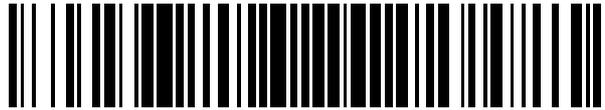


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 690 535**

51 Int. Cl.:

H02P 21/00 (2006.01)

H02P 27/04 (2006.01)

H02P 21/12 (2006.01)

H02P 21/14 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **11.07.2013 PCT/JP2013/068955**

87 Fecha y número de publicación internacional: **06.03.2014 WO14034291**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **11.07.2013 E 13833132 (7)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **05.09.2018 EP 2892147**

54 Título: **Dispositivo de control de motor eléctrico**

30 Prioridad:

30.08.2012 JP 2012189804

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

21.11.2018

73 Titular/es:

**DAIKIN INDUSTRIES, LTD. (100.0%)
Umeda Center Bldg. 4-12, Nakazaki-nishi 2-
chome Kita-ku
Osaka-shi, Osaka 530-8323, JP**

72 Inventor/es:

**ARAKI TAKESHI;
KOBAYASHI NAOTO y
KITANO NOBUKI**

74 Agente/Representante:

FÚSTER OLAGUIBEL, Gustavo Nicolás

ES 2 690 535 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

Dispositivo de control de motor eléctrico

5 Campo técnico

La presente invención se refiere a una técnica para controlar un motor síncrono que comprende un campo y un inducido.

10 Más particularmente, la presente invención se refiere a una técnica para controlar un motor eléctrico rotativo en función de un denominado flujo magnético primario que es una síntesis de un flujo de campo que el campo genera y un flujo magnético de una reacción de inducido generada por una corriente de inducido que fluye en el inducido.

15 Antecedentes de la técnica

De manera convencional, se han propuesto diversos controles de un motor eléctrico rotativo en función de un flujo magnético primario, es decir, unos denominados controles de flujo magnético primario. En pocas palabras, el control de flujo magnético primario es una técnica para controlar de manera estable el motor eléctrico rotativo controlando el flujo magnético primario del motor eléctrico rotativo según un valor de comando del mismo.

20 Por ejemplo, se considera que se emplea una fase de un flujo de campo $\Lambda 0$ en un eje d en un sistema de coordenadas rotatorio, se emplea una fase de un flujo magnético primario $\lambda 1$ en un eje δ en otro sistema de coordenadas rotatorio, y una diferencia de fase del eje δ con respecto al eje d es un ángulo de carga φ . En el presente documento, sin embargo, se emplea un eje γ en una fase avanzada de 90 grados con respecto al eje δ .
 25 Además, un eje δc y un eje γc se definen como ejes de control en el sistema de coordenadas rotatorio que se emplea en el control de flujo magnético primario. El eje δc y el eje γc son correspondientes al eje δ y al eje γ , respectivamente, y se considera que una diferencia de fase del eje δc con respecto al eje d es φc .

30 En este caso, un valor de comando del flujo magnético primario $\lambda 1$ (denominado en lo sucesivo "valor de comando de flujo magnético primario") tiene una componente de eje δc $\Lambda \delta^*$, y una componente de eje γc es cero. Por tanto, cuando el flujo magnético primario $\lambda 1$ es igual al valor de comando de flujo magnético primario, la componente de eje δc $\lambda 1 \delta c$ del flujo magnético primario $\lambda 1$ es igual a la componente de eje δc $\Lambda \delta^*$, la diferencia de fase φc es igual al ángulo de carga φ , y el eje δc es coincidente con el eje δ .

35 La componente de eje δc $\lambda 1 \delta c$ y la componente de eje γc $\lambda 1 \gamma c$ del flujo magnético primario $\lambda 1$ varían con un cambio del valor de comando de flujo magnético primario, una variación en una carga, una influencia de una perturbación de control y/o similar. Por ejemplo, el cambio del valor de comando de flujo magnético primario y la variación en la carga da lugar a un cambio transitorio del flujo magnético primario $\lambda 1$, y la perturbación de control da lugar a una variación en el eje γc / eje δc . Estados en los que se produce la perturbación de control son, como por ejemplo, un estado en el que la tensión aplicada al motor eléctrico rotativo es diferente de un comando de tensión debido a una influencia de un retardo de tiempo, una pérdida activa y tiempo muerto, y un estado en el que hay una desviación entre una constante de dispositivo del motor eléctrico rotativo y la que se asume por un sistema de control. Por tanto, surge una desviación entre el flujo magnético primario $\lambda 1$ y el valor de comando de flujo magnético primario, y por consiguiente también surge una desviación entre el ángulo de carga φ y la diferencia de fase φc .

45 En el control de flujo magnético primario, cuando hay una desviación entre el flujo magnético primario $\lambda 1$ y el valor de comando de flujo magnético primario, se realiza un control, por ejemplo, de un valor de comando de tensión que va a corregirse de modo que la componente de eje δc $\lambda 1 \delta c$ del flujo magnético primario $\lambda 1$ puede hacerse igual a la componente de eje δc $\Lambda \delta^*$ del valor de comando de flujo magnético primario y la componente de eje γc $\lambda 1 \gamma c$ del flujo magnético primario $\lambda 1$ puede pasar a ser cero. La diferencia de fase φc es de ese modo coincidente con el ángulo de carga φ .

50 En un control de flujo magnético primario de este tipo, se realiza un control haciendo que un par del motor eléctrico rotativo esté en proporción directa con respecto a una componente de eje γc de una corriente de inducido, sin depender de una velocidad angular de rotación del mismo.

