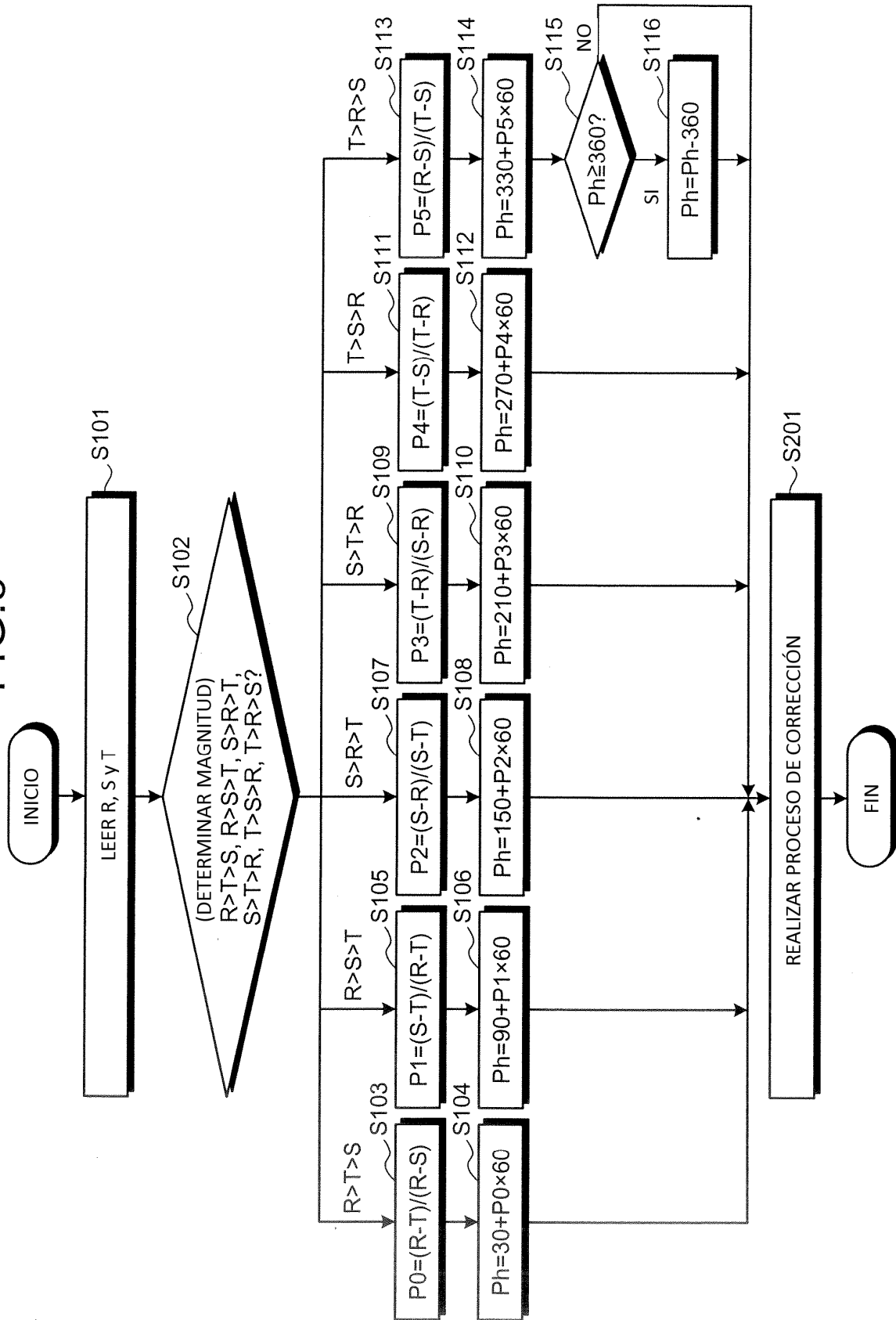


FIG.9

