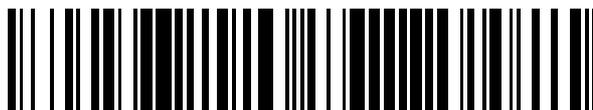


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 462 367**

51 Int. Cl.:

H02P 21/00 (2006.01)

H02P 27/04 (2006.01)

H02M 7/48 (2007.01)

H02P 29/00 (2006.01)

H02P 21/05 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **29.08.2006 E 06796941 (0)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **19.03.2014 EP 2058940**

54 Título: **Aparato de control vectorial para un motor de CA**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
22.05.2014

73 Titular/es:

**MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION (100.0%)
7-3, MARUNOUCHI 2-CHOME
CHIYODA-KU, TOKYO 100-8310, JP**

72 Inventor/es:

KITANAKA, HIDETOSHI

74 Agente/Representante:

DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto

ES 2 462 367 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 un motor de CA

5 Campo técnico

La presente invención se refiere a un dispositivo de control vectorial para un motor eléctrico de corriente alterna en el que el motor eléctrico de corriente alterna es sometido a un control vectorial.

Antecedentes de la técnica

10 Una técnica para llevar a cabo un control vectorial sobre un motor eléctrico de corriente alterna mediante el uso de un inversor ha sido usada ampliamente en un campo industrial. Esta técnica ha sido usada también ampliamente para los ferrocarriles eléctricos. Se conoce que cuando el sistema anterior es aplicado a un ferrocarril con alimentación de corriente continua, se produce una oscilación eléctrica en un circuito de filtro LC que comprende una bobina de reactancia y un condensador para absorber las ondas armónicas superiores dispuestas en el lado de corriente continua de un inversor, el voltaje entre ambos terminales del condensador (voltaje del condensador) vibra y el control del motor eléctrico se desestabiliza. Un procedimiento de control de amortiguación para suprimir esta vibración se describe en el documento no de patente 1 y el documento no de patente 2.

20 Documento no de patente 1: Akira Kimura, et al, "Study on the Stabilization of Control System for Induction Motor Driving Rolling Stock", Revista D de artículos de Institute of Electrical Engineers, Volumen 110, No. 3, páginas 291-300 en 1990

Documento no de patente 2: Keiichiro Kondo, et al, "Study on the Rotor Flux in Induction Motor in speed Sensorless Control for Railway Vehicle Traction", Materials of Society for Semiconductor Power Conversion, SPC03-100, páginas 69-74 en 2003.

25 Según ambos documentos no de patente 1 y 2, la oscilación eléctrica del circuito de filtro LC es suprimida añadiendo un controlador de amortiguación para detección el voltaje de un condensador, extrayendo una componente de oscilación mediante un filtro de pasa banda (en adelante, BPF) para ajustar la fase, multiplicando la fase ajustada por una ganancia para obtener una cantidad de funcionamiento de amortiguación, añadiendo la cantidad de funcionamiento de amortiguación a una consigna de frecuencia de deslizamiento (documento no de patente 1) o una consigna de par motor (documento no de patente 2).

30 El documento no de patente 1 se refiere a una aplicación a un sistema de control de un motor eléctrico al cual se aplica el control de frecuencia de deslizamiento, y el documento no de patente 2 se refiere a una aplicación a un sistema de control de un motor eléctrico al cual se aplica el control vectorial.

40 El documento JP 11-89297 describe un sistema para suprimir un rizado del par motor incluso bajo condiciones de una pulsación de un voltaje de enlace de CC, mediante la extracción de una cantidad de estado causada por la rectificación de un convertidor PWM de una sola fase, y ajustando una fase de un eje de una consigna de vector de salida según la pulsación de la cantidad de estado. Por consiguiente, el voltaje de salida de un inversor es controlado en base a consignas V_u^* - V_w^* de voltaje de salida trifásica por un equipo de control del inversor. Una cantidad de ajuste de fase basada en la pulsación de un voltaje de enlace de CC es añadida a una referencia de fase desde el eje de una consigna vectorial de voltaje de salida y es introducida a un convertidor de coordenadas.

45 El documento JP 2003-250300 (A) describe un sistema para suprimir un fenómeno de vibración debido a las componentes pulsantes contenidas en el voltaje de entrada de corriente continua del inversor, calculando las componentes de corriente en dos ejes (componente de corriente de excitación y componente de corriente de par motor) a partir de la corriente instantánea del inversor. A partir de una o ambas componentes de corriente en dos ejes, se detecta la componente pulsante que surge debido a la rectificación del convertidor contenida en las componentes de corriente. En base al valor de detección, la frecuencia (o la fase) de la salida de corriente alterna del inversor es ajustada de manera que el valor de detección se aproxima a cero. Se detectan las componentes pulsantes debidas a la rectificación del convertidor que están superpuestas sobre el voltaje de corriente continua de la entrada del inversor.

55 El documento JP 2004-048834 (A) y el documento JP 62-123963 (A) describen también ejemplos adicionales de sistemas diseñados para suprimir los cambios bruscos de potencia o el rizado del par motor.

Descripción de la Invención

60 Problema a resolver por la Invención

El controlador de amortiguación convencional está compuesto de un sistema de control que comprende un BPF y una ganancia. Con respecto a la configuración del BPF, su constante puede ser ajustada de manera que la

componente de la frecuencia de resonancia de la bobina de reactancia y el condensador pueda ser detectada sin retardo de fase. Sin embargo, con respecto a la configuración de la ganancia, si la ganancia es excesivamente inferior al valor óptimo, el efecto de supresión de la oscilación eléctrica sería insuficiente. Si la ganancia es excesivamente superior, se produciría, de manera continua, una oscilación eléctrica que tendría una frecuencia más alta que la frecuencia de resonancia. Por lo tanto, la ganancia debe ser ajustada al valor intermedio óptimo entre esos valores.

Sin embargo, tal como se describe en el documento no de patente 1, el intervalo de ganancia óptima que puede suprimir, de manera efectiva, la oscilación eléctrica del circuito de filtro LC para implementar la estabilización es extremadamente estrecho, y no se ajusta fácilmente. En el documento no de patente 1, se intenta que el sistema de control sea analizado en un área de frecuencia para calcular la configuración de ganancia óptima. Sin embargo, el procedimiento de cálculo no es simple, y todavía es necesario un trabajo de ajuste de la ganancia calculada al sistema de control. Además, tal como se describe en el documento no de patente 1, la constante del motor eléctrico es usada en la ecuación del procedimiento de cálculo y, de esta manera, si se cambia el tipo del motor eléctrico a conectar al inversor, la ganancia correspondiente debe ser calculada y establecida de nuevo. Tal como se ha descrito anteriormente, el ajuste de ganancia convencional del controlador de amortiguación ha sido un trabajo molesto.

La presente invención ha sido implementada para resolver el problema anterior, y su objeto es proporcionar un dispositivo de control vectorial para un motor eléctrico de corriente alterna que pueda simplificar el trabajo de ajuste de un sistema de control para suprimir la oscilación eléctrica de un circuito de filtro LC.

Sumario de la Invención

La presente invención proporciona un dispositivo de control vectorial para un motor eléctrico de corriente alterna según la reivindicación independiente 1. Pueden conseguirse realizaciones adicionales de la invención según las reivindicaciones dependientes correspondientes.

Efecto de la Invención

Según el dispositivo de control vectorial para el motor eléctrico de corriente alterna de la presente invención, el trabajo de ajuste del sistema de control para suprimir la oscilación eléctrica del circuito de filtro LC puede ser simplificado.

Breve descripción de los dibujos

[Fig.1] La Fig. 1 es un diagrama de bloques que muestra la construcción de un dispositivo de control vectorial para un motor eléctrico de corriente alterna según una primera realización de la presente invención.

[Fig. 2] La Fig. 2 es un diagrama que muestra un circuito en el que un inversor controlado de potencia constante está conectado a un filtro LC conectado a una fuente de alimentación de CC.

