

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 680 898**

51 Int. Cl.:

**H02P 21/32** (2006.01)  
**H02P 21/18** (2006.01)  
**H02P 21/04** (2006.01)  
**H02P 21/00** (2006.01)  
**H02P 21/14** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **07.04.2010 E 10159258 (2)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **30.05.2018 EP 2246973**

54 Título: **Procedimiento de determinación de la posición del vector de flujo de un motor**

30 Prioridad:

**21.04.2009 FR 0952584**

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

**11.09.2018**

73 Titular/es:

**SCHNEIDER TOSHIBA INVERTER EUROPE SAS  
(100.0%)  
33, rue André Blanchet  
27120 Pacy sur Eure, FR**

72 Inventor/es:

**BASIC, DURO;  
MALRAIT, FRANÇOIS y  
ROUCHON, PIERRE**

74 Agente/Representante:

**CARPINTERO LÓPEZ, Mario**

ES 2 680 898 T3

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

## DESCRIPCIÓN

Procedimiento de determinación de la posición del vector de flujo de un motor

5 La presente invención se refiere a un procedimiento de determinación de la posición de un vector de flujo de un motor eléctrico, que está regulado por un variador de velocidad y se destina a arrastrar una carga. El procedimiento se realiza sin captador de velocidad o de posición (sensorless), y se basa en la detección de un error de la posición estimada del vector de flujo utilizando una inyección de corriente de baja frecuencia.

10 Para obtener un control eficaz del par de un motor eléctrico de corriente alterna regulado por un variador de velocidad, el sistema de control del variador requiere una información relativa a la posición del vector de flujo del motor (habitualmente del rotor). Esta posición del vector de flujo del rotor puede estimarse de manera satisfactoria en bucle cerrado con la ayuda de un captador de posición o de velocidad del rotor, tal como un codificador. Sin embargo, un captador de ese tipo es relativamente costoso y es mecánicamente y eléctricamente sensible lo que puede implicar principalmente dificultades de puesta a punto.

15 En ausencia de captador de velocidad o de posición, es decir en bucle abierto, la posición del vector de flujo se estima a partir de una modelización del motor y de la tensión del estator del motor. Este planteamiento es eficaz cuando la frecuencia principal de la tensión del estator, que es la imagen de la referencia de velocidad aplicada al motor, es suficientemente elevada para que la fuerza electromotriz interna (emf) inducida por el flujo pueda detectarse de manera fiable. Este es generalmente el caso cuando la frecuencia principal de la tensión del estator es superior a aproximadamente el 5-10 % de la frecuencia nominal del estator, es decir cuando la velocidad aplicada al motor es superior a aproximadamente el 5-10 % de la velocidad nominal.

20 Sin embargo, es conocido que las técnicas de control sin captador de posición basadas en una señal de la frecuencia principal son poco eficaces a baja velocidad porque la fuerza electromotriz inducida se convierte entonces en reducida y puede desaparecer totalmente a frecuencia nula. El problema fundamental es que, cuando la fuerza electromotriz inducida que depende de la velocidad se hace baja, su evaluación a partir de la tensión del estator se convierte en imprecisa a causa de los errores en los parámetros del modelo del motor (como la resistencia del estator). El resultado es que se forman en la elaboración de la posición del flujo a baja velocidad y a fuerte carga unas grandes desviaciones angulares, lo que conduce en malos comportamientos del control del motor.

25 En otras situaciones, tales como el impulso de un motor síncrono de imanes permanentes (Permanent Magnet Synchronous Motor – PMSM), incluso si se utiliza un captador de posición, debe determinarse la posición absoluta del vector de flujo del rotor antes del arranque del motor. Es necesario por tanto igualmente un procedimiento que permita la detección de la posición del flujo del imán del rotor a velocidad nula.

30 Para proporcionar una detección fiable de la posición del vector de flujo del rotor a baja velocidad sin utilización de captador, pueden emplearse diversos procedimientos basados en la inyección de una señal auxiliar. Habitualmente, se utiliza la inyección de una tensión o de una corriente en los arrollamientos del estator a una frecuencia diferente de la frecuencia principal con el fin de determinar la información de posición del vector de flujo del rotor observando y analizando la respuesta en corriente o en tensión del estator. Un procedimiento se denomina inyección de corriente armónica de baja frecuencia. El objetivo de este procedimiento es generar pequeñas oscilaciones de par y de velocidad del rotor, capaces de inducir oscilaciones de tensión detectables. El término baja frecuencia en este contexto significa que la frecuencia de inyección (o frecuencia armónica) está comprendida en la anchura de banda mecánica del sistema mecánico de impulsión. Por ejemplo, para unos motores de frecuencia nominal igual a aproximadamente 50 Hz-60 Hz, la frecuencia típica de inyección sería del orden de 25 Hz-50 Hz.

35 El procedimiento de inyección de corriente de baja frecuencia ya se ha empleado para el control de un motor de inyección, véase principalmente: V.-M. Leppanen, J. Luomi, 'Speed-Sensorless Induction Machine Control for Zero Speed and Frequency', IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, N.º 5, oct. 2004, págs. 1041-1047. Este procedimiento también se emplea para el control del motor síncrono PMSM, véase principalmente: S. Wu, Y. Li, X. Miao, 'Comparison of Signal Injection Methods for Sensorless control of PMSM at Very Low Speeds', IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 2007, junio de 2007 págs. 568 - 573.

40 Este procedimiento permite determinar las componentes de la tensión del estator que son inducidas por el flujo del rotor a continuación de la inyección controlada de corriente, de manera que se detecte a continuación la posición del vector de flujo del rotor. Para esto, un planteamiento es utilizar una regulación PI habitual (Proporcional-Integral) que sea síncrona con las coordenadas de referencia (SRF - Synchronous Reference Frame) de la corriente principal del motor, indicadas igualmente como coordenadas (d, q), y que poseen una anchura de banda suficiente (es decir capaz de regular igualmente la corriente inyectada), y posteriormente utilizar una ecuación de la tensión del estator para determinar la fuerza electromotriz interna inducida.

