

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 804 537**

51 Int. Cl.:

H02P 21/14 (2006.01)

H02P 21/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **28.03.2014** E 14162325 (6)

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **22.04.2020** EP 2787631

54 Título: **Aparato de control de vectores sin sensor para motor de inducción**

30 Prioridad:

04.04.2013 KR 20130036746

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

08.02.2021

73 Titular/es:

**LSIS CO., LTD. (100.0%)
127 LS-ro, Dongan-gu
Anyang-si, Gyeonggi-do 431-848, KR**

72 Inventor/es:

YOO, ANNO

74 Agente/Representante:

FERNÁNDEZ POU, Felipe

ES 2 804 537 T3

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

DESCRIPCIÓN

Aparato de control de vectores sin sensor para motor de inducción

5 Antecedentes de la invención

Campo de la invención

10 La presente descripción se refiere a un aparato de control para el motor de inducción, y más particularmente, a un aparato de control de vectores sin sensor para el motor de inducción que incluye un método para estimar un cambio en un parámetro de un motor de inducción en tiempo real durante el funcionamiento del vector sin sensor.

Descripción de la técnica relacionada

15 Generalmente, un motor de inducción incluye un estator enrollado con un enrollado y un rotor que se forma por un conductor de aluminio o núcleo de hierro. El motor de inducción es una máquina que se configura para obtener una fuerza rotacional mediante la generación de un cambio periódico en la corriente de un enrollado montado en un estator, y generar un torque en un rotor de acuerdo con un cambio constante en un campo magnético en respuesta al cambio de corriente.

20 Generalmente, un inversor de propósito general se usa comúnmente para impulsar un motor de inducción de 3 fases, y en particular, un inversor de propósito general se usa comúnmente en un campo de accionamiento de velocidad variable mediante el uso de un motor de inducción, una carga de emergencia, o una carga de tracción de un vehículo eléctrico. Las operaciones de un motor de inducción se implementan generalmente en base al control de vectores o al algoritmo FOC (Control Orientado al Campo), y un control de vectores sin sensor de posición mediante el uso de un sensor de no posición se usa en gran medida como un método de control para un motor de inducción en tales campos de aplicación como donde hay un límite en espacio o donde se requiere una reducción de costo en el sistema.

30 Sin embargo, entre los parámetros de una máquina de inducción de jaula de ardilla, la resistencia del estator y los valores de resistencia del rotor se cambian debido a los circuitos eléctricos internos cuando se cambia una temperatura dentro del motor de inducción en respuesta a un cambio en una carga y una velocidad, y una temperatura aumentada de un motor de inducción conduce a cambiar la resistencia del estator. El control de vectores comúnmente usado como un método de accionamiento del motor de inducción depende de manera significativa de un parámetro del motor, de manera que la fluctuación de la resistencia a los rotores degrada el rendimiento del control.

35 Como un antecedentes de la técnica, "Estimación en Línea de la Constante de Tiempo del Rotor y Velocidad para el Vector controlado por Accionamiento del Motor de Inducción con el Controlador Adaptativo de Modelo de Referencia (MRAC)", por D.Sleeve Reddy, K. Lakshmi Prasad Reddy, M. Vijaya Kumar / International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA) ISSN: 2248-9622 www.ijera.com Vol. 2, Edición 6, noviembre- diciembre de 2012, pp. 172-179, describe un método de estimación sin sensor mediante el uso de MRAC para la estimación de velocidad en el accionamiento del motor de inducción que utiliza el concepto de potencia reactiva.

Resumen de la invención

45 Los aspectos ilustrativos de la presente descripción son resolver sustancialmente al menos los problemas y/o desventajas anteriores y proporcionar al menos las ventajas a continuación. Por lo tanto, la presente descripción se dirige para proporcionar un aparato de control de vectores sin sensor para el motor de inducción capaz de aumentar el rendimiento del control de vectores sin sensor mediante la estimación de un cambio en un parámetro de un motor de inducción en tiempo real.

50 En un aspecto general de la presente invención, se proporciona un aparato de control de vectores para el motor de inducción (de aquí en adelante referido como "aparato") de acuerdo con la reivindicación 1, el aparato comprende:
 un controlador de corriente que se configura para producir voltajes de eje q y d en un marco de referencia síncrono, mediante el uso de referencias de corriente de eje q y d en el marco de referencia síncrono;
 55 una primera unidad de conversión de fase se configura para convertir voltajes de salida del controlador de corriente en voltajes en un marco de referencia estacionario;
 un inversor se configura para aplicar voltajes a un motor de inducción recibiendo la salida de la primera unidad de conversión de fase; una segunda unidad de conversión de fase que se configura para convertir las corrientes de fase medidas en base a los voltajes aplicados al motor de inducción desde el inversor hacia las corrientes de eje q y d en el marco de referencia síncrono;
 60 un estimador de posición y de velocidad del rotor se configura para medir una velocidad del rotor y un flujo magnético del rotor del motor de inducción y estimar una posición del rotor mediante el uso de las corrientes de fase y un valor de salida de la primera unidad de conversión de fase y para estimar una posición del rotor mediante el uso del valor de salida; y
 65 un estimador de resistencia del estator y del error del ángulo que se configura para calcular una resistencia del estator y un error del ángulo del motor de inducción al recibir comandos de corriente del eje q, d en el marco de referencia

síncrono que se introducen a partir del controlador de corriente y los voltajes q, d en el marco de referencia síncrono que se sale del controlador de corriente, y para proporcionar la resistencia del estator al estimador de posición y de velocidad del rotor.

5 Preferentemente, pero no necesariamente, el aparato puede comprender además un medidor de corriente para cada fase que se configura para medir las corrientes de fase que se aplican al motor de inducción mediante el uso de un voltaje de salida del inversor.

10 Preferentemente, pero no necesariamente, el aparato puede comprender además un primer compensador del ángulo de flujo magnético que se configura para compensar un ángulo de flujo magnético del rotor que se usa por la primera unidad de conversión de fase usando cada error proporcionado por el estimador de resistencia del estator y del error del ángulo.

15 Preferentemente, pero no necesariamente, el aparato puede comprender además un segundo compensador del ángulo de flujo magnético que se configura para compensar un ángulo de flujo magnético del rotor que se usa por la segunda unidad de conversión de fase usando cada error proporcionado por el estimador de resistencia del estator y del error del ángulo.

20 Preferentemente, pero no necesariamente, el estimador de resistencia del estator y del error del ángulo puede incluir un estimador del error de velocidad de ángulo que se configura para estimar el error de velocidad de ángulo del motor de inducción mediante el uso de un voltaje de salida del controlador de corriente y una corriente de retroalimentación que se aplica de la segunda unidad de conversión de fase al controlador de corriente, y un estimador de resistencia del estator que se configura para estimar en tiempo real un valor de resistencia del estator mediante el uso de un voltaje de salida del controlador de corriente y una corriente de retroalimentación que se aplica desde la segunda
25 unidad de conversión de fase al controlador de corriente.