[Fig. 3] La Fig. 3 es un diagrama de bloques que muestra una función de transferencia del sistema de la Fig. 2.

[Fig. 4] La Fig. 4 es un diagrama que muestra un circuito en el que una carga comprendida por una resistencia está conectada al filtro LC conectado a la fuente de alimentación de CC.

[Fig. 5] La Fig. 5 es un diagrama que muestra un bloque de función de transferencia del sistema de la Fig. 4.

[Fig. 6] La Fig. 6 es un diagrama que muestra la relación de las señales de las partes respectivas de un controlador de amortiguación según la primera realización de la presente invención.

[Fig. 7] La Fig. 7 es un diagrama que muestra el resultado de una simulación del funcionamiento del dispositivo de control vectorial para el motor eléctrico de corriente alterna en la primera realización de la presente invención.

Descripción de los números de referencia

1: Fuente de alimentación de corriente continua

2: bobina de reactancia

3: condensador

4: inversor

5a a 5c: detector de corriente

6: motor eléctrico de corriente alterna

7: detector de velocidad

8: generador de consignas de corriente del eje q

9: generador de consignas de corriente del eje d

10, 11: restador

12: controlador de corriente del eje q

13: controlador de corriente del eje d

14: calculador de voltaje de no interferencia

- 17, 18: sumador
- 19: generador de consignas de frecuencia de deslizamiento
- 20: integrador
- 21: integrador
- 5 22: unidad de transformación de coordenadas trifásicas – ejes dq
- 23: unidad de transformación de coordenadas ejes dq - trifásicas
- 24: multiplicador
- 30: controlador vectorial
- 40: controlador de amortiguación
- 10 41: filtro de pasa alta
- 42: filtro de pasa baja
- 43: filtro de pasa baja
- 44: sumador
- 45: divisor
- 15 46: restador
- 47: conmutador
- 48: calculador de cuadrados
- 49: limitador
- 50: dispositivo de control vectorial
- 20 60: resistencia

Mejor modo de llevar a cabo la Invención

Primera realización

25 La Fig. 1 es un diagrama de bloques que muestra la construcción de un dispositivo de control vectorial para un motor eléctrico de corriente alterna según una primera realización de la presente invención.

30 Tal como se muestra en la Fig. 1, un circuito principal tiene una fuente de alimentación 1 de CC, un circuito de filtro LC que comprende una bobina 2 de reactancia y un condensador 3 para suprimir el flujo de salida de la corriente con armónicos superiores al lado de la fuente de alimentación, y un inversor 4 para convertir el voltaje Efc en el condensador 3 (voltaje del condensador) a un voltaje de CA que tiene cualquier frecuencia por un inversor 4, y tiene un dispositivo 50 de control vectorial para llevar a cabo un control vectorial sobre un motor 6 eléctrico de corriente alterna.

35 El dispositivo 50 de control vectorial comprende un controlador 30 vectorial y un controlador 40 de amortiguación, y una señal ω_r desde un detector 7 de velocidad para detectar la velocidad de rotación del motor 6 eléctrico de corriente alterna, las señales I_u , I_v , I_w desde los detectores 5a a 5c de corriente para detectar la corriente del motor eléctrico y un voltaje Efc del condensador 3 se introducen al dispositivo 50 de control vectorial.

40 Si se proporcionan los detectores de corriente de al menos dos fases, puede calcularse la fase restante y, de esta manera, puede adoptarse esta construcción.

45 Además, un sistema de control vectorial sin sensores de velocidad, en el que la velocidad de rotación del motor 6 eléctrico de corriente alterna se calcula sin proporcionar ningún detector de corriente, ha sido usado en la práctica y, en este caso, el detector 7 de velocidad es innecesario.

50 Además, a continuación se describirá un ejemplo de construcción en la que se usa un motor de inducción como el motor 6 eléctrico de corriente alterna. Sin embargo, el controlador 40 de amortiguación descrito en la presente invención es útil también cuando se usa un motor eléctrico síncrono como el motor 6 eléctrico de corriente alterna.

A continuación, se describirá la construcción del controlador 30 vectorial.

55 El controlador 30 vectorial realiza lo que se denomina un control vectorial controlando el motor eléctrico de corriente alterna en un sistema de coordenadas de rotación de ejes dq en el que el eje coincidente con un eje de flujo magnético secundario del motor 6 eléctrico de corriente alterna se define como eje d y el eje ortogonal al eje d se define como eje q.

60 Una consigna T_m0^* de par motor básico y una consigna $\Phi2^*$ de flujo magnético secundario generadas por un controlador de orden superior (no mostrado) y una corriente I_u de la fase U, una corriente I_v de la fase V y una corriente I_w de la fase W detectadas por los detectores 5a a 5c de corriente son introducidas al controlador 30 vectorial, y el controlador 30 vectorial controla el motor 6 eléctrico de corriente alterna de manera que el par motor T_m generado por el motor 6 eléctrico de corriente alterna coincide con una consigna T_m^* de par generada a partir

de la consigna T_{m0}^* de par motor básico (a continuación se describirá un procedimiento de generación).

A continuación, se describirá la construcción de cada bloque funcional en el controlador 30 vectorial.

5 En un generador 8 de consignas de corriente de eje q y un generador 9 de consignas de corriente de eje d, se calculan una consigna i_d^* de corriente de eje d (componente de excitación) y una consigna i_q^* de corriente de eje q (componente de par motor) a partir de las ecuaciones (1) y (2) siguientes en base a la consigna T_m^* de par obtenida multiplicando la consigna T_{m0}^* de par básico introducida desde un controlador externo (no mostrado) por una cantidad DAMPCN de funcionamiento de amortiguación (descrita más adelante), la consigna Φ_2^* de flujo magnético secundario y la constante de circuito del motor 6 eléctrico de corriente alterna.

Aquí, en las ecuaciones (1) y (2), L_2 representa una auto-inductancia secundaria y está representada por $L_2 = M + 12$. M representa una inductancia mutua, 12 representa una fuga secundaria, s representa un operador diferencial, PP representa el número de polos emparejados y R_2 representa la resistencia secundaria del motor 6 eléctrico de corriente alterna.

$$I_q^* = (T_m^* / (\Phi_2^* \cdot PP)) \cdot (L_2 / M) \quad \dots (1)$$

20

$$I_d^* = \Phi_2^* / (M + L_2) - (M \cdot R_2) \cdot s \Phi_2^* \quad \dots (2)$$

25

30 En un generador 19 de consigna de frecuencia angular de deslizamiento, se calcula una consigna ω_s^* de frecuencia angular de deslizamiento a ser proporcionada al motor 6 eléctrico de corriente alterna a partir de la consigna I_d^* de corriente de eje d, la consigna I_q^* de corriente de eje q y la constante de circuito del motor 6 eléctrico de corriente alterna según la ecuación (6) siguiente.

35

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

40 La consigna ω_s^* de frecuencia angular de deslizamiento calculada a partir de la ecuación (3) y la frecuencia ω_r de rotación angular como la salida del detector 7 de velocidad asegurado al extremo del eje del motor 6 eléctrico de corriente alterna son sumados en el sumador 20 y ajustados como una frecuencia ω angular del inversor a proporcionar en la salida del inversor 4. La frecuencia ω angular del inversor es integrada en el integrador 21 y el resultado de la integración es introducido como un ángulo θ de fase de la transformación de coordenadas a la unidad 22 de transformación de coordenadas ejes dq - trifásicas y una unidad 23 de transformación de coordenadas trifásicas - eje dq.

45

En la unidad 23 de transformación de coordenadas trifásicas - eje dq, la corriente I_u de la fase U, la corriente I_v de la fase V y la corriente I_w de la fase W detectadas por los detectores 5a a 5c de corriente son convertidas en la corriente I_d de eje d y la corriente I_q de eje q en las coordenadas dq que se calculan mediante la ecuación (4) siguiente.