45 Sin embargo un procedimiento de ese tipo exige un conocimiento de varios parámetros del motor (tales como el número de polos, inercia del motor) y un tratamiento adicional de desmodulación para determinar la señal de error de posición del vector de flujo del rotor. Esto convierte al algoritmo global en complejo y dependiente de estos parámetros. Además, el control de las corrientes de inyección no es preciso y puede aparecer un error fijo (steady state error) en la regulación de estas corrientes de inyección. El documento EP1944860 describe un procedimiento

para estimar sin captador la velocidad y la posición de una máquina síncrona de imanes permanentes. Se inyecta una señal de alta frecuencia que comprende una componente directa y una componente en cuadratura. La componente directa tiene una primera frecuencia y la componente en cuadratura tiene una segunda frecuencia, siendo diferentes la primera y la segunda frecuencias. La invención tiene por objeto solucionar las dificultades proponiendo un procedimiento para determinar la posición del vector de flujo del rotor que sea simple, preciso y fiable, en particular cuando el motor gira a velocidad reducida e incluso a velocidad nula. El procedimiento no utiliza captador de posición y se aplica tanto a los motores síncronos como a los motores de inducción (tales como unos motores asíncronos). Permite principalmente una alineación del sistema de control con la posición inicial del rotor del motor síncrono y no necesita concepción particular del motor, como por ejemplo la existencia de salientes (saliency) en un motor síncrono.

Para ello, la invención describe un procedimiento de determinación de la posición de un vector de flujo del rotor de un motor eléctrico dotado de un estator y de un rotor. El procedimiento incluye (i) una etapa de inyección de un primer vector de corriente en unas primeras coordenadas de inyección girando a una primera frecuencia con relación a unas coordenadas de referencia síncrona con la rotación del motor, y de un segundo vector de corriente en unas segundas coordenadas de inyección girando a una segunda frecuencia con relación a las coordenadas de referencia, estando la segunda frecuencia en oposición a la primera frecuencia, (ii) una etapa de determinación de una primera tensión inducida del flujo del estator proporcionada a la salida de un primer módulo integrador síncrono con las primeras coordenadas de inyección y de una segunda tensión inducida de flujo del estator proporcionada a la salida de un segundo módulo integrador síncrono con las segundas coordenadas de inyección, (iii) una etapa de regulación de la posición del vector de flujo del rotor minimizando el error entre una posición real del vector de flujo del rotor y una posición estimada del vector de flujo del rotor, determinándose el error a partir de la segunda tensión inducida de flujo del estator.

Según una característica, el error se determina a partir de la primera tensión inducida de flujo del estator y de la segunda tensión inducida de flujo del estator.

Según un primer modo de realización denominado inyección rotativa, la amplitud del segundo vector de corriente es igual a cero. Según un segundo modo de realización denominado de inyección alternativa, la amplitud del segundo vector de corriente es igual a la amplitud del primer vector de corriente.

Según otra característica, el procedimiento incluye igualmente una etapa de inyección de un tercer vector de corriente en unas terceras coordenadas de inyección girando a una tercera frecuencia con relación a las coordenadas de referencia, y de un cuarto vector de corriente en unas cuartas coordenadas de inyección girando a una cuarta frecuencia con relación a las coordenadas de referencia. Siendo la cuarta frecuencia la opuesta de la tercera frecuencia y siendo la tercera frecuencia el doble de la primera frecuencia.

La invención se refiere igualmente a un variador de velocidad destinado a regular un motor eléctrico de tipo síncrono o asíncrono, el variador incluye un módulo ondulator y un módulo de control que se destina a controlar el módulo ondulator y que comprende un primer módulo integrador y un segundo módulo integrador, de manera que implemente un procedimiento de determinación de ese tipo.

Otras características y ventajas surgirán en la descripción detallada que sigue con referencia a un modo de realización dado a título de ejemplo y representado por los dibujos adjuntos en los que:

- la figura 1 muestra un ejemplo simplificado de la estructura de un variador de velocidad que implementa la invención,
- la figura 2 detalla el módulo de control del variador de la figura 1,
- la figura 3 da una representación gráfica de las coordenadas de referencia y de las coordenadas de inyección de corriente,
- la figura 4 representa un perfeccionamiento de la figura 2.

Un variador de velocidad se encarga habitualmente de regular un motor eléctrico M, que incluye un estator y un rotor, proporcionando una tensión alterna de frecuencia variable a los arrollamientos del estator (PWM – Pulse Width Modulation). La invención tiene por objeto determinar de manera simple la posición del vector de flujo del rotor, sin utilizar captador de velocidad o de posición. La posición del vector de flujo del rotor permitirá conocer la posición y/o la velocidad del rotor del motor, permitiendo así optimizar el control del motor. El procedimiento de determinación se implementa en el variador de velocidad. El motor eléctrico puede ser un motor síncrono (por ejemplo un motor de imanes permanentes - PMSM) o un motor asíncrono (motor de inducción) y puede incluir o no incluir salientes.

Con referencia a la figura 1, un variador de velocidad, destinado a regular un motor M, incluye un módulo ondulator 20 encargado de transformar una tensión continua 21 en unas tensiones trifásicas 22 aplicadas a los diferentes arrollamientos del estator del motor. De manera clásica, el variador incluye un módulo de control 10 que debe controlar los componentes semiconductores del módulo ondulator 20 a partir de una tensión que se compone de tres componentes  $U_a$ ,  $U_b$ ,  $U_c$  en unas coordenadas trifásicas fijas a, b, c.

El módulo de control 10 proporciona una tensión de control que se compone de dos componentes  $U_d$ ,  $U_q$  en unas coordenadas de referencia que son síncronas con la velocidad de rotación del motor. Estas coordenadas de

referencia son unas coordenadas ortogonales que se denominan habitualmente coordenadas d, q —representando el eje d, el eje de flujo del rotor y representando el eje q, el eje del par motor—. Las componentes  $U_d$ ,  $U_q$  en las coordenadas de referencia síncronas d, q se transforman mediante un bloque convertidor 23  $d, q \rightarrow a, b, c$  para dar las componentes  $U_a$ ,  $U_b$ ,  $U_c$  en las coordenadas trifásicas fijas a, b, c que permiten controlar el módulo ondulator 20.

- 5 Las coordenadas de referencia d, q forman un ángulo denominado  $\theta_s$  con relación a unas coordenadas fijas, determinándose el ángulo  $\theta_s$  a partir de la velocidad estatórica estimada  $\omega_s$ . El ángulo  $\theta_s$  corresponde a la posición estimada del vector de flujo del rotor. Para optimizar el control del motor, se desea minimizar el error, denominado  $\varepsilon$ , de posición angular del vector de flujo del rotor, de manera que se alineen el flujo del rotor con el eje d de las coordenadas de referencia d, q. Este error  $\varepsilon$  corresponde a la desviación entre la posición real  $\theta_R$  del vector de flujo del rotor y la posición estimada  $\theta_s$  del vector de flujo del rotor. Se tiene:  $\varepsilon = \theta_R - \theta_s$ .

