

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 423 946**

51 Int. Cl.:

H02P 21/12 (2006.01)

H02P 21/02 (2006.01)

H02P 21/06 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **03.08.2006 E 06782257 (7)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **01.05.2013 EP 2040371**

54 Título: **Aparato de control vectorial para motor de inducción, método de control vectorial para motor de inducción, y aparato de control de accionamiento para motor de inducción**

30 Prioridad:

06.07.2006 WO PCT/JP2006/313478

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

25.09.2013

73 Titular/es:

**mitsubishi electric corporation (100.0%)
7-3, MARUNOUCHI 2-CHOME CHIYODA-KU
TOKYO 100-8310, JP**

72 Inventor/es:

**Kitanaka, Hidetoshi y
Negoro, Hideto**

74 Agente/Representante:

DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto

ES 2 423 946 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 vectorial para motor de inducción, método de control vectorial para motor de inducción, y aparato de control de accionamiento para motor de inducción

Campo Técnico

La presente invención se refiere a un dispositivo de control vectorial de un motor de inducción conectado a un inversor que convierte una tensión DC en una tensión AC a una frecuencia arbitraria para proporcionar como salida la tensión AC, un método de control vectorial de un motor de inducción, y un dispositivo de control de impulsión de un motor de inducción.

Técnica Anterior

Una técnica básica de control vectorial en un motor de inducción usando un inversor es una técnica anterior que se ha usado ampliamente en el campo industrial. Esta técnica consiste en controlar de manera instantánea un par de un motor a alta velocidad mediante una operación de una corriente con componente de par en relación perpendicular a un flujo magnético secundario dentro del motor operando por separado la magnitud y la fase de una tensión de salida del inversor.

El control vectorial de un motor de inducción es una técnica que en los últimos años también se está usando en los ferrocarriles eléctricos.

Un inversor de impulsión de un vehículo eléctrico está caracterizado porque el modo de conmutación del inversor se conmuta de tal manera que en un rango de velocidades bajas se usa un modo PWM de pulsos múltiples, el cual se emplea generalmente en muchos casos, y en un rango de velocidades medias y altas se usa un modo de pulso único en el cual la tensión de salida del inversor se satura y se fija al valor máximo.

El modo PWM (modulación del ancho de pulso) de pulsos múltiples al que se hace referencia en este documento es un método PWM generalmente bien conocido y es un modo para generar una señal PWM comparando una onda triangular a una frecuencia de aproximadamente 1 kHz con una orden de tensión.

El modo de pulso único al que se hace referencia en este documento sirve para dar a una tensión línea-línea de salida del inversor la forma de onda de conducción de onda rectangular de 120°. Debido a que el valor eficaz de la onda fundamental de una tensión de salida del inversor se puede aumentar hasta el máximo y el número de pulsos en un semi-ciclo de la onda fundamental de la tensión de salida se puede reducir a uno, lo cual es el mínimo, el modo está caracterizado porque se puede obtener un inversor compacto y ligero minimizando las pérdidas por conmutación del inversor y haciendo más pequeño un dispositivo de refrigeración.

La forma de onda de conducción de onda rectangular de 120° a la que se hace referencia en este documento es una forma de onda de tensión por la cual una tensión línea-línea del inversor tiene un pulso en un semi-ciclo y la anchura de conducción es de 120° en ángulo eléctrico.

Para el inversor de un vehículo eléctrico, es esencial disponer de la capacidad de realizar control vectorial estable en todo el rango desde el modo PWM de pulsos múltiples en un rango de velocidades bajas hasta el modo de pulso único en un rango de velocidades medias y altas, en el cual una tensión de salida del inversor se satura y se fija al valor máximo, y son elementos cruciales una técnica de control vectorial en un rango de saturación de la tensión de salida del inversor y una técnica de conmutación de modo de pulso.

En particular, la magnitud de una tensión de salida del inversor se fija a la tensión máxima correspondiente a una tensión de entrada del inversor en el rango de saturación de la tensión de salida del inversor. Por lo tanto, es necesario concebir una técnica para establecer control vectorial.

En el rango de saturación de la tensión de salida del inversor, en el caso en que una orden de tensión de salida del inversor calculada por un dispositivo de control vectorial supera la tensión máxima que realmente puede proporcionar como salida el inversor, el inversor no consigue proporcionar como salida una tensión de acuerdo con la orden de tensión de salida del inversor.

Por consiguiente, existe una discrepancia entre una orden de flujo magnético secundario para el motor de inducción y un flujo magnético secundario dentro del motor, lo que hace difícil realizar control vectorial de forma apropiada.

Para evitar este fenómeno, es necesario ajustar una orden de flujo magnético secundario de manera que una orden de tensión de salida del inversor no supere la tensión máxima que realmente puede proporcionar como salida el inversor.

Para ser más concretos, en caso de que la orden de tensión de salida del inversor supere la tensión máxima que realmente puede proporcionar como salida el inversor, se tiene que reducir la orden de tensión de salida del inversor reduciendo la orden de flujo magnético secundario.

El documento 1 de No Patente especificado más adelante presenta un método de control vectorial que soluciona los problemas explicados anteriormente.

5 El documento 1 de No Patente explica que la orden de tensión de salida del inversor se puede corregir para que coincida con la tensión de salida máxima que realmente puede proporcionar como salida el inversor y, por lo tanto, para que se permita control vectorial incluso en el rango de saturación de la tensión de salida del inversor configurando de tal manera que cuando una orden de tensión de salida del inversor calculada por el dispositivo de control vectorial supere la tensión máxima que puede proporcionar como salida el inversor, se introduzca en un controlador de corrección de flujo magnético una diferencia entre la orden de tensión de salida del inversor y la tensión que realmente puede proporcionar como salida, de tal manera que la orden de flujo magnético secundario sea reducida por una salida del controlador de corrección de flujo magnético.

10 Documento 1 de No Patente: "Denatsu kotei moudo deno yuuden dendouki no bekutoru seigyō", Journal of IEEJ, Vol. 118-D, N° 9, 1998.

15 El documento WO 2006/033181 presenta un controlador vectorial de un motor de inducción diseñado para conseguir giro estabilizado en un breve tiempo de control aumentando el ratio SN de tensión de salida incluso cuando la velocidad de giro es baja, suprimiendo de ese modo el error de un valor de operación de la frecuencia angular primaria. El controlador vectorial de un motor de inducción calcula un valor de operación de la orden de flujo basándose en un valor de la orden de par, en las constantes de circuito del motor de inducción, y en un valor de la orden de flujo seleccionado basándose en las mediciones del motor de inducción, de tal manera que una tensión aplicada al motor de inducción sea no menor que un nivel establecido.

20 El documento US 5.196.778 A presenta un conmutador de cambio de ganancia que sirve para cambiar al menos una de entre una ganancia de bucle de corriente y una ganancia de bucle de velocidad a un valor de ganancia mayor que el de otros modos. Además, el conmutador de cambio sirve para seleccionar un circuito de excitación de refuerzo para producir el flujo secundario en el motor de inducción, el cual es mayor que el producido por un circuito de excitación variable de atenuación, sólo en el caso en que están seleccionados el modo de control de posición rotacional y el modo de funcionamiento, para controlar de ese modo con mayor precisión el motor de inducción. En otros modos, el conmutador de cambio sirve para seleccionar el circuito de excitación variable de atenuación para controlar de forma variable el componente de excitación de la corriente primaria para producir el flujo secundario correspondiente a un componente de par desarrollado por la corriente primaria.

25 El documento US 6.184.648 B1 proporciona un aparato de control de motor que comprende un dispositivo de atenuación de campo para convertir una señal de realimentación de velocidad obtenida a partir de la velocidad de giro de un motor en una señal de referencia de flujo magnético secundario usando un patrón de campo, y proporcionando como salida, basándose en el resultado de la comparación, una señal de control para conmutar el patrón de campo. Dado que el selector puede conmutar el patrón de campo, se puede obtener una salida de par precisa.

Exposición de la Invención

Problemas que debe solucionar la Invención

30 Sin embargo, de acuerdo con el método de control vectorial de un motor de inducción explicado en el Documento 1 de No Patente, después de que la orden de tensión de salida del inversor se desvía de la tensión que realmente puede proporcionar como salida el inversor, el controlador de corrección de flujo magnético opera para ajustar la orden de flujo magnético secundario de tal manera que se reduzca la orden de tensión de salida del inversor, y opera para hacer que la orden de tensión de salida del inversor coincida con la tensión máxima que realmente puede proporcionar como salida el inversor.

35 En resumen, el control vectorial de un motor de inducción explicado en el documento 1 de No Patente está configurado para corregir la orden de tensión de salida del inversor mediante un denominado bucle de realimentación.

40 Por consiguiente, hasta que la orden de tensión de salida del inversor es corregida de forma apropiada, existe una discrepancia entre la orden de tensión de salida del inversor y la tensión de salida del inversor, lo cual plantea el problema de que no se puede realizar un control vectorial estable.

45 Además, es necesario añadir un bucle de realimentación y añadir un controlador de corrección del flujo magnético como componente del bucle de realimentación. Por lo tanto, es necesario diseñar constantes de control, lo cual plantea otro problema, que es que se necesitan tiempo y mano de obra.

50 La invención está concebida para solucionar los problemas explicados anteriormente y tiene el objeto de proporcionar un dispositivo de control vectorial de un motor de inducción, un método de control vectorial de un motor de inducción, y un dispositivo de control de impulsión de un motor de inducción capaces de realizar control vectorial

estable en todo el rango desde un rango de velocidades bajas hasta un rango de velocidades altas del motor de inducción sin usar el bucle de realimentación.

SUMARIO DE LA INVENCION

La presente invención proporciona un dispositivo de control vectorial que controla la impulsión de un motor de inducción por medio de un inversor, y se detalla en la reivindicación 1 independiente. Además, también se proporciona un método de control vectorial para controlar la impulsión de un motor de inducción por medio de un inversor y se presenta en la reivindicación 11 independiente. Se pueden obtener realizaciones adicionales de la invención de acuerdo con las reivindicaciones dependientes correspondientes.

Efectos de la Invención

De acuerdo con la invención, la orden de flujo magnético secundario para el motor de inducción es generada usando realimentación anticipada con independencia del estado de saturación de la tensión de salida del inversor. De esta forma es posible realizar control vectorial estable en todo el rango desde un rango de velocidades bajas hasta un rango de velocidades altas de un motor de inducción sin usar un bucle de realimentación para generar la orden de flujo magnético secundario.

Breve descripción de los dibujos

La Figura 1 es un diagrama de bloques que muestra la configuración de un dispositivo de control vectorial de un motor de inducción de acuerdo con una primera realización de la invención.