55 De entre los siguientes documentos de la técnica anterior, en el documento no de patente 6 se intercambian y se emplean el eje γc y el eje δc , en comparación con los de los otros documentos de la técnica anterior.

60 Documentos de la técnica anterior

Documentos de patente

[Documento de patente 1] Patente japonesa n.º 3672761

[Documento de patente 2] Boletín abierto a consulta por el público de solicitud de patente japonesa n.º 4-91693

[Documento de patente 3] US 2008/0191656 A1

5 Documentos no de patente

[Documento no de patente 1] Hotta, Asano y Tsunehiro, "Method of controlling Position Sensorless DC brushless motor", 1988 Tokai-Section Joint Conference of the Institutes of Electrical and Related Engineers, p. 161

10 [Documento no de patente 2] Kaku y Tsunehiro, "A Novel Technique for a DC Brushless Motor Having No Position-Sensors", 1990 Tokai-Section Joint Conference of the Institutes of Electrical and Engineers, p. 172

[Documento no de patente 3] Kaku, Yamamura y Tsunehiro, "A Novel Technique for a DC Brushless Motor Having No Position-Sensors", IEEJ Transaction on Industry Applications, 1991, volumen 111, n.º 8, p. 639 a 644

15 [Documento no de patente 4] Urita, Tsukamoto y Tsunehiro, "Constant estimation method for synchronous machines with the primary magnetic flux controlled", 1998 Tokai-Section Joint Conference of the Institutes of Electrical Engineers, p. 101

20 [Documento no de patente 5] Urita, Yamamura y Tsunehiro, "On General Purpose Inverter for Synchronous Motor Drive", IEEJ Transaction on Industry Applications, 1999, volumen 119, n.º 5, p. 707 a 712

[Documento no de patente 6] Yabe y Sakanobe, "A Sensor-less Drive of IPM Motor with Over-modulation PWM", The papers of Joint Technical Meeting on Rotating Machinery, IEE Japón, 2001 (159), p. 7 a 12

25 **Sumario de la invención**

Problemas a solucionar por la invención

30 En el documento de patente 1, se logra una realimentación usando una desviación en una componente de eje δ , no usando una componente de eje γ de la corriente de inducido. Además, en el documento no de patente 3, se considera un intervalo en el que el ángulo de carga φ puede aproximarse igualmente a un valor de seno $\text{sen}\varphi$ del mismo.

35 Aún más, en el documento de patente 3 se describe un aparato de control de máquina síncrono que puede producir un nivel de par lo más cercano posible a un nivel de comando de par deseado mientras se consideran limitaciones en una corriente de salida de una unidad de conversión de energía.

40 Sin embargo, en uno cualquiera de los documentos anteriores, excepto el documento no de patente 6, con respecto a una inductancia del devanado de inducido, una componente de eje d de la misma y una componente de eje γ que tiene un avance de fase de 90 grados con la misma se manejan isotrópicamente, y la técnica no puede aplicarse a un motor eléctrico rotativo que tiene una denominada variación de inductancias tal como un motor eléctrico rotativo de imán permanente interior.

45 Además la cantidad de realimentaciones empleadas en uno cualquiera de los documentos de la técnica anterior no incluye ninguna información acerca del ángulo de carga φ . Por ejemplo, se emplean una corriente de eje δ y una corriente de eje γ en el documento de patente 2 y en los documentos no de patente 1, 2, 3 y 6, y se emplea la corriente de eje δ en el documento de patente 1 y en los documentos no de patente 4 y 5, respectivamente, para la cantidad de realimentaciones. Por este motivo, en un área en la que el ángulo de carga φ es grande, el flujo magnético primario no puede controlarse a un valor deseado. Cuando se produce un par grande, el ángulo de carga φ también pasa a ser grande. Por tanto, en el control de flujo magnético primario convencional, es complicado realizar apropiadamente un accionamiento estable o un accionamiento de alta eficiencia en el área en la que el par es grande.

55 Con el fin de solucionar el problema anterior, es un objeto de la presente invención proporcionar una técnica para aplicar el control de flujo magnético primario al motor eléctrico rotativo incluso teniendo variación de inductancias realizando una realimentación en función de la desviación del flujo magnético primario. Es otro objeto de la presente invención proporcionar un control de flujo magnético primario en el que puede realizarse un accionamiento en un punto de funcionamiento estable y de alta eficiencia incluso en un área en la que un par producido es grande.

60 Medios para solucionar los problemas

65 Un controlador de motor eléctrico según la presente invención es un dispositivo para controlar un flujo magnético primario (λ_1) en un motor eléctrico rotativo que incluye un inducido que tiene un devanado de inducido y un rotor que es un campo que rota con respecto al inducido, siendo el flujo magnético primario una síntesis de un flujo de

campo ($\Lambda 0$) que el campo genera y un flujo magnético (λ : $i_d \cdot L_d, i_q \cdot L_q$) de una reacción de inducido generada por una corriente de inducido ($[i]$) que fluye en el inducido.