50

[Ecuación 1]

55

$$\begin{pmatrix} I_q \\ I_d \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) & \cos \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right) \\ \sin \theta & \sin \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) & \sin \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{pmatrix} \quad \dots (4)$$

60

El restador 10 calcula la diferencia entre la consigna I_q^* de corriente de eje q y la corriente I_q de eje q, e introduce el resultado a un controlador 12 de corriente de eje q en la etapa subsiguiente. El controlador 12 de corriente de eje q somete el valor de entrada a un control proporcional e integral, y proporciona en la salida un valor q_e de compensación de voltaje de eje q.

5 El restador 11 calcula la diferencia entre la consigna I_d^* de corriente de eje d y la corriente I_d de eje d, e introduce el resultado a un controlador 13 de corriente de eje d en la etapa subsiguiente. El controlador 13 de corriente de eje d somete el valor de entrada a una amplificación proporcional e integral y proporciona en la salida un valor de de compensación de eje d.

10 Un error q_e de corriente de eje q y un error de de corriente de eje d son representados por las ecuaciones (5) y (6) siguientes. En las ecuaciones siguientes, s representa un operador diferencial, K_1 representa una ganancia proporcional y K_2 representa una ganancia de integración.

15
$$q_e = (K_1 + K_2/s) \cdot (I_q^* - I_q) \quad \dots (5)$$

20
$$d_e = (K_1 + K_2/s) \cdot (I_d^* - I_d) \quad \dots (6)$$

25 En un calculador 14 de voltaje de no interferencia, un voltaje E_d^* de alimentación positiva de eje d y un voltaje E_q^* de alimentación positiva de eje q se calculan a partir de las ecuaciones (7) y (8) siguientes en base a la consigna I_d^* de corriente de eje d, la consigna I_q^* de corriente de eje q y la constante del circuito del motor 6 eléctrico de corriente alterna.

30 Aquí, en la ecuación (7) y la ecuación (8), σ representa un coeficiente de fuga definido por $\sigma = 1 - M^2/(L_1 \cdot L_2) \cdot L_1$ representa una auto-inductancia primaria del motor eléctrico, y se calcula a partir de $L_1 = M + 11$. L_2 representa una auto-inductancia secundaria, y se calcula por $L_2 = M + 12$. (11 representa una inductancia de fuga primaria, y 12 representa una inductancia de fuga secundaria).

35
$$E_d^* = - \omega \cdot L_1 \cdot \sigma \cdot I_q^* + (M/L_2) \cdot s \Phi_2^* \quad \dots (7)$$

40
$$E_q^* = - \omega \cdot L_1 \cdot \sigma \cdot I_d^* + (\omega \cdot M \cdot \Phi_2^*) / L_2 \quad \dots (8)$$

45 En los sumadores 17 y 18, el valor q_e de compensación de voltaje de eje q y el voltaje E_q^* de alimentación positiva de eje q se suman y el resultado se establece como una consigna V_q^* de voltaje de eje q, el valor de de compensación de voltaje de eje d y el voltaje E_d^* de alimentación positiva de eje d se suman y el resultado se establece como una consigna V_d^* de voltaje de eje d, y se introducen en la unidad 22 de transformación de coordenadas ejes dq – trifásicas.

50 La consigna V_q^* de voltaje de eje q y la consigna V_d^* de voltaje de eje d están representadas por las ecuaciones (9) y (10) siguientes.

55
$$V_q^* = E_q^* + q_e \quad \dots (9)$$

60
$$V_d^* = E_d^* + d_e \quad \dots (10)$$

Finalmente, las consignas V_u^* , V_v^* y V_w^* de voltaje trifásico son generadas a partir de la consigna V_q^* de voltaje de eje q y la consigna V_d^* de voltaje de eje d por la unidad 22 de transformación de coordenadas ejes dq - trifásicas para controlar el inversor 2.

5 Tal como se ha descrito anteriormente, el controlador 6 vectorial realiza el control vectorial que se añade al control de corriente de retroalimentación de manera que la corriente I_q de eje q y la corriente I_d de eje d correspondiente a la corriente del motor 6 eléctrico de corriente alterna coinciden con la consigna I_q^* de corriente de eje q y la consigna I_d^* de corriente de eje d calculadas a partir de la consigna T_m^* de par motor y la consigna Φ_2^* de flujo magnético secundario, y el motor 6 eléctrico de corriente alterna proporciona una salida de par T_m motor que coincide con la consigna T_m^* de par motor y gira.

Esta operación de control es básicamente similar a un control vectorial bien conocido y, de esta manera, se omite la descripción detallada de la operación.

15 A continuación, se describirá la construcción del controlador 40 de amortiguación como una parte principal de la presente invención.

20 Antes de describir específicamente el controlador 40 de amortiguación mostrado en la Fig. 1, se describirá brevemente una causa de inducción de una oscilación eléctrica en el circuito de filtro LC y el principio de supresión de la oscilación eléctrica del circuito de filtro LC en el que se basa la construcción del controlador de amortiguación según la primera realización de la presente invención.

25 La Fig. 2 es un diagrama que muestra un circuito en el que el inversor 4 controlado de potencia constante está conectado al filtro LC conectado a la fuente de alimentación 1 de CC. La Fig. 2 es un diagrama representado simplificando el sistema de la Fig. 1.

30 Tal como se muestra en la Fig. 2, el circuito de filtro LC que comprende la bobina 2 de reactancia y el condensador 3 está conectado a la fuente de alimentación 1 de CC, y también el inversor 4 para controlar el accionamiento del motor 6 eléctrico de corriente alterna está conectado al condensador 3. La bobina 2 de reactancia comprende un componente L de inductancia y un componente R de resistencia. La capacitancia electrostática del condensador 3 está representada por C.

35 El inversor 4 es controlado de manera que la salida del motor 6 eléctrico de corriente alterna se mantiene constante incluso cuando el voltaje E_{fc} del condensador varía, es decir, se obtiene una característica de potencia constante con respecto a la variación del voltaje E_{fc} del condensador. Es decir, el inversor 4 es controlado de manera que la potencia P_{inv} de entrada del inversor 4 no varía incluso cuando E_{fc} varía.

40 En el sistema la Fig. 2 construido de esta manera, el inversor 4, visto desde el lado de la fuente de alimentación 1 de CC tiene una característica de resistencia negativa.

45 La característica de resistencia negativa es una característica en la que cuando el voltaje E_{fc} del condensador aumenta, la corriente I_{dc} entrada del inversor disminuye, y cuando el voltaje E_{fc} del condensador aumenta, la corriente I_{dc} de entrada del inversor disminuye, y el sentido común dicta que la resistencia normal (resistencia positiva) significa que la corriente aumenta cuando el voltaje aumenta y que la corriente disminuye cuando el voltaje disminuye.

50 Tal como se ha descrito anteriormente, la parte de CC del sistema mostrado en la Fig. 2 tiene la característica de resistencia negativa, y la corriente I_{dc} de entrada del inversor disminuye conforme el voltaje E_{fc} del condensador aumenta. Por lo tanto, funciona para ayudar a aumentar el voltaje E_{fc} del condensador. Por el contrario, la corriente I_{dc} de entrada del inversor aumenta conforme el voltaje E_{fc} del condensador disminuye y, de esta manera, funciona para ayudar a disminuir el voltaje E_{fc} del condensador. Por lo tanto, el frenado no actúa sobre la variación del voltaje E_{fc} del condensador, la oscilación eléctrica del circuito de filtro LC aumenta, y el voltaje E_{fc} del condensador oscila continuamente cerca de la frecuencia de resonancia del filtro LC. La descripción anterior es una descripción cualitativa.

55 A continuación, se describirá cuantitativamente el fenómeno descrito anteriormente determinando y estimando una función de transferencia del sistema de la Fig. 2.