Preferentemente, pero no necesariamente, el estimador de resistencia del estator y del error del ángulo pueden incluir además un primer interruptor que se configura para proporcionar selectivamente un error de velocidad de ángulo que se estima por el estimador del error de velocidad de ángulo, un compensador que se configura para determinar una
30 cantidad de compensación de velocidad de ángulo que se determina por error de velocidad de ángulo proporcionada por el primer interruptor, un integrador que se configura para calcular un error angular desde la cantidad de compensación de velocidad de ángulo que es una salida del compensador y un segundo interruptor que se configura para proporcionar selectivamente un valor de resistencia del estator provisto por el estimador de resistencia del estator al estimador de posición y de velocidad del rotor.
35

Preferentemente, pero no necesariamente, el aparato puede comprender además un controlador de velocidad que se configura para emitir un comando de corriente de eje q en el marco de referencia síncrono al controlador de corriente introduciendo un comando de velocidad de rotor y velocidad de rotor del motor de inducción.

40 En un efecto ventajoso, el aparato de control de vectores sin sensor para el motor de inducción descrito por lo tanto es tal que puede lograrse una estimación de tiempo real y una compensación de error del ángulo puede lograrse mediante el uso de una incorporación de un controlador de corriente y un voltaje de salida del integrador del controlador de corriente. El método propuesto por la presente descripción es ventajosamente simple en el rendimiento de que la
45 característica dinámica es muy rápida y no se requiere ningún modo de operación especial debido a la determinación del rendimiento por un control de ancho de banda de un controlador de corriente que tiene la característica dinámica más rápida en un sistema de control.

Breve descripción de los dibujos

50 La Figura 1 es un diagrama de bloques que ilustra una configuración de un sistema de motor de inducción de acuerdo con la presente descripción.

La Figura 2 es un diagrama de bloques que ilustra una configuración de un controlador de velocidad que se ilustra en la Figura 1.

55 Las Figuras 3 y 4 son diagramas de bloques que ilustran una configuración del controlador de corriente en la Figura 1.

La Figura 5 es un diagrama de bloques que ilustra una configuración de un sistema de motor de inducción de acuerdo con una modalidad ilustrativa de la presente descripción.

La Figura 6 es un diagrama de bloques que ilustra una configuración de un estimador de resistencia del estator y del error del ángulo que se ilustra en la Figura 5.
60

Descripción detallada de la invención

Ahora, las modalidades ilustrativas de la presente descripción se explicarán en detalle junto con las figuras para permitir que un experto en la técnica aprecie fácilmente la idea técnica de la presente descripción
65

La presente descripción se refiere a la estimación del parámetro en tiempo real en un control de vectores sin sensor

de un motor de inducción, y más particularmente a un diseño del estimador apropiado para la estimación de la resistencia del estator y la compensación de error del ángulo. La Figura 1 es un diagrama de bloques que ilustra una configuración de un sistema de motor de inducción de acuerdo con la presente descripción, y que ilustra particularmente una configuración de un controlador de motor de inducción que incluye un control de velocidad.

5 Un controlador de velocidad (100) sale de un comando de corriente de eje q en un marco de referencia síncrono introduciendo un comando de velocidad del rotor y una velocidad real del rotor.

10 Un controlador de corriente (200) envía el voltaje de eje d, q en el marco de referencia síncrono de comandos de corriente de eje d, q en el marco de referencia síncrono y corriente real. Una primera unidad de conversión de fase (300) es un dispositivo que se configura para convertir un voltaje de salida del controlador de corriente (200) a un voltaje en un marco de referencia estacionario.

Una segunda unidad de conversión de fase (400) es un dispositivo que se configura para convertir una corriente de fase de motor que se mide por los medidores de corrientes (108a, 108b, 108c) a las corrientes del eje q, d en el marco de referencia síncrono, donde puede omitirse una pieza de información actual.

15 Un inversor (500) es un inversor de voltaje que es un dispositivo que se configura para aplicar un voltaje a un motor de inducción (600).

20 Un estimador de posición y de velocidad del rotor (700) es un dispositivo para estimar la velocidad y posición del rotor, y estima una velocidad de rotor y un flujo de rotor del motor de inducción usando como entrada una corriente de fase motor que se genera por los medidores de corrientes (108a, 108b, 108c) y un voltaje de salida de la primera unidad de conversión de fase (300).

La Figura 2 es un diagrama de bloques que ilustra una configuración de un controlador de velocidad que se ilustra en la Figura 1. Con referencia a la Figura 2, un controlador de velocidad (100) incluye sumadores (110, 120, 160, 170), un limitador (180), una unidad de ganancia (130), y controladores proporcionales integrales (140,150).

25 El controlador de velocidad (100) envía un comando de corriente de eje q mediante el uso de los controladores proporcionales integrales (140, 150) que se configuran para introducir una diferencia entre una velocidad de comando (o una referencia de velocidad) y una velocidad real (o una velocidad de retroalimentación).

Los controladores proporcionales integrales (140,150) para el control de velocidad de salida de una señal de entrada integran la señal de entrada, y el limitador (180) limita una salida desde el controlador de velocidad (100).

30 La unidad de aumento (113) proporciona una ganancia de anti-enrollado para evitar la divergencia de los controladores proporcionales integrales (140, 150) cuando el limitador (180) funciona. La salida del controlador de velocidad (100) es una corriente del eje q en el marco de referencia síncrono.

35 Las Figuras 3 y 4 son diagramas de bloques que ilustran una configuración detallada del controlador de corriente (200) en la Figura 1, donde la Figura 3 ilustra una configuración de un controlador de corriente de eje d (200) en un marco de referencia síncrono y la Figura 4 ilustra una configuración de un controlador de corriente eje q (200) en el marco de referencia síncrono.

40 Con referencia a la Figura 3, el controlador de corriente de eje d (200) incluye sustractores (210, 220), sumadores (250, 270), una unidad de ganancia (260), y unos controladores proporcionales integrales (230,240).

Con referencia a la Figura 4, el controlador de corriente eje q (200) incluye sustractores (211, 221), sumadores (251, 271), una unidad de ganancia (261), y unos controladores proporcionales integrales (231,241).

45 Con referencia a las Figuras 3 y 4, el controlador de corriente de eje q, (200) incluye un controlador proporcional e integral que se configura para controlar respectivamente las corrientes de los ejes q y d en el marco de referencia síncrono y una unidad de compensación.

50 Los controladores proporcionales integrales (230, 240, 231, 241) realizan una operación de ganancia proporcional integral para el control de corriente mediante el uso de un comando de corriente y una corriente de retroalimentación. Las señales de entrada (V_{ff_d} , V_{ff_q}) se configuran para realizar una compensación de redireccionamiento de alimentación, y pueden configurarse de manera variable de acuerdo con el modelado de un motor de inducción.

55 Cuando una salida del controlador de corriente (200) excede una magnitud de un voltaje sintetizable por el inversor (500), las unidades de ganancia (260, 261) obtienen una ganancia anti-enrollado para evitar la divergencia de los controladores integrales (240, 241). El funcionamiento de convertir un voltaje en un marco de referencia síncrono que es una salida del controlador de corriente (200) de la Figura 1 a un voltaje en un marco de referencia estacionario puede definirse por las siguientes Ecuaciones.