10 En la entrada, el módulo de control 10 recibe las corrientes medidas  $I_{sd}$ ,  $I_{sq}$  en las coordenadas de referencia d, q. Estas corrientes medidas  $I_{sd}$ ,  $I_{sq}$  provienen, después de la transformación por un bloque convertidor 24  $a, b, c \rightarrow d, q$ , de las medidas de las corrientes que circulan en los elementos del estator según las coordenadas fijas trifásicas a, b, c y se llaman  $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$ ,  $I_{sc}$ . De manera conocida, son necesarias al menos dos entre las tres medidas de corriente del estator  $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$ ,  $I_{sc}$  en el bloque convertidor 24 para obtener las corrientes medidas  $I_{sd}$ ,  $I_{sq}$  en las coordenadas de referencia d, q. Para efectuar las transformaciones entre las coordenadas fijas a, b, c y las coordenadas d, q, los bloques convertidores 23, 24 utilizan el ángulo  $\theta_s$ .

15 El módulo de control 10 recibe igualmente en la entrada una corriente principal de referencia  $I_{ref}$  que comprende dos componentes  $I_{dref}$ ,  $I_{qref}$  en las coordenadas de referencia d, q. La corriente  $I_{dref}$  de eje d corresponde a la corriente principal del flujo y la corriente  $I_{qref}$  de eje q corresponde a la corriente principal del par. La corriente principal de referencia  $I_{ref}$  permite hacer girar al motor M con la velocidad y el par deseados. Se determina principalmente de manera que se minimice la desviación entre una referencia de velocidad del motor  $\omega_{ref}$  deseada y una velocidad estimada  $\omega_r$  de rotación del rotor obtenida a partir de la velocidad estatórica  $\omega_s$ .

20 El procedimiento descrito en la invención prevé inyectar una corriente de inyección  $I_h$ , que tiene unas componentes  $I_{dh}$  e  $I_{qh}$  en las coordenadas de referencia d, q en superposición de las corrientes principales  $I_{dref}$ ,  $I_{qref}$ . Para ello, el procedimiento prevé inyectar un primer vector de corriente según unas primeras coordenadas de inyección  $x_+$ ,  $y_+$ , girando estas primeras coordenadas  $x_+$ ,  $y_+$  a una primera frecuencia de inyección  $\Omega$  con relación a las coordenadas de referencia d, q síncronas con la rotación del motor. El procedimiento prevé igualmente inyectar un segundo vector de corriente en unas segundas coordenadas de inyección  $x_-$ ,  $y_-$  girando a una segunda frecuencia de inyección  $-\Omega$  con relación a unas coordenadas de referencia d, q.

25 La segunda frecuencia de inyección  $-\Omega$  es igual a la opuesta de la primera frecuencia  $\Omega$ . Como se indica en la figura 3, las primeras coordenadas de inyección  $x_+$ ,  $y_+$  girando a la frecuencia de inyección  $\Omega$  forman un ángulo  $\theta_h$  con las coordenadas de referencia d, q y las segundas coordenadas de inyección  $x_-$ ,  $y_-$  girando a la frecuencia opuesta  $-\Omega$ , forman un ángulo opuesto  $-\theta_h$  con las coordenadas de referencia d, q.

30 El vector de corriente total del estator  $I_{tot}$  se descompone en dos componentes  $I_{dtot}$ ,  $I_{qtot}$  en las coordenadas d, q y es por tanto igual a la suma de la corriente principal  $I_{ref}$  y de la corriente de inyección  $I_h$ . Se tiene:  $I_{tot} = I_{ref} + I_h$  en la que:

$$I_{ref} = I_{dref} + j * I_{qref} \quad I_h = I_{dh} + j * I_{qh} \quad e \quad I_h = I_1 * e^{j\Omega t} + I_2 * e^{-j\Omega t}$$

35 La componente de la corriente de inyección  $I_h$  en las primeras coordenadas de inyección  $x_+$ ,  $y_+$  es de amplitud  $I_1$  y la componente de la corriente de inyección  $I_h$  en las segundas coordenadas de inyección  $x_-$ ,  $y_-$  es de amplitud  $I_2$ . En las coordenadas de referencia d, q las componentes  $I_{dh}$  e  $I_{qh}$  de la corriente de inyección  $I_h$  según los ejes d y q son iguales a:

$$I_{dh} = (I_1 + I_2) * \cos(\Omega t) \quad y \quad I_{qh} = (I_1 - I_2) * \sin(\Omega t).$$

40 Con referencia a la figura 2, el módulo de control 10 del variador incluye un módulo regulador 11 estándar PI (proporcional integral) síncrono con las coordenadas de referencia d, q. El módulo regulador 11 PI está compuesto de hecho por dos reguladores PI que reciben en la entrada por un lado la desviación sobre la componente de eje d entre la corriente total  $I_{dtot}$  y la corriente medida  $I_{sd}$  y por otro lado la desviación sobre la componente de eje q entre  $I_{qtot}$  e  $I_{sq}$ . En la salida, el regulador 11 PI suministra las tensiones principales  $U_{dref}$  y  $U_{qref}$  en las coordenadas de referencia d, q: se tiene:  $U_{ref} = U_{dref} + U_{qref}$ .

45 Según la invención, el módulo de control 10 incluye igualmente un primer módulo 12 integrador (integral) que es síncrono con las primeras coordenadas  $x_+$ ,  $y_+$  así como un segundo módulo 13 integrador (integral) que es síncrono con las segundas coordenadas  $x_-$ ,  $y_-$ . El primer módulo 12 integrador está compuesto por dos integradores que reciben en la entrada por una parte la desviación sobre la componente de eje d entre la corriente total  $I_{dtot}$  y la corriente medida  $I_{sd}$  y por otro lado la desviación sobre la componente de eje q entre  $I_{qtot}$  e  $I_{sq}$ , después de la transformación para pasar de las coordenadas de referencia d, q a las primeras coordenadas  $x_+$ ,  $y_+$  con ayuda de un bloque convertidor d, q  $\rightarrow x_+$ ,  $y_+$ . Igualmente, el segundo módulo integrador 13 se compone de dos integradores que reciben en la entrada por una parte la desviación sobre la componente de eje d entre la corriente total  $I_{dtot}$  y la corriente medida  $I_{sd}$  y por otro lado la desviación sobre la componente de eje q entre  $I_{qtot}$  e  $I_{sq}$ , después de la

transformación para pasar de las coordenadas de referencia d, q a las segundas coordenadas x-, y-. con ayuda de un bloque convertidor d, q → x-, y-.

5 El primer módulo 12 integrador proporciona en la salida una primera tensión inducida de flujo del estator U+ (llamada también más simplemente primera tensión de estator U+) que se descompone en dos componentes Ux+ y Uy+ en las primeras coordenadas x+, y+. Igualmente, el segundo módulo 13 integrador proporciona en la salida una segunda tensión inducida del flujo del estator U- (o segunda tensión de estator U-) que se descompone en dos componentes Ux- y Uy- en las segundas coordenadas x-, y-.