La Figura 2 es un diagrama de bloques que muestra un ejemplo de la configuración de una porción de cálculo de la orden de flujo magnético secundario de la primera realización.

La Figura 3 es una vista usada para describir comportamientos de una señal interna de la porción de cálculo de la orden de flujo magnético secundario de la primera realización.

La Figura 4 es un diagrama de bloques que muestra un ejemplo de la configuración de una porción de generación de orden de tensión/señal PWM de la primera realización.

La Figura 5 es una vista usada para describir operaciones del dispositivo de control vectorial de un motor de inducción de la primera realización.

La Figura 6 es una vista que muestra una forma de onda de simulación de la primera realización.

La Figura 7 es una vista que muestra una forma de onda de simulación de respuesta de par de la primera realización.

Descripción de números y signos de referencia

1: fuente de alimentación DC

2: reactancia

3: condensador

4: inversor

5a a 5c: detectores de corriente

6: motor

7: detector de velocidad

8: porción de generación de la orden de corriente en el eje q

9: porción de generación de la orden de corriente en el eje d

10 y 11: restadores

12: controlador de corriente en el eje q

13: controlador de corriente en el eje d

14: porción de cálculo de tensión sin interferencia

17 y 18: sumadores

19: porción de generación de la orden de frecuencia angular de deslizamiento

20: porción de corrección de resistencia secundaria

21: sumador

22: integrador

23: transformador de coordenadas tres-fases/ejes d-q

40: porción de cálculo de la orden de flujo magnético secundario

41: porción de cálculo del valor máximo de la tensión de salida

42: porción de cálculo de la orden de flujo magnético secundario de tensión máxima

43: conmutador

44: porción de preferencia de orden inferior

50: porción de generación de orden de tensión/señal PWM

51: porción de cálculo del índice de modulación

52: porción de cálculo del ángulo de fase de la tensión

53: multiplicador

54: tabla de ganancias de ajuste

55: porción de cálculo de la orden de tensión

56: sumador

57: porción de generación de la señal portadora de pulsos múltiples

58: porción de generación de la señal portadora de tres pulsos síncrona

59: conmutador
 60: porción de procesamiento de conmutación de modo de pulsos
 61 a 63: comparadores
 64 a 66: circuitos inversores
 100: dispositivo de control vectorial

Mejor modo de implementar la Invención
 En lo que sigue, basándose en los dibujos, se describirá una realización de la invención.

En los respectivos dibujos los mismos números y signos de referencia denotan componentes iguales o equivalentes.

Primera realización

La Figura 1 es un diagrama de bloques que muestra un ejemplo de la configuración de un dispositivo de control vectorial de un motor de inducción de acuerdo con una primera realización de la invención.

Como se muestra en el dibujo, un circuito principal tiene una fuente 1 de alimentación DC, un circuito de filtro LC formado por una reactancia 2 y un condensador 3 para impedir que fluya una corriente armónica hacia el lado de la fuente de alimentación, un inversor 4 que convierte una tensión Efc DC del condensador 3 en una tensión AC a una frecuencia arbitraria, y un dispositivo 100 de control vectorial que realiza control vectorial de un motor 6 de inducción (en lo que sigue, denominado simplemente el motor).

Se puede pensar que el inversor 4 y el dispositivo 100 de control vectorial constituyen en conjunto un dispositivo de control de impulsión que controla la impulsión de motor 6 mediante control vectorial.

El dispositivo 100 de control vectorial está configurado de tal manera que en él se introducen una señal procedente de un detector 7 de velocidad que detecta una velocidad de giro del motor 6, señales procedentes de detectores de corriente 5a a 5c que detectan corrientes, la tensión Efc del condensador 3 (más específicamente, una tensión DC que es una tensión que se debe aplicar desde la fuente 1 de alimentación DC al inversor 4 después de que sea alisada por el condensador 3) y también se introduce en él una orden de par Tm* procedente de un dispositivo de control externo no ilustrado (por ejemplo, una porción de control del sistema), controlando de ese modo un par Tm generado por el motor 6 para que coincida con la orden de par Tm*.

Proporcionando los detectores de corriente para al menos dos fases, la corriente de la fase restante se puede conocer mediante cálculo.

Además, se pone ahora en práctica el "método de control vectorial sin sensor de velocidad", por el cual se calcula la velocidad de giro del motor 6 mediante cálculo sin proporcionar el detector 7 de velocidad. En este caso, se omite el detector 7 de velocidad.

El dispositivo 100 de control vectorial controla el motor en el sistema de coordenadas giratorio de ejes d-q definiendo como eje d un eje que coincide con el eje de flujo magnético secundario del motor 6 y definiendo como eje q un eje perpendicular al eje d, y está configurado para realizar el denominado control vectorial.

En lo que sigue, se describirán las configuraciones y las operaciones de los respectivos componentes que forman el dispositivo 100 de control vectorial.

Como se muestra en la Figura 1, una porción 8 de generación de la orden de corriente en el eje q y una porción 9 de generación de la orden de corriente en el eje d calculan respectivamente una orden Id* de corriente (excitación) en el eje d y una orden Id* de corriente (par) en el eje q de acuerdo, respectivamente, con las Ecuaciones (1) y (2) posteriores, usando la orden Tm* de par introducida desde el dispositivo de control externo (no mostrado), una orden ϕ_2^* de flujo magnético secundario generada por la porción 40 de cálculo de flujo magnético secundario, y constantes de circuito del motor 6:

$$I_q^* = (T_m^* / (\phi_2^* \cdot PP)) \cdot (L_2 / M) \quad \dots \quad (1)$$

$$I_d^* = \phi_2^* / M + L_2 / (M \cdot R_2) \cdot s \phi_2^* \quad \dots \quad (2).$$

Aquí, en las Ecuaciones (1) y (2) anteriores, L2 es una auto-inductancia secundaria del motor y se expresa como $L_2 = M + I_2$. Asimismo, M es una inductancia mutua, I2 es una inductancia de fugas secundaria, s es un operador diferencial, PP es el número de pares de polos del motor 6, y R2 es la resistencia secundaria del motor 6.

La porción 40 de cálculo de la orden de flujo magnético secundario es la porción que forma la parte central de la invención y su configuración detallada y su funcionamiento se describirán más adelante.

Posteriormente, una porción 19 de generación de la orden de frecuencia angular de deslizamiento calcula una orden ω_s^* de frecuencia angular de deslizamiento que se debe proporcionar al motor 6 de acuerdo con la Ecuación (3)

posterior usando la orden I_d^* de corriente en eje d, la orden I_q^* de corriente en eje q, y las constantes de circuito del motor 6:

$$\omega s^* = (I_q^*/I_d^*) \cdot (R_2/L_2) \quad \dots \quad (3)$$

Aquí, en la Ecuación (3) anterior, R_2 es la resistencia secundaria del motor.

Una porción 20 de corrección de la resistencia secundaria está configurada para obtener un valor PFS de corrección de la resistencia secundaria de acuerdo con la Ecuación (4) posterior realizando control proporcional e integral sobre una diferencia entre la orden I_q^* de corriente en el eje q y la corriente I_q en el eje q.

Esta configuración tiene por objetivo compensar, para las constantes del motor 6, "un cambio de la resistencia R_2 secundaria con la temperatura" que influye significativamente en las prestaciones de control de par.

El valor PFS de corrección de la resistencia secundaria se proporciona como salida de acuerdo con la Ecuación (4) posterior sólo en un modo de control 2 descrito más adelante y se pone a 0 en un modo de control 1 descrito más adelante.

$$PFS = (K_3 + K_4/s) \cdot (I_q^* - I_q) \quad \dots \quad (4)$$

Aquí, en la Ecuación (4) anterior, s es un operador diferencial, K_3 es una ganancia proporcional, y K_4 es una ganancia integral. La ganancia K_3 proporcional es un coeficiente para multiplicar a una desviación entre I_q^* e I_q y la ganancia K_4 integral es un coeficiente para multiplicar a un término integral de la desviación entre I_q^* e I_q .

Un sumador 21 suma la orden ωs^* de frecuencia angular de deslizamiento calculada de acuerdo con la Ecuación (3) anterior, una frecuencia ω_r angular de giro obtenida como salida del detector 7 de velocidad fijado al extremo axial del motor 6, y el valor PFS de corrección de la resistencia secundaria obtenido como salida de la porción 20 de corrección de resistencia secundaria, y esto hace que la suma sea una frecuencia ω angular del inversor que debe ser proporcionada como salida desde el inversor 4. A continuación, un integrador 22 integra la frecuencia ω angular del inversor, y el resultado de la integración se introduce en una porción 50 de generación la orden de tensión/señal PWM y en un transformador 23 de coordenadas tres-fases/ejes d-q descritos más adelante como el ángulo θ de fase básico de la transformación de coordenadas.

El transformador 23 de coordenadas tres-fases/ejes d-q convierte una corriente I_u de fase U, una corriente I_v de fase V y una corriente I_w de fase W detectadas, respectivamente, por los detectores de corriente 5a a 5c en una corriente I_d en el eje d y una corriente I_q en el eje q en el sistema de coordenadas d-q calculadas de acuerdo con la Ecuación (5) posterior.

$$\begin{pmatrix} I_q \\ I_d \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_U \\ I_V \\ I_W \end{pmatrix} \quad \dots \quad (5)$$

Posteriormente, un restador 10 encuentra una diferencia entre la orden I_q^* de corriente en el eje q y la corriente I_q en el eje q, y en la siguiente etapa introduce el resultado (es decir, la diferencia entre I_q^* e I_q) en un controlador 12 de corriente en el eje q.

El controlador 12 de corriente en el eje q realiza control proporcional e integral sobre el valor de entrada (es decir, sobre la diferencia entre I_q^* e I_q), y proporciona como salida un valor q_e de compensación de corriente en el eje q.

Asimismo, otro restador 11 encuentra una diferencia entre la orden I_d^* de corriente en el eje d y la corriente I_d en el eje d, y introduce el resultado (es decir, la diferencia entre I_d^* e I_d) en un controlador 13 de corriente en el eje d.

El controlador 13 de corriente en el eje d realiza control proporcional e integral sobre el valor de entrada (es decir, sobre la diferencia entre I_d^* e I_d), y proporciona como salida un valor de de compensación de corriente en el eje d.

El valor q_e de compensación de corriente en el eje q y el valor de de compensación de corriente en el eje d se expresan, respectivamente, mediante las siguientes Ecuaciones (6) y (7):

$$q_e = (K_1 + K_2/s) \cdot (I_q^* - I_q) \quad \dots \quad (6)$$

$$d_e = (K_1 + K_2/s) \cdot (I_d^* - I_d) \quad \dots \quad (7)$$

Aquí, en las Ecuaciones (6) y (7) anteriores, s es un operador diferencial, K_1 es una ganancia proporcional, y K_2 es una ganancia integral.