5 Un primer aspecto del controlador de motor eléctrico según la presente invención incluye una primera unidad de conversión de coordenadas (101) que convierte la corriente de inducido en una primera corriente ($[i]$) en un sistema de coordenadas rotatorio ($\delta c-\gamma c$) que tiene una fase predeterminada (ϕc) con respecto a una rotación del rotor, una primera unidad de cálculo (102) que obtiene un primer término ($[F]$) como la suma de una tensión inductiva ($\omega^* \cdot [\Lambda 1^*]$) mediante un valor de comando de flujo magnético primario ($[\Lambda 1^*]$) que es un valor de comando del flujo magnético primario y una caída de tensión ($\{R\}[i]$) mediante la primera corriente en función de una ecuación de tensión en un momento en el que el motor eléctrico rotativo está en un estado estacionario, una segunda unidad de cálculo (103A, 103B) que obtiene la suma de un segundo término ($[B]$) obtenido al realizar una operación expresada por una matriz distinta de cero ($\{K\}$) en una desviación ($[\Delta \Lambda]$) del flujo magnético primario con respecto al valor de comando de flujo magnético primario y el primer término como un primer valor de comando de tensión ($[V^*]$) que es un valor de comando de una tensión que va a aplicarse al motor eléctrico rotativo en el sistema de coordenadas rotatorio, y una segunda unidad de conversión de coordenadas (104) que somete a conversión de coordenadas el primer valor de comando de tensión para generar un segundo valor de comando de tensión ($[V^*]$) que es un valor de comando de la tensión que va a aplicarse al motor eléctrico rotativo en otro sistema de coordenadas.

20 Un segundo aspecto del controlador de motor eléctrico según la presente invención es el primer aspecto del mismo en el que la segunda unidad de cálculo (103A) emplea un valor de estimación ($[\lambda 1^{\wedge}]$) del flujo magnético primario como el flujo magnético primario.

25 Un tercer aspecto del controlador de motor eléctrico según la presente invención, que es el segundo aspecto del mismo, incluye además una unidad de estimación de flujo magnético primario (105) que obtiene el valor de estimación ($[\lambda 1^{\wedge}]$) del flujo magnético primario a partir de la fase predeterminada (ϕc), una primera componente (L_q) ortogonal al flujo de campo de una inductancia del devanado de inducido, una segunda componente (L_d) en fase con el flujo de campo de la inductancia, la primera corriente y el flujo de campo ($\Lambda 0$).

30 Un cuarto aspecto del controlador de motor eléctrico según la presente invención, que es el segundo o tercer aspecto del mismo, incluye además una unidad de corrección de comando de flujo magnético primario (107) que corrige el valor de comando de flujo magnético primario ($[\Lambda 1^*]$) para producir un valor de corrección de comando de flujo magnético primario ($[\Lambda 1^{**}]$) usando la fase predeterminada (ϕc), una primera componente (L_q) ortogonal al flujo de campo de una inductancia del devanado de inducido, una segunda componente (L_d) en fase con el flujo de campo de la inductancia, la primera corriente, el flujo de campo ($\Lambda 0$) y el valor de estimación ($[\lambda 1^{\wedge}]$) del flujo magnético primario. La segunda unidad de cálculo (103B) emplea el valor de corrección de comando de flujo magnético primario como el valor de comando de flujo magnético primario.

40 Puede emplearse un valor de estimación de la fase predeterminada como la fase predeterminada. Por ejemplo, la fase predeterminada (ϕc) se obtiene a partir del primer valor de comando de tensión ($[V^*]$), un valor de resistencia ($\{R\}$) del devanado de inducido, la primera componente (L_q), una velocidad angular de rotación (ω^*) del rotor y la primera corriente ($[i]$).

Efectos de la invención

45 En el controlador de motor eléctrico del primer aspecto según la presente invención, dado que el segundo término obtenido en función de la desviación del flujo magnético primario funciona como una realimentación para el primer valor de comando de tensión, el segundo término tiene información de un ángulo de carga, e incluso cuando la desviación entre la fase predeterminada y el ángulo de carga es grande, se vuelve más fácil realizar el control de flujo magnético primario al tiempo que esto se corrige. Además, el control de flujo magnético primario no depende de si hay o no variación de inductancias.

En el controlador de motor eléctrico del segundo aspecto según la presente invención, no es necesario realizar una detección directa del flujo magnético primario.

55 En el controlador de motor eléctrico del tercer aspecto según la presente invención, es posible realizar el control de flujo magnético primario al tiempo que se corrige la desviación del ángulo de carga independientemente de si hay variación de inductancias o no.

60 En el controlador de motor eléctrico del cuarto aspecto según la presente invención, es posible lograr precisión en el mismo nivel con el segundo o tercer aspecto, independientemente de un procedimiento de detección o estimación del flujo magnético primario.

65 Estos y otros objetos, características, aspectos y ventajas de la presente invención resultarán más evidentes a partir de la siguiente descripción detallada de la presente invención cuando se toma conjuntamente con los dibujos adjuntos.

Breve descripción de los dibujos

- Figura 1. Un diagrama vectorial que ilustra una primera realización preferida.
- 5 Figura 2. Un diagrama vectorial que ilustra la primera realización preferida.
- Figura 3. Un diagrama vectorial que ilustra la primera realización preferida.
- Figura 4. Un diagrama de bloques que ilustra la primera realización preferida.
- 10 Figura 5. Un diagrama de bloques que ilustra la primera realización preferida.
- Figura 6. Un diagrama de bloques que ilustra una segunda realización preferida.
- 15 Figura 7. Un diagrama vectorial que ilustra la segunda realización preferida.
- Figura 8. Un diagrama de bloques que ilustra la segunda realización preferida.
- Figura 9. Un diagrama de bloques que ilustra una tercera realización preferida.
- 20 Figura 10. Un diagrama de bloques que ilustra la tercera realización preferida.
- Figura 11. Un diagrama vectorial que ilustra una variación.