Se tiene:  $U_+ = U_{x+} + j * U_{y+}$  y  $U_- = U_{x-} + j * U_{y-}$ .

10 Las salidas de los módulos 12, 13 integradores se transforman a continuación mediante unos bloques convertidores x+, y+ → d, q, respectivamente x-, y- → d, q, para volver a pasar a las coordenadas de referencia d, q, y posteriormente se suman a las tensiones principales U\_dref y U\_qref para proporcionar las dos componentes U\_d, U\_q de la tensión de control a aplicar al motor M.

15 Se halla que la primera tensión inducida de flujo del estator U+ y la segunda tensión inducida de flujo del estator U- son unas funciones del error ε de la posición angular del vector de flujo del rotor, es decir de la desviación entre la posición real θ\_R del vector de flujo del rotor y la posición estimada θ\_S del vector de flujo del rotor, que es igual a la posición de las coordenadas d, q. De ese modo, la detección de estas tensiones U+ y U- permitirá minimizar el error ε y por tanto determinar con precisión la posición real del vector de flujo del rotor.

**1) Caso del motor M síncrono**

20 En un primer modo de realización, la inyección de corriente se realiza con una amplitud I1 de la componente en las coordenadas x+, y+ que es igual a I y una amplitud I2 de la componente en las coordenadas x-, y- que es igual a cero. Este modo se denomina inyección rotativa de corriente armónica. La inyección de corriente no se realiza por tanto más que por medio de un vector de corriente giratoria a una frecuencia de inyección positiva Ω. La inyección de corriente a una frecuencia negativa se regula a cero.

Se tiene entonces:  $I_h = I * e^{j\Omega t} = I * \cos(\Omega t) + j * I * \sin(\Omega t) = I_{dh} + j * I_{qh}$ .

25 En este primer modo, la parte real Ux- (es decir la componente de eje x-) de la segunda tensión inducida de flujo de estator U- es proporcionar al error ε, según la fórmula siguiente:

$$U_{x-} = \text{Re}(U_-) = \left( \Delta L(\Omega - 2\bar{\omega}) + \frac{3n_p^2}{4J\Omega} \bar{\varphi}_m^2 \right) I \sin(2\varepsilon)$$

30 en la que: ΔL representa la inductancia del saliente cuyo valor depende de la diferencia de las inductancias Ld y Lq de eje d y q del motor M, np representa el número de polos del motor, φm representa la amplitud del flujo magnético del rotor, ω representa la velocidad media del rotor, J representa la inercia del motor.

Se observa que la señal Ux- existe incluso en ausencia de saliente, es decir incluso cuando ΔL = 0. El procedimiento propuesto funciona por tanto incluso en ausencia de saliente en el motor M. En el primer modo de realización, el error ε puede determinarse a partir de las dos componentes Ux- y Uy- de la segunda tensión inducida del flujo de estator U-, según la fórmula:

$$35 \quad \varepsilon = \frac{U_{x-}}{\sqrt{U_{x-}^2 + U_{y-}^2}}$$

En un segundo modo de realización, la inyección de corriente se realiza a la amplitud I1 de la componente en las coordenadas x+, y+ que es igual a la amplitud I2 de la componente en las coordenadas x-, y-, es decir I1 = I2 = I/2. Este modo se denomina inyección alterna de corriente armónica. Este caso corresponde a la aplicación de dos componentes de la corriente inyectada Idh e Iqh, con la amplitud Iqh igual a 0. Se tiene entonces:

$$40 \quad I_h = I/2 * e^{j\Omega t} + I/2 * e^{-j\Omega t} = I * \cos(\Omega t) + j * 0 = I_{dh} + j * I_{qh}$$

Este modo de realización es por tanto equivalente a la aplicación de la corriente alterna de frecuencia Ω únicamente sobre el eje d (véase la figura 3). La tensión inducida de flujo del estator resultante UΣ es igual a:

$$U_{\Sigma} = (U_- - U_+)/2 = U_{\Sigma x} + j * U_{\Sigma y} = (U_{x-} - U_{x+})/2 + j * (U_{y-} - U_{y+})/2$$

45 En este segundo modo, la parte real de la segunda tensión inducida de flujo del estator resultante UΣ es proporcional al error ε, según la fórmula siguiente:

$$U_{\Sigma x} = \operatorname{Re}(U_{\Sigma}) = \left( \Omega \Delta L + \frac{3n_p^2}{4J\Omega} \left| \bar{\varphi}_m \right|^2 \right) I \sin(2\varepsilon) + \frac{3n_p^2}{16J\Omega} \Delta L^2 I^3 \sin(4\varepsilon)$$

Una ventaja del segundo modo de realización es que cuando el flujo del rotor y las coordenadas de referencia del motor están alineados, la inyección de corriente no provoca oscilaciones de velocidad ni de par (ninguna variación de  $\omega$ ). Este tipo de inyección es por tanto muy favorable para una utilización en un control de motor sin captador.

- 5 En el segundo modo de realización, el error  $\varepsilon$  puede determinarse a partir de las dos componentes  $U_{\Sigma x}$  y  $U_{\Sigma y}$  de la tensión inducida del flujo de estator resultante  $U_{\Sigma}$ , según la fórmula:

$$\varepsilon = \frac{U_{\Sigma x}}{\sqrt{U_{\Sigma x}^2 + U_{\Sigma y}^2}}$$

De ese modo, según la invención, el error  $\varepsilon$  se determina de manera simple mediante un primer bloque 25 de cálculo, directamente a partir de las salidas de los módulos 12 y/o 13 integradores. En el primer modo de realización, el error  $\varepsilon$  se determina a partir de la segunda tensión del estator de flujo  $U$  proporcionada a la salida del segundo módulo 13 integrador síncrono con las segundas coordenadas  $x$ ,  $y$ . En el segundo modo de realización, el error  $\varepsilon$  se determina a partir de la primera tensión del estator de flujo  $U_+$  proporcionada a la salida del primer módulo 12 integrador síncrono con las primeras coordenadas  $x_+$ ,  $y_+$  y de la segunda tensión del estator de flujo  $U$  proporcionada a la salida del segundo módulo 13 integrador síncrono con las segunda coordenadas  $x$ ,  $y$ . Por razones de simplificación, la figura 1 representa el bloque 25 de cálculo con unas entradas indicadas como  $U_+$  y  $U$ , cualquiera que sea el modo de realización.