60 En primer lugar, a partir del sistema de la Fig. 2, se determina la función de transferencia desde el voltaje E_s de CC al voltaje E_{fc} del condensador.

Tal como se ha descrito anteriormente, el inversor 4 es controlado de manera que su salida sea fija. En este caso, la expresión relacional de la potencia P_{inv} de entrada del inversor, el voltaje E_{fc} del condensador y la corriente I_{dc} de entrada del inversor está representada por la ecuación (11) siguiente.

5 [Ecuación 2]

$$E_{fc} \cdot I_{dc} = P_{inv} (= \text{constant}) \quad \dots (11)$$

10 La relación anterior es no lineal y, por lo tanto, es linealizada. En este caso, cuando los puntos de operación están representados por E_{fc0} e I_{dc0} , la ecuación (12) siguiente se cumple en la vecindad de estos puntos de operación.

15 [Ecuación 3]

15

$$I_{dc} = - \frac{P_{inv} \cdot (E_{fc} - E_{fc0})}{E_{fc0}^2} + I_{dc0} \quad \dots (12)$$

20

25 A partir de la Fig. 2 y la ecuación (12), el diagrama de bloques de la función de transferencia del sistema mostrado en la Fig. 2 se cambia al de la Fig. 3.

A partir del diagrama de bloques de la función de transferencia mostrado en la Fig. 3, una función $G(s)$ de transferencia de bucle cerrado del voltaje E_s de CC al voltaje E_{fc} del condensador está representada por la ecuación (13) siguiente.

30

[Ecuación 4]

$$G(s) = \frac{\frac{1}{C \cdot L}}{s^2 + \left(\frac{R}{L} - \frac{P_{inv}}{C \cdot E_{fc0}^2}\right) \cdot s - \frac{1}{C \cdot L} \left(\frac{R \cdot P_{inv}}{E_{fc0}^2} - 1\right)} \quad \dots (13)$$

40

Con el propósito de hacer que esta función $G(s)$ de transferencia sea estable, es necesario que todos los polos de $G(s)$ sean negativos. Es decir, es necesario que todas las soluciones de la ecuación característica mostrada en la ecuación (14) siguiente, que es el denominador de $G(s)$, sean negativas.

45 [Ecuación 5]

$$s^2 + \left(\frac{R}{L} - \frac{P_{inv}}{C \cdot E_{fc0}^2}\right) \cdot s - \frac{1}{C \cdot L} \left(\frac{R \cdot P_{inv}}{E_{fc0}^2} - 1\right) = 0 \quad \dots (14)$$

50

55 Si se supone que las soluciones de la ecuación anterior son α y β , es necesario que ambos valores sean negativos. Por consiguiente, las ecuaciones (15) y (16) siguientes pueden ser derivadas como una condición que hace que $G(s)$ sea estable. A partir de la relación entre las soluciones y los coeficientes, se determinan las ecuaciones (15) y (16) siguientes.

60

[Ecuación 6]

$$\alpha + \beta = -\left(\frac{R}{L} - \frac{P_{inv}}{C \cdot E_{fc} \omega^2}\right) < 0 \quad \dots (15)$$

$$\alpha \cdot \beta = -\frac{1}{C \cdot L} \left(\frac{R \cdot P_{inv}}{E_{fc} \omega^2} - 1\right) > 0 \quad \dots (16)$$

La ecuación (16) no contiene ninguna información útil y, de esta manera, se omite aquí. La ecuación (15) se re-
escribe en la ecuación (17) siguiente.

[Ecuación 7]

$$R > \frac{L}{C} \cdot \frac{P_{inv}}{E_{fc} \omega^2} \quad \dots (17)$$

A partir de la ecuación (17), debido a que L es más pequeño, C es más grande, P_{inv} es más pequeño y E_{fc} es más grande, el valor de R requerido para estabilizar el sistema puede ser más pequeño.

Por ejemplo, sustituyendo la condición de los valores numéricos generales en un sistema inversor para accionar un vehículo eléctrico, es decir, L = 12 mH, C = 6.600 µF, P_{inv} = 1.000KW y E_{fc} = 1.500 V en la ecuación (17), el valor de R que puede estabilizar el sistema satisface R > 0,8 (Ω).

Sin embargo, el componente de resistencia existente en el lado de CC es igual a aproximadamente varias decenas de mΩ, que es un valor muy pequeño, y es difícil que el componente de resistencia en cuestión satisfaga la ecuación (17), de manera que el sistema es inestable y se produce una oscilación en el circuito de filtro LC.

Es decir, se entiende que el voltaje E_{fc} del condensador oscila y diverge a menos que se añada una resistencia que satisfaga la ecuación (17) o se realice una estabilización de manera forzada.

En realidad, la adición de una resistencia induce un diseño grande del aparato y aumenta también la pérdida. Por lo tanto, se requiere un procedimiento de estabilización forzada, y en el documento no de patente 1 y el documento no de patente 2 se muestran ejemplos específicos.

Un caso en el que la carga es una carga de resistencia (normalmente, resistencia positiva) se describirá cualitativamente como en el caso de la descripción anterior.

La Fig. 4 es un diagrama que muestra un circuito en el que una carga comprendida por una resistencia 60 está conectada al filtro LC conectado a la fuente de alimentación 1 de CC. En comparación con el circuito mostrado en la Fig. 2, el inversor 4 y el motor 6 eléctrico de corriente alterna se sustituyen por la resistencia 60. El valor de resistencia de la resistencia 60 está representado por R₀.

El diagrama de bloques de la función de transferencia del sistema mostrado en la Fig. 4 se muestra en la Fig. 5.

A partir de la Fig. 5, una función G_p(s) de transferencia de bucle cerrado del voltaje E_s de la alimentación 1 de CC al voltaje E_{fc} del condensador está representada por la ecuación (18) siguiente.

[Ecuación 8]

$$G_p(s) = \frac{\frac{1}{L \cdot C}}{s^2 + \left(\frac{1}{C \cdot R_0} + \frac{R}{L} \right) \cdot s + \frac{1}{C \cdot L} \cdot \left(\frac{R}{R_0} + 1 \right)} \quad \dots (18)$$

La ecuación característica de la función $G_p(s)$ de transferencia de bucle cerrado mostrada en la ecuación (18) está representada por la ecuación (19) siguiente.

[Ecuación 9]

$$s^2 + \left(\frac{1}{C \cdot R_0} + \frac{R}{L} \right) \cdot s + \frac{1}{C \cdot L} \cdot \left(\frac{R}{R_0} + 1 \right) = 0 \quad \dots (19)$$

Debido a que $R > 0$, la condición de que todas las soluciones de la ecuación característica mostrada en la ecuación (19) sean negativas es satisfecha en todo momento. Por consiguiente, se encuentra que el sistema es estable en todo momento cuando la carga está comprendida por la resistencia 60.

Tal como se ha descrito anteriormente, se encuentra que el circuito en el que la resistencia 60 está conectada al filtro LC conectado a la fuente de alimentación 1 de CC es estable en todo momento. La presente invención presta atención a este principio, y se caracteriza en que el inversor 4 es controlado de manera que la componente de oscilación del voltaje E_{fc} del condensador es equivalente a la característica obtenida cuando la resistencia 60 está conectada.

A continuación, se describirá la característica del circuito en el que la resistencia 60 está conectada a la salida del filtro LC, tal como se muestra en la Fig. 4.