Como se describirá más adelante, después de que el modo de control 1 (descrito posteriormente) ha cambiado al modo de control 2 (descrito más adelante), q_e y d_e se reducen gradualmente hasta 0.

Posteriormente, una porción 14 de cálculo de tensión sin interferencia calcula una tensión E_d^* de realimentación anticipada en el eje d y una tensión E_q^* de realimentación anticipada en el eje q, respectivamente, de acuerdo con las Ecuaciones (8) y (9) posteriores usando la orden I_d^* de corriente en el eje d, la orden I_q^* de corriente en el eje q, y las constantes de circuito del motor 6:

$$E_d^* = (R_1 + s \cdot L_1 \cdot \sigma) \cdot I_d^* - \omega \cdot L_1 \cdot \sigma \cdot I_q^* + (M/L_2) \cdot s \phi_2^* \quad \dots \quad (8)$$

$$E_q^* = (R_1 + s \cdot L_1 \cdot \sigma) \cdot I_q^* + \omega \cdot L_1 \cdot \sigma \cdot I_d^* + (\omega \cdot M \cdot \phi_2^*) / L_2 \quad \dots \quad (9)$$

Aquí, en las Ecuaciones (8) y (9) anteriores, σ es un coeficiente de fugas definido como $\sigma = 1 - M^2/(L_1 \cdot L_2)$.

Asimismo, R_1 es una resistencia primaria del motor 6 y L_1 es una auto-inductancia primaria del motor 6 calculada como $L_1 = M + I_1$.

L_2 es una auto-inductancia secundaria del motor 6 calculada como $L_2 = M + I_2$.

Aquí, I_1 es una inductancia de fugas primaria y I_2 es una inductancia de fugas secundaria.

E_d^* y E_q^* expresadas, respectivamente, por las Ecuaciones (8) y (9) anteriores, están compuestas por las constantes del motor y las órdenes de corriente (I_q^* e I_d^*), ambas se conocen con antelación y no incluyen elementos de realimentación. Por lo tanto, se les denomina tensiones de realimentación anticipada.

Posteriormente, un sumador 17 suma el valor q_e de compensación de corriente en el eje q y la tensión E_q^* de realimentación anticipada en el eje q y otro sumador 18 suma el valor de de compensación de corriente en el eje d y la tensión E_d^* de realimentación anticipada en el eje d. La suma del primero y la suma del segundo son introducidas en la porción 50 de generación de orden de tensión/señal PWM como una orden V_q^* de tensión en el eje q y una orden V_d^* de tensión en el eje d, respectivamente.

La orden V_q^* de tensión en el eje q y la orden V_d^* de tensión en el eje d se expresan, respectivamente, mediante las siguientes Ecuaciones (10) y (11):

$$V_q^* = E_q^* + q_e \quad \dots \quad (10)$$

$$V_d^* = E_d^* + d_e \quad \dots \quad (11)$$

En este caso una orden V_M^* de tensión de salida del inversor viene expresada por la siguiente Ecuación (12):

$$V_M^* = (V_d^{*2} + V_q^{*2})^{1/2} \quad \dots \quad (12)$$

Aquí, V_M^* representa la magnitud de un vector de orden de tensión de salida del inversor.

Se debería observar que la porción 14 de cálculo de tensión sin interferencia y los sumadores 17 y 18 en conjunto constituyen medios de cálculo de la tensión de salida para calcular la tensión de salida que debe proporcionar el inversor 4.

Finalmente, desde la porción 50 de generación de la orden de tensión/señal PWM se proporcionan como salida señales de compuerta a los elementos de conmutación U a Z (no mostrados) del inversor 4.

Debido a que el inversor 4 es un inversor PWM de fuente de tensión conocido, se omite aquí la configuración detallada. Sin embargo, para añadir algo de descripción parcial, los elementos U, V y W de conmutación son los elementos de conmutación situados, respectivamente, en la fase U, en la fase V, y en la fase W del brazo superior del inversor 4, y los elementos X, Y y Z de conmutación son elementos de conmutación situados, respectivamente, en la fase U, en la fase V, y en la fase W del brazo inferior del inversor 4.

Se describirán ahora las configuraciones de la porción 40 de cálculo de la orden de flujo magnético secundario y la porción 50 de generación de orden de tensión/señal PWM, las cuales son componentes importantes de la invención.

La Figura 2 es una vista que muestra un ejemplo de la configuración de la porción 40 de cálculo de la orden de flujo magnético secundario de esta realización.

Como se muestra en la Figura 2, en la porción 40 de cálculo de la orden de flujo magnético secundario se introducen la tensión Efc del condensador, la orden Tm* de par, la frecuencia ω angular del inversor, una orden $\phi 2P^*$ de flujo magnético secundario de alimentación, y una orden $\phi 2B^*$ de flujo magnético secundario de freno.

- 5 La porción 41 de cálculo del máximo de la tensión de salida calcula el valor VMmax máximo de la tensión VM de salida del inversor de acuerdo con la siguiente Ecuación (13) usando la tensión Efc en el condensador.

$$VM_{max} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot E_{fc} \quad \dots \quad (13)$$

- 10 Aquí, VMmax es la tensión máxima que puede proporcionar como salida el inversor sobre la tensión Efc del condensador, y es un valor que aparece cuando el inversor 4 es operado en un modo de pulso único en el cual la forma de onda de la tensión línea-línea de salida es de conducción de onda rectangular de 120°.

- 15 La Ecuación (13) anterior es una ecuación presentada también en el Documento 1 de No Patente especificado anteriormente, y se obtiene como la componente de onda fundamental cuando la onda rectangular de conducción de 120° se expande mediante una serie de Fourier.

- 20 Una porción 42 de cálculo de la orden de flujo magnético secundario de tensión máxima calcula una orden $\phi 2H^*$ de flujo magnético secundario que se necesita exactamente para hacer que la tensión VM de salida del inversor coincida con el valor VMmax máximo de acuerdo con la Ecuación (14) posterior usando el valor VMmax máximo de la tensión VM de salida del inversor calculada de acuerdo con la Ecuación (13) anterior, la orden Tm* de par, la frecuencia ω angular del inversor, y las constantes del motor 6.

$$\phi 2H^* = \sqrt{\frac{-A + \sqrt{A^2 - B}}{C}} \quad \dots \quad (14)$$

- 25 en la que definimos

$$A = 2 \cdot R_1 \cdot \omega \cdot Tm^* - VM_{max}^2$$

- 30

$$B = 4 \cdot \frac{\{R_1^2 + (\omega \cdot L_1^2)\} \cdot \{R_1^2 + \sigma^2(\omega \cdot L_1)^2\}}{M^4} \cdot Tm^{*2} \cdot L_2^2$$

$$C = 2 \cdot \frac{R_1^2 + (\omega \cdot L_1)^2}{M^2}$$

- 35 Debido a que la Ecuación (14) anterior es una ecuación importante para constituir la invención, se describirá a continuación brevemente el proceso de su derivación.

- 40 Con la condición de que un cambio en el tiempo del flujo magnético secundario en el eje d sea moderado, se desprecia un término transitorio en la ecuación de circuito (conocida) del motor 6 en un estado en que está establecido control vectorial en los ejes d-q, a continuación se puede obtener una tensión Vd del motor 6 en el eje d de acuerdo con la Ecuación (15) posterior y se puede obtener una tensión Vq del motor 6 en el eje q de acuerdo con la Ecuación (16) posterior:

$$Vd = R_1 \cdot Id - \omega \cdot L_1 \cdot \sigma \cdot Iq \quad \dots \quad (15)$$

- 45

$$Vq = R_1 \cdot Iq + \omega \cdot L_1 \cdot \sigma \cdot Id + (\omega \cdot M \cdot \phi 2^*) / L_2 \quad \dots \quad (16)$$

donde Vd es la tensión del motor 6 en el eje d y Vq es la tensión del motor 6 en el eje q.

- 50 Además, a partir de la ecuación de circuito (conocida) del motor 6 encontramos la siguiente Ecuación (17):

$$-M \cdot R_2 \cdot Id + (R_2 + \sigma \cdot L_2) \cdot \phi 2 = 0 \quad \dots \quad (17)$$

- 55 Aquí, en la Ecuación (17) anterior, $\phi 2$ es el flujo magnético secundario del motor 6 en el eje d.

Aquí, despreciando el término transitorio de la Ecuación (17) anterior con la condición de que un cambio del flujo $\phi 2$ magnético secundario en el eje d sea moderado, encontramos la Ecuación (18) posterior, la cual es una expresión que relaciona la corriente Id en el eje d y el flujo $\phi 2$ magnético secundario en el eje d:

$$Id = \phi 2 / M \quad \dots \quad (18)$$

- 60

En caso de que esté establecido control vectorial, encontramos la Ecuación (19) posterior (conocida), la cual es una expresión que relaciona la corriente I_q en el eje q y el par T_m :

$$T_m = (M/L_2) \cdot I_q \cdot \phi_2 \quad \dots \quad (19).$$

Modificando la Ecuación (19) anterior, encontramos la siguiente Ecuación (20):

$$I_q = (T_m \cdot L_2) / M^2 \quad \dots \quad (20)$$

Sustituyendo la Ecuación (18) anterior, la cual es la expresión que relaciona la corriente I_d en el eje d y el flujo ϕ_2 magnético secundario en el eje d , y la Ecuación (20) anterior, la cual es la expresión que relaciona la corriente I_q en el eje q y el par T_m , en la Ecuación (15) y la Ecuación (16), encontramos la Ecuación (21) y la Ecuación (22) posteriores que proporcionan las tensiones en ejes d - q del motor 6:

$$V_d = R_1 \cdot (\phi_2 / M) - \omega \cdot L_1 \cdot \sigma \cdot (T_m / L_2) / (\phi_2 \cdot M) \quad \dots \quad (21)$$

$$V_q = R_1 \cdot (T_m \cdot L_2) / (\phi_2 \cdot M) + \omega \cdot \phi_2 \cdot L_1 / M \quad \dots \quad (22)$$

Aquí, sea VM^2 el valor de una suma del cuadrado de la Ecuación (21) anterior y el cuadrado de la Ecuación (22) anterior, entonces encontramos la siguiente Ecuación (23).

$$\begin{aligned} VM^2 &= V_d^2 + V_q^2 \\ &= \frac{R_1^2 + (\omega L_1)^2}{M^2} \cdot \phi_2^2 + \frac{R_1^2 + (\omega L_1 \sigma)^2}{M^2 \cdot \phi_2^2} (T_m \cdot L_2)^2 + 2 \cdot R_1 \cdot \frac{\omega L_1 L_2 T_m}{M^2} (1 - \sigma) \dots \quad (23) \end{aligned}$$

Se debería observar que VM es la tensión del motor 6 y que debido a que la tensión del motor 6 es igual a una tensión de salida del inversor 4, el término "la tensión VM de salida del inversor" se usa en las descripciones que siguen.