El error  $\varepsilon$  calculado por el bloque 25 sirve a continuación para determinar la velocidad estatórica  $\omega_s$  con ayuda de un segundo módulo 26 de cálculo que incluye por ejemplo un regulador PI de tipo PLL (Phase Locked Loop). Para un motor síncrono, se halla que la velocidad del motor corresponde a la velocidad de las coordenadas  $d$ ,  $q$ .

$$20 \quad \omega_s(s) = - \left( K_{pe} + \frac{K_{ie}}{s} \right) \varepsilon(s)$$

Pueden concebirse igualmente otros procedimientos de cálculo conocidos para tener la velocidad estatórica  $\omega_s$  a partir del error  $\varepsilon$ , utilizando por ejemplo unas técnicas de observador.

En el caso del motor síncrono, la velocidad estatórica  $\omega_s$  da directamente la velocidad estimada  $\omega_r$  de rotación del rotor. En el caso del motor asíncrono, un bloque 28 de cálculo complementario (véase la figura 1) permite tener en cuenta el deslizamiento del motor para determinar la velocidad estimada  $\omega_r$  del rotor a partir de la velocidad estatórica  $\omega_s$ . En los dos casos, esta velocidad estimada  $\omega_r$  del rotor se resta a continuación de la referencia de velocidad  $\omega_{ref}$  para calcular la corriente principal del par  $I_{qref}$ .

Por otro lado, integrando la velocidad estatórica  $\omega_s$  se obtiene el ángulo  $\theta_s$  que representa la posición de las coordenadas de referencia  $d$ ,  $q$ . El ángulo  $\theta_s$  se determina por tanto a partir de las salidas de los módulos 12 y/o 13 integradores. Ventajosamente, el valor calculado del ángulo  $\theta_s$  de las coordenadas  $d$ ,  $q$  se realimenta y se utiliza en los bloques 23 y 24 convertidores para ajustar y regular lo mejor posible el ángulo entre las coordenadas de referencia  $d$ ,  $q$  y las coordenadas fijas.

De ese modo, gracias a este bucle de regulación, se optimiza permanentemente y de forma simple el ángulo de rotación de las coordenadas de referencia  $d$ ,  $q$  con relación a las coordenadas fijas trifásicas  $a$ ,  $b$ ,  $c$ , lo que permite principalmente afinar las corrientes medidas  $I_{sd}$ ,  $I_{sq}$ . Esta etapa de regulación permite por tanto minimizar y hacer tender hacia cero el error  $\varepsilon$  de posición angular del vector de flujo del rotor, es decir obtener una posición estimada  $\theta_s$  del vector de flujo del rotor que sea igual a la posición real  $\theta_R$  del vector de flujo del rotor.

En las ecuaciones presentadas anteriormente, se constata que las tensiones inducidas de flujo del estator son unas funciones de  $2\varepsilon$ . Esto significa que para un motor PMSM que incluye un rotor imantado, es posible solamente detectar la posición del flujo magnético del rotor, pero no su orientación o su polaridad (ambigüedad  $0-\pi$ ). Sin embargo, si el motor M presenta unos salientes, es posible siempre detectar la orientación del flujo magnético utilizando el perfeccionamiento del procedimiento de determinación ilustrado en la figura 4.

Con referencia a la figura 4, la inyección de corriente se realiza no solamente con una primera y segunda frecuencias de inyección iguales respectivamente a  $\Omega$  y  $-\Omega$ , sino igualmente con una tercera y una cuarta frecuencias de inyección iguales respectivamente al doble de la primera frecuencia  $\Omega$  y de la segunda frecuencia  $-\Omega$ .

El procedimiento prevé por tanto igualmente inyectar un tercer vector de corriente según unas terceras coordenadas de inyección de corriente  $X_+$ ,  $Y_+$ , girando estas terceras coordenadas  $X_+$ ,  $Y_+$  a la frecuencia de inyección  $2\Omega$  con relación a las coordenadas de referencia  $d$ ,  $q$  y un cuarto vector de corriente en unas cuartas coordenadas de

inyección de corriente  $X_-, Y_-$  girando a la frecuencia de inyección  $-2\Omega$  con relación a las coordenadas de referencia  $d, q$ . El tercer vector de corriente es de amplitud  $I_1$  y el cuarto vector de corriente es de amplitud  $I_2$ . El módulo 10 de control incluye igualmente un tercer módulo 16 integrador (integral) que es sincrónico con las terceras coordenadas  $X_+, Y_+$ , así como un cuarto módulo 17 integrador (integral) que es sincrónico con las cuartas coordenadas  $X_-, Y_-$ , estando compuesto cada módulo 16, 17 integrador por dos integradores, como se indica en la figura 4.

El tercer módulo 16 integrador proporciona en la salida una tercera tensión inducida de flujo de estator  $V_+$  que se descompone en dos componentes  $V_{X+}$  y  $V_{Y+}$  en las terceras coordenadas  $X_+, Y_+$ . Igualmente, el cuarto módulo 16 integrador proporciona en la salida una cuarta tensión inducida de flujo de estator  $V_-$  que se descompone en dos componentes  $V_{X-}$  y  $V_{Y-}$  en las cuartas coordenadas  $X_-, Y_-$ .

10 Se tiene:  $V_+ = V_{X+} + j * V_{Y+}$  y  $V_- = V_{X-} + j * V_{Y-}$ .

Las salidas de los módulos 16, 17 integradores se vuelven a transformar a continuación para volver a pasar a las coordenadas de referencia  $d, q$ , y posteriormente se suman a las tensiones principales  $U_{dref}$  y  $U_{qref}$  para suministrar las dos componentes  $U_d, U_q$  de la tensión de control a aplicar al motor M. Se encuentra que la parte real de la tensión inducida  $V_+$  es directamente función del error  $\epsilon$ , según la fórmula:

$$15 \quad V_{X^+} = - \left( \frac{3n_p^2}{2J\Omega} \bar{\varphi}_m \frac{\Delta LI^2}{4} \right) \text{sen}(\epsilon)$$

Por tanto, analizando el signo de la componente  $V_{X+}$  de la tercera tensión inducida de flujo de estator  $V_+$ , es posible determinar fácilmente el signo de  $\text{sen}(\epsilon)$  y por tanto la orientación del flujo magnético del rotor.

## 2) Caso de un motor M de inducción

20 Ventajosamente, el procedimiento de determinación descrito en la invención es realizable igualmente para un motor de inducción, por ejemplo un motor sincrónico. En efecto, en el caso de un motor de inducción, la primera tensión inducida de flujo del estator  $U_+$  y la segunda tensión inducida de flujo de estator  $U_-$  son igualmente función del error  $\epsilon$  de la posición angular del vector de flujo del rotor. Los dos modos de realización descritos anteriormente son por tanto utilizables con un motor de inducción.