25 Descripción de las realizaciones

En las siguientes realizaciones, se hará una descripción con un motor eléctrico rotativo de imán permanente interior trifásico tomado como ejemplo. Es obvio que también puede aplicarse un motor eléctrico rotativo polifásico, distinto del trifásico, así como un motor eléctrico rotativo distinto a un tipo de imán permanente interior.

30 <Primera realización preferida>

Las figuras 1 y 2 son diagramas vectoriales que ilustran un control de flujo magnético primario.

35 En el control de flujo magnético primario, se establece un sistema de coordenadas $\delta\text{-}\gamma\text{c}$ que está en avance de fase con un sistema de coordenadas d-q (un eje d en fase con un flujo de campo Λ_0 , un eje q está en avance de fase de 90 grados con el eje d) con referencia a una fase del flujo de campo Λ_0 (es decir, con la rotación de un rotor), mediante una diferencia de fase φc . Después se ajusta una tensión que va a aplicarse al motor eléctrico rotativo (se considera que una componente de eje γc y una componente de eje δc de la misma son $v_{\gamma\text{c}}$ y $v_{\delta\text{c}}$, respectivamente)

40 de modo que un eje δc puede ser coincidente con un eje δ , que está en fase con el flujo magnético primario.

En primer lugar, la figura 1 muestra un caso en el que la diferencia de fase φc es coincidente con el ángulo de carga φ . Tal como se muestra en la figura 1, un flujo magnético λ_a de una reacción de inducido es una síntesis de un flujo magnético $L_q \cdot i_q$ en una dirección positiva de eje q y un flujo magnético $L_d \cdot i_d$ en una dirección negativa de eje d. Entonces, el flujo magnético primario es una síntesis del flujo magnético λ_a y el flujo de campo Λ_0 y toma un valor positivo $\Lambda\delta$ (coincidente con un valor de comando $\Lambda\delta^*$ del mismo) en el eje δ (coincidente con el eje δc en la figura 1).

50 En un eje γc (en el presente documento, coincidente con un eje γ) aparece una tensión inductiva $\omega \cdot \Lambda\delta$ ($= \omega \cdot \Lambda\delta^*$) mediante el flujo magnético primario. Además por conveniencia explicativa, cuando se entiende que la tensión inductiva $\omega \cdot \Lambda_0$ en un caso en el que se excluye la reacción de inducido (dicho de otro modo, se considera que el flujo magnético $\lambda_a = 0$) es una tensión inductiva mediante el flujo de campo, la tensión inductiva $\omega \cdot \Lambda_0$ aparece en el eje q.

55 Por tanto, la tensión inductiva mediante la reacción de inducido se representa como una síntesis de una tensión $\omega \cdot L_q \cdot i_q$ en la dirección negativa de eje d y una tensión $\omega \cdot L_d \cdot i_d$ en una dirección negativa de eje q.

Al introducir un valor de resistencia R de un devanado de inducido, aparece una caída de tensión mediante una corriente de inducido como una tensión $R \cdot i_{\delta\text{c}}$ en el eje δc y como una tensión $R \cdot i_{\gamma\text{c}}$ en el eje γc .

60 Por tanto, considerando que la componente de eje γc y la componente de eje δc de la tensión que va a aplicarse al motor eléctrico rotativo son una tensión $v_{\gamma\text{c}}$ y una tensión $v_{\delta\text{c}}$, respectivamente, cuando el flujo magnético primario es coincidente con el valor de comando de flujo magnético primario, $v_{\gamma\text{c}} - R \cdot i_{\gamma\text{c}} = \omega \cdot \Lambda\delta^*$, $v_{\delta\text{c}} = R \cdot i_{\delta\text{c}}$ son verdaderos, tal como se muestra en la figura 1.

65

A continuación, la componente de eje $\delta c \lambda 1 \delta c$ y/o la componente de eje $\gamma c \lambda 1 \gamma c$ del flujo magnético primario $\lambda 1$ varían con una variación en la carga, una influencia de perturbación de control y/o similar. Por tanto, tal como se muestra en la figura 2, surge una desviación entre la diferencia de fase φc y el ángulo de carga φ . A partir de la definición del eje δ , dado que el magnético primario no tiene componente de eje γ , el flujo magnético primario que realmente se produce también se denomina flujo magnético primario $\Lambda \delta$.

En el sistema de coordenadas rotatorio $\delta c - \gamma c$ en el que se realiza el control de flujo magnético primario, se hace un control de modo que la componente de eje $\delta c \lambda 1 \delta c$ del flujo magnético primario $\Lambda \delta$ puede ser coincidente con (una componente de eje $\delta c \Lambda \delta^*$ de) el valor de comando de flujo magnético primario y la componente de eje $\gamma c \lambda 1 \gamma c$ del flujo magnético primario $\Lambda \delta$ puede ser coincidente con (una componente de eje $\gamma c \Lambda \gamma^* = 0$ de) el valor de comando de flujo magnético primario.