Multiplicando los dos lados de la Ecuación (23) anterior por ϕ_2^2 para su reorganización, encontramos una ecuación cuadrática con respecto al flujo ϕ_2 magnético secundario en el eje d del motor 6.

Encontrando la solución, encontramos la siguiente Ecuación (24).

$$\phi_2 = \sqrt{\frac{-D + \sqrt{D^2 - E}}{F}} \quad \dots \quad (24)$$

donde definimos

$$D = 2 \cdot R_1 \cdot \omega \cdot T_m - VM^2$$

$$E = 4 \cdot \frac{\{R_1^2 + (\omega \cdot L_1^2)\} \cdot \{R_1^2 + \sigma^2 (\omega \cdot L_1)^2\}}{M^4} \cdot T_m^2 \cdot L_2^2$$

$$F = 2 \cdot \frac{R_1^2 + (\omega \cdot L_1)^2}{M^2}$$

Se entiende que la Ecuación (24) expresa la relación entre el flujo ϕ_2 magnético secundario en el eje d del motor 6, la tensión VM de salida del inversor, la frecuencia ω angular del inversor, el par T_m del motor 6, y las constantes (R_1 , L_1 , L_2 , y M) del motor 6.

Sustituyendo el valor $VM_{\max}$ máximo como la tensión VM de salida del inversor, la Ecuación (24) anterior expresa la relación entre un par T_m de generación del motor 6 a $VM_{\max}$, el flujo ϕ_2 magnético secundario en el eje d , y la frecuencia ω angular del inversor.

Para aplicar esta relación en el extremo de control, reemplazando el flujo ϕ_2 magnético secundario en el eje d en la Ecuación (24) anterior por la orden ϕ_{2H}^* de flujo magnético secundario de tensión máxima y reemplazando el par T_m por la orden T_m^* de par, encontramos la Ecuación (14) anterior.

Como se puede entender a partir de lo anterior, la orden ϕ_{2H}^* de flujo magnético secundario de tensión máxima obtenida de acuerdo con la Ecuación (14) anterior es la orden de flujo magnético secundario que se necesita exactamente para hacer que la tensión VM de salida del inversor coincida con el valor $VM_{\max}$ máximo que puede

proporcionar como salida el inversor bajo la condición de que el motor 6 sea movido por la orden T_m^* de par a la frecuencia ω angular del inversor.

5 En otras palabras, la orden VM^* de tensión de salida del inversor calculada por el dispositivo 100 de control vectorial usando la orden ϕ_{2H}^* de flujo magnético secundario de tensión máxima adopta el valor que se necesita exactamente para hacer que la tensión VM de salida del inversor coincida con el valor VM_{max} máximo que puede proporcionar como salida el inversor, y la orden VM^* de tensión de salida del inversor nunca se desviará del valor VM_{max} máximo que puede proporcionar como salida el inversor.

10 Es habitual aplicar un cierto flujo magnético secundario nominal al motor 6 dado que el motor 6 está activado hasta que la tensión de salida del inversor se satura.

Es general garantizar en la máxima medida posible el flujo magnético secundario nominal con la condición de que el núcleo central de hierro del motor 6 no sufra saturación magnética.

15 El valor óptimo es diferente durante la alimentación y durante la regeneración del motor 6. Por consiguiente, como se muestra en la Figura 2, durante la alimentación se usa una orden ϕ_{2P}^* de flujo magnético secundario nominal de alimentación y durante la regeneración se usa una orden ϕ_{2B}^* de flujo magnético secundario nominal de regeneración conmutando de una a otra con un conmutador 43, y se define una salida del conmutador 43 como una orden ϕ_{2C}^* de flujo magnético secundario nominal.

20 La orden ϕ_{2P}^* de flujo magnético secundario nominal de alimentación y la orden ϕ_{2B}^* de flujo magnético secundario nominal de regeneración se pueden determinar de forma arbitraria bajo las condiciones especificadas anteriormente. Sin embargo, dichas órdenes pueden ser calculadas fuera de línea sustituyendo en la Ecuación (6) anterior el valor VM_{max} máximo de la tensión VM de salida del inversor calculada sustituyendo una tensión DC nominal (por ejemplo, 1500 V para una vía férrea típica) para E_{fc} en la Ecuación (13) anterior, el valor nominal de la orden T_m^* de par, la frecuencia ω angular del inversor igual a la frecuencia base del motor regulada por las prestaciones de un vehículo eléctrico, y las constantes del motor 6, de forma que quedan establecidas de manera preliminar en el dispositivo 100 de control vectorial. Cuando se configura de esta manera, se hace más fácil diseñar las constantes del dispositivo 100 de control vectorial.

25 Posteriormente, una porción 44 de preferencia de orden inferior elige la orden ϕ_{2H}^* de flujo magnético secundario de tensión máxima o la orden ϕ_{2C}^* de flujo magnético secundario nominal, la que sea más pequeña de las dos, y genera una orden ϕ_{2}^* de flujo magnético secundario para que sea usada en última instancia para control vectorial.

30 En lo que sigue se describirán comportamientos de una señal interna de la porción 40 de cálculo de la orden de flujo magnético secundario configuradas como se ha explicado anteriormente.

35 La Figura 3 es una vista usada para describir comportamientos de una señal interna de la porción 40 de cálculo de la orden de flujo magnético secundario de acuerdo con esta realización de la invención.

40 Como se muestra en la Figura 3, como la orden ϕ_{2}^* de flujo magnético secundario usada para control vectorial, la orden ϕ_{2C}^* de flujo magnético secundario nominal se elige hasta que la tensión de salida del inversor se satura (el rango a la izquierda de una S mayúscula en la Figura 3) y la orden ϕ_{2H}^* de flujo magnético secundario de tensión máxima se elige en el rango de saturación de la tensión de salida del inversor (el rango a la derecha de la S mayúscula en la Figura 3).

45 Gracias a estas operaciones, es posible obtener la orden ϕ_{2}^* de flujo magnético secundario que se necesita exactamente para hacer que la tensión VM de salida del inversor coincida con el valor VM_{max} máximo en el rango de saturación de la tensión de salida del inversor en tiempo real.

50 Es decir, debido a que la orden ϕ_{2}^* de flujo magnético secundario es determinada de manera instantánea sin ningún retraso temporal, de acuerdo con la ecuación de cálculo expresada por la Ecuación (14) anterior que no tiene ningún elemento de realimentación, usando las constantes y cantidades conocidas del motor, la orden ϕ_{2}^* de flujo magnético secundario necesaria se puede obtener en tiempo real usando realimentación anticipada.

Se describirá ahora la configuración de la porción 50 de generación de la orden de tensión/señal PWM.

55 La Figura 4 es una vista que muestra un ejemplo de la configuración de la porción 50 de generación de orden de tensión/señal PWM de esta realización.

Como se muestra en la Figura 4, una porción 51 de cálculo del índice de modulación y una porción 52 de cálculo del ángulo de fase de la tensión calculan la modulación porcentual PMF y un ángulo THV de fase de la tensión, respectivamente, usando la orden VM^* de tensión de salida del inversor expresada por la Ecuación (12) anterior, el

valor VMmax máximo de la tensión VM de salida del inversor expresada por la Ecuación (13) anterior, la orden Vd* de tensión en el eje d, y la orden Vq* de tensión en el eje q.

5 La porción 51 de cálculo del índice de modulación y la porción 52 de cálculo del ángulo de fase de la tensión respectivamente calculan las siguientes Ecuaciones (25) y (26).

$$PMF = \frac{VM^*}{VM_{max}} \quad \dots \quad (25)$$

$$THV = \tan^{-1} \frac{Vq^*}{Vd^*} \quad \dots \quad (26)$$

10 Un sumador 56 suma el ángulo THV de fase de la tensión al ángulo θ de fase de base y la suma se introduce en una porción 55 de cálculo de la orden de tensión y una porción 58 de generación de la señal portadora de tres-pulsos síncrona como un ángulo θ_1 de fase de control.

15 La modulación porcentual PMF representa un cociente entre la orden VM* de tensión de salida del inversor y la tensión VMmax máxima (definida por la Ecuación (13) anterior) que puede proporcionar como salida el inversor. Indica que la orden VM* de tensión de salida del inversor se hace igual al valor máximo VMmax de la tensión de salida del inversor en el caso en que PMF = 1.0.

20 El valor encontrado al multiplicar la modulación porcentual PMF por una salida de una tabla 54 de ganancias de ajuste mediante un multiplicador 53 se introduce en la porción 55 de cálculo de la orden de tensión como amplitud PMFM de la orden de tensión.

25 La tabla 54 de ganancias de ajuste sirve para corregir una variación de la relación de la tensión VM de salida del inversor con respecto a la modulación porcentual PMF en el modo PWM de pulsos múltiples y el modo PWM de tres-pulsos síncrono y el resumen es el siguiente.

30 La tensión máxima (valor eficaz) que puede proporcionar como salida el inversor 4 sin ninguna distorsión es 0,612·Efc en el modo PWM de pulsos múltiples y 0,7797·Efc en el modo PWM de tres-pulsos síncrono.

En resumen, la tensión de salida del inversor con respecto a la modulación porcentual PMF en el modo PWM de pulsos múltiples es 1/1,274 la del modo PWM de tres pulsos síncrono.

35 Para cancelar esta diferencia, la modulación porcentual PMF se aumenta en 1,274 veces en el modo PWM de pulsos múltiples y a continuación se introduce como entrada en la porción 55 de cálculo de la orden de tensión como la amplitud PMFM de la orden de tensión.

40 La porción 55 de cálculo de la orden de tensión genera una orden Vu* de tensión en la fase U, una orden Vv* de tensión en la fase V, y una orden Vw* de tensión en la fase W de acuerdo con ecuaciones de cálculo expresadas por las Ecuaciones (27) a (29) posteriores, respectivamente, usando la modulación porcentual PMF y el ángulo θ_1 de fase de control.

$$Vu^* = PMFM \cdot \sin \theta_1 \quad \dots \quad (27)$$

$$45 \quad Vv^* = PMFM \cdot \sin \left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3} \right) \quad \dots \quad (28)$$

$$Vw^* = PMFM \cdot \sin \left(\theta_1 - \frac{4\pi}{3} \right) \quad \dots \quad (29)$$

50 La orden Vu* de tensión en la fase U, la orden Vv* de tensión en la fase V y la orden Vw* de tensión en la fase W son comparadas en magnitud con una señal CAR portadora por comparadores 61 a 63, respectivamente, y se generan señales de compuerta U, V y W mientras que por medio de circuitos inversores 64 a 66 se generan, respectivamente, señales de compuerta X, Y y Z.