60
$$V_{ds}^s = V_{ds}^{e*} \cos\theta_e - V_{qs}^{e*} \text{sen}\theta_e \quad (1)$$

65
$$V_{qs}^s = V_{ds}^{e*} \text{sen}\theta_e + V_{qs}^{e*} \cos\theta_e \quad (2)$$

La primera unidad de conversión de fase (400) obtiene las corrientes de los ejes q, d en un marco de referencia sincrónico de una corriente de fase de motor medida por los medidores de corrientes (108a, 108b, 108c), que pueden expresarse por las siguientes Ecuaciones.

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

$$i_{qs}^s = \frac{i_{bs} - i_{cs}}{\sqrt{3}} \quad (4)$$

$$i_{ds}^e = i_{ds}^s \cos \theta_e + i_{qs}^s \operatorname{sen} \theta_e \quad (5)$$

$$i_{qs}^e = -i_{ds}^s \operatorname{sen} \theta_e + i_{qs}^s \cos \theta_e \quad (6)$$

Aunque el estimador de posición y de velocidad del rotor (700) de la Figura 1, que se configura para agarrar la velocidad del rotor y posición del flujo de rotor, puede configurarse de manera variable, los métodos usados ampliamente por las industrias pueden incluir ampliamente un MRAS (Sistema Adaptativo Con Modelo De Referencia) o un ASO (Observador Adaptativo de Velocidad).

Un flujo de rotor estimado mediante el uso del método de MRAS puede expresarse mediante la siguiente Ecuación.

$$\hat{\lambda}_r^s = \frac{T_c}{1+T_c s} \frac{L_r}{L_m} [\mathbf{V}_s^s - (R_s \mathbf{i}_s^s + s \sigma L_s \mathbf{i}_s^s)] + \frac{1}{1+T_c s} \lambda_r^{s*} \quad (7)$$

donde, \mathbf{V}_s^s es un voltaje aplicado, \mathbf{i}_s^s es una corriente del estator, s es un operador de Laplace, R_s es una resistencia del estator, σL_s es una inductancia excesiva, L_r es una inductancia de rotor, L_m es una inductancia mutua, λ_r^{s*} es un flujo de rotor de referencia, y T_c es un tiempo de conmutación del estimador de acuerdo con el método MRAS.

Además, un flujo de rotor estimado por el método ASO puede expresarse por las siguientes Ecuaciones.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s^s \\ \lambda_r^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s^s \\ \lambda_r^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{V}_s^s + \mathbf{G}(\mathbf{i}_s - \hat{\mathbf{i}}_s) \quad (8)$$

donde,

$$A_{11} = -\left\{ \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right\} \mathbf{I} = a_{r11} \mathbf{I}, \quad A_{12} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left\{ \frac{1}{T_r} \mathbf{I} - \omega_r \mathbf{J} \right\} = a_{r12} \mathbf{I} + a_{i12} \mathbf{J}, \quad A_{21} = \frac{L_m}{T_r} \mathbf{I} = a_{r21}, \quad A_{22} = -\frac{1}{T_r} \mathbf{I} + \omega_r \mathbf{J} = a_{r22} \mathbf{I} + a_{i22} \mathbf{J}, \quad B_1 = \frac{1}{\sigma L_s} \mathbf{I}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}^T, \quad g_1 = (k-1)(a_{r11} + a_{r22}), \quad g_2 = (k-1)a_{i22}, \quad g_3 = (k^2-1)(ca_{r11} + a_{r21}) -$$

$$c(k-1)(a_{r11} + a_{r22}), \quad g_4 = -c(k-1)a_{i22}, \quad \mathbf{C} = \frac{\sigma L_s L_r}{L_m}$$

y T_r es una constante de tiempo del rotor), ω_r es una velocidad del rotor eléctrico), y k es un número real.

Como se observa a partir de las Ecuaciones (7) y (8), cuando el flujo de rotor se estima mediante el uso del método MRAS o ASO, puede observarse que se incluyen los parámetros del motor de inducción. Una frecuencia de deslizamiento en un control de vectores indirecto de un motor de inducción convencional puede expresarse por la siguiente Ecuación 9, y el flujo de rotor y posición del flujo de rotor puede expresarse por las siguientes Ecuaciones 10 y 11, respectivamente.

65

$$\omega_{sl} = \frac{R_r i_{qs}^e}{L_r i_{ds}^{e*}} \quad (9)$$

5

$$\omega_e = \frac{P}{2} \omega_r + \omega_{sl} \quad (10)$$

10

$$\theta_e = \int \omega_e d\tau \quad (11)$$

donde, ω_{sl} es una frecuencia de deslizamiento, R_r es una resistencia de rotor, y P es un número de polos.

15 El rendimiento de un control de vectores sin sensor de un motor de inducción está en dependencia de los parámetros del motor de inducción como se muestra en las Ecuaciones (7) y (8). Particularmente, el valor de la resistencia del estator de un motor de inducción es cambiante en respuesta a un estado operativo del motor de inducción para degradar el rendimiento de estimación del flujo de rotor, lo que resulta en la generación de influencia sobre la velocidad del rotor y el rendimiento de estimación del flujo de rotor. Aunque la descripción se ha centrado en el método MRAS hasta el momento, el método propuesto por la presente descripción puede también aplicarse al método ASO.

20 La presente descripción proporciona un aparato de control de vectores sin sensor para el motor de inducción que se configura para mejorar un rendimiento de control de vectores sin sensor del motor de inducción estimando una resistencia del estator en tiempo real y compensar un error de ángulo que aparece durante el control de vectores sin sensor, y un método de accionamiento de estos.

25 La Figura 5 es un diagrama de bloques que ilustra una configuración de un sistema de motor de inducción de acuerdo con una modalidad ilustrativa de la presente descripción. La Figura 5 es un diagrama de bloques que ilustra una configuración de un sistema de motor de inducción que incluye una resistencia del estator y un estimador del error del ángulo de acuerdo con la presente descripción.

30 En la descripción de la Figura 5, los números de referencia similares se usarán para configuraciones similares como en las de la Figura 1.

35 Con referencia a la Figura 5, un controlador de velocidad (100) sale de un comando de corriente de eje q en un marco de referencia síncrono mediante el uso de un comando de velocidad del rotor y una velocidad real del rotor como entrada. Un controlador de corriente (200) envía el voltaje d, q en el marco de referencia síncrono de comandos de corriente de los ejes q, d en el marco de referencia síncrono y una corriente real.

40 Una primera unidad de conversión de fase (300) es un dispositivo que se configura para convertir un voltaje de salida del controlador de corriente (200) a un voltaje en un marco de referencia estacionario.

45 Una segunda unidad de conversión (400) es un dispositivo que se configura para convertir las corrientes de fase (i_{as} , i_{bs} , i_{cs}) medido por los medidores de corrientes de fase (108a, 108b, 108c) del inversor a las corrientes de ejes q, d en el marco de referencia síncrono.

Un inversor (500) es un dispositivo que se configura para aplicar un voltaje a un motor de inducción de 3 fases (600) mediante el uso de un inversor de voltaje.

