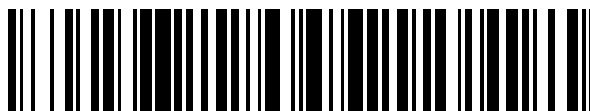


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 796 836**

51 Int. Cl.:

H02P 21/14 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **10.10.2013** **E 13188162 (5)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **25.03.2020** **EP 2731261**

54 Título: **Aparato para estimar un parámetro en un motor de inducción**

30 Prioridad:

09.11.2012 KR 20120126567

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

30.11.2020

73 Titular/es:

**LSIS CO., LTD. (100.0%)
1026-6, Hogye-Dong, Dongan-gu, Anyang-si
Gyeonggi-do 431-848, KR**

72 Inventor/es:

YOO, ANNO

74 Agente/Representante:

ARIAS SANZ, Juan

ES 2 796 836 T3

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

DESCRIPCIÓN

Aparato para estimar un parámetro en un motor de inducción

Antecedentes de la invención

1. Campo de la invención

5 La presente descripción se refiere a un aparato para estimar un parámetro de un motor de inducción en tiempo real.

2. Antecedentes de la invención

En general, un inversor de propósito general se usa comúnmente para accionar un motor de inducción trifásico y, en particular, un inversor de propósito general se usa comúnmente en un campo de accionamiento de velocidad variable usando un motor de inducción, una carga de elevación o una carga de tracción de un vehículo eléctrico,

10 Entre los parámetros de un motor de inducción, los valores de resistencia del estator y de resistencia del rotor se cambian cuando se cambia una temperatura dentro del motor de inducción según un cambio en una carga. El control vectorial comúnmente usado como método de accionamiento de motor de inducción es significativamente dependiente de un parámetro del motor, por lo que la fluctuación de la resistencia del rotor degrada el rendimiento de control. Esto se describirá con referencia a los dibujos que se acompañan.

15 La FIG. 1 es una vista que ilustra una configuración de un sistema de la técnica relacionada para controlar un motor de inducción.

Un controlador de velocidad 110 recibe una referencia de velocidad del rotor, una velocidad real del rotor y emite una referencia de corriente del eje q en un marco de referencia síncrono. Un controlador de corriente 120 emite tensiones de los ejes d y q en el marco de referencia síncrono a partir de las referencias de corriente de los ejes d y q en el marco de referencia síncrono y una corriente real.

20 Una primera unidad de conversión 130 convierte las tensiones de salida del controlador de corriente 120 en tensiones en un marco de referencia estacionario, y una segunda unidad de conversión 140 convierte las corrientes de fase de un motor de inducción 160 medidas por los sensores de corriente 190a, 190b y 190c en corrientes de los ejes d y q en el marco de referencia síncrono.

25 Un inversor 150 aplica tensiones al motor de inducción 160. Una unidad de detección de posición del rotor 170 mide la velocidad de un rotor del motor de inducción 160. Una unidad de cálculo del ángulo de flujo magnético 180 calcula un ángulo de flujo magnético usando la velocidad del rotor medida por la unidad de detección de posición del rotor 170 y las corrientes de los ejes d y q en el marco de referencia síncrono y, en este caso, la corriente del eje d en el marco de referencia síncrono se puede sustituir por una referencia de corriente del eje d.

30 La FIG. 2 es una vista que ilustra una configuración detallada del controlador de velocidad en la FIG. 1.

Como se ilustra en la FIG. 2, el controlador de velocidad 110 emite una diferencia entre una velocidad de referencia (o referencia de velocidad) y una velocidad real (o una velocidad de realimentación), como una referencia de corriente del eje q usando los controladores integrales proporcionales 111a y 111b. Un limitador 112 limita una salida del controlador de velocidad 110, y una unidad de ganancia 113 proporciona una ganancia antienrollado para evitar la divergencia del integrador 111b cuando opera el limitador 112.

35 Las FIGS. 3A y 3B son vistas que ilustran configuraciones detalladas del controlador de corriente en la FIG. 1, respectivamente. Específicamente, la FIG. 3A es una vista que ilustra un controlador de corriente del eje d en el marco de referencia síncrono, y la FIG. 3B es una vista que ilustra una configuración de un controlador de corriente del eje q en el marco de referencia síncrono. Como se ilustra, con el fin de controlar las corrientes de los ejes d y q en el marco de referencia síncrono, los controladores de corriente de los ejes d y q incluyen controladores de tipo proporcional e integral 121a y 121b, y 124a y 124b, y unidades de alimentación directa 122 y 125, respectivamente.

40 Las unidades de alimentación directa 122 y 125 se pueden configurar de manera variada según el modelado de un motor de inducción. Cuando una salida del controlador de corriente excede una magnitud de una tensión para que el inversor la sintetice, las unidades de ganancia 123 y 126 proporcionan una ganancia antienrollado para evitar la divergencia de los controladores integrales 121b y 124b.

45 Se describirá una operación del aparato de la técnica relacionada para controlar un motor de inducción.

La primera unidad de conversión 130 convierte tensiones en un marco de referencia síncrono, como salidas del controlador de corriente 120, en tensiones en un marco de referencia estacionario, que se puede expresar de la siguiente manera.