55 La señal CAR portadora es una señal elegida por una porción 60 de procesamiento de conmutación de modo de pulsos por medio de un conmutador 59 a partir de una señal A portadora de pulsos múltiples (por lo general, en las cercanías de 1 kHz) generada por una porción 57 de generación de la señal portadora de pulsos múltiples, una señal B portadora de tres pulsos síncrona generada por una porción 58 de generación de la señal portadora de tres pulsos síncrona, y un valor C cero elegido en el modo de pulso único.

60 La porción 60 de procesamiento de conmutación del modo de pulsos funciona para hacer que el conmutador 59 conmute a un lado A de portadora asíncrona en un rango en que la modulación porcentual PMF es baja (0,785 o menor), a un lado B portador de tres pulsos síncrono en un rango en que la modulación porcentual PMF es de desde 0,785 a 1,0, ambos excluidos, y al lado C de valor cero cuando la modulación porcentual PMF alcanza 1,0, dependiendo de la modulación porcentual PMF y del ángulo θ_1 de fase de control.

Configurando de esta manera, es posible conmutar el modo de pulsos al modo de pulso único en el mismo instante en que la modulación porcentual PMF alcanza 1,0, es decir, en el mismo instante en que la tensión VM de salida del inversor se hace igual al valor VMmax máximo.

Cada una de las ecuaciones de cálculo especificadas anteriormente se resuelve generalmente mediante procesamiento S/W en un microordenador. En caso de que se reduzca la precisión de cálculo (el número de bits) con el objetivo de reducir la carga de cálculo sobre el microordenador o con cualquier otro objetivo razonable, la modulación porcentual PMF no alcanza exactamente 1,0 en el instante en que la tensión VM de salida del inversor se hace igual al valor VMmax máximo y puede adoptar posiblemente un valor menor, por ejemplo, 0,999....

Sin embargo, en este caso, también, la invención es factible cuando la modulación porcentual PMF es 0,95 o mayor, aunque se produce un salto de tensión menor incluso cuando el modo de pulsos se conmuta al modo de pulso único.

La Figura 5 es una vista usada para describir la transición de la frecuencia ω angular del inversor, la modulación porcentual PMF, y el modo de pulsos, operaciones del conmutador 59 para conmutar el modo de control de pulso, y la transición del modo de control en esta realización.

Como se muestra en la Figura 5, cuando un vehículo eléctrico está a baja velocidad, es decir, cuando la frecuencia ω angular del inversor es baja, la modulación porcentual PMF es pequeña y el modo de pulsos es el modo PWM de pulsos múltiples y el conmutador 59 elige A (véase la Figura 4).

Asimismo, el modo de control es el modo de control 1 y el controlador 12 de corriente en el eje q y el controlador 13 de corriente en el eje d operan de acuerdo con las Ecuaciones (6) y (7) anteriores, respectivamente.

Cuando la velocidad del vehículo eléctrico aumenta y la modulación porcentual PMF alcanza o supera 0,785, debido a que la tensión de salida se satura en el modo PWM de pulsos múltiples, el conmutador 59 se conmuta a B y el modo de pulsos se conmuta al modo PWM de tres-pulsos síncrono.

Aquí, el modo de tres pulsos síncrono es un modo necesario para proporcionar como salida una tensión a la modulación porcentual PMF de 0,785 o mayor.

En el modo PWM de pulsos múltiples, es imposible proporcionar como salida una tensión a la modulación porcentual PMF de 0,785 o mayor a menos que se emplee sobremodulación (técnica conocida).

Además, el modo de control 2 se elige como modo de control y el controlador 12 de corriente en el eje q y el controlador 13 de corriente en el eje d detienen los cálculos y las salidas se reducen a 0.

Las salidas se reducen a 0 por la razón que se explica a continuación. Esto es, debido a que el número de pulsos en el semiciclo de tensión de salida del inversor en el modo PWM de tres pulsos síncrono se reduce a tres desde diez o más en el modo PWM de pulsos múltiples, el retraso de control aumenta, y cuando los cálculos realizados por el controlador 12 de corriente en el eje q y el controlador 13 de corriente en el eje d continúan en este estado, existe un riesgo de que estos controladores se vuelvan inestables. Los cálculos del controlador 12 de corriente en el eje q y del controlador 13 de corriente en el eje d se detienen para evitar dicho riesgo.

En el modo de control 2, la porción 20 de corrección de la resistencia secundaria comienza a operar y calcula el valor PFS de corrección de la resistencia secundaria de acuerdo con la Ecuación (4) anterior.

Cuando sigue aumentando la velocidad del vehículo eléctrico y la modulación porcentual PMF alcanza 1,0, el conmutador 59 se conmuta a C y el modo de pulso se conmuta al modo de pulso único. El modo de control permanece en el modo de control 2.

El dibujo no muestra un caso en el que el vehículo eléctrico reduce su velocidad accionando el freno regenerativo. Sin embargo, el modo de pulsos se conmuta desde el modo de pulso único al modo PWM de tres pulsos síncrono al modo PWM de pulsos múltiples, el conmutador 59 conmuta desde C a B a A (véase la Figura 4), y el modo de control cambia del modo de control 2 al modo de control 1 en el orden inverso al descrito anteriormente.

La Figura 6 es una vista que muestra una forma de onda de simulación de esta realización.

La Figura 6 muestra un caso en que el motor 6 se acelera mediante alimentación de energía lanzando la orden Tm* de par en el instante de aproximadamente 0,8 (s) con la condición de que la tensión del condensador Efc = 1500 V.

El modo PWM de pulsos múltiples y el modo de control 1 se eligen en un intervalo de tiempos de aproximadamente 0,8 (s) a 3,5 (s), y se elige la orden de flujo $\phi 2C^*$ magnético secundario nominal como la orden $\phi 2^*$ de flujo magnético secundario. De esta forma, el motor 6 es excitado por un cierto flujo magnético.

- 5 Por consiguiente, la orden Vq^* de tensión en el eje q y la orden Vd^* de tensión en el eje d aumentan de magnitud en proporción a la aceleración del motor y lo mismo hace la orden VM^* de tensión de salida del inversor. La modulación porcentual PMF también aumenta en asociación con la creciente orden VM^* de tensión de salida del inversor, lo cual provoca que aumente la orden Vu^* de tensión de fase U. El par T_m del motor 6 acelera siguiendo a la T_m^* de una manera estable.
- 10 Posteriormente, se conmuta el modo de pulsos al modo de tres pulsos síncrono en el instante de aproximadamente 3,5 (s) y se conmuta el modo de control al modo de control 2.
- 15 La orden $\phi 2^*$ de flujo magnético secundario permanece como orden de flujo $\phi 2C^*$ magnético secundario nominal y el motor 6 es excitado por un cierto flujo magnético.
- 20 Por consiguiente, la orden Vq^* de tensión en el eje q y la orden Vd^* de tensión en el eje d siguen aumentando de magnitud en proporción a la aceleración de motor 6 y lo mismo hace la orden VM^* de tensión de salida del inversor. La modulación porcentual PMF aumenta en asociación con la creciente orden VM^* de tensión de salida del inversor, lo cual provoca que aumente la orden Vu^* de tensión en la fase U.
- 25 La amplitud de la orden Vu^* de tensión en la fase U se reduce inmediatamente después de la conmutación al modo PWM de tres pulsos síncrono. Esto es debido a que la amplitud PMFM de la orden de tensión que ha sido aumentada en 1,274 veces por la tabla 54 de ganancias de ajuste en el modo PWM de pulsos múltiples descrito anteriormente se conmuta y el factor de escala se establece en 1,0.
- 30 El par T_m del motor 6 acelera siguiendo T_m^* de una manera estable.
- 35 Desde el instante de aproximadamente 3,5 (s) se observan durante un tiempo fluctuaciones en el par T_m . Esto se debe a que en el modo PWM de tres pulsos síncrono el número de pulsos es tan pequeño que una fluctuación de corriente del motor 6 aumenta. Sin embargo, dichas fluctuaciones son despreciables cuando se conduce un vehículo eléctrico que tiene una gran inercia. El valor medio del par T_m coincide con la orden T_m^* de par y por lo tanto el par T_m es controlado de una manera estable.
- 40 Posteriormente, la tensión de salida del inversor se satura en el instante de aproximadamente 4,6 (s) y al mismo tiempo la orden $\phi 2H^*$ de flujo magnético secundario de tensión máxima calculada de acuerdo con la Ecuación (14) anterior es elegida como la orden $\phi 2H^*$ de flujo magnético secundario por la porción 40 de cálculo de la orden de flujo magnético secundario (véase la Figura 1).
- 45 Por consiguiente, la modulación porcentual PMF se fija en 1,0 y la orden VM^* de tensión de salida del inversor se fija a la tensión VM_{max} máxima que puede proporcionar como salida el inversor (en este caso, se encuentra que VM_{max} es de aproximadamente 1170 V sustituyendo $E_{fc} = 1500$ V en la Ecuación (13) anterior).
- 50 La orden T_m^* de par se reduce en proporción inversa al número de revoluciones para mover el motor 6 con una salida constante. Sin embargo, se comprende que el par T_m del motor 6 acelera de una manera estable siguiendo a T_m^* .
- 55 La Figura 7 es una vista que muestra una forma de onda de simulación de respuesta de par de esta realización.
- 60 La Figura 7 es una forma de onda de respuesta del par T_m del motor 6 cuando la orden T_m^* de par se reduce y se aumenta paso a paso dentro de un rango de modo de pulso único (un rango desde el instante de 5,3 (s) hasta el instante de 5,9 (s)) de la Figura 6.
- Se comprende que, como se muestra en la Figura 7, se obtiene una respuesta de alta velocidad en la constante de tiempo de 10 ms o menor y que se obtiene control de par a alta velocidad mediante control vectorial incluso en el modo de pulso único en el rango de saturación de tensión del inversor.
- Asimismo, incluso en caso de que varíe la tensión E_{fc} del condensador, resulta obvio de la Ecuación (13) y de la Ecuación (14) anteriores que se calcula la orden $\phi 2^*$ de flujo magnético secundario que responde a dicha variación, y que en este caso también se puede conseguir el control de una manera estable.
- Como se ha descrito, de acuerdo con esta realización, es posible calcular la orden $\phi 2^*$ de flujo magnético secundario que puede hacer que la orden VM^* de tensión de salida del inversor coincida con la tensión VM_{max} máxima que puede proporcionar como salida el inversor de acuerdo con las ecuaciones de cálculo en tiempo real usando realimentación anticipada en el rango de saturación de tensión del inversor con independencia de una variación de la orden T_m^* de par y de la tensión E_{fc} del condensador.