25 En un primer modo de realización similar al anteriormente descrito, la inyección de corriente se realiza con una amplitud  $I_1$  de la componente en las coordenadas  $x_+, y_+$  que es igual a  $I$  y una amplitud  $I_2$  de la componente en las coordenadas  $x_-, y_-$  que es igual a cero. La inyección de corriente no se realiza por tanto más que por medio de un vector de corriente girando a una frecuencia de inyección positiva  $\Omega$ . La inyección de corriente a la frecuencia negativa se regula en cero. Se tiene entonces:  $I_h = I * e^{j\Omega t} = I * \cos(\Omega t) + j * I * \text{sen}(\Omega t)$ .

30 En este primer modo, la parte real  $U_{x-}$  de la segunda tensión inducida de flujo de estator  $U_-$  es proporcional al error  $\epsilon$ , según la fórmula siguiente:

$$U_{x-} = \text{Re}(U_-) = \frac{3n_p^2 I}{4J\Omega} |\bar{\varphi}_r|^2 \left[ \left( 1 - \frac{\bar{\omega}}{\Omega} \right) \text{sen}(2\epsilon) - \frac{\tau_r^{-1}}{\Omega} \cos(2\epsilon) \right]$$

en la que  $n_p$  representa el número de polos del motor,  $\varphi_r$  representa la amplitud del flujo magnético del rotor,  $\bar{\omega}$  representa la velocidad media del rotor,  $J$  representa la inercia del motor,  $\tau_r$  representa una constante de tiempo del rotor.

35 En un segundo modo de realización similar al descrito anteriormente, la inyección de corriente se realiza con la amplitud  $I_1$  de la componente en las coordenadas  $x_+, y_+$  que es igual a  $I$  y una amplitud  $I_2$  de la componente en las coordenadas  $x_-, y_-$ , es decir  $I_1 = I_2 = I/2$ . Este caso corresponde a la aplicación de dos componentes de la corriente inyectada  $I_{dh}$  e  $I_{qh}$ , con la amplitud  $I_{qh}$  igual a 0. Se tiene entonces:  $I_h = I/2 * e^{j\Omega t} + I/2 * e^{-j\Omega t} = I * \cos(\Omega t)$ .

40 En este segundo modo, la parte real de la segunda tensión inducida de flujo del estator resultante  $U_\Sigma$  es proporcional al error  $\epsilon$  según la fórmula siguiente:

$$U_{\Sigma x} = \text{Re}(U_\Sigma) = - \frac{3n_p^2 I}{4J\Omega} |\bar{\varphi}_r|^2 \text{sen}(2\epsilon) + \frac{\bar{\omega}}{\Omega} R_r I$$

en la que  $n_p$  representa el número de polos del motor,  $\varphi_r$  representa la amplitud del flujo magnético del rotor,  $R_r$  representa la resistencia equivalente de la resistencia del rotor,  $\bar{\omega}$  representa la velocidad media del rotor,  $J$  representa la inercia del motor.

Se constata que la ecuación anterior incluye un término de desplazamiento  $\frac{\bar{\omega}}{\Omega} R_f I$  que es un valor fijo que no depende de  $\varepsilon$ . El efecto de este desplazamiento se atenúa sin embargo y puede ser despreciable si la frecuencia de inyección  $\Omega$  se selecciona en un valor suficientemente alto (por ejemplo 30 Hz) con relación a la velocidad media  $\bar{\omega}$  del rotor. Esta condición se cumple puesto que la invención está particularmente adaptada para una determinación de la posición del rotor girando a una velocidad reducida (por ejemplo < 5 Hz).



**REIVINDICACIONES**

1. Procedimiento de determinación de la posición del vector de flujo del rotor de un motor eléctrico (M) que incluye un estator y un rotor, **caracterizado porque** el procedimiento incluye:
  - 5 - una etapa de inyección de un primer vector de corriente en unas primeras coordenadas de inyección ( $x_+$ ,  $y_+$ ) girando a una primera frecuencia ( $\Omega$ ) con relación a unas coordenadas de referencia ( $d$ ,  $q$ ) síncronas con una rotación del motor, y un segundo vector de corriente en unas segundas coordenadas de inyección ( $x_-$ ,  $y_-$ ) girando a una segunda frecuencia con relación a las coordenadas de referencia ( $d$ ,  $q$ ), siendo la segunda frecuencia la opuesta de la primera frecuencia,
  - 10 - una etapa de determinación de una primera tensión inducida de flujo del estator proporcionada a la salida de un primer módulo (12) integrador síncrono con las primeras coordenadas de inyección ( $x_+$ ,  $y_+$ ) y de una segunda tensión inducida de flujo del estator proporcionada a la salida de un segundo módulo (13) integrador síncrono con las segundas coordenadas de inyección ( $x_-$ ,  $y_-$ ),
  - 15 - una etapa de regulación de la posición del vector de flujo del rotor minimizando el error ( $\epsilon$ ) entre una posición real ( $\theta_R$ ) del vector de flujo del rotor y una posición estimada ( $\theta_S$ ) del vector de flujo del rotor, determinándose el error ( $\epsilon$ ) a partir de la segunda tensión inducida de flujo del estator.
2. Procedimiento de determinación según la reivindicación 1, **caracterizado porque** el error ( $\epsilon$ ) se determina a partir de la primera tensión inducida de flujo del estator y de la segunda tensión inducida de flujo del estator.
3. Procedimiento de determinación según la reivindicación 2, **caracterizado porque** la amplitud ( $I_2$ ) del segundo vector de corriente es igual a la amplitud ( $I_1$ ) del primer vector de corriente.
- 20 4. Procedimiento de determinación según la reivindicación 1, **caracterizado porque** la amplitud ( $I_2$ ) del segundo vector de corriente es igual a cero.
5. Procedimiento de determinación según una de las reivindicaciones 1 a 4, **caracterizado porque** el motor eléctrico (M) es un motor de inducción.
- 25 6. Procedimiento de determinación según una de las reivindicaciones 1 a 4, **caracterizado porque** el motor eléctrico (M) es un motor síncrono.
7. Procedimiento de determinación según la reivindicación 6, **caracterizado porque** el procedimiento incluye una etapa de inyección de un tercer vector de corriente en unas terceras coordenadas de inyección ( $X_+$ ,  $Y_+$ ) girando a una tercera frecuencia con relación a las coordenadas de referencia ( $d$ ,  $q$ ), y de un cuarto vector de corriente en unas cuartas coordenadas de inyección ( $X_-$ ,  $Y_-$ ) girando a una cuarta frecuencia con relación a las coordenadas de referencia ( $d$ ,  $q$ ), siendo la cuarta frecuencia la opuesta de la tercera frecuencia y siendo la tercera frecuencia el doble de la primera frecuencia.
- 30 8. Variador de velocidad destinado a regular un motor eléctrico (M) que incluye un estator y un rotor, incluyendo el variador un módulo (20) ondulador y un módulo (10) de control destinado a controlar el módulo (20) ondulador, incluyendo el módulo (10) de control un primer módulo (12) integrador y un segundo módulo (13) integrador,
  - 35 **caracterizado porque** el variador de velocidad implementa un procedimiento que incluye:
    - 40 - una etapa de inyección de un primer vector de corriente en unas primeras coordenadas de inyección ( $x_+$ ,  $y_+$ ) girando a una primera frecuencia ( $\Omega$ ) con relación a unas coordenadas de referencia ( $d$ ,  $q$ ) síncrona con una rotación del motor (M), y un segundo vector de corriente en unas segundas coordenadas de inyección ( $x_-$ ,  $y_-$ ) girando a una segunda frecuencia con relación a las coordenadas de referencia ( $d$ ,  $q$ ), siendo la segunda frecuencia la opuesta de la primera frecuencia,
    - una etapa de determinación de una primera tensión inducida de flujo del estator proporcionada a la salida de un primer módulo (12) integrador síncrono con las primeras coordenadas de inyección ( $x_+$ ,  $y_+$ ) y de una segunda tensión inducida de flujo del estator proporcionada a la salida de un segundo módulo (13) integrador síncrono con las segundas coordenadas de inyección ( $x_-$ ,  $y_-$ ),
    - 45 - una etapa de regulación de la posición del vector de flujo del rotor minimizando el error ( $\epsilon$ ) entre una posición real ( $\theta_R$ ) del vector de flujo del rotor y una posición estimada ( $\theta_S$ ) del vector de flujo del rotor, determinándose el error ( $\epsilon$ ) a partir de la segunda tensión inducida de flujo del estator.