Con el fin de hacer que la componente de eje $\delta c \lambda 1 \delta c$ coincida con la componente de eje $\delta c \Lambda \delta^*$ del valor de comando de flujo magnético primario, es necesario que aparezca la tensión inductiva $\omega \cdot \Lambda \delta^*$ en el eje γc . Además, teniendo en cuenta la caída de tensión en el devanado de inducido, es necesario establecer el valor de comando de tensión como una suma de la tensión inductiva $\omega \cdot \Lambda \delta^*$ y la caída de tensión. En el presente documento, la suma se representa como un término de prealimentación (*feedforward*) $[F] = [F \gamma \ F \delta]^t$ (la primera componente representa la componente de eje γc y la segunda componente representa la componente de eje δc : el superíndice "t" después de los corchetes representa una transposición de una matriz: lo mismo se aplica a lo siguiente a menos que se indique lo contrario). Las ecuaciones (1) y (2) se derivan de una ecuación de tensión de un motor eléctrico rotativo, donde se introduce un operador diferencial p.

[Expresión matemática 1]

$$[F] = \{R\} [i] + \begin{Bmatrix} p & \omega^* \\ -\omega^* & p \end{Bmatrix} [\Lambda 1^*] \dots (1)$$

$$\begin{bmatrix} F \gamma \\ F \delta \end{bmatrix} = \begin{Bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{Bmatrix} \begin{bmatrix} i \gamma c \\ i \delta c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega^* \cdot \Lambda \delta^* \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ p \cdot \Lambda \delta^* \end{bmatrix} \dots (2)$$

En la ecuación (1), puede entenderse que una matriz $\{R\}$ es un tensor que indica una resistencia del devanado de inducido, y tal como se muestra en la ecuación (2), la matriz $\{R\}$ tiene la misma componente R tanto en el eje δc como en el eje γc , y componentes fuera de la diagonal son ceros. Además se introduce un vector de corriente $[i] = [i \gamma c \ i \delta c]^t$ que indica una corriente que fluye en el devanado de inducido. El primer término en el lado derecho de cada una de las ecuaciones (1) y (2) representa una caída de tensión $\{R\}[i]$. El tercer término de la ecuación (2) es un término transitorio y puede excluirse. Esto es porque una influencia del término transitorio puede manejarse también como la desviación entre el ángulo de carga φ y la diferencia de fase φc , tal como se describió anteriormente.

Además considerando en el presente documento que tanto el eje δc como el eje δ rotan con respecto al eje d a una velocidad angular ω que es igual a un valor de comando ω^* de la velocidad angular, $\omega = \omega^*$. Al realizar apropiadamente el control de flujo magnético primario, $\omega = \omega^*$ es verdadero.

Cuando la diferencia de fase φc es igual al ángulo de carga φ , dado que la componente de eje $\delta c \Lambda \delta^*$ del valor de comando de flujo magnético primario $[\Lambda 1^*] = [0 \ \Lambda \delta^*]^t$ en el sistema de coordenadas rotatorio $\delta c - \gamma c$ es coincidente con el flujo magnético primario $\Lambda \delta$, el término de prealimentación $[F]$ es el valor de comando de tensión $[v^*]$ para el motor eléctrico rotativo (véase también la figura 1).

Sin embargo, cuando el eje γ no es coincidente con el eje γc , la fase $(\varphi c - \varphi)$ no se resuelve empleando solamente el término de prealimentación $[F]$ como el valor de comando de tensión. En el control de flujo magnético primario, dado que no se ejerce un control en función la desviación con respecto al valor de comando de tensión $[v^*]$ de la tensión $[v]$ que va a aplicarse al motor eléctrico rotativo, surge una desviación de tensión $[ve] = [v] - [v^*]$. De ese modo, permanece la diferencia de fase $(\varphi c - \varphi)$. Por tanto, con el fin de solucionar la diferencia de fase $(\varphi c - \varphi)$ (con el fin de hacer $\varphi c = \varphi$), como el valor de comando de tensión $[v^*] = [v \gamma c^* \ v \delta c^*]^t$ que va a determinarse con respecto al flujo magnético primario $\Lambda \delta$, debe emplearse un vector representado en una posición obtenida mediante transferencia rotacional del término de prealimentación $[F]$ representado en una posición J1 que esté en avance de fase mediante la diferencia de fase $(\varphi c - \varphi)$ (en el sentido contrario a las agujas del reloj en la figura 2). Esto es porque sólo con el término de prealimentación $[F]$, surge una tensión $[v]$ en una posición en retardo de fase con el valor de comando de tensión $[v^*]$ mediante la diferencia de fase $(\varphi c - \varphi)$.

Sin embargo, no puede realizarse la operación matricial de tal transferencia rotacional del vector. Esto es porque no se conoce el ángulo de carga φ que surge realmente.

Como resulta evidente a partir de la figura 2, la diferencia entre las posiciones J1 y J2 está provocada por la diferencia $[\Delta\Lambda] = [0 - \lambda 1\gamma c \ \Lambda\delta^* - \lambda 1\delta c]^t$ entre el flujo magnético en el control de flujo magnético primario, que toma el valor de comando de flujo magnético primario $\Lambda\delta^*$ en el sistema de coordenadas rotatorio $\delta c - \gamma c$ (en el eje δc), y el flujo magnético primario $\Lambda\delta$ que surge realmente en un sistema de coordenadas rotatorio $\delta - \gamma$ (en el eje δ). La diferencia se entiende, mediante las sustancias de la misma, como la desviación del flujo magnético primario con respecto al valor de comando de flujo magnético primario.

Por tanto, al calcular el valor de comando de tensión $[v^*]$ con la suma del término de realimentación $[B] = [B_\gamma \ B_\delta]^t$ y el término de prealimentación $[F]$ (véase la figura 3), a pesar de la presencia de la desviación de tensión $[v_e]$, es posible reducir la diferencia entre el término de prealimentación $[F]$ y la tensión $[v]$. Ahora, el término de realimentación $[B]$ puede obtenerse, sin embargo, mediante las ecuaciones (3) y (4).