50 Un estimador de posición y de velocidad del rotor (700) es un dispositivo que se configura para estimar una posición del rotor usando una velocidad de rotor y flujo de rotor.

Los medidores de corriente de fase (108a, 108b, 108c) son dispositivos que se configuran para medir las corrientes de fase que se aplican al motor de inducción (600).

Un estimador de resistencia del estator y del error del ángulo (1000) es un dispositivo que se configura para estimar una resistencia del estator (R_{s_est}) y un error de ángulo ($\Delta\theta_e$).

55 Un compensador de flujo magnético (800, 900) son dispositivos que se configuran para compensar un ángulo de flujo de rotor (θ_e) que se introduce a las unidades de conversión de fase (300, 400) mediante el uso de un error de ángulo ($\Delta\theta_e$) estimado por la resistencia del estator y el estimador del error del ángulo (1000).

60 La Figura 6 es un diagrama de bloques que ilustra una configuración de un estimador de resistencia del estator y del error del ángulo que se ilustra en la Figura 5.

Con referencia a la Figura 6, el estimador de resistencia del estator y del error del ángulo (1000) incluye un estimador del error de velocidad de ángulo (1100), un estimador de resistencia del estator (1200), interruptores (1300, 1400), un compensador (1500) y un integrador (1600).

65

El estimador del error de velocidad de ángulo (1100) estima un error de velocidad de ángulo de un voltaje de salida del controlador de corriente del eje q, d (200) y una corriente de retroalimentación que se aplica desde la segunda unidad de conversión de fase (400) al controlador de corriente (200).

5 El interruptor (1300) transmite selectivamente una salida del estimador del error de velocidad de ángulo (1100) al compensador (1500) en respuesta a la compensación de error del ángulo.

El compensador (1500) determina una cantidad de compensación de velocidad de ángulo y el integrador (1600) calcula los errores del ángulo a partir de la cantidad de compensación de velocidad de ángulo que es una salida del compensador (1500). El estimador de resistencia del estator (1200) estima la resistencia del estator en tiempo real (en línea), y estima un voltaje de salida del controlador de corriente del eje q, d (200) y la corriente de retroalimentación que se aplica desde la segunda unidad de conversión de fase (400) al controlador de corriente (200).

10 El interruptor (1400) transmite selectivamente una salida del estimador de resistencia del estator (1200) en respuesta al tiempo de cálculo de la resistencia del estator.

Sucesivamente, se describirá una operación detallada con referencia a las Figuras 5 y 6, una ecuación de voltaje del motor de inducción en un marco de referencia general y una ecuación de flujo puede expresarse por las siguientes Ecuaciones (12) a (19).

15

$$V_{ds}^0 = R_s i_{ds}^0 + p \lambda_{ds}^0 - \omega \lambda_{qs}^0 \quad (12)$$

20

$$V_{qs}^0 = R_s i_{qs}^0 + p \lambda_{qs}^0 + \omega \lambda_{ds}^0 \quad (13)$$

$$V_{dr}^0 = 0 = R_r i_{dr}^0 + p \lambda_{dr}^0 - (\omega - \omega_r) \lambda_{qr}^0 \quad (14)$$

25

$$V_{qr}^0 = 0 = R_r i_{qr}^0 + p \lambda_{qr}^0 + (\omega - \omega_r) \lambda_{dr}^0 \quad (15)$$

$$\lambda_{ds}^0 = L_s i_{ds}^0 + L_m i_{dr}^0 \quad (16)$$

30

$$\lambda_{qs}^0 = L_s i_{qs}^0 + L_m i_{qr}^0 \quad (17)$$

$$\lambda_{dr}^0 = L_m i_{ds}^0 + L_r i_{dr}^0 \quad (18)$$

35

$$\lambda_{qr}^0 = L_m i_{qs}^0 + L_r i_{qr}^0 \quad (19)$$

40 Una ecuación de voltaje del motor de inducción en un marco de referencia general y una ecuación de flujo puede expresarse como bajo el uso de las Ecuaciones (12) a (19).

$$V_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + p \lambda_{ds}^e - \omega_e \lambda_{qs}^e \quad (20)$$

45

$$V_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + p \lambda_{qs}^e + \omega_e \lambda_{ds}^e \quad (21)$$

$$0 = R_r i_{dr}^e + p \lambda_{dr}^e - \omega_{sl} \lambda_{qr}^e \quad (22)$$

50

$$0 = R_r i_{qr}^e + p \lambda_{qr}^e + \omega_{sl} \lambda_{dr}^e \quad (23)$$

$$\lambda_{ds}^e = L_s i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e \quad (24)$$

55

$$\lambda_{qs}^e = L_s i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e \quad (25)$$

$$\lambda_{dr}^e = L_m i_{ds}^e + L_r i_{dr}^e \quad (26)$$

60

$$\lambda_{qr}^e = L_m i_{qs}^e + L_r i_{qr}^e \quad (27)$$

65 Además, un flujo estator puede expresarse por las siguientes Ecuaciones mediante el uso del flujo de rotor y la corriente de rotor.

$$\lambda_{ds}^e = \sigma L_s i_{ds}^e + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e \quad (28)$$

5

$$\lambda_{qs}^e = \sigma L_s i_{qs}^e + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{qr}^e \quad (29)$$

Una ecuación de voltaje del rotor puede expresarse como abajo.

10

$$p \lambda_{dr}^e = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds}^e - \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr}^e + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}^e \quad (30)$$

15

$$p \lambda_{qr}^e = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{qs}^e - \frac{R_r}{L_r} \lambda_{qr}^e - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^e \quad (31)$$

Además, la ecuación del eje q, d en el marco de referencia síncrono en el lado estator del motor de inducción puede expresarse como sigue.

20

$$V_{ds}^e = \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds}^e + \sigma L_s \frac{di_{ds}^e}{dt} - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^e - R_r \frac{L_m}{L_r^2} \lambda_{dr}^e \quad (33)$$

25

$$V_{qs}^e = \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{qs}^e + \sigma L_s \frac{di_{qs}^e}{dt} + \omega_r L_s i_{ds}^e + \frac{R_r}{L_r} \sigma L_s i_{qs}^e \quad (34)$$

Las Ecuaciones (33) y (34) pueden definirse de manera equivalente como se describe a continuación.

30

$$V_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + \sigma L_s \frac{di_{ds}^e}{dt} - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^e \quad (35)$$

35

$$V_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + \sigma L_s \frac{di_{qs}^e}{dt} + \omega_e L_s i_{ds}^e \quad (36)$$

Además, cuando un control de vectores sin sensor se realiza sin problemas, y un control de corriente se realiza bajo un estado estacionario, los resultados del controlador de corriente pueden expresarse respectivamente como abajo.

40

$$V_{ds_salida}^e = \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) (i_{ds}^{e*} - i_{ds}^e) + V_{ds_ff}^e \quad (38)$$

45

$$V_{qs_salida}^e = \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) (i_{qs}^{e*} - i_{qs}^e) + V_{qs_ff}^e \quad (39)$$

donde, sin embargo, puede obtenerse un avance mediante las siguientes Ecuaciones.