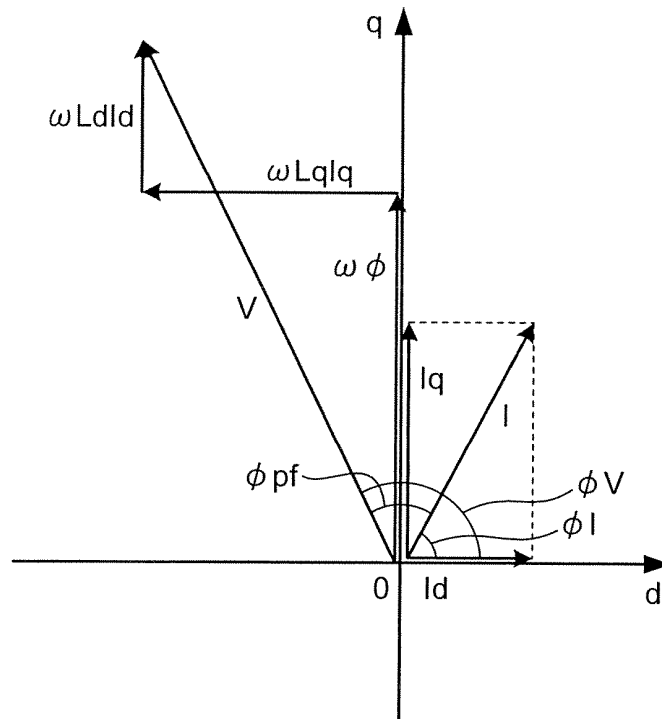


FIG.10