[Expresión matemática 2]

$$[B] = \{K\} [\Delta\Lambda] \quad \dots (3)$$

$$\begin{bmatrix} B_\gamma \\ B_\delta \end{bmatrix} = \begin{Bmatrix} K_{\gamma\gamma} & K_{\gamma\delta} \\ K_{\delta\gamma} & K_{\delta\delta} \end{Bmatrix} \begin{bmatrix} -\lambda 1\gamma c \\ \Lambda\delta^* - \lambda 1\delta c \end{bmatrix} \quad \dots (4)$$

Al menos una de las componentes $K_{\gamma\gamma}$, $K_{\gamma\delta}$, $K_{\delta\gamma}$ y $K_{\delta\delta}$ en una matriz $\{K\}$ para realizar una operación aritmética en la desviación $[\Delta\Lambda]$ del flujo magnético no es cero. Dicho de otro modo, la matriz $\{K\}$ es una matriz distinta de cero.

El término de prealimentación $[F]$ funciona como una prealimentación en función de la corriente de inducido, y el término de realimentación $[B]$ funciona como una realimentación en función de la desviación del flujo magnético.

Cuando ambos elementos de un vector de columna $[K_{\gamma\gamma} \ K_{\delta\gamma}]^t$ que forman la matriz $\{K\}$ no son cero, por ejemplo, la componente de eje γc ($-\lambda 1\gamma c$) de la desviación del flujo magnético puede realimentarse al valor de comando de tensión $[v^*]$ con respecto al eje γc y al eje δc . Alternativamente, cuando ambos elementos de un vector de columna $[K_{\gamma\delta} \ K_{\delta\delta}]^t$ no son cero, la componente de eje δc ($\Lambda\delta^* - \lambda 1\delta c$) de la desviación del flujo magnético puede realimentarse al valor de comando de tensión $[v^*]$ con respecto al eje γc como al eje δc .

Además cuando ambos vectores de columna $[K_{\gamma\gamma} \ K_{\delta\gamma}]^t$ y $[K_{\gamma\delta} \ K_{\delta\delta}]^t$ son vectores distintos de cero, la componente de flujo magnético de ambos ejes puede realimentarse y, por tanto, es posible mejorar la estabilidad y la responsabilidad del sistema de control.

Dado que el término de realimentación $[B]$ funciona como la realimentación basada en la desviación $[\Delta\Lambda]$ con respecto al valor de comando de tensión, si la diferencia de fase φc se desvía con respecto al ángulo de carga φ , se vuelve más fácil realizar el control de flujo magnético primario corrigiendo este. En conformidad con la figura 3, la desviación $[\Delta\Lambda]$ disminuye, la diferencia de fase φc se aproxima al ángulo de carga φ , y el eje γc se aproxima al eje γ . Entonces, cuando se realiza una realimentación de este tipo y el eje γc pasa a ser coincidente con el eje γ , $\lambda 1\gamma c = 0$ y $\lambda 1\delta c = \Lambda\delta^*$, y se logra el estado mostrado en la figura 1. Dicho de otro modo, la figura 3 es un diagrama vectorial que muestra una condición al tiempo que la diferencia de fase φc se aproxima al ángulo de carga φ .

Como resulta evidente a partir de la ecuación (4), el valor de comando de tensión puede determinarse teniendo en cuenta la realimentación en función de la desviación $[\Delta\Lambda]$ del flujo magnético primario. La matriz $\{K\}$ que funciona como una ganancia de realimentación puede tener, o no, una componente diagonal o una componente fuera de la diagonal sólo si la matriz $\{K\}$ es una matriz distinta de cero. Además, cada componente puede incluir un elemento integral.

Basándose en la idea anterior, la figura 4 es un diagrama de bloques que muestra una configuración de un controlador de motor eléctrico 1 según la presente realización y sus dispositivos periféricos.

Un motor eléctrico rotativo 3 es un motor eléctrico trifásico y comprende un inducido no mostrado y un rotor que es un campo. Por sentido común técnico, el inducido tiene un devanado de inducido y el rotor rota con respecto al inducido. El campo comprende, por ejemplo, un imán que genera un flujo de campo. En el presente documento, se hará una descripción de un caso en el que se adopta un tipo de imán permanente interior.

Una fuente de suministro de tensión 2 comprende, por ejemplo, un inversor de tipo de control de tensión y una unidad de control del mismo, y aplica una tensión trifásica al motor eléctrico rotativo 3 basándose en un valor de comando de tensión trifásica $[V^*] = [V_u^* \ V_v^* \ V_w^*]^t$. De ese modo, una corriente trifásica $[I] = [I_u \ I_v \ I_w]^t$ fluye en el motor eléctrico rotativo 3. Las componentes que el valor de comando de tensión $[V^*]$ y la corriente trifásica $[I]$ poseen se describen, por ejemplo, como una componente de fase U, una componente de fase V y una componente de fase W en este orden.