50

$$V_{ds_ff}^e = -\widehat{\omega}_e \sigma L_s i_{qs}^e \quad (40)$$

55

$$V_{qs_ff}^e = \widehat{\omega}_e L_s i_{ds}^e \quad (41)$$

Cuando un controlador de corriente se realiza sin problemas, las siguientes condiciones pueden satisfacerse de las siguientes Ecuaciones (35) a (39).

60

$$V_{ds}^e = V_{ds_salida}^e \quad (42)$$

$$V_{qs}^e = V_{qs_salida}^e \quad (43)$$

En este momento, asumiendo que la información de inductancia es correcta, los voltajes del controlador de corriente de eje q, d en estado estacionario se expresarán de las siguientes maneras.

65

$$\left(K_p + \frac{K_I}{s}\right)(i_{ds}^{e*} - i_{ds}^e) \cong \frac{K_I}{s}(i_{ds}^{e*} - i_{ds}^e) = R_s i_{ds}^e - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^e + \widehat{\omega}_e \sigma L_s i_{qs}^e \quad (44)$$

$$\left(K_p + \frac{K_I}{s}\right)(i_{qs}^{e*} - i_{qs}^e) \cong \frac{K_I}{s}(i_{qs}^{e*} - i_{qs}^e) = R_s i_{qs}^e + \omega_e L_s i_{ds}^e - \widehat{\omega}_e L_s i_{ds}^e \quad (45)$$

Las ecuaciones (44) y (45) pueden definirse como abajo.

$$\frac{K_I}{s}(i_{ds}^{e*} - i_{ds}^e) = R_s i_{ds}^e - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^e + \widehat{\omega}_e \sigma L_s i_{qs}^e = R_s i_{ds}^e + \Delta \omega_e \sigma L_s i_{qs}^e \quad (46)$$

$$\frac{K_I}{s}(i_{qs}^{e*} - i_{qs}^e) = R_s i_{qs}^e + \omega_e L_s i_{ds}^e - \widehat{\omega}_e L_s i_{ds}^e = R_s i_{qs}^e - \Delta \omega_e L_s i_{ds}^e \quad (47)$$

las cuales pueden sustituirse por las siguientes ecuaciones.

$$\frac{K_I}{s}(i_{ds}^{e*} - i_{ds}^e) = M \quad (48)$$

$$\frac{K_I}{s}(i_{qs}^{e*} - i_{qs}^e) = N \quad (49)$$

Un error del ángulo puede obtenerse de las Ecuaciones anteriores de la siguiente manera.

$$\Delta \omega_e = \frac{M i_{qs}^e - N i_{ds}^e}{\sigma L_s (i_{qs}^e)^2 + L_s (i_{ds}^e)^2} \quad (50)$$

El compensador (1500) de la Figura 6 puede operarse hasta cuando un valor como se obtiene por la Ecuación (50) se vuelva cero, y el integrador (1500) calcula el error del ángulo. En este momento, el estimador de resistencia del estator puede tener dos salidas como se muestra más abajo.

$$R_{s_hat} = \frac{M}{i_{ds}^e} \quad (51)$$

$$R_{s_hat} = \frac{N}{i_{qs}^e} \quad (52)$$

Una de las resistencias del estator que se obtiene de las Ecuaciones (51) y (52) puede seleccionarse y usarse como un valor de resistencia del estator.

Como es evidente a partir de lo anterior, el aparato de control de vectores sin sensor para el motor de inducción descrito por lo tanto es tal que puede lograrse una estimación de tiempo real y una compensación de error del ángulo puede lograrse mediante el uso de una incorporación de un controlador de corriente y un voltaje de salida del integrador del controlador de corriente. El método propuesto por la presente descripción es simple en el rendimiento de que la característica dinámica es muy rápida y no se requiere ningún modo de operación especial debido a la determinación del rendimiento por un control de ancho de banda de un controlador de corriente que tiene la característica dinámica más rápida en un sistema de control.

Las modalidades y ventajas anteriores son meramente ilustrativas y no deben considerarse como limitantes de la presente descripción. Las enseñanzas de la presente pueden aplicarse fácilmente a otros tipos de aparatos. Se pretende que esta descripción sea ilustrativa y no limite el alcance de las reivindicaciones. Muchas alternativas, modificaciones, y variaciones serán evidentes para los expertos en la técnica. Los elementos, estructuras, métodos, y otras características de las modalidades ilustrativas descritas en la presente descripción pueden combinarse de varias maneras para obtener modalidades ilustrativas adicionales y/o alternativas.

REIVINDICACIONES

1. Un aparato de control de vectores sin sensor para controlar un motor de inducción, el aparato caracterizado por:
 - 5 un controlador de corriente (200) que se configura para producir voltajes de eje q y d en un marco de referencia síncrono, mediante el uso de referencias de corriente de eje q y d en el marco de referencia síncrono;
 - una primera unidad de conversión de fase (300) se configura para convertir voltajes de salida del controlador de corriente (200) en voltajes en un marco de referencia estacionario;
 - 10 un inversor (500) que se configura para aplicar voltajes a un motor de inducción (600) recibiendo la salida de la primera unidad de conversión de fase (300);
 - una segunda unidad de conversión de fase (400) que se configura para convertir las corrientes de fase medidas en base a los voltajes que se aplican al motor de inducción (600) desde el inversor (500) en las corrientes de eje q y d en el marco de referencia síncrono;
 - 15 un estimador de posición y de velocidad del rotor (700) se configura para medir una velocidad del rotor y un flujo magnético del rotor del motor de inducción y estimar una posición del rotor mediante el uso de las corrientes de fase y un valor de salida de la primera unidad de conversión de fase (300) y para estimar una posición del rotor mediante el uso del valor de salida; y
 - un estimador de resistencia del estator y del error del ángulo (1000) que se configura para calcular una resistencia del estator y un error del ángulo del motor de inducción (600) al recibir comandos de corriente del eje q, d en el marco de referencia síncrono que se introducen a partir del controlador de corriente (200) y los voltaje q, d en el marco de referencia síncrono que se sale del controlador de corriente, y para proporcionar la resistencia del estator al estimador de posición y de velocidad del rotor (700),
 - 20 en donde el estimador de resistencia del estator y del error del ángulo (1000) incluyen:
 - 25 un estimador del error de velocidad de ángulo (1100) que se configura para estimar el error de velocidad de ángulo del motor de inducción (600) mediante el uso de un voltaje de salida del controlador de corriente (200) y una corriente de retroalimentación que se aplica desde la segunda unidad de conversión de fase (400) al controlador de corriente (200),
 - un estimador de resistencia del estator (1200) que se configura para estimar en tiempo real un valor de resistencia del estator mediante el uso de un voltaje de salida del controlador de corriente (200) y una corriente de retroalimentación que se aplica desde la segunda unidad de conversión de fase (400) al controlador de corriente (200),
 - 30 un primer interruptor (1300) que se configura para proporcionar selectivamente un error de velocidad de ángulo estimado por el estimador del error de velocidad de ángulo,
 - un compensador (1500) que se configura para determinar una cantidad de compensación de velocidad de ángulo determinada por el error de velocidad de ángulo que se proporciona por el primer interruptor,
 - 35 un integrador (1600) que se configura para calcular un error de ángulo de la cantidad de compensación de velocidad de ángulo que es una salida del compensador, y
 - un segundo interruptor (1400) que se configura para proporcionar selectivamente un valor de resistencia del estator proporcionado por el estimador de resistencia del estator al estimador de posición y de velocidad del rotor,
 - 40 en donde el compensador (1500) se adapta para operarse hasta que cuando el error de velocidad de ángulo estimado por el estimador del error de velocidad de ángulo se vuelve cero, y el error del ángulo es un valor que se calcula a partir de la cantidad de compensación de velocidad de ángulo que se determina por el compensador cuando el error de velocidad de ángulo es cero.
- 45 2. El aparato de acuerdo con la reivindicación 1, que comprende además un medidor de corriente (108a, 108b, 108c) para cada fase que se configura para medir las corrientes de fase que se aplican al motor de inducción (600) mediante el uso de un voltaje de salida del inversor (500).
- 50 3. El aparato de acuerdo con la reivindicación 1 o 2, que comprende además un primer compensador del ángulo de flujo magnético (800) que se configura para compensar un ángulo de flujo magnético del rotor usado por la primera unidad de conversión de fase (300) mediante el uso de cada error proporcionado por el estimador de resistencia del estator y del error del ángulo (1000).
- 55 4. El aparato de acuerdo con una cualquiera de la reivindicación de la 1 a la 3, que comprende además un segundo compensador del ángulo de flujo magnético (900) que se configura para compensar un ángulo de flujo magnético del rotor usado por la segunda unidad de conversión de fase (400) mediante el uso de cada error proporcionado por el estimador de resistencia del estator y del error del ángulo (1000).
- 60 5. El aparato de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones de la 1 a la 4, que comprende además un controlador de velocidad (100) que se configura para producir un comando de corriente de eje q en el marco de referencia síncrono al controlador de corriente (200) introduciendo un comando de velocidad de rotor y velocidad de rotor del motor de inducción (600).