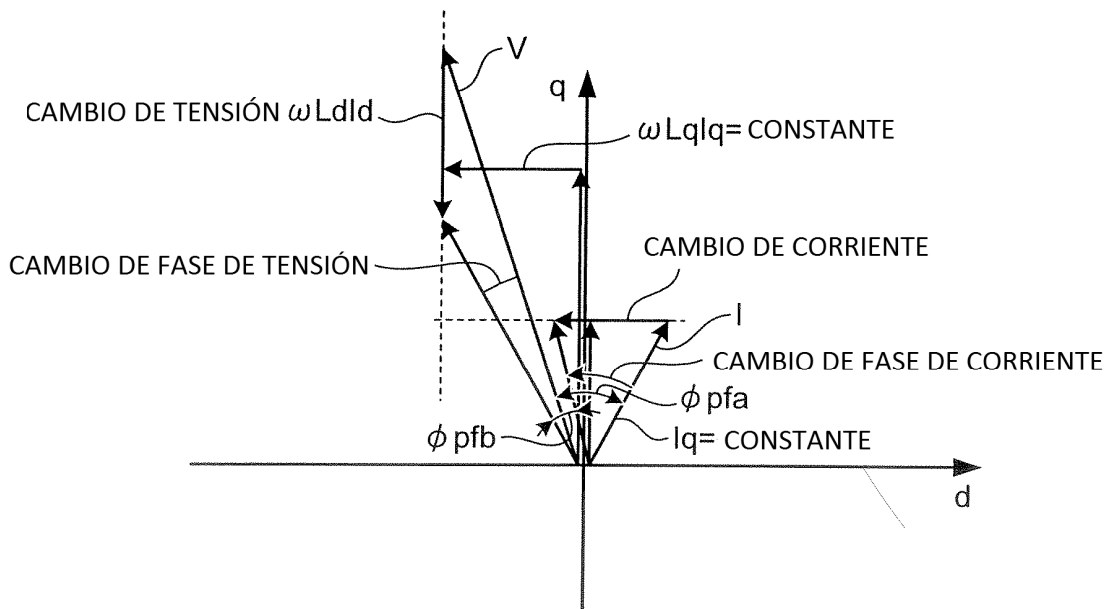


FIG. 11

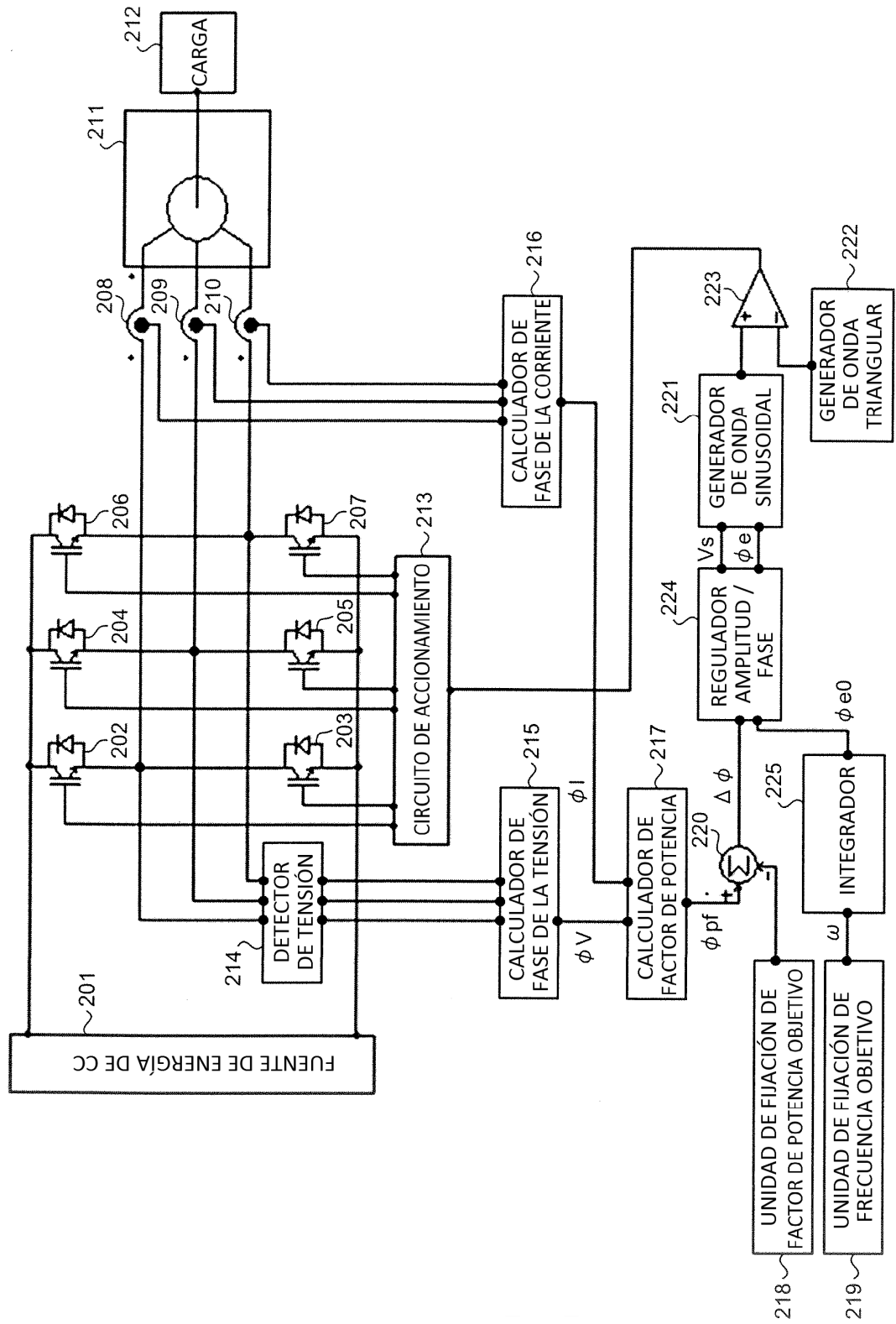