50 [Ecuación 1]

$$V_{ds}^s = V_{ds}^{e*} \cos \theta_e - V_{qs}^{e*} \sin \theta_e$$

[Ecuación 2]

$$V_{qa}^s = V_{ds}^{e*} \sin \theta_e + V_{qs}^{e*} \cos \theta_e$$

5 La segunda unidad de conversión 140 obtiene las corrientes de los ejes d y q en el marco de referencia síncrono a partir de corrientes de fase del motor de inducción 160 medidas por el sensor de corriente 190, que se pueden expresar de la siguiente manera.

[Ecuación 3]

$$i_{ds}^s = \frac{2i_{as} - i_{bs} - i_{cs}}{3}$$

[Ecuación 4]

$$i_{qs}^s = \frac{i_{bs} - i_{cs}}{\sqrt{3}}$$

10

[Ecuación 5]

$$i_{ds}^e = i_{ds}^s \cos \theta_e + i_{qs}^s \sin \theta_e$$

[Ecuación 6]

$$i_{qs}^e = -i_{ds}^s \sin \theta_e + i_{qs}^s \cos \theta_e$$

15 La unidad de cálculo del ángulo de flujo magnético 180 obtiene los ángulos de flujo magnético requeridos para la conversión de ángulo de la primera unidad de conversión 130 y la segunda unidad de conversión 140, y aquí, en caso de realizar un control vectorial indirecto, los ángulos de flujo magnético se pueden obtener de la siguiente manera.

[Ecuación 7]

$$\omega_{sl} = \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^{e*}}$$

20

[Ecuación 8]

$$\omega_e = \frac{P}{2} \omega_r + \omega_{sl}$$

[Ecuación 9]

$$\theta_e = \int \omega_e d\tau$$

Aquí, ω_{sl} es una frecuencia de deslizamiento, L_r es la inductancia del rotor, R_r es la resistencia del rotor y P es un número de polos.

5 Mientras tanto, en el caso de realizar un control vectorial indirecto, se requiere la resistencia del rotor para obtener una frecuencia de deslizamiento usando la Ecuación 7. No obstante, el aparato de la técnica relacionada para controlar un motor de inducción ilustrado en la FIG. 1 no estima un parámetro en tiempo real, el cual es, de este modo, vulnerable a un cambio de un parámetro. En particular, un valor de resistencia del rotor del motor de inducción 160 se cambia según un cambio en la temperatura del motor de inducción 160, y la temperatura del motor de inducción se ve afectada por un cambio de una carga. Un error en la resistencia de un estator que ocurre en tal entorno degrada el rendimiento de control de corriente.

El documento US 6.281.659 describe un accionamiento de motor de inducción y un método de estimación de parámetros del mismo.

Compendio de la invención

15 Por lo tanto, un aspecto de la descripción detallada es proporcionar un aparato según la reivindicación 1 para estimar un parámetro de un motor de inducción capaz de mejorar el rendimiento de control vectorial estimando un cambio en un parámetro de un motor de inducción en tiempo real.

Para lograr estas y otras ventajas y según el propósito de esta especificación, que se incorpora y se describe ampliamente en la presente memoria, un aparato para estimar un parámetro de un motor de inducción que incluye un controlador de corriente que emite tensiones de los ejes d y q en un marco de referencia síncrono a partir de las referencias de corriente de los ejes d y q y las corrientes de los ejes d y q en el marco de referencia síncrono aplicado al motor de inducción y una unidad de cálculo del ángulo de flujo magnético que calcula un ángulo de flujo magnético usando las corrientes de los ejes d y q en el marco de referencia síncrono aplicado al motor de inducción y una velocidad de rotor del motor de inducción, en un sistema de control incluye un estimador de estado configurado para calcular un error de resistencia del rotor tras recibir una salida del controlador de corriente y las corrientes de los ejes d y q en el marco de referencia síncrono aplicado al motor de inducción; un controlador integral configurado para obtener una diferencia entre la resistencia del rotor emitida desde el estimador de estado y la resistencia nominal del rotor; y una unidad de cálculo configurada para calcular la resistencia del estator a partir de

una salida del controlador integral, en donde la unidad de cálculo calcula la resistencia del rotor mediante $R_s = \frac{M}{i_{ds}^e}$, y la salida del controlador integral se proporciona al controlador de corriente y a la unidad de cálculo del ángulo de

30 flujo magnético, para ser actualizada, en donde R_s es la resistencia del estator, $M = \frac{K_I}{s} (i_{ds}^{e*} - i_{ds}^e)$ puede ser una corriente del eje d en el marco de referencia síncrono.

Para lograr estas y otras ventajas y según el propósito de esta especificación, que se incorpora y se describe ampliamente en la presente memoria, un aparato para estimar un parámetro de un motor de inducción que incluye un controlador de corriente que emite tensiones de los ejes d y q en un marco de referencia síncrono a partir de las referencias de corriente de los ejes d y q y corrientes de los ejes d y q en el marco de referencia síncrono aplicado al motor de inducción y una unidad de cálculo del ángulo de flujo magnético que calcula un ángulo de flujo magnético usando las corrientes de los ejes d y q en el marco de referencia síncrono aplicada al motor de inducción y una velocidad del rotor del motor de inducción, en un sistema de control incluye un estimador de estado configurado para calcular un error de resistencia del rotor tras recibir una salida del controlador de corriente y las corrientes de los ejes d y q en el marco de referencia síncrono aplicado al motor de inducción; un controlador integral configurado para obtener una diferencia entre la resistencia del rotor emitida desde el estimador de estado y la resistencia nominal del rotor; y una unidad de cálculo configurada para calcular la resistencia del estator desde una salida del controlador

integral, en donde la unidad de cálculo calcula la resistencia del rotor mediante $R_s = \frac{N}{i_{qs}^e}$, y la salida del controlador integral se proporciona al controlador de corriente y a la unidad de cálculo del ángulo de flujo magnético,

45 para ser actualizada, en donde $N = \frac{K_I}{s} (i_{qs}^{e*} - i_{qs}^e)$ pueden ser una corriente del eje d en el marco de referencia síncrono.