Por consiguiente, es posible conseguir un método de control vectorial para el rango de saturación de tensión capaz de, en principio, eliminar un suceso en el que la orden VM* de tensión de salida del inversor se desvíe de la tensión VMmax máxima que el inversor puede proporcionar como salida y capaz de eliminar la necesidad de establecer las constantes de control haciendo innecesario añadir un bucle de realimentación, como por ejemplo un controlador de corrección de flujo magnético.

Además, es posible conmutar el modo de pulsos al modo de pulso único en el instante en que la modulación porcentual PMF alcanza 1,0 cuando el modo de pulsos es conmutado desde el modo PWM de pulsos múltiples al modo PWM de tres pulsos síncrono, es decir, en el instante en que la tensión de salida del inversor se hace igual al valor VMmax máximo.

De esta manera es posible obtener un dispositivo de control vectorial de un motor de inducción capaz de realizar control vectorial estable en todo el rango desde el modo PWM de pulsos múltiples en un rango de velocidades bajas hasta el modo de pulso único en un rango de velocidades medias y altas, que es el rango de saturación de tensión del inversor.

Las configuraciones descritas en la realización anterior son meros ejemplos de los contenidos de la invención. No es necesario decir que la invención se puede combinar con otras técnicas conocidas y se puede modificar sin desviarse del alcance de la invención omitiendo las configuraciones en parte.

En esta realización, la porción de corrección de la resistencia secundaria que corrige la frecuencia angular del inversor frente a una desviación entre la orden de corriente en el eje q y la corriente en el eje q es operada accionando el controlador de corriente en el eje q y el controlador de corriente en el eje d en el modo de pulsos múltiples y deteniendo el controlador de corriente en el eje q y el controlador de corriente en el eje d en el modo con tres pulsos o menos.

Se puede conseguir un efecto en el que una orden de flujo magnético secundario que supere la tensión máxima que puede proporcionar como salida el inversor no será emitida sin usar control por realimentación, como por ejemplo el control de corrección del flujo magnético para encontrar una orden de flujo magnético secundario configurando de tal manera que se opere el controlador de corriente en el eje q y el controlador de corriente en el eje d con independencia del modo de pulsos, para operar la porción de corrección de resistencia secundaria con independencia del modo de pulsos sin proporcionar el controlador de corriente en el eje q y el controlador de corriente en el eje d, o para no proporcionar ninguno del controlador de corriente en el eje q, el controlador de corriente en el eje d, y la porción de corrección de resistencia secundaria.

Además, en esta especificación se ha descrito la invención a la vista de un dispositivo de conversión de potencia en el campo ferroviario. Sin embargo, se debería observar que las aplicaciones de la invención no están limitadas a este campo. No es necesario decir que la invención se puede aplicar a diferentes campos relacionados, como un automóvil, un ascensor, y un sistema de suministro eléctrico.

Como se ha descrito, un dispositivo de control vectorial de un motor de inducción de la invención es un dispositivo de control vectorial que controla la impulsión de un motor (6) de inducción por medio de un inversor, e incluye: medios (40) de cálculo de la orden de flujo magnético secundario para calcular una orden de flujo magnético secundario para el motor (6) de inducción teniendo en cuenta una tensión máxima que puede generar el inversor (4) basándose en una orden de par procedente de una tensión DC externa, que debe ser introducida en el inversor, y una frecuencia angular del inversor, la cual es una frecuencia angular de una tensión AC a ser proporcionada como salida desde el inversor; medios (8 y 9) de generación de órdenes de corriente en los ejes q y d para generar una orden de corriente en el eje q y una orden de corriente en el eje d en un sistema de coordenadas giratorio de ejes d-q en referencia a un flujo magnético secundario del motor (6) de inducción basándose en la orden de par y en la orden de flujo magnético secundario; medios (porción 14 de cálculo de tensión sin interferencia, sumador 17 y sumador 18) de cálculo de la tensión de salida para calcular una tensión de salida que debe proporcionar como salida el inversor (4) basándose en la orden de corriente en el eje q, en la orden de corriente en el eje d, y en una constante de circuito del motor (6) de inducción; y medios (50) de generación de la orden de tensión/señal PWM para controlar el inversor (4) con el fin de que el inversor (4) proporcione como salida la tensión de salida.

Por consiguiente, la orden de flujo magnético secundario para el motor de inducción se genera usando realimentación anticipada con independencia del estado de saturación de tensión de salida del inversor. De esta manera es posible realizar control vectorial estable en todo el rango desde un rango de velocidades bajas hasta un rango de velocidades altas del motor de inducción sin usar un bucle de realimentación.

Asimismo, los medios (40) de cálculo de la orden de flujo magnético secundario del dispositivo de control vectorial de un motor de inducción de la invención tienen una porción (42) de cálculo de la orden de flujo magnético secundario de tensión máxima configurada para calcular una orden de flujo magnético secundario de tensión máxima, la cual es una orden de flujo magnético secundario para hacer que coincidan la magnitud de la tensión máxima que puede generar el inversor (4) y la magnitud de la tensión de salida, y una porción (44) de preferencia de orden inferior configurada para proporcionar como salida la orden de flujo magnético secundario de tensión máxima

o una orden de flujo magnético secundario nominal pre-establecida, la que sea más pequeña de las dos, como orden de flujo magnético secundario.

- 5 Por consiguiente, incluso en el caso en que el inversor está dentro del rango de saturación de tensión, no sólo es posible generar una orden de tensión de salida del inversor que coincida con la tensión máxima que puede proporcionar como salida el inversor debido a la orden de flujo magnético secundario de tensión máxima, sino que también es posible conmutar automáticamente la orden de flujo magnético secundario nominal y la orden de flujo magnético secundario de tensión máxima en respuesta a la orden de tensión de salida del inversor.
- 10 Asimismo, la porción (42) de cálculo de la orden de flujo magnético secundario de tensión máxima del dispositivo de control vectorial de un motor de inducción de la invención calcula la orden de flujo magnético secundario de tensión máxima basándose en la orden de par y en la frecuencia angular del inversor.
- 15 Debido a que la orden de par y la frecuencia angular del inversor son conocidos y no incluyen elementos de realimentación, es posible calcular la orden de flujo magnético secundario de tensión máxima instantáneamente con facilidad.
- 20 Asimismo, en el dispositivo de control vectorial de un motor de inducción de la invención, la orden de flujo magnético secundario de tensión máxima se calcula de acuerdo con la Ecuación (14) anterior.
- 25 Debido a que la orden de flujo magnético secundario de tensión máxima se determina exclusivamente de acuerdo con la ecuación de cálculo expresada por la Ecuación (14) anterior que sin incluir elementos de realimentación, no es necesario ajustar las constantes de control dentro del bucle de realimentación y la orden de flujo magnético secundario de tensión máxima se puede calcular instantáneamente con facilidad en comparación con un caso en el que esté incluido el bucle de realimentación.
- 30 Asimismo, en el dispositivo de control vectorial de un motor de inducción de la invención, la orden de flujo magnético secundario nominal tiene al menos dos tipos de valores que incluyen un valor aplicado durante la alimentación del motor (6) de inducción y un valor aplicado durante la regeneración y está configurada para que sea capaz de conmutar los valores de acuerdo con un estado de funcionamiento del motor (6) de inducción.
- 35 Por consiguiente, incluso en caso de que la orden de flujo magnético secundario nominal óptima para el motor de inducción sea diferente durante la alimentación y durante la regeneración, se hace posible controlar el motor de inducción aplicando la orden de flujo magnético secundario nominal óptima.
- 40 Asimismo, en el dispositivo de control vectorial de un motor de inducción de la invención, la orden de flujo magnético secundario nominal es un valor establecido mediante cálculo preliminar usando la ecuación de cálculo expresada por la Ecuación (14) anterior. Por consiguiente, es posible calcular la orden de flujo magnético secundario nominal óptima fácilmente usando la constante del motor.
- 45 Asimismo, en el dispositivo de control vectorial de un motor de inducción de la invención, se conmuta un modo de pulsos del inversor (4) en respuesta a una modulación porcentual del inversor (4) calculada basándose en la orden de flujo magnético secundario y en la orden de par.
- 50 Por consiguiente, es posible cambiar de manera continua los componentes fundamentales de onda de la tensión de salida real del inversor de acuerdo con la orden de tensión de salida del inversor que varía con la orden de flujo magnético secundario y la frecuencia del inversor.
- 55 Asimismo, en el dispositivo de control vectorial de un motor de inducción de la invención, el inversor (4) es operado en un modo de pulso único cuando la modulación porcentual del inversor (4) calculada basándose en la orden de flujo magnético secundario es 0,95 o mayor.
- De esta manera, se hace posible modificar de manera continua la tensión de salida del inversor hasta el valor máximo.
- 60 Asimismo, el dispositivo de control vectorial de un motor de inducción de la invención incluye además: un detector de corriente (5a a 5c) configurado para medir una corriente que fluye a través del motor (6) de inducción; un transformador (23) de coordenadas tres-fases/ejes d-q configurado para convertir la corriente detectada por el detector de corriente (5a a 5c) en una corriente en el eje q y una corriente en el eje d, las cuales son valores en el sistema de coordenadas giratorio de ejes d-q; medios (12) de control de la corriente en el eje q para operar de manera que se reduzca una desviación entre la orden de corriente en el eje q y la corriente en el eje q; y medios (13) de control de la corriente en el eje d para operar de manera que se reduzca una desviación entre la orden de corriente en el eje d y la corriente en el eje d, donde los medios de cálculo de la tensión de salida (conformados por la porción 14 de cálculo de tensión sin interferencia, el sumador 17 y el sumador 18) calculan la tensión de salida usando salidas de los medios (12) de control de la corriente en el eje q y los medios (13) de control de la corriente en el eje d, y los cálculos realizados por los medios (12) de control de la corriente en el eje q y por los medios (13) de

control de la corriente en el eje d se detienen en caso de que el número de pulsos en un semiciclo generados por el inversor (4) sea tres o menor. Por lo tanto es posible garantizar la estabilidad de control vectorial.

5 Asimismo, en el dispositivo de control vectorial de un motor de inducción de la invención, la frecuencia angular del inversor se corrige usando una desviación entre la orden de corriente en el eje q y la corriente en el eje q en caso de que el número de pulsos en el semi-ciclo generados por el inversor (4) sea tres o menor. Por lo tanto es posible garantizar la precisión de control de par (es decir, minimizar un error entre la orden de par y el par real).