En el circuito de la Fig. 4, suponiendo que la corriente I_{dc} fluye en la resistencia 60 bajo el voltaje E_{fc} del condensador, la potencia PR en la resistencia 60 está representada por la ecuación (20) siguiente.

$$PR = E_{fc} \cdot I_{dc} \quad \dots (20)$$

Cuando el voltaje E_{fc} del condensador varía y es n veces su valor inicial, la corriente I_{dc} que fluye en la resistencia 60 aumenta igualmente a n veces. La potencia PR_n en la resistencia 60 en este momento está representada por la ecuación (21) siguiente.

$$PR_n = n \cdot E_{fc} \cdot n \cdot I_{dc} = n^2 \cdot E_{fc} \cdot I_{dc} = n^2 \cdot PR \quad \dots (21)$$

Es decir, la potencia PR_n en la resistencia 60 es proporcional al cuadrado de la tasa de variación del voltaje E_{fc} del condensador. Por consiguiente, controlando el inversor 4 de manera que se satisfaga la ecuación (21), el inversor 4 puede ser operado de manera que tenga la característica de resistencia positiva con respecto a la variación del voltaje E_{fc} del condensador.

La salida del motor 6 eléctrico de corriente alterna está representada por la frecuencia FM de rotación del motor 6 eléctrico de corriente alterna X el par T_m de salida, y esto es igual a la potencia P_{inv} de entrada del inversor 4 si no se tiene en cuenta la pérdida. Por lo tanto, se satisface la ecuación (22) siguiente.

$$P_{inv} = FM \cdot T_m \quad \dots (22)$$

5 Con el fin de hacer que el inversor 4 funcione de manera que tenga la característica de resistencia positiva con respecto a la variación del voltaje Efc del condensador, se requiere que la potencia P_{invn} cuando el voltaje Efc del condensador aumenta a n veces satisfaga la relación de la ecuación (23) siguiente como en el caso de la ecuación (21).

$$10 \quad P_{invn} = n^2 \cdot P_{inv} = n^2 \cdot FM \cdot T_m \quad \dots (23)$$

15 Aquí, la frecuencia FM de rotación del motor 6 eléctrico de corriente alterna es un valor que varía según la velocidad del vehículo eléctrico. Por otro lado, la frecuencia de resonancia del circuito de filtro LC manipulado por el controlador 40 de amortiguación es igual a entre 10 Hz y 20 Hz, y si se convierte al periodo, corresponde a un tiempo de entre 50 ms y 100 ms. Por consiguiente, el período de oscilación del circuito de filtro LC es considerado como suficientemente corto con respecto a la variación de la velocidad del vehículo eléctrico. Por lo tanto, cuando se considera la construcción del controlador 40 de amortiguación, no habría ningún problema incluso si la frecuencia FM de rotación del motor 6 eléctrico de corriente alterna fuera fija.

20 Por consiguiente, si el control se aplica de manera que el par T_m del motor 6 eléctrico de corriente alterna aumenta n^2 veces cuando el voltaje Efc del condensador aumenta n veces, la potencia P_{inv} de entrada del inversor puede ser variada de manera proporcional al cuadrado de la tasa de variación del voltaje Efc del condensador.

25 Es decir, la consigna T_m^* de par motor puede ser multiplicada por el cuadrado del valor de la tasa de variación del voltaje Efc del condensador. Según la operación anterior, el inversor 4 tiene la característica de resistencia positiva con respecto a la componente de variación del voltaje Efc del condensador, y la oscilación eléctrica del circuito de filtro LC puede ser suprimida, de manera que el sistema puede ser estabilizado.

30 A continuación, se describirá una construcción específica del procedimiento descrito anteriormente con referencia a las Figs. 1 y 6.

35 La Fig. 6 es un diagrama que muestra la relación de las señales en el controlador 40 de amortiguación según la primera realización.

40 El voltaje Efc del condensador 3 es introducido al controlador 40 de amortiguación, y es ramificado a dos sistemas. Con respecto a un sistema, las componentes de alta frecuencia innecesarias y las componentes de baja frecuencia innecesarias son filtradas por un filtro 41 de pasa alta (denominado, en adelante, HPF) y un filtro 43 de pasa baja (en adelante, LPF), y se calcula una componente Efc de oscilación que se extrae sólo el área alrededor de la frecuencia de resonancia del circuito de filtro LC. Por ejemplo, tal como se muestra en la Fig. 6(a), cuando el voltaje Efc del condensador oscila entre 1.650V y 1.350V alrededor de 1.500 V, Efc se convierte en una señal que varía con la misma fase que la componente de oscilación del voltaje Efc del condensador en el intervalo de +150 V a -150V. Con respecto al otro sistema, sólo la componente de CC es extraída por el LPF 42, y es establecida como una componente Efc de CC.

45 El HPF 41, el LPF 42 y el LPF 43 son filtros primarios, cada uno de los cuales está comprendido por un elemento de retardo primario, y su construcción es bien conocida y, por lo tanto, se omite en la descripción. Por supuesto, pueden ser filtros secundarios o superiores, sin embargo, la construcción del filtro es complicada.

50 Aquí, se describirá la acción del HPF 41 y del LPF 43.

55 La razón por la cual se requiere el LPF 43 es para eliminar las componentes de alta frecuencia contenidas en el voltaje Efc del condensador y que supone una perturbación para el sistema de control. Sin embargo, el límite inferior de las componentes de alta frecuencia que deben ser eliminadas es igual a varios cientos de Hz, y está próximo a la banda de frecuencia de resonancia del filtro LC (normalmente, aproximadamente de 10 a 20 Hz) que es un objetivo de control de amortiguación. Por lo tanto, si las componentes de alta frecuencia se eliminan usando sólo el LPF 43, afecta a la componente de frecuencia de resonancia del filtro LC que está contenida en la componente Efc de la oscilación, y causa un retardo de fase. Por lo tanto, esto no es preferible.

60 Por lo tanto, el HPF 41 se añade en serie y se combina con el LPF 43 para construir un filtro, de manera que el retardo de fase de la componente de frecuencia de resonancia del filtro LC contenida en la componente Efc de

oscilación puede ser mejorada mientras se asegura la misma característica de eliminación de componente de alta frecuencia que cuando se usa únicamente el LPF 43. Con respecto a las características del HPF 41 y el LPF 43, es deseable que la frecuencia a la que la ganancia es igual a 1 coincida con la frecuencia de oscilación del filtro LC (de 10 Hz a 20 Hz).

5 La componente E_{fca} de oscilación, calculada tal como se ha descrito anteriormente, es sumada a la componente E_{fcd} de CC en el sumador 44. El resultado de la suma se filtra y, a continuación, se establece como el voltaje E_{fcd} del condensador (Fig. 6(c)).

10 Además, después del filtrado, el voltaje E_{fcd} del condensador es dividido por la componente E_{fcd} de CC en un divisor 45 para calcular la tasa E_{fcp} de variación del voltaje E_{fc} del condensador. E_{fcp} es introducida directamente a un calculador 48 de cuadrados cuando el motor 6 eléctrico de corriente alterna está funcionando accionado por energía eléctrica.

15 Cuando el motor 6 eléctrico de corriente alterna se encuentra en funcionamiento regenerativo, una señal E_{fcfn} invertida de funcionamiento regenerativo, obtenida restando a 2 la tasa E_{fcp} de variación del voltaje E_{fc} del condensador en el restador 46, es seleccionada por un conmutador 47, y es introducida al calculador 48 de cuadrados. Esto es debido a que la dirección de la energía cuando el motor 6 eléctrico de corriente alterna se encuentra en funcionamiento regenerativo es opuesta a la dirección cuando el motor 6 eléctrico de corriente alterna está bajo funcionamiento accionado por energía eléctrica y, de esta manera, se requiere una operación de reducción de la potencia eléctrica regenerativa cuando el voltaje E_{fc} del condensador aumenta y una operación de aumento de la energía eléctrica regenerativa cuando el voltaje E_{fc} del condensador disminuye. La señal E_{fcfn} invertida de funcionamiento regenerativo es una señal que se obtiene invirtiendo la fase de la tasa E_{fcp} de variación del voltaje E_{fc} del condensador (Fig. 6(d)).

25 El calculador 48 de cuadrados calcula el cuadrado de la tasa E_{fcp} de variación del voltaje E_{fc} del condensador o la señal E_{fcfn} invertida de funcionamiento regenerativo y la introduce a un limitador 49.