En una realización de la presente invención, el aparato puede incluir además un conmutador configurado para conmutar en cuanto a si estimar la resistencia del rotor según una entrada de bandera.

En una realización de la presente invención, un error de la resistencia del rotor se puede calcular mediante

$$\frac{1}{\Delta T_r} = \frac{\Delta R_r}{L_r} = \frac{i_{ds}^e (M i_{qs}^e - N i_{ds}^e)}{i_{qs}^e (\sigma L_s (i_{qs}^e)^2 + L_s (i_{ds}^e)^2)}$$

5 obtenido dividiendo la resistencia del rotor por la impedancia del rotor.

En una realización de la presente invención, el controlador integral puede operar hasta cuando el error de la resistencia del rotor alcance 0.

En una realización de la presente invención, una frecuencia de deslizamiento del motor de inducción se puede

$$\omega_{sl} = \frac{(\hat{R}_r + \Delta R_{r_comp}) i_{qs}^e}{L_r i_{ds}^{e*}}$$

calcular mediante

10 Según las realizaciones de la presente invención, el sistema para controlar un motor de inducción estima un parámetro del motor de inducción en tiempo real y lo refleja en una operación de control, mejorando de este modo el rendimiento del control vectorial.

15 El alcance de aplicabilidad adicional de la presente solicitud llegará a ser más evidente a partir de la descripción detallada dada en lo sucesivo. No obstante, se debería entender que la descripción detallada y los ejemplos específicos, aunque indican realizaciones preferidas de la invención, se dan solamente a modo de ilustración, dado que diversos cambios y modificaciones dentro del espíritu y alcance de la invención llegarán a ser evidentes para los expertos en la técnica a partir de la descripción detallada.

Breve descripción de los dibujos

20 Los dibujos que se acompañan, que se incluyen para proporcionar una comprensión adicional de la invención y se incorporan y constituyen una parte de esta especificación, ilustran realizaciones ejemplares y, junto con la descripción, sirven para explicar los principios de la invención.

En los dibujos:

La FIG. 1 es una vista que ilustra una configuración de un sistema de la técnica relacionada para controlar un motor de inducción.

25 La FIG. 2 es una vista que ilustra una configuración detallada de un controlador de velocidad de la FIG. 1.

Las FIGS. 3A y 3B son vistas que ilustran una configuración detallada de un controlador de corriente de la FIG. 1.

La FIG. 4 es una vista que ilustra una realización de un sistema para controlar un motor de inducción al que se aplica la presente invención.

30 La FIG. 5 es una vista que ilustra una configuración de un dispositivo de estimación según una realización de la presente invención.

Descripción detallada de la invención

35 La presente invención se puede incorporar de muchas formas diferentes y puede tener diversas realizaciones, de las cuales unas particulares se ilustrarán en los dibujos y se describirán en detalle. No obstante, se debería entender que la siguiente descripción de ejemplo de la invención no se pretende que restrinja la invención a formas específicas de la presente invención, sino que más bien la presente invención se pretende que cubra todas las modificaciones, similitudes y alternativas que se incluyen en el espíritu y alcance de la presente invención.

En lo sucesivo, las realizaciones según la presente invención se describirán en detalle con referencia a los dibujos que se acompañan.

40 La FIG. 4 es una vista que ilustra una realización de un sistema para controlar un motor de inducción al que se aplica la presente invención.

Como se ilustra, un sistema para controlar un motor de inducción al cual se aplica la presente invención, que aspira a controlar un motor de inducción 160, incluye un controlador de velocidad 110, un controlador de corriente 120, una primera unidad de conversión 130, una segunda unidad de conversión 140, un inversor 150, una unidad de detección de posición del rotor 170, una unidad de cálculo del ángulo de flujo magnético 180 y un dispositivo de

estimación 10 según una realización de la presente invención. Otros componentes distintos del dispositivo de estimación 10 son los mismos que los descritos anteriormente con referencia a la FIG. 1, por lo que se omitirá una descripción detallada de los mismos.

5 El dispositivo de estimación 10 recibe corrientes de los ejes d y q en un sistema de referencia síncrono y una tensión de salida del controlador de corriente 120, y emite un error de resistencia del rotor. El error estimado de la resistencia del rotor se proporciona al controlador de corriente 120 y a la unidad de cálculo del ángulo de flujo magnético 180, para que se actualice.

La FIG. 5 es una vista que ilustra una configuración de un dispositivo de estimación según una realización de la presente invención.

10 Como se ilustra en la FIG. 5, el dispositivo de estimación 10 incluye un estimador de estado 11, un conmutador 12 y un controlador integral 13.