10 Asimismo, el dispositivo de control vectorial de un motor de inducción de la invención se aplica a un dispositivo de control de un motor de un vehículo eléctrico. Por consiguiente, es posible obtener un sistema de control vectorial capaz de impulsar un vehículo eléctrico de una manera estable en un rango desde una velocidad baja hasta una velocidad alta en la que la tensión de salida del inversor se satura. Asimismo, es posible obtener un dispositivo de control vectorial de un motor de inducción capaz de minimizar una pérdida del inversor y de hacer el inversor más pequeño y más ligero y por lo tanto apropiado para un vehículo eléctrico.

15 Asimismo, un método de control vectorial de un motor de inducción de la invención es un método de control vectorial para controlar la impulsión de un motor (6) de inducción por medio de un inversor (4), que incluye: calcular una orden de flujo magnético secundario para motor (6) de inducción teniendo en cuenta una tensión máxima que el inversor (4) puede generar basándose en una orden de par procedente de una tensión DC externa a ser introducida en el inversor (4), y una frecuencia angular del inversor, la cual es una frecuencia angular de una tensión AC a ser proporcionada como salida desde el inversor (4); generando una orden de corriente en el eje q y una orden de corriente en el eje d en un sistema de coordenadas giratorio de ejes d-q en referencia a un flujo magnético secundario del motor (6) de inducción y a la orden de flujo magnético secundario; calcular una tensión de salida que el inversor (4) debe proporcionar como salida basándose en la orden de corriente en el eje q, la orden de corriente en el eje d, y una constante de circuito del motor de inducción; y controlar el inversor (4) para que el citado inversor (4) proporcione como salida la tensión de salida.

20 Por consiguiente, la orden de flujo magnético secundario se genera usando realimentación anticipada independientemente del estado de saturación de la tensión de salida del inversor. De esta manera es posible proporcionar un método de control capaz de realizar control vectorial estable en todo el rango desde un rango de velocidades bajas hasta un rango de velocidades altas del motor de inducción sin usar un bucle de realimentación para generar la orden de flujo magnético secundario.

30 Asimismo, un dispositivo de control vectorial de un motor de inducción de la invención incluye: un inversor (4) configurado para controlar la impulsión de un motor (6) de inducción; medios (40) de cálculo de la orden de flujo magnético secundario para calcular una orden de flujo magnético secundario para el motor (6) de inducción teniendo en cuenta una tensión máxima que puede generar el inversor (4) basándose en una orden de par procedente de una tensión DC externa que se debe introducir en el inversor (4), y una frecuencia angular del inversor, la cual es una frecuencia angular de una tensión AC que se debe proporcionar como salida del inversor (4); medios (8 y 9) de generación de la orden de corriente en eje q/eje d para generar una orden de corriente en el eje q y una orden de corriente en el eje d en un sistema de coordenadas giratorio de ejes d-q en referencia a un flujo magnético secundario del motor (6) de inducción basándose en la orden de par y en la orden de flujo magnético secundario; medios de cálculo de la tensión de salida (porción 14 de cálculo de tensión sin interferencia) para calcular una tensión de salida que el inversor (4) debe proporcionar como salida basándose en la orden de corriente en el eje q, en la orden de corriente en el eje d, y en una constante del circuito del motor (6) de inducción; y medios (50) de generación de orden de tensión/señal PWM para controlar el inversor (4) para que el citado inversor (4) proporcione como salida la tensión de salida,

45 De esta forma es posible obtener un dispositivo de control de impulsión capaz de controlar la impulsión del motor de inducción de una forma estable en todo el rango desde un rango de velocidades bajas hasta un rango de velocidades altas sin usar un bucle de realimentación para generar la orden de flujo magnético secundario.

Aplicabilidad Industrial

55 La invención es útil para conseguir un dispositivo de control vectorial de un motor de inducción capaz de realizar un control vectorial estable en todo el rango desde un rango de velocidades bajas hasta un rango de velocidades altas de un motor de inducción sin usar un bucle de realimentación para generar una orden de flujo magnético secundario.

REIVINDICACIONES

1. Un dispositivo de control vectorial que controla la impulsión de un motor (6) de inducción por medio de un inversor (4), que comprende:

medios (40) de cálculo de la orden de flujo magnético secundario para calcular una orden de flujo magnético secundario para el motor (6) de inducción teniendo en cuenta una tensión máxima que puede generar el inversor (4) basándose en una orden de par procedente de una tensión DC, externa, que se debe introducir en el inversor (4), y una frecuencia angular del inversor, la cual es una frecuencia angular de una tensión AC que debe ser proporcionada como salida desde el inversor (4);

medios (8 y 9) de generación de la orden de corriente en eje q/eje d para generar una orden de corriente en el eje q y una orden de corriente en el eje d en un sistema de coordenadas giratorio de ejes d-q en referencia a un flujo magnético secundario del motor (6) de inducción basándose en la orden de par y en la orden de flujo magnético secundario;

medios (14, 17, y 18) de cálculo de la tensión de salida para calcular una tensión de salida que debe proporcionar como salida el inversor (4) basándose en la orden de corriente en el eje q, en la orden de corriente en el eje d, y en una constante de circuito del motor de inducción; y

medios (50) de generación de orden de tensión/señal PWM para controlar el inversor (4) para que el citado **inversor (4) proporcione como salida la tensión de salida, caracterizado porque;**

los medios (40) de cálculo de la orden de flujo magnético secundario tienen:

una porción (41) de cálculo del valor máximo de la tensión de salida configurada para calcular la tensión máxima que puede generar el inversor (4) basándose en la tensión DC aplicada al citado inversor (4);

una porción (42) de cálculo de la orden de flujo magnético secundario de tensión máxima configurada para calcular una orden de flujo magnético secundario de tensión máxima, la cual es una orden de flujo magnético secundario para hacer que coincidan la magnitud de la tensión máxima y la magnitud de la tensión de salida;

una porción (44) de preferencia de orden inferior configurada para elegir y proporcionar como salida la orden de flujo magnético secundario de tensión máxima o una orden de flujo magnético secundario nominal pre-establecida, la que sea más pequeña de las dos, como orden de flujo magnético secundario; y

los medios de cálculo de la orden del flujo magnético secundario están configurados para ser capaces de conmutar los valores de la orden de flujo magnético secundario nominal de acuerdo con un estado de funcionamiento del motor (6) de inducción, basándose en al menos dos tipos de valores incluyendo un valor aplicado durante la alimentación del motor (6) de inducción y un valor aplicado durante la regeneración.

2. El dispositivo de control vectorial de un motor de inducción de acuerdo con la reivindicación 1, en el cual:

la porción (42) de cálculo de la orden de flujo magnético secundario de tensión máxima calcula la orden de flujo magnético secundario de tensión máxima basándose en la orden de par y en la frecuencia angular del inversor.

3. El dispositivo de control vectorial de un motor de inducción de acuerdo con la reivindicación 1, en el cual:

la orden de flujo magnético secundario de tensión máxima se calcula de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$\Phi_{2H} = \sqrt{\frac{-A + \sqrt{A^2 - B}}{C}}$$

en la que definimos

$$A = 2 \cdot R1 \cdot \omega \cdot Tm^* - VM_{max}^2$$

$$B = 4 \cdot \frac{\{R1^2 + (\omega \cdot L1^2)\} \cdot \{R1^2 + \sigma^2(\omega \cdot L1)^2\}}{M^4} \cdot Tm^{*2} \cdot L2^2$$

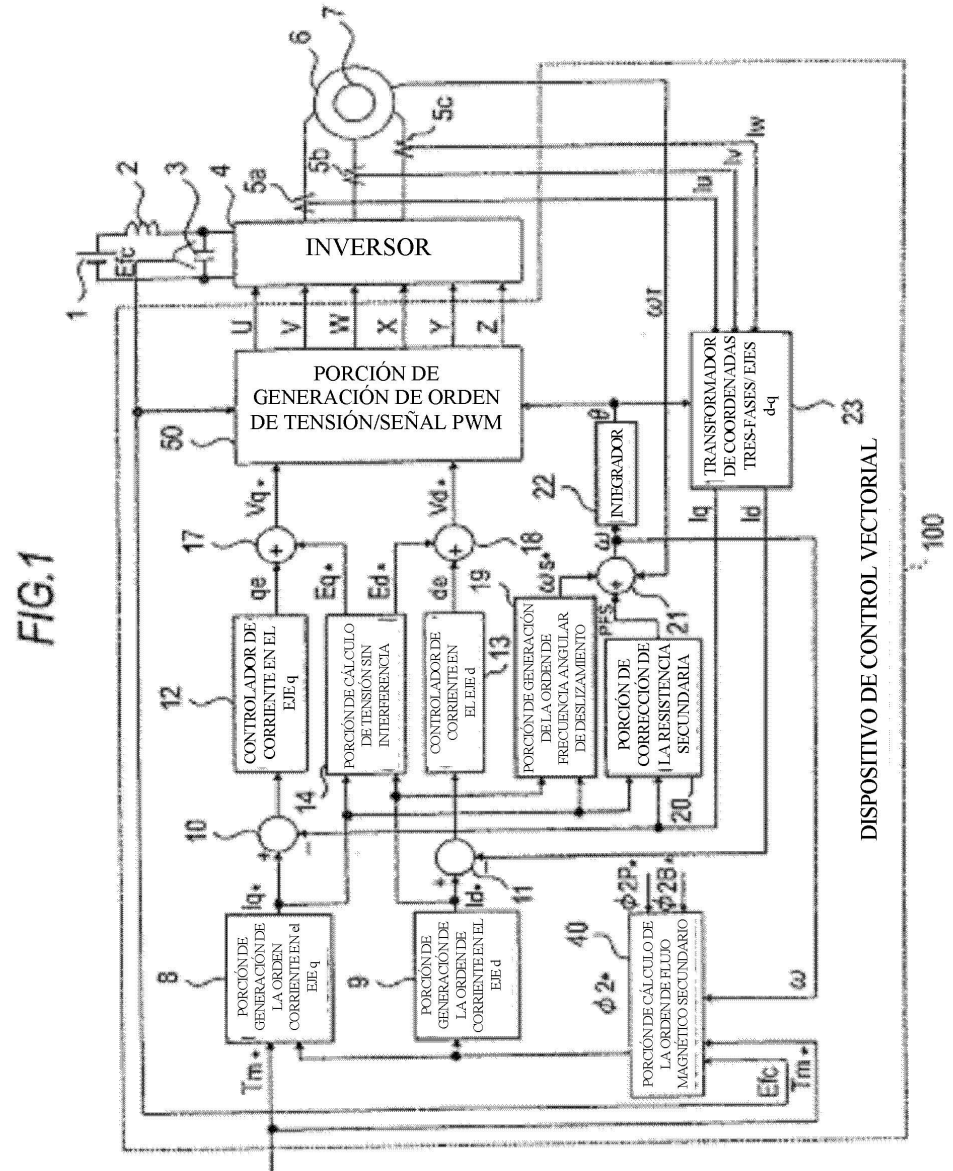
$$C = 2 \cdot \frac{R1^2 + (\omega \cdot L1)^2}{M^2}$$