5 El controlador de motor eléctrico 1 es un dispositivo para controlar el flujo magnético primario $[\lambda_1]$ y la velocidad de rotación (ilustrada en lo sucesivo como la velocidad angular de rotación) en el motor eléctrico rotativo 3. El flujo magnético primario $[\lambda_1]$ es una síntesis del flujo de campo Λ_0 que genera un imán de campo y el flujo magnético λ_a (véanse las componentes de la figura 1, $i_d \cdot L_d$, $i_q \cdot L_q$ en la figura 1) de la reacción de inducido generada por la corriente de inducido (esto es también la corriente trifásica $[i]$) que fluye en el inducido). La magnitud del flujo magnético primario $[\lambda_1]$ es una componente Λ_δ en el eje δ real, y se representa como $[\lambda_1] = [\lambda_{1\gamma c} \lambda_{1\delta c}]^t$ en el sistema de coordenadas rotatorio $\delta c-\gamma c$. En la presente realización, el flujo magnético primario $[\lambda_1]$ se maneja como un valor observable o un valor ya estimado.

10 El controlador de motor eléctrico 1 comprende una primera unidad de conversión de coordenadas 101, una primera unidad de cálculo 102, una segunda unidad de cálculo 103A, una segunda unidad de conversión de coordenadas 104 y un integrador 106.

15 La primera unidad de conversión de coordenadas 101 convierte la corriente trifásica $[i]$ en una corriente $[i]$ en el sistema de coordenadas rotatorio $\delta c-\gamma c$ donde se realiza el control de flujo magnético primario.

20 La primera unidad de cálculo 102 obtiene el término de prealimentación $[F]$. La segunda unidad de cálculo 103A obtiene el valor de comando de tensión $[v^*]$ en el sistema de coordenadas rotatorio $\delta c-\gamma c$ como una suma del término de prealimentación $[F]$ y el término de realimentación $[B]$.

25 La segunda unidad de conversión de coordenadas 104 realiza una conversión de coordenadas del valor de comando de tensión $[v^*]$ en un valor de comando de tensión $[V^*]$ de una tensión que va a aplicarse al motor eléctrico rotativo 3 en otro sistema de coordenadas. Este "otro sistema de coordenadas" puede ser, por ejemplo, un sistema de coordenadas rotatorio d-q, un sistema de coordenadas fijo α - β (por ejemplo, el eje α se establece en fase con la fase U), o un sistema de coordenadas fijo uvw, o un sistema de coordenadas polar. Cuál de los sistemas de coordenadas se emplea como "otro sistema de coordenadas" depende del control ejercido por la fuente de suministro de tensión 2. Por ejemplo, cuando el valor de comando de tensión $[V^*]$ se establece en el sistema de coordenadas rotatorio d-q, $[V^*] = [V_d^* V_q^*]^t$ (donde la primera componente es la componente de eje d y la segunda componente es la componente de eje q).

30 El integrador 106 calcula una fase θ del eje δc con respecto al eje α basándose en la velocidad angular de rotación ω . Basándose en la fase θ , la primera unidad de conversión de coordenadas 101 y la segunda unidad de conversión de coordenadas 104 pueden realizar la conversión de coordenadas anterior. La velocidad angular de rotación ω se obtiene como una salida de un restador 109. La velocidad angular de rotación ω se obtiene restando un valor multiplicado K_m veces, en una unidad multiplicadora constante 108, de la componente de eje γc $i_{\gamma c}$ de la corriente $[i]$ cuya componente de CC se ha eliminado en un filtro de paso alto 110, a un valor de comando ω^* de la velocidad angular de rotación en un restador 109. Cuando el control de flujo magnético primario se realiza apropiadamente, $\omega = \omega^*$, tal como se describió anteriormente.

35 La figura 5 es un diagrama de bloques que muestra configuraciones de la primera unidad de cálculo 102 y la segunda unidad de cálculo 103A. En la figura 5, un signo de referencia "x" rodeado por un círculo representa un multiplicador, un signo de referencia "+" rodeado por un círculo representa un sumador y un círculo al que están unidos los signos de referencia "+-" representa un restador. Dado que ya se conocen el valor de resistencia R, el valor de comando de flujo magnético primario $\Lambda_\delta^* = 0$ en el eje γc , ganancias de realimentación $K_{\gamma\gamma}$, $K_{\gamma\delta}$, $K_{\delta\gamma}$ y $K_{\delta\delta}$, estos pueden establecerse en la primera unidad de cálculo 102 y la segunda unidad de cálculo 103A.

<Segunda realización>

40 La presente realización muestra una técnica en la que el controlador de motor eléctrico 1 obtiene un valor de estimación $[\lambda_1^*]$ del flujo magnético primario $[\lambda_1]$.

45 Tal como se muestra en la figura 6, la configuración del controlador de motor eléctrico 1 de la presente realización comprende además una unidad de estimación de flujo magnético primario 105 en la del controlador de motor eléctrico 1 de la primera realización. Como el flujo magnético primario $[\lambda_1]$, la segunda unidad de cálculo 103A emplea el valor de estimación $[\lambda_1^*]$ del mismo.

50 En general, la fase del flujo de campo Λ_0 se emplea en el eje d, y se considera un eje q que está en avance de fase de 90 grados con la misma. Cuando un sistema de coordenadas rotatorio d-q de este tipo rota a la velocidad angular ω , introduciendo una tensión de eje d v_d que es una componente de eje d de la tensión que va a aplicarse al motor eléctrico rotativo, una tensión de eje q v_q que es una componente de eje q de la tensión que va a aplicarse al motor eléctrico rotativo, una inductancia de eje d L_d que es una componente de eje d de la inductancia del devanado de inducido, una inductancia de eje q L_q que es una componente de eje q de la inductancia del devanado de inducido y el operador diferencial p, se cumple la ecuación (5).