15 El estimador de estado 11 calcula un error de la resistencia del rotor usando las tensiones de salida del controlador de corriente de los ejes d y q 120 como se ha descrito anteriormente con referencia a las FIGS. 3A y 3B y la corriente de realimentación (es decir, las corrientes de los ejes d y q como salidas de la segunda unidad de conversión 140).

El conmutador 12 se opera por una bandera para estimar la resistencia del rotor en tiempo real. Esto es, si se determina estimar la resistencia del rotor según una entrada de bandera. Se puede recibir una entrada de bandera por un sistema de control superior (no mostrado).

20 El controlador integral 13 obtiene una diferencia entre la resistencia del rotor real emitida desde el estimador de estado 11 y la resistencia nominal del rotor.

En lo sucesivo, se describirá una operación del dispositivo de estimación 10 según una realización de la presente invención.

25 Las ecuaciones de tensión del motor de inducción 160 en un sistema general de coordenadas son las mismas que la Ecuación 10 a la Ecuación 13 y las ecuaciones de flujo magnético son las mismas que la Ecuación 14 a la Ecuación 17.

[Ecuación 10]

$$V_{ds}^{\omega} = R_s i_{ds}^{\omega} + p \lambda_{ds}^{\omega} - \omega \lambda_{qs}^{\omega}$$

[Ecuación 11]

$$V_{qs}^{\omega} = R_s i_{qs}^{\omega} + p \lambda_{qs}^{\omega} + \omega \lambda_{ds}^{\omega}$$

30 [Ecuación 12]

$$V_{dr}^{\omega} = 0 = R_r i_{dr}^{\omega} + p \lambda_{dr}^{\omega} - (\omega - \omega_r) \lambda_{qr}^{\omega}$$

[Ecuación 13]

$$V_{qr}^{\omega} = 0 = R_r i_{qr}^{\omega} + p \lambda_{qr}^{\omega} + (\omega - \omega_r) \lambda_{dr}^{\omega}$$

[Ecuación 14]

35
$$\lambda_{ds}^{\omega} = L_s i_{ds}^{\omega} + L_m i_{dr}^{\omega}$$

[Ecuación 15]

$$\lambda_{qs}^{\omega} = L_s i_{qs}^{\omega} + L_m i_{qr}^{\omega}$$

[Ecuación 16]

$$\lambda_{dr}^{\omega} = L_m i_{ds}^{\omega} + L_r i_{dr}^{\omega}$$

[Ecuación 17]

$$\lambda_{qr}^{\omega} = L_m i_{qs}^{\omega} + L_r i_{qr}^{\omega}$$

5 Las ecuaciones de tensión del motor de inducción 160 en el marco de referencia síncrono obtenidas sobre la base de la Ecuación 10 a la Ecuación 17 se pueden expresar mediante la Ecuación 18 a la Ecuación 21, y las fórmulas de flujo magnético corresponden a la Ecuación 22 a la Ecuación 25.

[Ecuación 18]

$$V_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + p \lambda_{ds}^e - \omega_e \lambda_{qs}^e$$

[Ecuación 19]

10
$$V_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + p \lambda_{qs}^e + \omega_e \lambda_{ds}^e$$

[Ecuación 20]

$$0 = R_r i_{dr}^e + p \lambda_{dr}^e - \omega_{sl} \lambda_{qr}^e$$

[Ecuación 21]

$$0 = R_r i_{qr}^e + p \lambda_{qr}^e + \omega_{sl} \lambda_{dr}^e$$

15 [Ecuación 22]

$$\lambda_{ds}^e = L_s i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e$$

[Ecuación 23]

$$\lambda_{qs}^e = L_s i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e$$

[Ecuación 24]

20
$$\lambda_{dr}^e = L_m i_{ds}^e + L_r i_{dr}^e$$

[Ecuación 25]

$$\lambda_{qr}^e = L_m i_{qs}^e + L_r i_{qr}^e$$

Usando un flujo magnético del rotor y una corriente del rotor, un flujo magnético del estator se puede expresar de la siguiente manera.

25 [Ecuación 26]

$$\lambda_{ds}^e = \sigma L_s i_{ds}^e + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e$$

[Ecuación 27]

$$\lambda_{qs}^e = \sigma L_s i_{qs}^e + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{qr}^e$$

Las ecuaciones de tensión del rotor se pueden organizar sobre la base de la ecuación anterior de la siguiente manera.

5 [Ecuación 28]

$$p\lambda_{dr}^e = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds}^e - \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr}^e + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}^e$$

[Ecuación 29]

$$p\lambda_{qr}^e = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{qs}^e - \frac{R_r}{L_r} \lambda_{qr}^e - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^e$$

10 También, las ecuaciones de tensión de los ejes d y q en el marco de referencia síncrono del estator del motor de inducción 160 se pueden expresar de la siguiente manera.

[Ecuación 30]

$$V_{ds}^e = \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{ds}^e + \sigma L_s \frac{di_{ds}^e}{dt} - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^e - R_r \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e$$

[Ecuación 31]

$$V_{qs}^e = \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{qs}^e + \sigma L_s \frac{di_{qs}^e}{dt} + \omega_r L_s i_{ds}^e + \frac{R_r}{L_r} \sigma L_s i_{qs}^e$$

15 Mientras que está siendo realizado el control vectorial indirecto y está siendo controlada la corriente en un estado normal, las salidas del controlador de corriente 120 son de la siguiente manera.