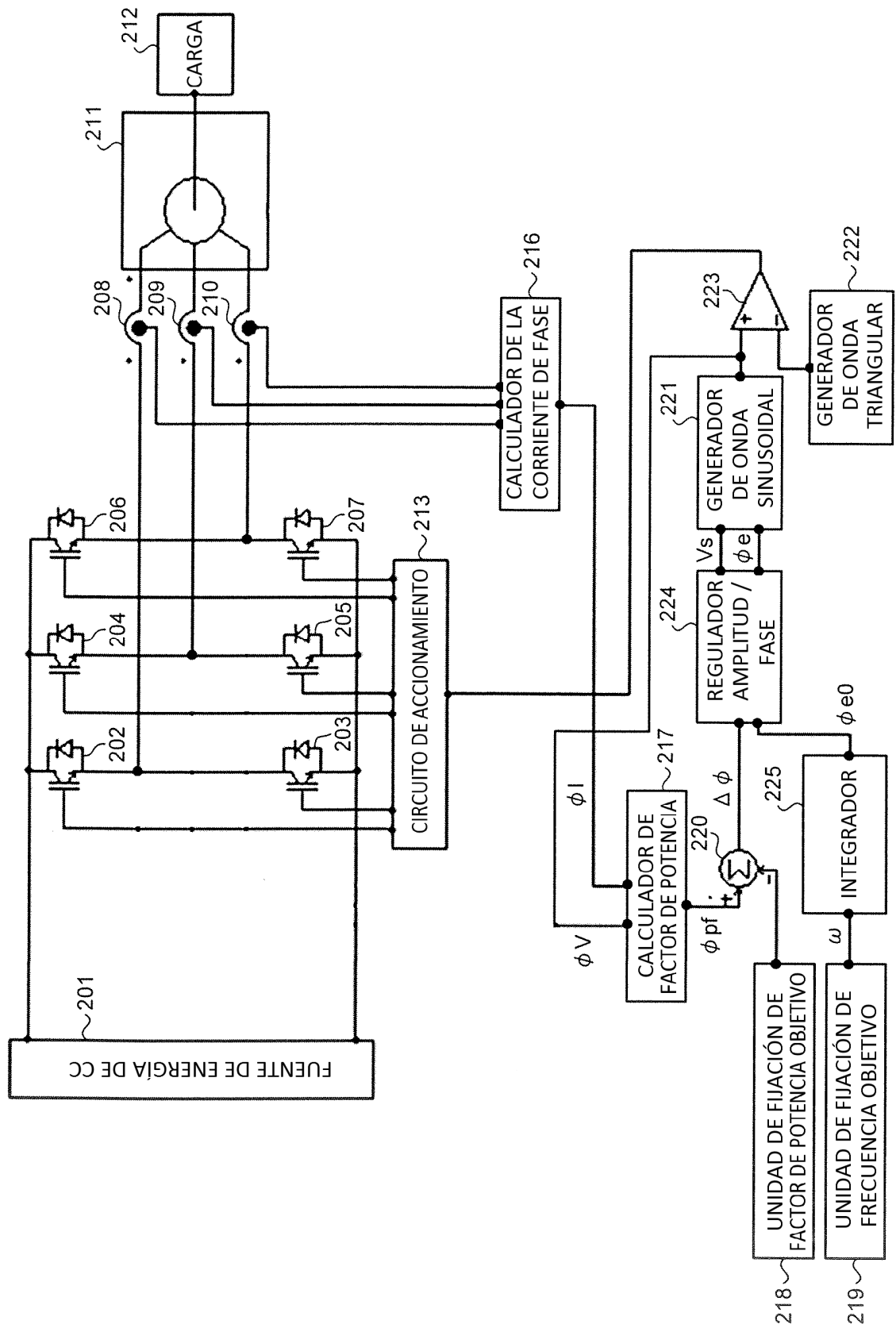