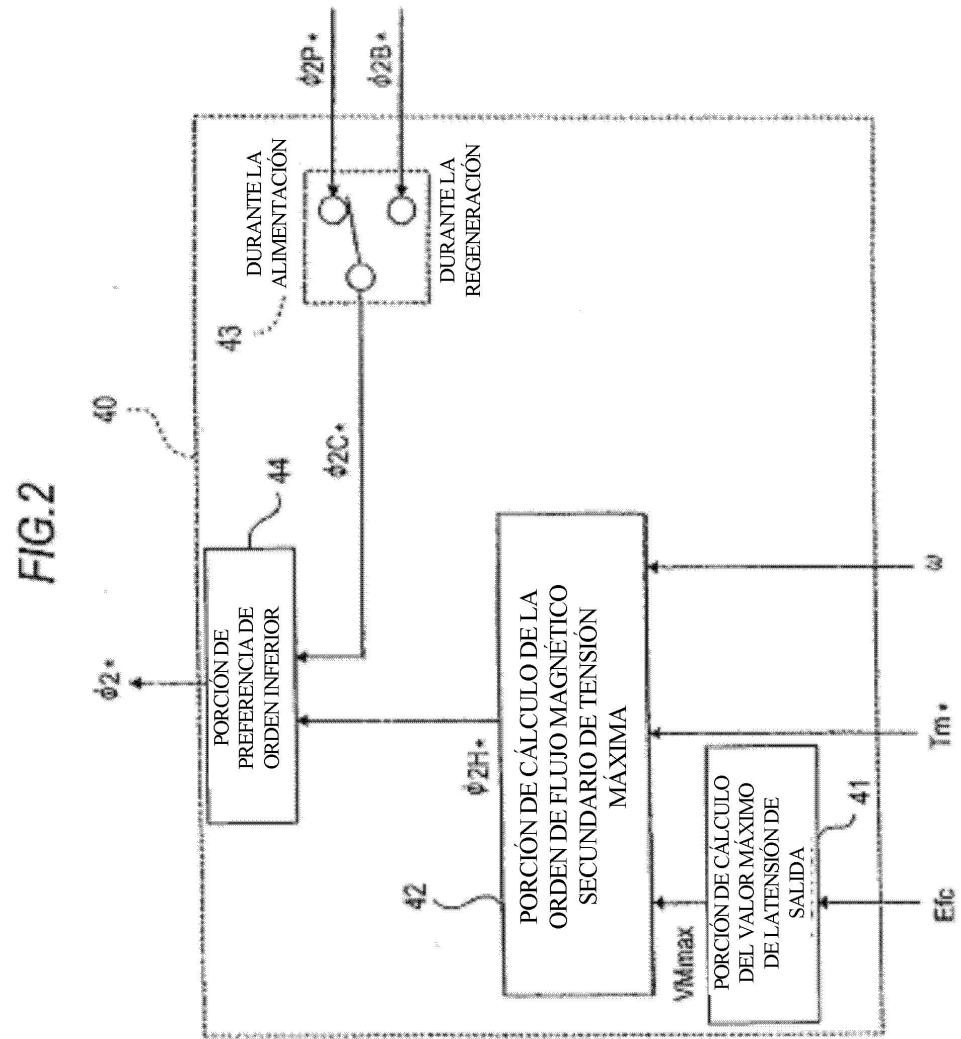
y en la que VMmax es un valor máximo de la tensión de salida del inversor, Tm* es la orden de par, ω es la frecuencia angular del inversor, R1 es la resistencia primaria del motor, M es una inductancia mutua del motor, σ es un coeficiente de fugas, L1 es una auto-inductancia primaria del motor, y L2 es una auto-inductancia secundaria del motor.

4. El dispositivo de control vectorial de un motor de inducción de acuerdo con la reivindicación 3, en el cual:

la orden de flujo magnético secundario nominal es un valor establecido mediante cálculo preliminar usando la ecuación.

5. El dispositivo de control vectorial de un motor de inducción de acuerdo con la reivindicación 1, en el cual:
un modo de pulsos del inversor se conmuta en respuesta a una modulación porcentual del inversor calculada basándose en la orden de flujo magnético secundario y en la orden de par.
6. El dispositivo de control vectorial de un motor de inducción de acuerdo con la reivindicación 1, que comprende además:
un detector de corriente (5a a 5c) configurado para medir una corriente que fluye a través del motor (6) de inducción;
un transformador (23) de coordenadas tres-fases/ ejes d-q configurado para convertir la corriente detectada por el detector de corriente (5a a 5c) en una corriente en el eje q y una corriente en el eje d, las cuales son valores en el sistema de coordenadas giratorio de ejes d-q;
medios (12) de control de la corriente en el eje q para operar de manera que se reduzca una desviación entre la orden de corriente en el eje q y la corriente en el eje q; y
medios (13) de control de la corriente en el eje d para operar de manera que se reduzca una desviación entre la orden de corriente en el eje d y la corriente en el eje d, en los cuales:
los medios (14, 17, y 18) de cálculo de la tensión de salida calculan la tensión de salida usando salidas de los medios (12) de control de la corriente en el eje q y los medios (13) de control de la corriente en el eje d; y
los cálculos realizados por los medios (12) de control de la corriente en el eje q y los medios (13) de control de la corriente en el eje d se detienen en caso de que el número de pulsos en un semi-ciclo generado por el inversor (4) sea tres o menor.
7. El dispositivo de control vectorial de un motor de inducción de acuerdo con la reivindicación 6, en el cual:
la frecuencia angular del inversor se corrige usando una desviación entre la orden de corriente en el eje q y la corriente en el eje q en caso de que el número de pulsos en el semi-ciclo generados por el inversor (4) es tres o menor.
8. El dispositivo de control vectorial de un motor de inducción de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7, en el cual:
el inversor (4) es operado en un modo de pulso único cuando la modulación porcentual del inversor (4) calculada basándose en la orden de flujo magnético secundario es 0,95 o mayor.
9. El dispositivo de control vectorial de un motor de inducción de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8, en el cual:
el dispositivo de control vectorial se aplica a un dispositivo de control de un motor de un vehículo eléctrico.
10. Un método de control vectorial para controlar la impulsión de un motor (6) de inducción por medio de un inversor (4), que comprende:
calcular una orden de flujo magnético secundario para el motor de inducción teniendo en cuenta una tensión máxima que puede generar el inversor basándose en una orden de par procedente de una tensión DC, externa, que se debe introducir en el inversor (4), y una frecuencia angular del inversor, la cual es una frecuencia angular de una tensión AC que debe proporcionar como salida desde el inversor (4);
generar una orden de corriente en el eje q y una orden de corriente en el eje d en un sistema de coordenadas giratorio de ejes d-q en referencia a un flujo magnético secundario del motor (6) de inducción basándose en la orden de par y en la orden de flujo magnético secundario;
calcular una tensión de salida que debe proporcionar como salida el inversor (4) basándose en la orden de corriente en el eje q, en la orden de corriente en el eje d, y en una constante de circuito del motor (6) de inducción; y
controlar el inversor (4) para que el citado inversor (4) proporcione como salida la tensión de salida,
caracterizado por:
calcular la tensión máxima que puede generar el inversor (4) basándose en la tensión DC aplicada al inversor (4);
calcular una orden de flujo magnético secundario de tensión máxima, la cual es una orden de flujo magnético secundario para hacer que coincidan la magnitud de la tensión máxima y la magnitud de la tensión de salida;
elegir y proporcionar como salida la orden de flujo magnético secundario de tensión máxima o una orden de flujo magnético secundario nominal pre-establecida, la que sea más pequeña de las dos, como la orden de flujo magnético secundario;
conmutar los valores de la orden de flujo magnético secundario nominal de acuerdo con un estado de funcionamiento del motor (6) de inducción, basándose en al menos dos tipos de valores incluyendo un valor aplicado durante la alimentación del motor (6) de inducción y un valor aplicado durante la regeneración.





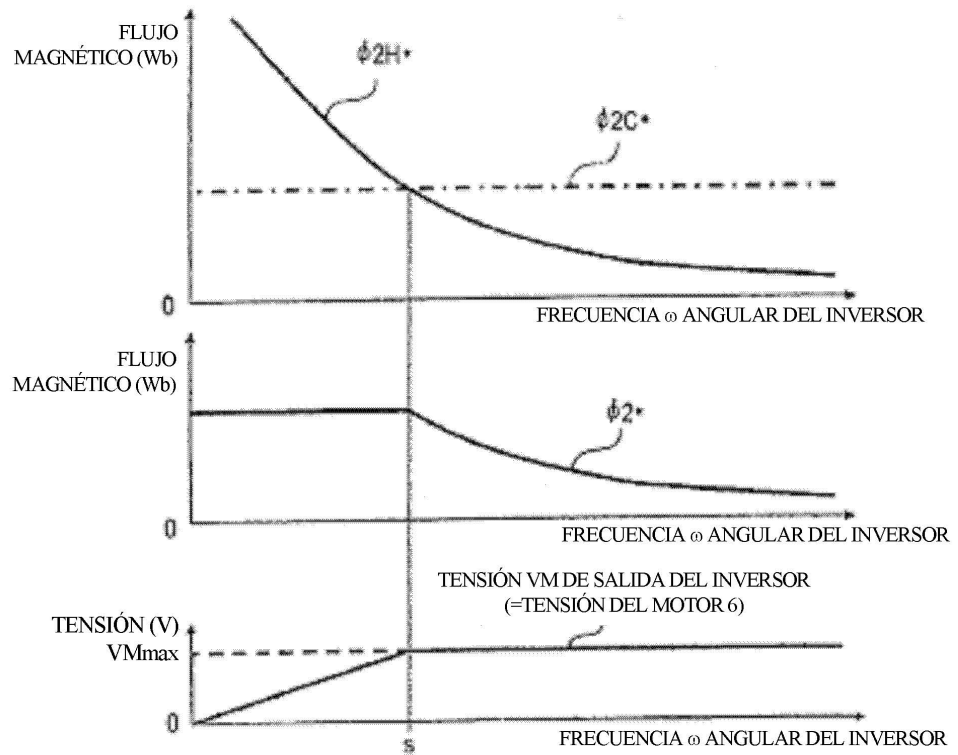


FIG. 4