[Ecuación 32]

$$V_{ds_out}^e = \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) (i_{ds}^{e*} - i_{ds}^e) + V_{ds_ff1}^e + V_{ds_ff2}^e$$

[Ecuación 33]

$$V_{qs_out}^e = \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) (i_{qs}^{e*} - i_{qs}^e) + V_{qs_ff1}^e + V_{qs_ff2}^e$$

20

Aquí, los elementos de alimentación directa se definen de la siguiente manera.

[Ecuación 34]

$$V_{ds_ff1}^e = -\omega_e \sigma \hat{L}_s i_{qs}^e$$

[Ecuación 35]

$$V_{ds_ff2}^e = -\sigma L_s \frac{\hat{R}_r}{L_r} \frac{(i_{qs}^e)^2}{i_{ds}^e}$$

[Ecuación 36]

$$V_{qs_ff1}^e = \omega_r L_s i_{ds}^e$$

5

[Ecuación 37]

$$V_{qs_ff2}^e = \frac{\hat{R}_r}{L_r} L_s i_{qs}^e$$

Si el control de corriente se realiza sin problemas por el controlador de corriente 120, se satisfacen las siguientes condiciones.

10 [Ecuación 38]

$$V_{ds}^e = V_{ds_out}^e$$

[Ecuación 38]

$$V_{qs}^e = V_{qs_out}^e$$

15 Aquí, en un caso en el que la inductancia es precisa, las tensiones manejadas por el controlador de corriente de los ejes d y q en un estado normal son de la siguiente manera.

[Ecuación 40]

$$\left(K_p + \frac{K_I}{s}\right)(i_{ds}^{e*} - i_{ds}^e) \cong \frac{K_I}{s}(i_{ds}^{e*} - i_{ds}^e) = R_s i_{ds}^e + \frac{\sigma L_s}{L_r} (\hat{R}_r - R_r) \frac{(i_{qs}^e)^2}{i_{ds}^e}$$

[Ecuación 41]

$$\left(K_p + \frac{K_I}{s}\right)(i_{qs}^{e*} - i_{qs}^e) \cong \frac{K_I}{s}(i_{qs}^{e*} - i_{qs}^e) = R_s i_{qs}^e - \frac{L_s}{L_r} (\hat{R}_r - R_r) i_{qs}^e$$

20 La Ecuación 40 y la Ecuación 41 se pueden organizar de la siguiente manera.

[Ecuación 42]

$$\frac{K_I}{s} (i_{ds}^{e*} - i_{ds}^e) = R_s i_{ds}^e + \frac{1}{\Delta T_r} \sigma L_s \frac{(i_{qs}^e)^2}{i_{ds}^e}$$

[Ecuación 43]

$$\frac{K_I}{s} (i_{qs}^{e*} - i_{qs}^e) = R_s i_{qs}^e - \frac{1}{\Delta T_r} L_s i_{qs}^e$$

- 5 Aquí, ΔT_r es un número recíproco de un valor obtenido dividiendo la resistencia del rotor por la impedancia del rotor. La Ecuación 42 y la Ecuación 43 se pueden sustituir de la siguiente manera.

[Ecuación 44]

$$\frac{K_I}{s} (i_{ds}^{e*} - i_{ds}^e) = M$$

[Ecuación 45]

$$\frac{K_I}{s} (i_{qs}^{e*} - i_{qs}^e) = N$$

- 10 Cuando las ecuaciones simultáneas de la Ecuación 42 y la Ecuación 43 se calculan usando la Ecuación 44 y la Ecuación 45, se puede obtener un error de la resistencia del rotor de la siguiente manera.

[Ecuación 46]

$$\frac{1}{\Delta T_r} = \frac{\Delta R_r}{L_r} = \frac{i_{ds}^e (M i_{qs}^e - N i_{ds}^e)}{i_{qs}^e (\sigma L_s (i_{qs}^e)^2 + L_s (i_{ds}^e)^2)}$$

- 15 El controlador integral 13 de la FIG. 5 opera hasta cuando el valor calculado por la Ecuación 46 alcance el cero (0), y el error estimado de la resistencia del rotor se actualiza continuamente en la alimentación directa de la Ecuación 35 y la Ecuación 37 y el cálculo de la frecuencia de deslizamiento de la Ecuación 7, para que se calcule como se expresa por la Ecuación 47.

[Ecuación 47]

$$\omega_{sl} = \frac{(\hat{R}_r + \Delta R_{r_comp}) i_{qs}^e}{L_r i_{ds}^{e*}}$$

- 20 La resistencia del rotor se puede obtener usando el resultado de la Ecuación 46. La salida ΔR_{r_com} del controlador integral 13 converge en un cierto valor cuando ΔR_r es 0 y, en este caso, la Ecuación 42 y la Ecuación 43 se pueden organizar de la siguiente manera.

[Ecuación 48]

$$\frac{K_I}{s} (i_{ds}^{e*} - i_{ds}^e) = R_s i_{ds}^e$$

- 25 [Ecuación 49]

$$\frac{K_I}{s} (i_{qs}^{e*} - i_{qs}^e) = R_s i_{qs}^e$$

De este modo, la resistencia del estator se puede obtener usando la Ecuación 50 o la Ecuación 51.