30 En el limitador 49, el límite superior y el límite inferior se limitan a cualquier valor requerido por la ocasión y, a continuación, se proporciona una salida correspondiente a una cantidad DAMPCN de funcionamiento de amortiguación al controlador 30 vectorial (Fig. 6(e)). En el limitador 49, el ajuste se realiza, por ejemplo, cuando es necesario para limitar una cantidad de variación transitoria del par T_m del motor 6 eléctrico de corriente alterna en conexión con el control de amortiguación.

35 Por último, en el controlador 30 vectorial, la cantidad DAMPCN de funcionamiento de amortiguación es multiplicada por la consigna T_{m0}* de par motor básico, y el control vectorial es ejecutado por la consigna T_m* de par motor como un resultado de una multiplicación. Al ejecutar el control vectorial en base a la consigna T_m* de par motor, generada de esta manera, el inversor 4 es operado de manera que tenga la característica de resistencia positiva con respecto a la variación del voltaje E_{fc} del condensador para suprimir la oscilación del voltaje E_{fc} del condensador, de manera que el motor 6 eléctrico de corriente alterna pueda ser operado de manera estable.

La Fig. 7 es un diagrama que muestra un resultado de una simulación de funcionamiento del dispositivo de control vectorial del motor eléctrico de corriente alterna según la primera realización de la presente invención.

45 La Fig. 7 muestra formas de onda cuando la consigna T_{m0}* de par básico es ajustada a aproximadamente 500N.m y el voltaje E_s de la fuente de alimentación 1 de CC es variada escalonadamente en un periodo de 500 ms entre 800 V y 1.000 V durante el funcionamiento del motor 6 eléctrico de corriente alterna en la construcción mostrada en la Fig. 1.

50 Tal como se muestra en la Fig. 7, cuando no se ejecuta el control de amortiguación de la presente invención (la forma de onda en el lado derecho de la Fig. 7), se produce una gran oscilación en el voltaje E_{fc} del condensador cada variación escalonada del voltaje E_s de la fuente de alimentación 1 de CC. Sin embargo, cuando se ejecuta el control de amortiguación de la presente invención (la forma de onda en el lado izquierdo de la Fig. 7), apenas se produce oscilación alguna en el voltaje E_{fc} del condensador independientemente de la variación escalonada del voltaje E_s de la corriente 1 de CC.

A partir de la Fig. 7, puede confirmarse que el control de amortiguación de la presente invención puede suprimir, de manera efectiva, la oscilación del voltaje E_{fc} del condensador.

60 Tal como se ha descrito anteriormente, según la primera realización de la presente invención, la cantidad DAMPCN óptima de funcionamiento de amortiguación se calcula automáticamente, y puede construirse un controlador de amortiguación en el que el ajuste de la propia ganancia es innecesario. Además, la constante del motor 6 eléctrico

de corriente alterna no se usa para el cálculo de la cantidad DAMPCN de funcionamiento de amortiguación y, de esta manera, no se requiere el ajuste del sistema de control, incluso cuando se cambia el tipo de motor eléctrico de corriente alterna.

5 La descripción anterior se realiza usando el caso en el que el motor eléctrico de inducción se usa como el motor eléctrico de corriente alterna. Sin embargo, la construcción del controlador de amortiguación y el procedimiento de cálculo de la cantidad de funcionamiento de amortiguación descrito anteriormente pueden ser aplicados al controlador vectorial cuando se usa el mismo motor eléctrico u otro motor eléctrico de corriente alterna.

10 En la construcción mostrada en la primera realización, la cantidad DAMPCN de funcionamiento de amortiguación es integrada por la consigna $Tm0^*$ de par motor, sin embargo, puede obtenerse el mismo efecto si se multiplica por la consigna Iq^* de corriente de eje q.

15 En esta realización, la cantidad DAMPCN de funcionamiento de amortiguación se calcula en base a la tasa n de variación del voltaje del condensador según $DANPCN = n^2$ bajo el funcionamiento accionado por energía eléctrica, según $DAMPCN = (2-n)^2$ bajo el funcionamiento regenerativo. La tasa de variación de la componente de variación del voltaje del condensador a la componente de CC puede ajustarse a Δn ($= n-1$), y la cantidad de funcionamiento de amortiguación puede calcularse según $DAMPCN = (1+K*\Delta n)^2$ bajo el funcionamiento accionado por energía eléctrica y según $DAMPCN = 1$ bajo el funcionamiento regenerativo cuando K representa una ganancia mayor que
 20 0,5. Cuando no se tienen en cuenta los términos secundarios o superiores de Δn , la componente de variación $\Delta Idc = DAMPCN/n$ de la corriente que fluye en el equipo de conversión de energía a la variación del voltaje del condensador es la siguiente. Bajo el funcionamiento accionado por energía eléctrica, $\Delta Idc = (1+K*\Delta n)^2 / (1+\Delta n)$ □ $1+(2*K-1)*\Delta n$. Por consiguiente, si $K > 0,5$, bajo el funcionamiento accionado por energía eléctrica, cuando el voltaje del condensador aumenta, la corriente que fluye en el inversor aumenta, y cuando el voltaje del condensador
 25 disminuye, la corriente que fluye en el inversor disminuye. Es decir, el inversor puede ser controlado de manera que la corriente que fluye en el inversor varía de manera que se suprime la variación con respecto a la variación del voltaje del condensador y, de esta manera, se previene la inestabilidad de la oscilación eléctrica del circuito de filtro LC. Conforme K aumenta, el efecto de amortiguación es más notable. Sin embargo, cuando el voltaje del condensador varía rápidamente, la variación del par motor es más intensa.

30 Bajo el funcionamiento regenerativo, la dirección de la corriente que fluye en el inversor es opuesta a la dirección bajo el funcionamiento accionado por energía eléctrica y, de esta manera, el inversor no tiene una característica de resistencia negativa, incluso cuando realiza una operación de potencia constante. Por lo tanto, incluso cuando no se realiza el funcionamiento de amortiguación ($DAMPCN = 1$), la oscilación eléctrica del circuito de filtro LC no es
 35 inestable. Al establecer $DAMPCN = (1-K*\Delta n)^2$ o similar, la oscilación eléctrica del circuito de filtro LC puede ser atenuada más rápidamente. La ganancia K bajo la ganancia regenerativa puede ser ajustada a un valor diferente al valor bajo el funcionamiento accionado por energía eléctrica.

40 No es necesario que la fórmula de cálculo de la cantidad DAMPCN del funcionamiento de amortiguación sea una expresión cuadrática de Δn , y puede ser una expresión lineal, una expresión polinómica cúbica o superior, una expresión fraccionaria que tiene expresiones polinómicas de Δn como numerador y denominador o similares. Con respecto a la expresión lineal aproximada a una pequeña variación, puede usarse cualquier fórmula de cálculo siempre que el coeficiente de Δn sea mayor que 1 en la fórmula de cálculo bajo el funcionamiento accionado por
 45 energía eléctrica y el coeficiente de Δn sea menor que 0 en la fórmula de cálculo bajo el funcionamiento regenerativo.

Además, la construcción de la primera realización descrita anteriormente es un ejemplo de la presente invención, y puede combinarse con otra técnica bien conocida. Además, no es necesario indicar que puede ser modificada de
 50 manera que una parte de la misma se omita o similar, sin apartarse del objeto de la presente invención.

Además, no es necesario indicar que la presente invención no se limita al dispositivo de control vectorial del motor eléctrico de corriente alterna para un ferrocarril eléctrico, y puede ser aplicada a diversos campos pertinentes, tales como vehículos, ascensores, sistemas de potencia, etc.