Figura 1

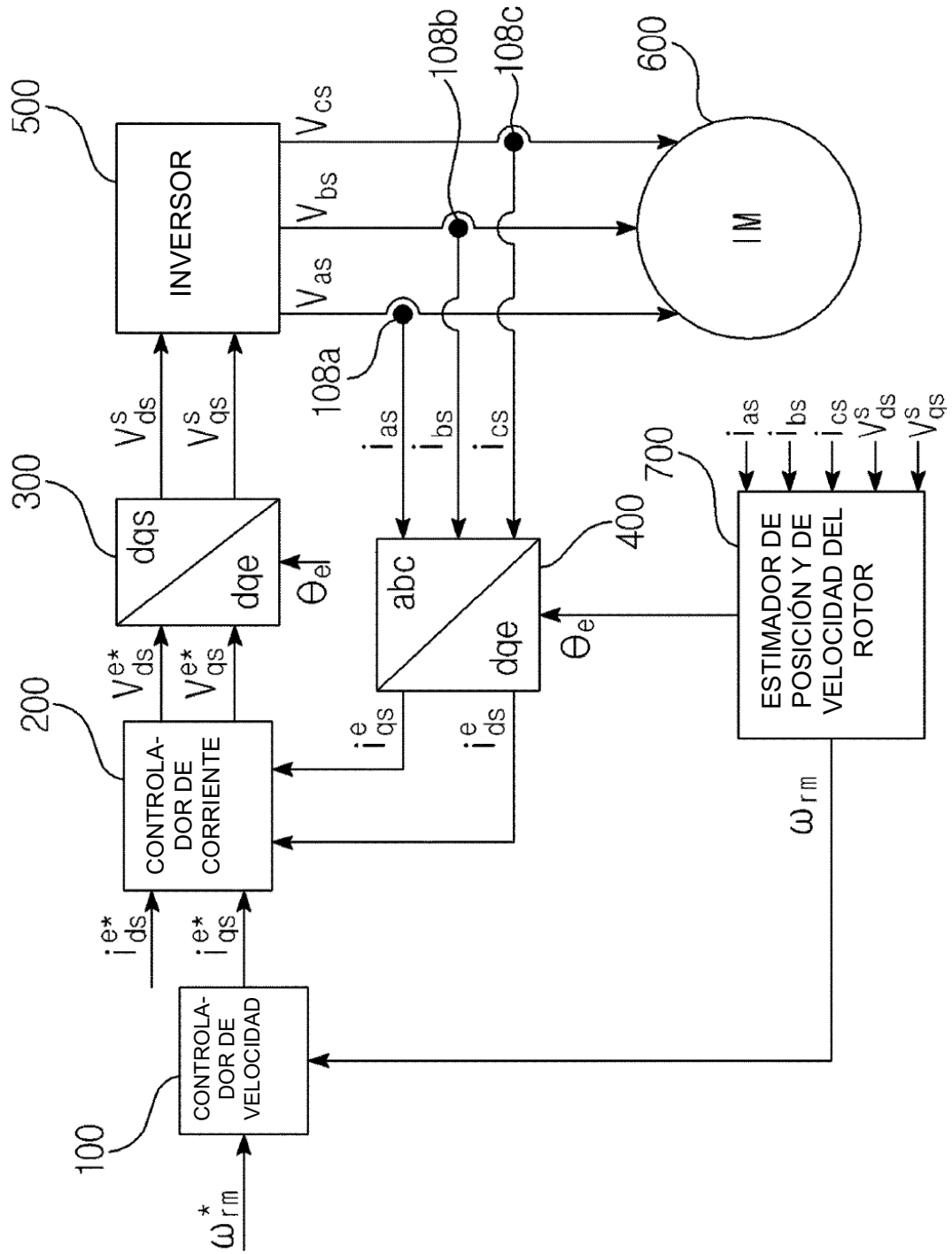


Figura 2

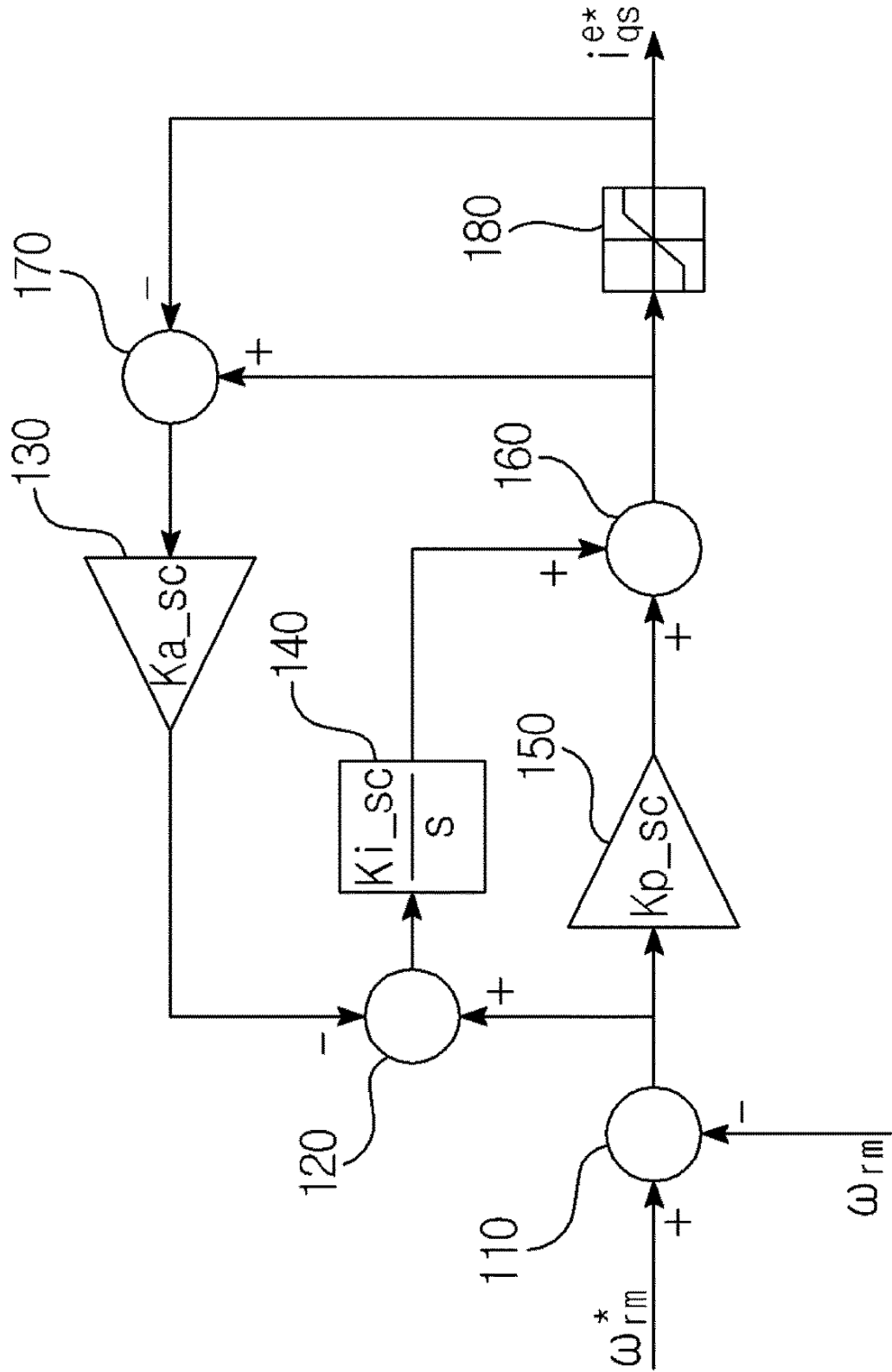