[Ecuación 50]

$$R_s = \frac{M}{i_{ds}^e}$$

5 [Ecuación 51]

$$R_s = \frac{N}{i_{qs}^e}$$

10 Como se ha descrito anteriormente, la estimación en tiempo real de la resistencia del rotor y la resistencia del estator del motor de inducción 160 se puede lograr usando alimentación directa del controlador de corriente 120 y una tensión de salida de un integrador del controlador de corriente 120. El rendimiento de la resistencia del rotor y la resistencia del estator estimadas se determina mediante un ancho de banda de control del controlador de corriente que tiene las características dinámicas más rápidas en el sistema para controlar un motor de inducción, las características dinámicas del mismo son muy rápidas y simples.

15 Las realizaciones y ventajas anteriores son meramente ejemplares y no se han de considerar como limitantes de la presente descripción. Las presentes enseñanzas se pueden aplicar fácilmente a otros tipos de aparatos. Esta descripción se pretende que sea ilustrativa y que no limite el alcance de las reivindicaciones. Muchas alternativas, modificaciones y variaciones serán evidentes para los expertos en la técnica. Las características, estructuras, métodos y otras características de las realizaciones ejemplares descritas en la presente memoria se pueden combinar de varias formas para obtener realizaciones ejemplares adicionales y/o alternativas.

20 Como los presentes rasgos se pueden incorporar de varias formas sin apartarse de las características de los mismos, también se debería entender que las realizaciones descritas anteriormente no están limitadas por ninguno de los detalles de la descripción anterior, a menos que se especifique de otro modo, sino que más bien se deberían considerar ampliamente dentro de su alcance como se define en las reivindicaciones adjuntas.

REIVINDICACIONES

1. Un aparato para estimar un parámetro de un motor de inducción (160) que incluye un controlador de corriente (120) que emite tensiones de los ejes d y q en un marco de referencia síncrono a partir de las referencias de corriente de los ejes d y q y las corrientes de los ejes d y q en el marco de referencia síncrono aplicado al motor de inducción (160) y una unidad de cálculo del ángulo de flujo magnético (180) que calcula un ángulo de flujo magnético usando las corrientes de los ejes d y q en el marco de referencia síncrono aplicado al motor de inducción y la velocidad del rotor del motor de inducción, en un sistema de control,

caracterizados por:

10 un estimador de estado (11) configurado para calcular un error de resistencia del rotor tras recibir una salida del controlador de corriente (120) y las corrientes de los ejes d y q en el marco de referencia síncrono aplicado al motor de inducción (160);

un controlador integral (13) configurado para obtener una diferencia entre la resistencia de salida del rotor desde el estimador de estado (11) y la resistencia nominal del rotor; y

15 una unidad de cálculo configurada para calcular la resistencia del estator a partir de una salida del controlador integral (13), en donde la unidad de cálculo calcula la resistencia del estator mediante una ecuación siguiente a o b, y la salida del controlador integral (13) se proporciona al controlador de corriente (120) y a la unidad de cálculo del ángulo de flujo magnético (180), para ser actualizada,

$$R_s = \frac{M}{i_{ds}^e}$$

Ecuación a:

$$R_s = \frac{N}{i_{qs}^e}$$

Ecuación b:

$$M = \frac{K_I}{s} (i_{ds}^{e*} - i_{ds}^e) \quad , \quad N = \frac{K_I}{s} (i_{qs}^{e*} - i_{qs}^e)$$

20 en donde R_s es la resistencia del estator, K_I es una ganancia del controlador integral, s es la frecuencia, i_{ds}^{e*} es una referencia de corriente del eje d, i_{ds}^e es una corriente del eje d en el marco de referencia síncrono, i_{qs}^{e*} es una referencia de corriente del eje q, e i_{qs}^e es una corriente del eje q en el marco de referencia síncrono.

2. El aparato de la reivindicación 1, que comprende además:

25 un conmutador (12) configurado para conmutar si se debe estimar la resistencia del rotor según una entrada de bandera.

3. El aparato de la reivindicación 1, en donde un error de la resistencia del rotor se calcula mediante la siguiente ecuación,

$$\frac{1}{\Delta T_r} = \frac{\Delta R_r}{L_r} = \frac{i_{ds}^e (M i_{qs}^e - N i_{ds}^e)}{i_{qs}^e (\sigma L_s (i_{qs}^e)^2 + L_s (i_{ds}^e)^2)}$$

30 en donde ΔT_r es un número recíproco de un valor obtenido dividiendo la resistencia del rotor por la impedancia del rotor.

4. El aparato de la reivindicación 3, en donde el controlador integral (13) opera hasta cuando el error de la resistencia del rotor alcance 0.