55

REIVINDICACIONES

1. Un dispositivo de control vectorial para un motor eléctrico de corriente alterna que tiene un circuito de filtro LC que comprende una bobina de reactancia (2) y un condensador (3) en un lado de la fuente de alimentación (1) de corriente continua y un inversor (4) que convierte un voltaje a través del condensador, que es el voltaje (Efc) del condensador, a un voltaje de CA que tiene cualquier frecuencia, que comprende:
- 5 un controlador (30) vectorial para ejecutar un control vectorial sobre el motor (6) eléctrico de corriente alterna según una consigna (I_d^* , I_q^*) de corriente o una consigna (T_m^*) de par; y
- 10 un controlador (40) de amortiguación para calcular una cantidad (DAMPCN) de funcionamiento de amortiguación para suprimir la variación del voltaje (Efc) del condensador, operar con la consigna (I_d^* , I_q^*) de corriente o la consigna (T_m^*) de par motor del controlador (30) vectorial en base a la cantidad (DAMPCN) de funcionamiento de amortiguación calculada y controlar el inversor (4) de manera que la corriente que fluye en el inversor (4) varíe de manera que se suprima su variación con respecto a la variación del voltaje (Efc) del condensador, en el que el controlador (40) de amortiguación establece como la cantidad (DAMPCN) de funcionamiento de amortiguación el valor de una señal obtenida calculando el cuadrado de la tasa (Efcfp) de variación del voltaje (Efc) del condensador bajo el funcionamiento accionado por energía eléctrica del motor (6) eléctrico de corriente alterna, y establece como la cantidad (DAMPCN) de funcionamiento de amortiguación el valor de una señal obtenida calculando el cuadrado de una señal (Efcn) que se obtiene invirtiendo la fase de la tasa (Efcfp) de variación del voltaje (Efc) del condensador bajo el funcionamiento regenerativo del motor (6) eléctrico de corriente alterna, y
- 15 en el que el controlador (40) de amortiguación limita los límites superior e inferior de la cantidad (DAMPCN) de funcionamiento de amortiguación por medio de un limitador (49).
- 20
- 25 2. Dispositivo de control vectorial para el motor eléctrico de corriente alterna según la reivindicación 1, en el que el controlador (40) de amortiguación divide el voltaje (Efc) del condensador de entrada por una componente (Efc_d) de CC contenida en el voltaje (Efc) del condensador para calcular la tasa (Efcfp) de variación del voltaje (Efc) del condensador.
- 30 3. Dispositivo de control vectorial para el motor eléctrico de corriente alterna según la reivindicación 1, en el que el controlador (40) de amortiguación suma una componente (Efc_d) de CC contenida en el voltaje (Efc) del condensador a una señal (Efc_{ad}) de la cual se filtran las componentes de alta frecuencia innecesarias contenidas en el voltaje (Efc) del condensador, y divide la señal de suma por la componente (Efc_d) de CC contenida en el voltaje (Efc) del condensador, calculando de esta manera la tasa (Efcfp) de variación del voltaje (Efc) del condensador.
- 35 4. Dispositivo de control vectorial para el motor eléctrico de corriente alterna según la reivindicación 1, en el que el motor (6) eléctrico de corriente alterna es un motor eléctrico de corriente alterna para accionar un vehículo eléctrico.