Figura 3

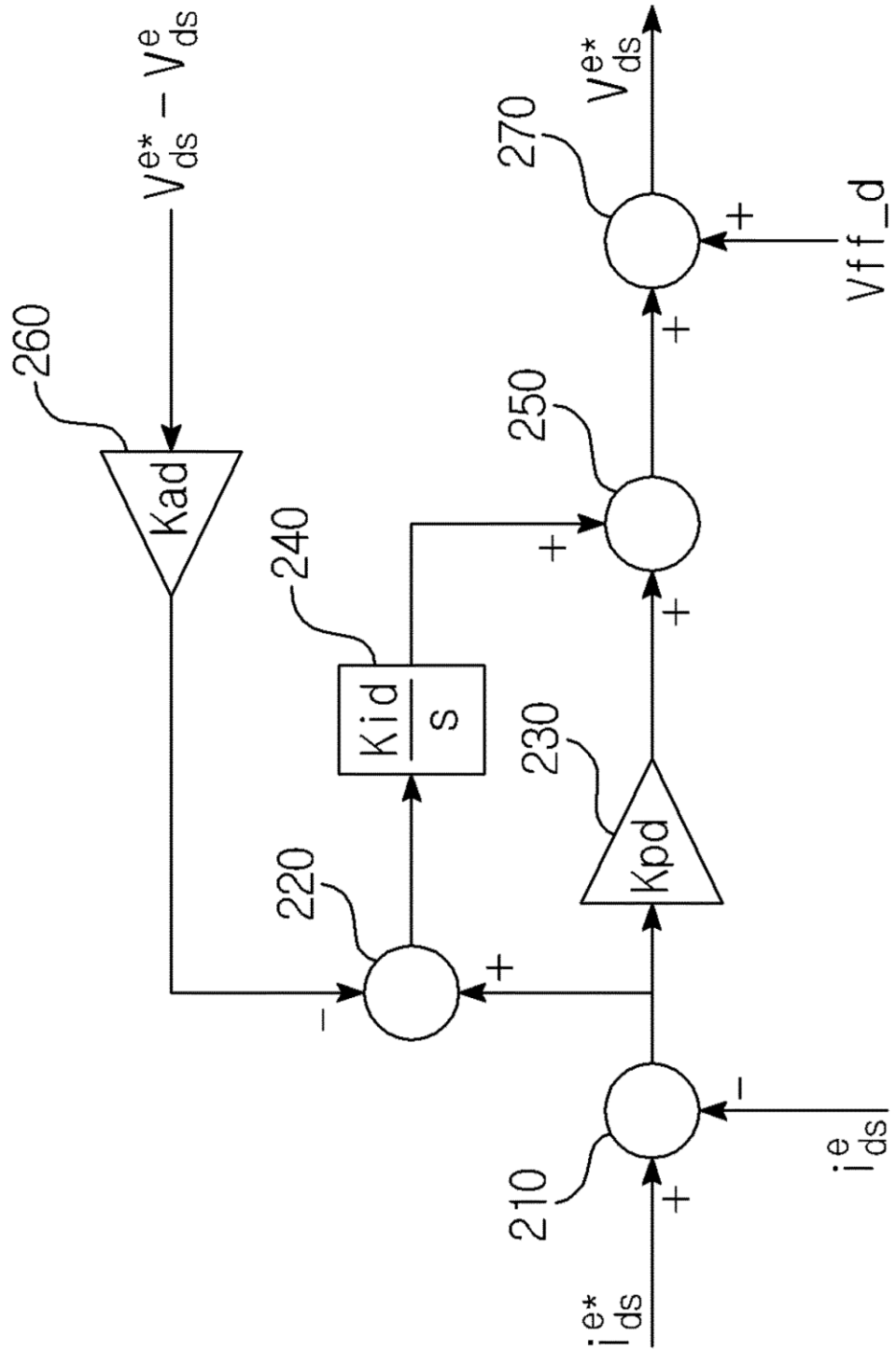


Figura 4