5. El aparato de la reivindicación 4, en donde una frecuencia de deslizamiento del motor de inducción (160) se

$$\omega_{sl} = \frac{(\hat{R}_r + \Delta R_{r_comp}) i_{qs}^e}{L_r i_{ds}^{e*}}$$

35 calcula mediante

FIG. 1
TÉCNICA ANTERIOR

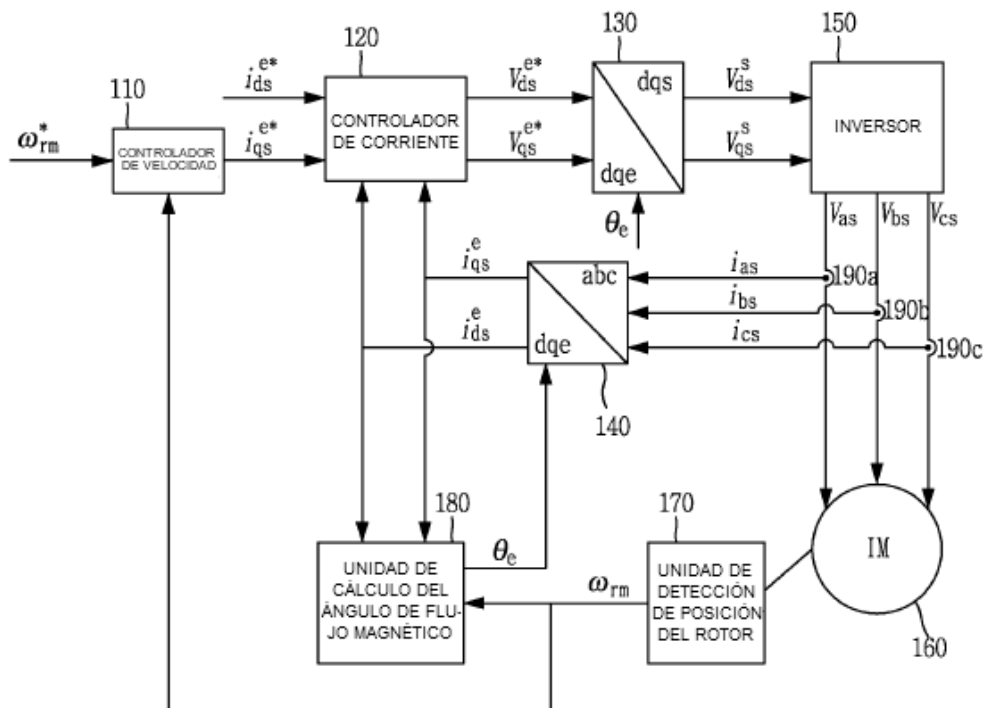