FIG.12



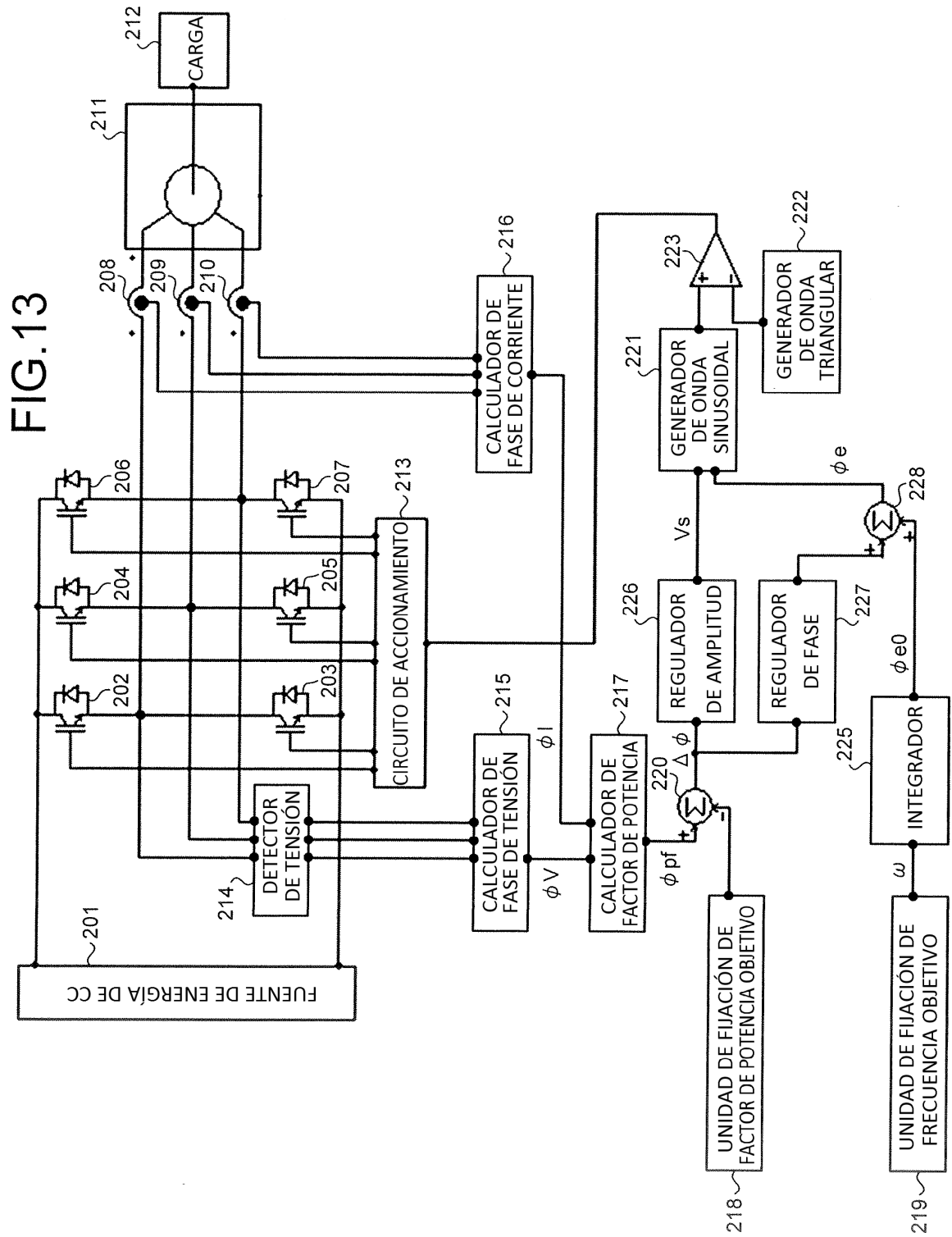