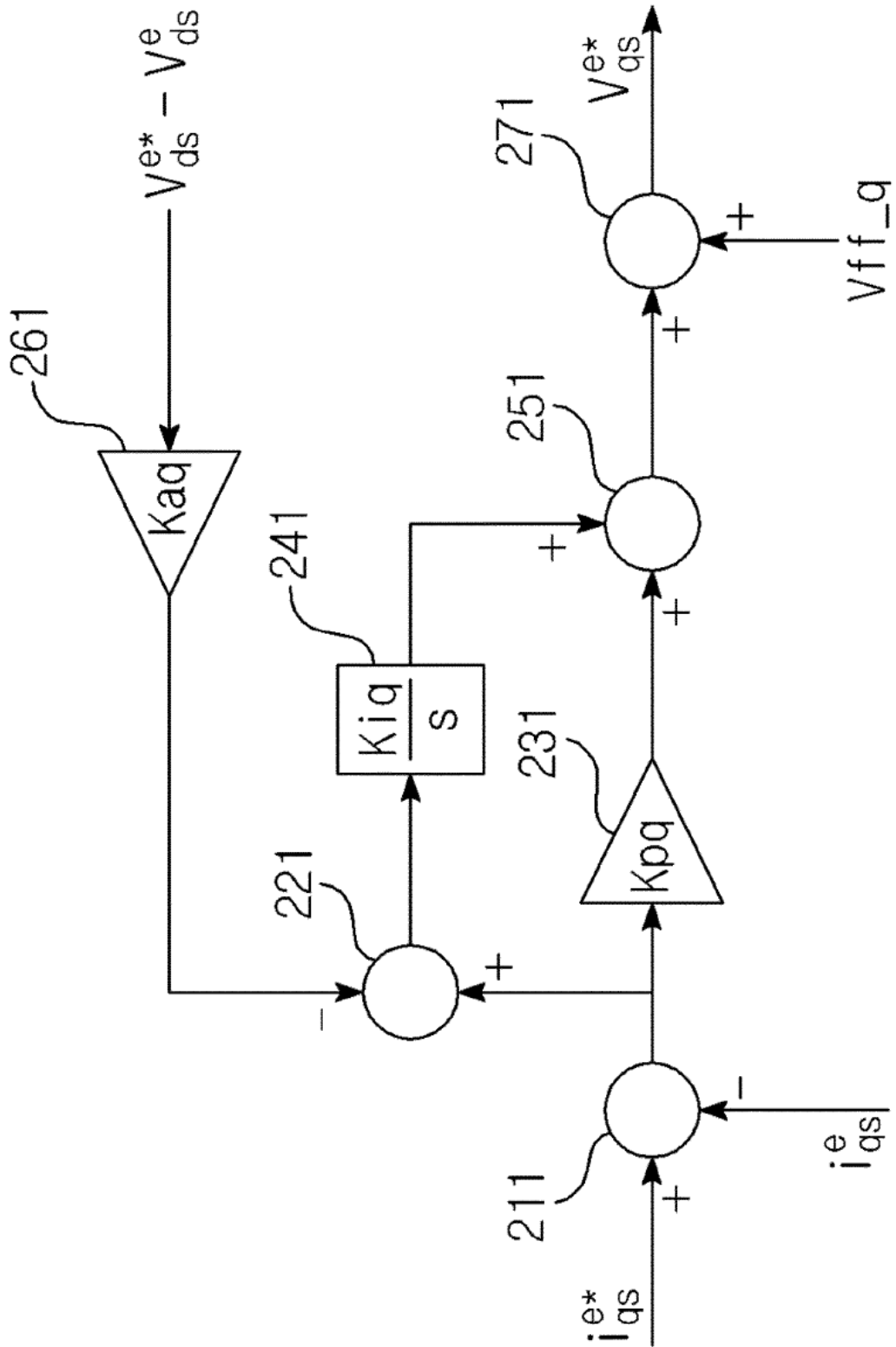


Figura 5

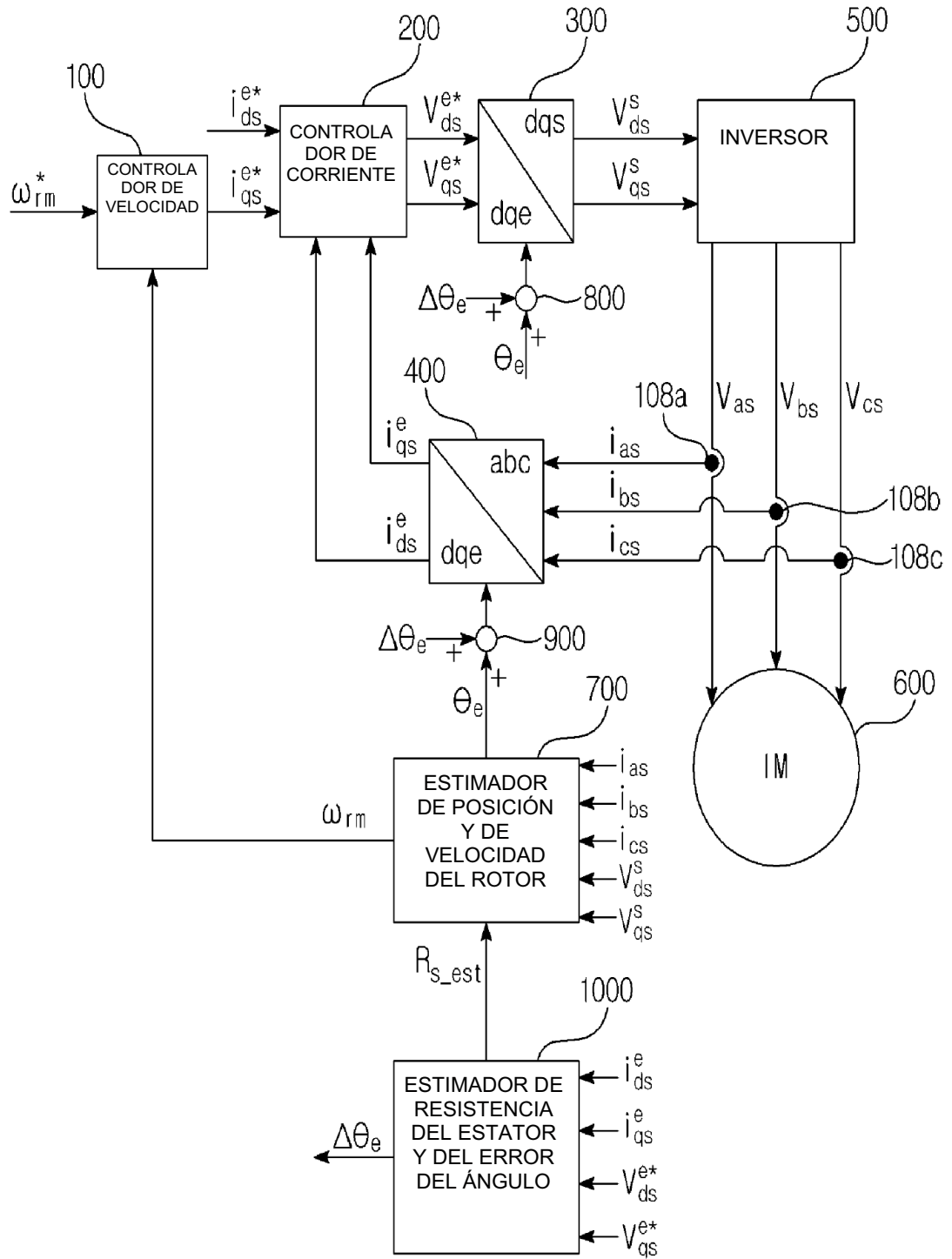


Figura 6