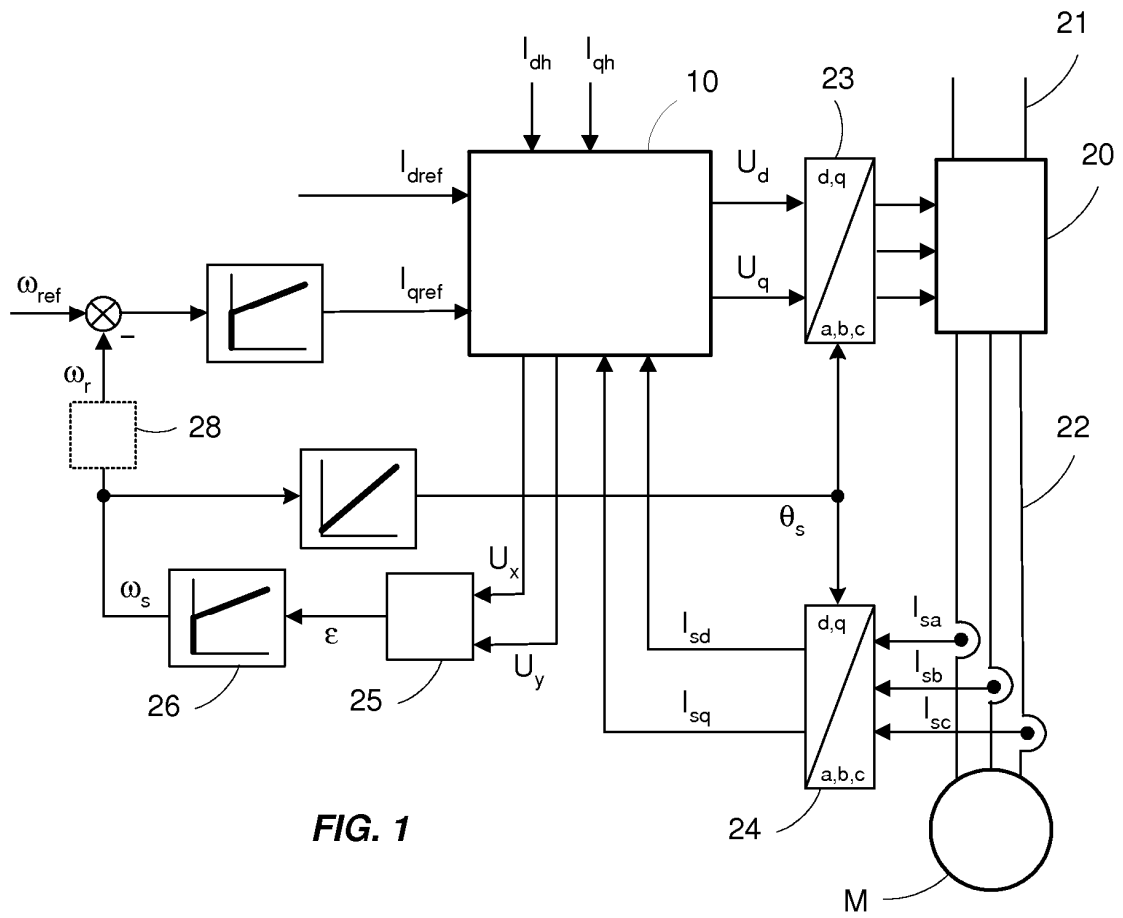


FIG. 1

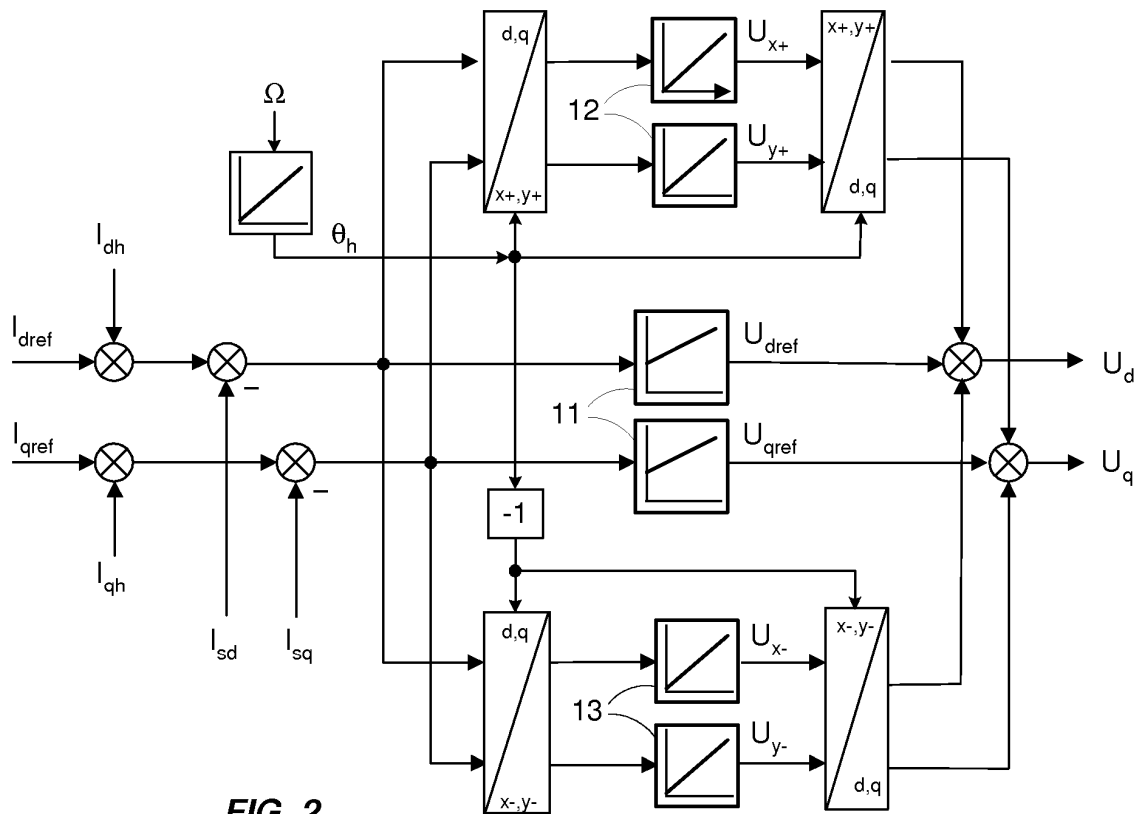


FIG. 2