FIG. 14

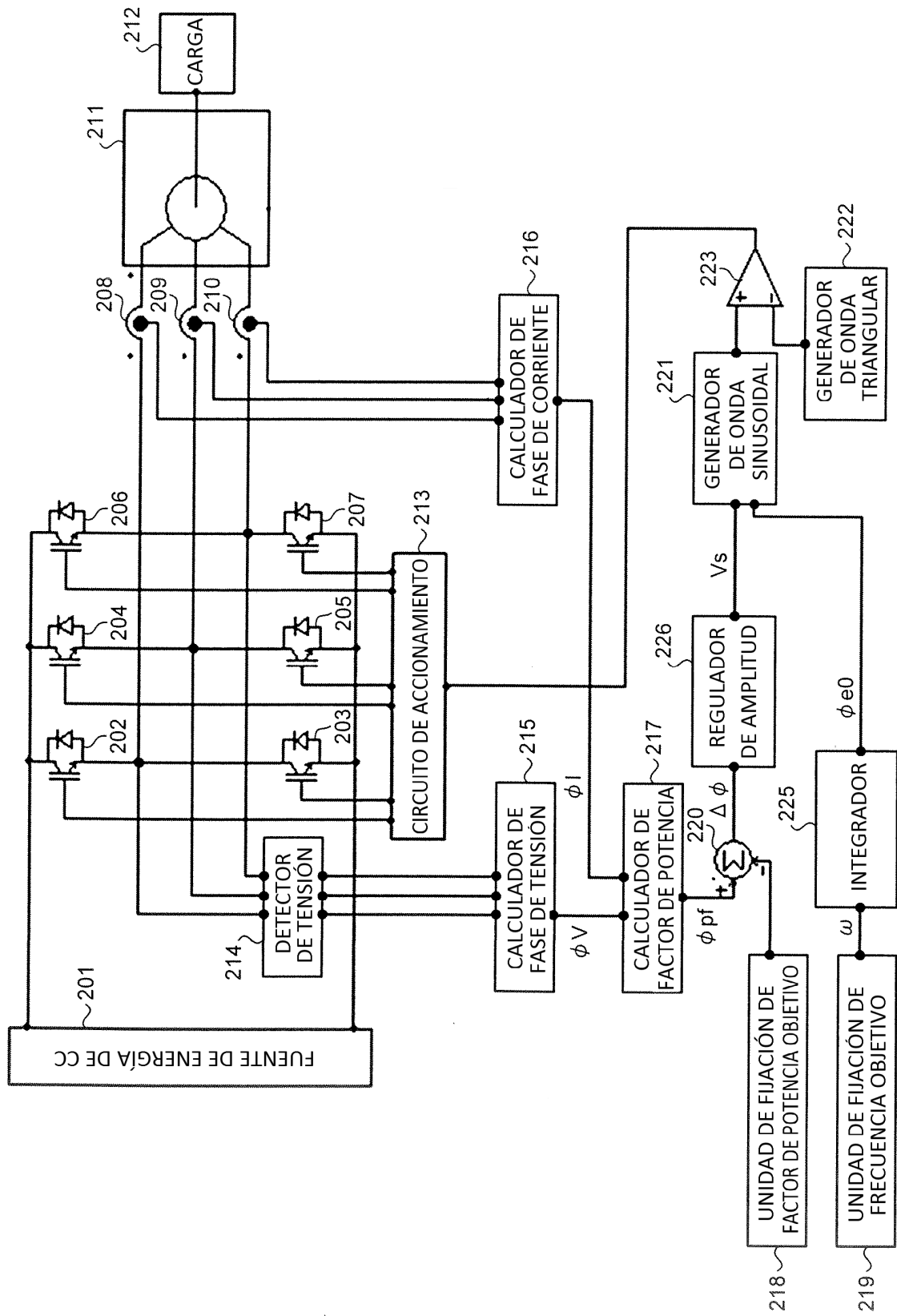


FIG.15