FIG. 2
TÉCNICA ANTERIOR

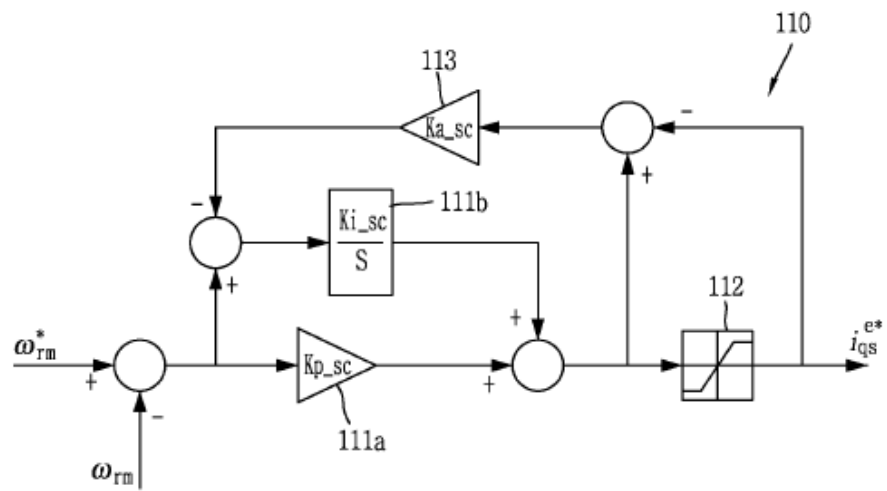


FIG. 3A
TÉCNICA ANTERIOR

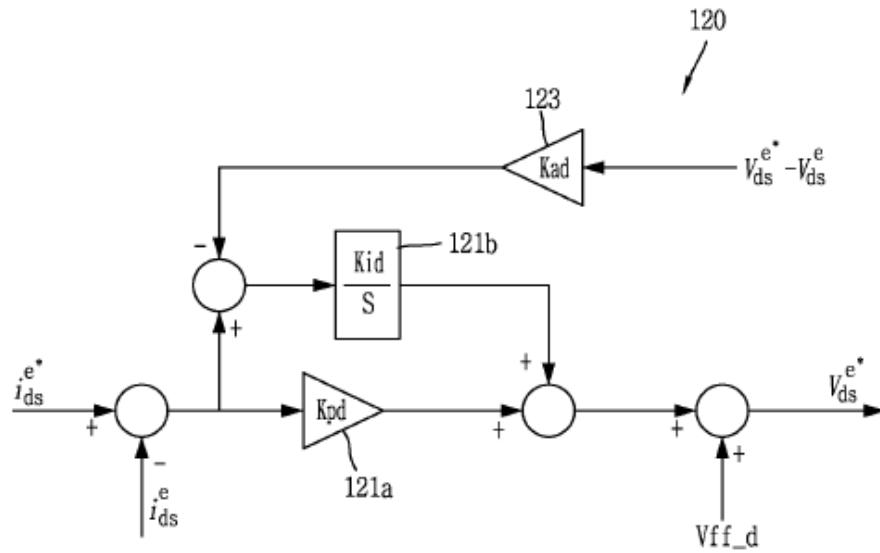


FIG. 3B
TÉCNICA ANTERIOR

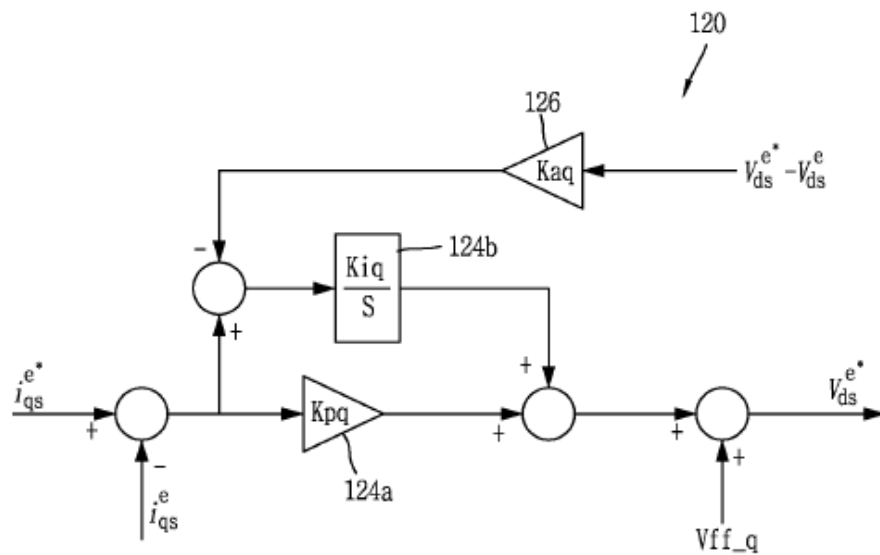


FIG. 4

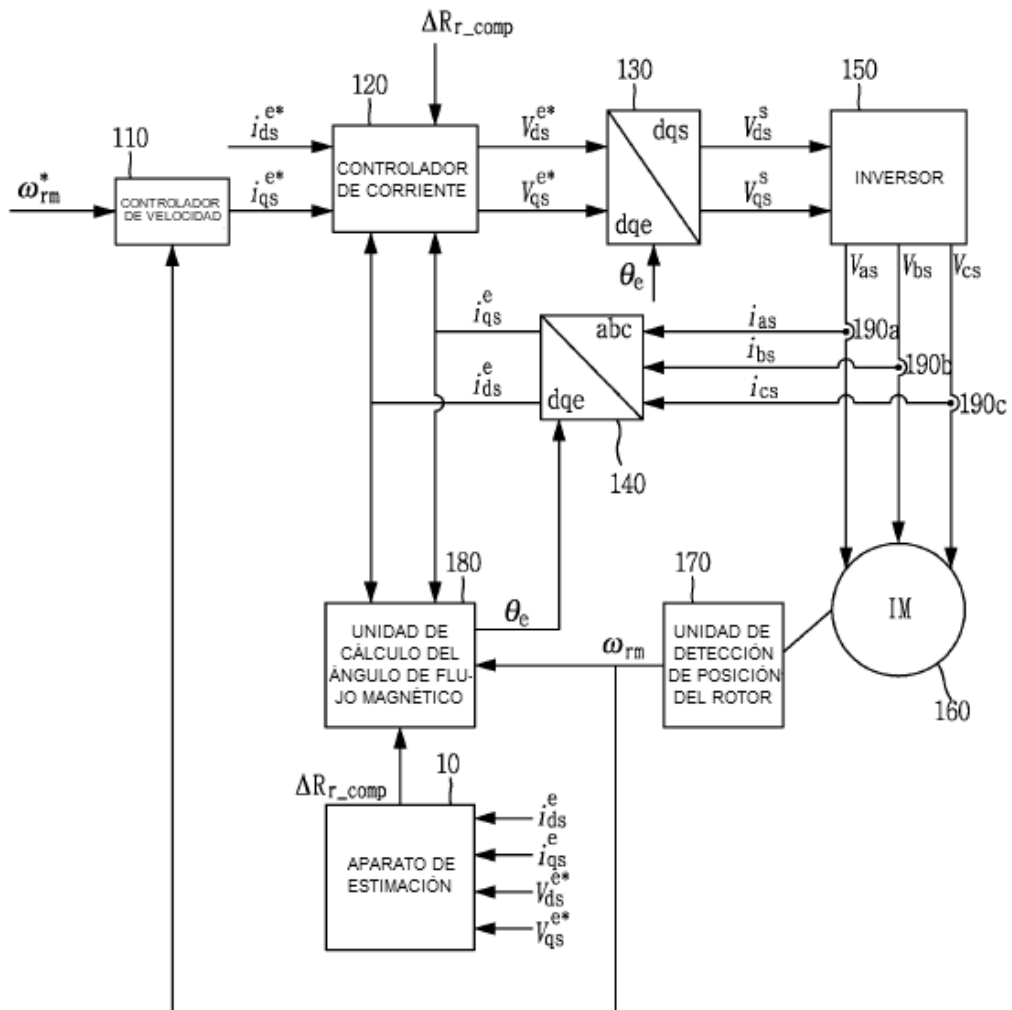


FIG. 5