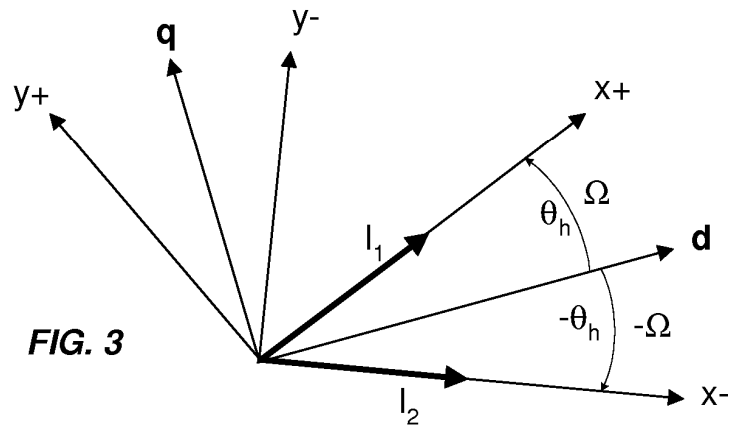


FIG. 3

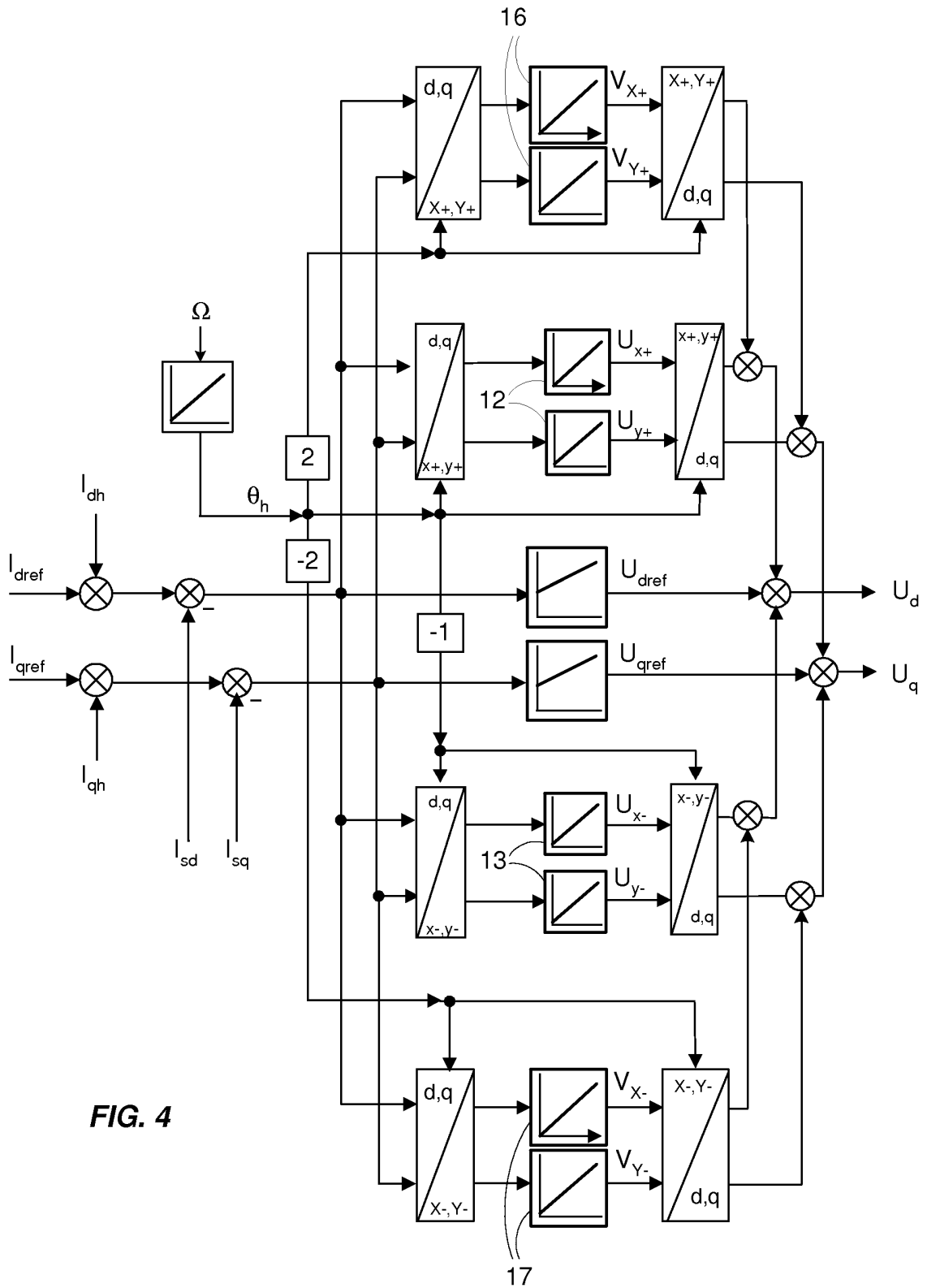


FIG. 4