FIG. 1

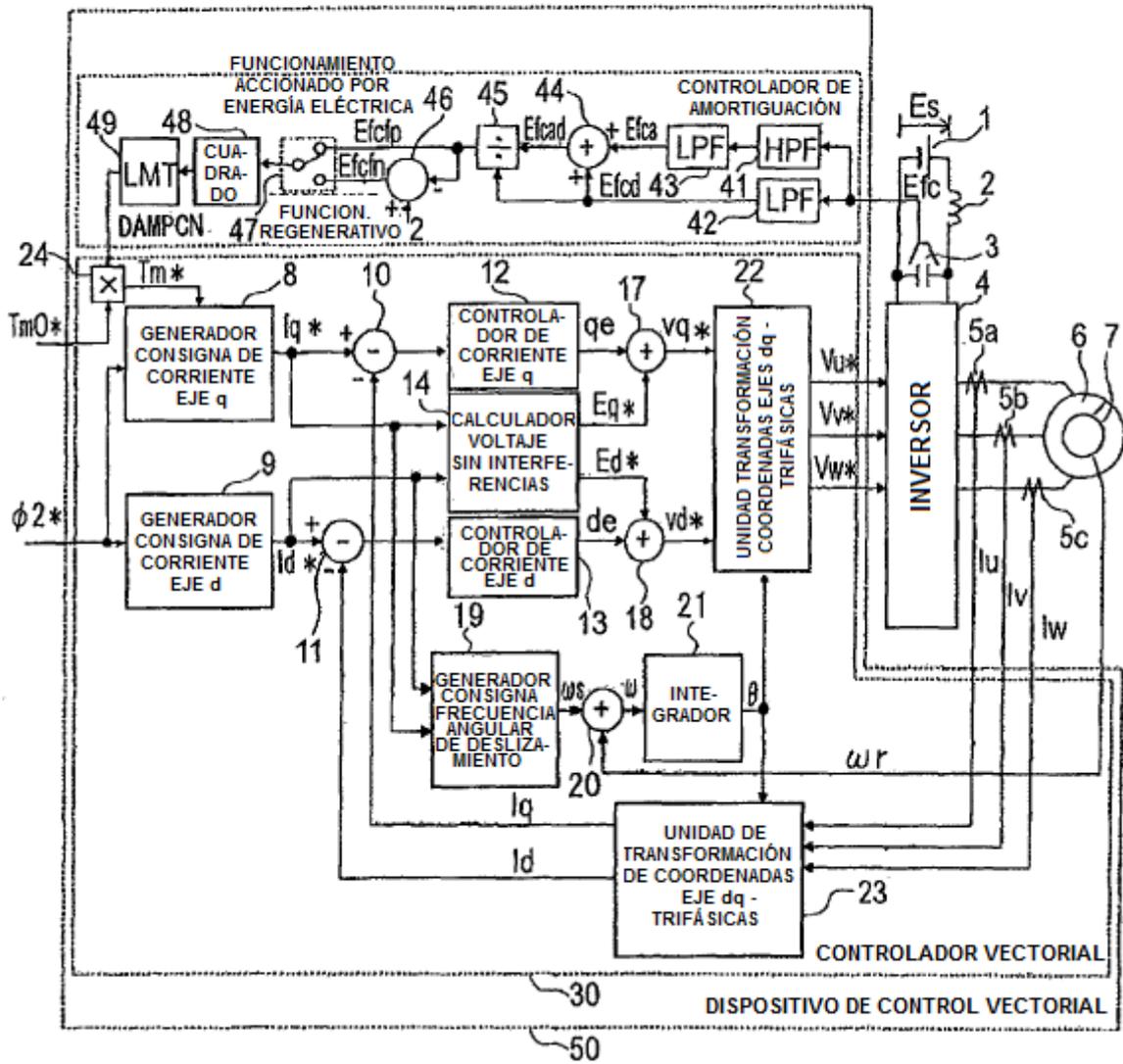


FIG. 2

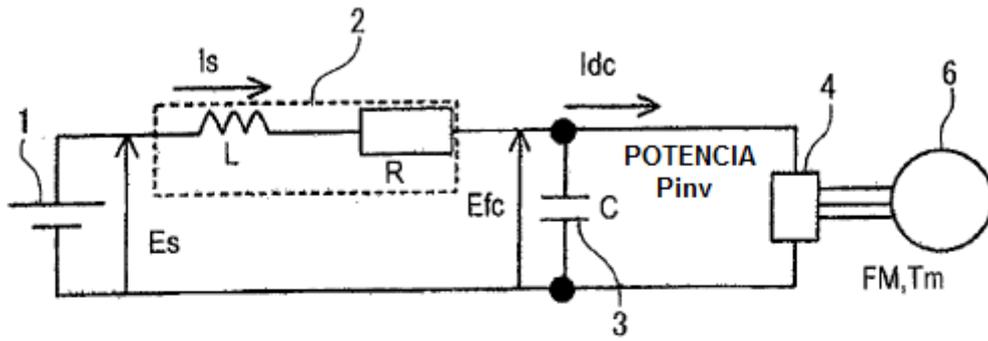


FIG. 3

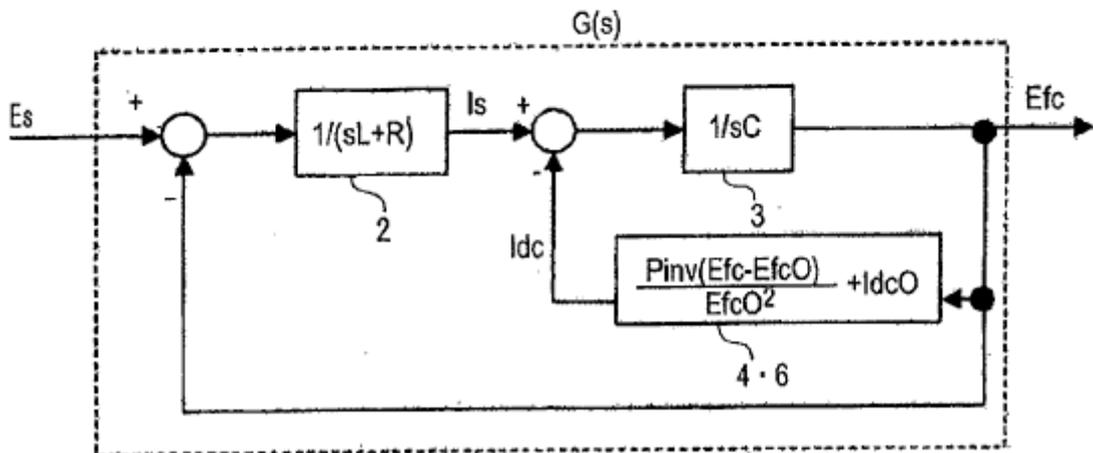


FIG. 4

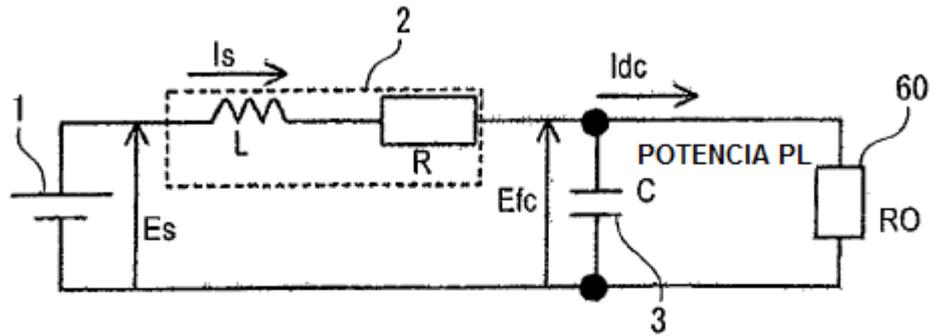


FIG. 5

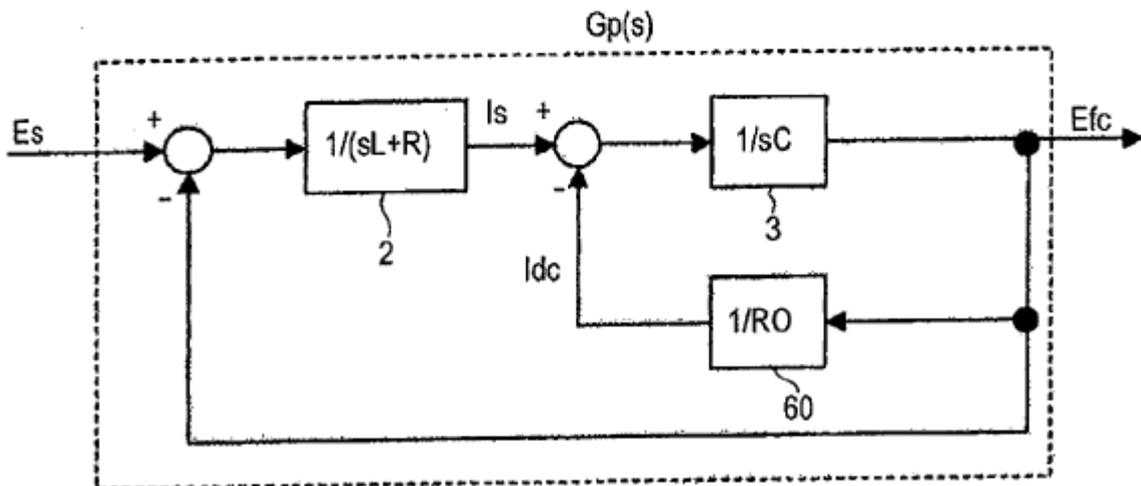


FIG. 6A

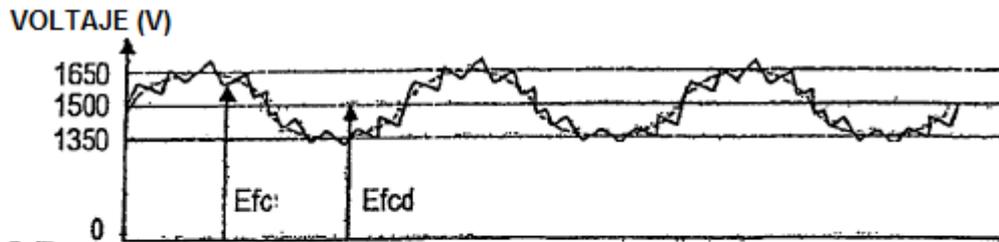


FIG. 6B

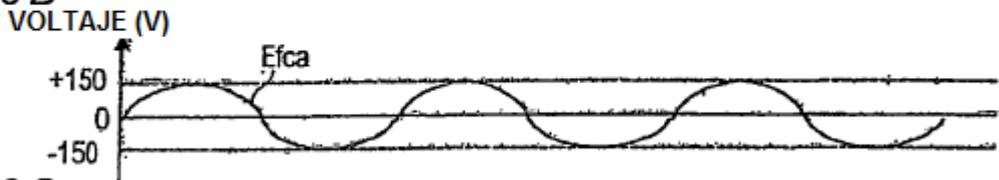


FIG. 6C

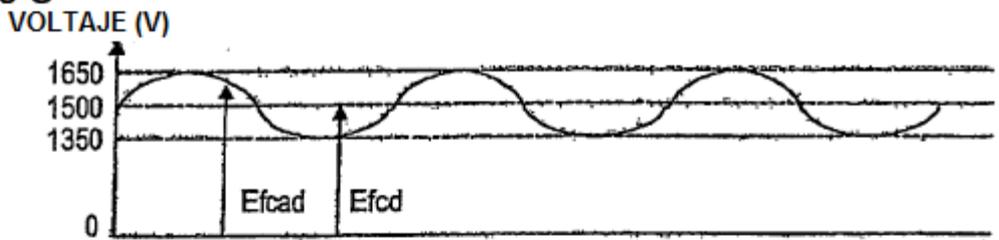


FIG. 6D

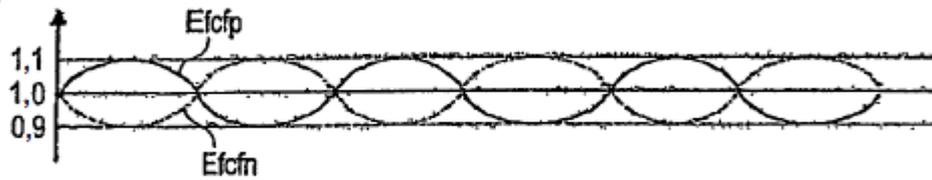


FIG. 6E



FIG.7