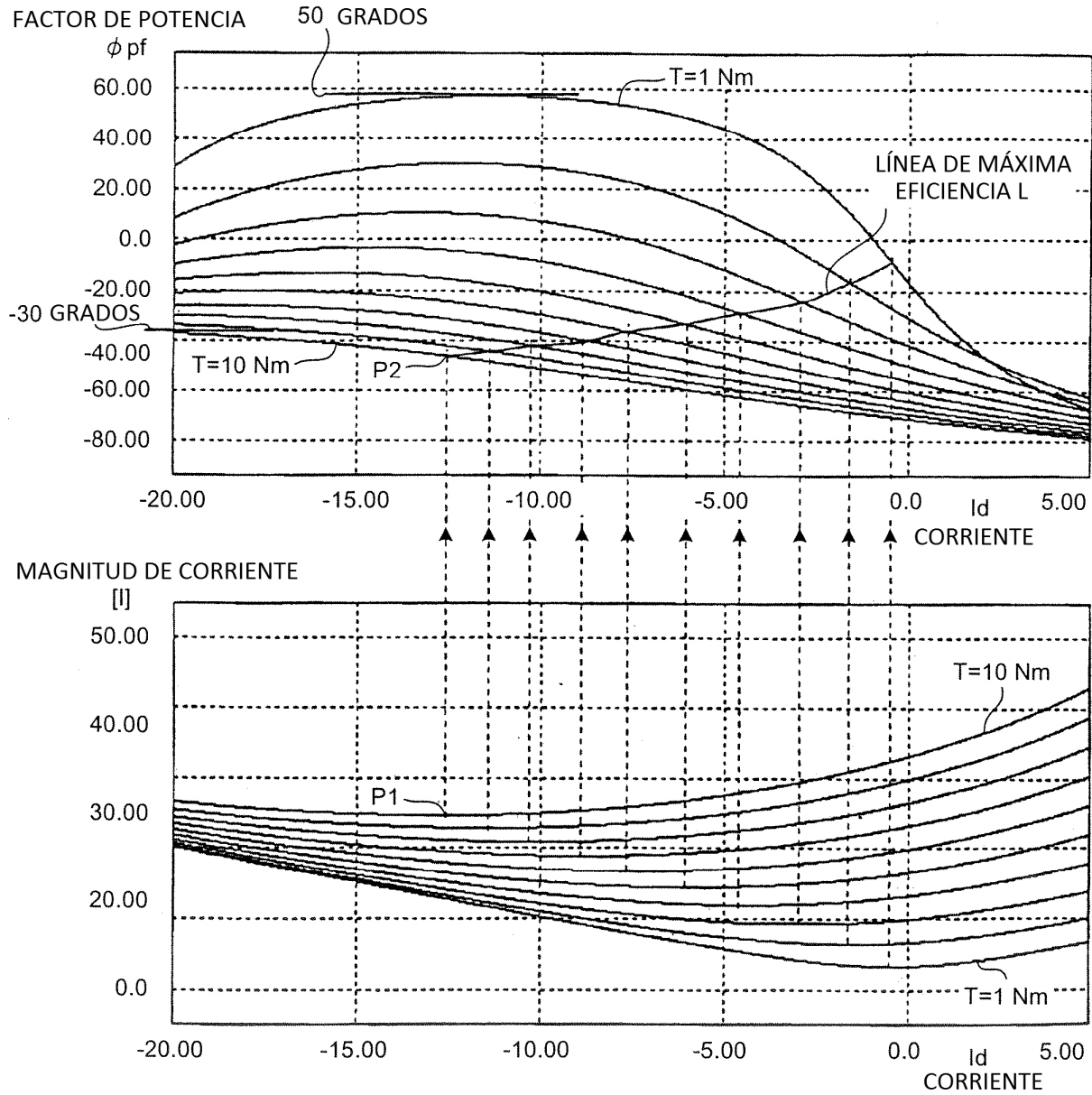


FIG.16