[Expresión matemática 3]

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{Bmatrix} R + p \cdot L_d & -\omega \cdot L_q \\ \omega \cdot L_d & R + p \cdot L_q \end{Bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \cdot \Lambda_0 \end{bmatrix} \dots (5)$$

5 La ecuación anterior se expresa en un sistema de coordenadas rotatorio ξ - η que tiene un eje ξ que rota al tiempo que mantiene la diferencia de fase ψ con respecto al eje d y un eje η en avance de fase de 90 grados con el eje ξ , cumpliéndose las siguientes ecuaciones (6), (7) y (8). Obsérvese que se introducen una componente de eje ξ i_ξ de la corriente de inducido, una componente de eje η i_η de la corriente de inducido, una componente de eje ξ v_ξ y una componente de eje η v_η de la tensión que va a aplicarse al motor eléctrico rotativo, y una componente de eje ξ λ_ξ y una componente de eje η λ_η del flujo magnético primario. En el presente documento, no se considera que se realiza el control de flujo magnético primario.

[Expresión matemática 4]

$$\begin{bmatrix} v_\eta \\ v_\xi \end{bmatrix} = \begin{Bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{Bmatrix} \begin{bmatrix} i_\eta \\ i_\xi \end{bmatrix} + \begin{Bmatrix} p & \omega \\ -\omega & p \end{Bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_\eta \\ \lambda_\xi \end{bmatrix} \dots (6)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_\xi \\ -\lambda_\eta \end{bmatrix} = \begin{Bmatrix} (L_q - L_d) \sin \psi \cdot \cos \psi & L_d \cdot \cos^2 \psi + L_q \cdot \sin^2 \psi \\ -L_d \cdot \sin^2 \psi - L_q \cdot \cos^2 \psi & -(L_q - L_d) \sin \psi \cdot \cos \psi \end{Bmatrix} \begin{bmatrix} i_\eta \\ i_\xi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Lambda_0 \cdot \cos \psi \\ \Lambda_0 \cdot \sin \psi \end{bmatrix} \dots (7)$$

$$\tan \psi = \frac{v_\xi - R \cdot i_\xi + \omega \cdot L_q \cdot i_\eta}{v_\eta - R \cdot i_\eta - \omega \cdot L_q \cdot i_\xi} \dots (8)$$

El primer término en el lado derecho de la ecuación (7) es un flujo magnético (reacción de inducido) generado por el flujo de corriente de inducido, y el segundo término es un flujo magnético que contribuye al flujo de campo Λ_0 .

Dado que se cumplen las ecuaciones (6), (7) y (8) independientemente de la diferencia de fase ψ , si la diferencia de fase ψ se sustituye con la diferencia de fase φ_c , dicho de otro modo, el sistema de coordenadas rotatorio ξ - η se sustituye con el sistema de coordenadas rotatorio δ - γ , los significados de las ecuaciones (6), (7) y (8) no cambian. Dado que una fase del flujo magnético primario real Λ_δ que tiene el ángulo de carga φ con respecto al eje d se toma en el eje δ , con la sustitución anterior, el valor λ_ξ en la ecuación (7) representa la componente de eje δ $\lambda_{1\delta}$ del flujo magnético primario Λ_δ y el valor λ_η representa la componente de eje γ $\lambda_{1\gamma}$ del flujo magnético primario Λ_δ . El diagrama vectorial en ese momento se muestra en la figura 7.

Por tanto, a partir de la diferencia de fase φ_c , la inductancia de eje d L_d , la inductancia de eje q L_q , las corrientes de inducido i_γ e i_δ y el flujo de campo Λ_0 , se obtiene el valor de estimación del flujo magnético primario $[\lambda_1]$, $[\lambda_1]^\wedge = [\lambda_{1\gamma}^\wedge \lambda_{1\delta}^\wedge]^t$ mediante las ecuaciones (9) y (10).

[Expresión matemática 5]

$$[\lambda_1]^\wedge = \{L\} [i] + [\Lambda_0] \dots (9)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{1\gamma}^\wedge \\ \lambda_{1\delta}^\wedge \end{bmatrix} = \begin{Bmatrix} L_d \cdot \sin^2 \varphi_c + L_q \cdot \cos^2 \varphi_c & (L_q - L_d) \sin \varphi_c \cdot \cos \varphi_c \\ (L_q - L_d) \sin \varphi_c \cdot \cos \varphi_c & L_d \cdot \cos^2 \varphi_c + L_q \cdot \sin^2 \varphi_c \end{Bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\Lambda_0 \cdot \sin \varphi_c \\ \Lambda_0 \cdot \cos \varphi_c \end{bmatrix} \dots (10)$$

$$\varphi_c = \tan^{-1} \frac{v_\delta - R \cdot i_\delta + \omega \cdot L_q \cdot i_\gamma}{v_\gamma - R \cdot i_\gamma - \omega \cdot L_q \cdot i_\delta} \dots (11)$$

En el presente documento, se introduce un vector de flujo de campo $[\Lambda_0] = [-\Lambda_0 \cdot \sin \varphi_c \ \Lambda_0 \cdot \cos \varphi_c]^t$, que representa

el flujo de campo $\Lambda 0$ en el sistema de coordenadas rotatorio δc - γc .

Además, puede entenderse que una matriz $\{L\}$ en la ecuación (9) es un coeficiente del vector de corriente $[i_{\gamma c} \ i_{\delta c}]^t$ del primer término en el lado derecho en la ecuación (10) y un tensor en el que la inductancia del devanado de inducido se expresa en el sistema de coordenadas rotatorio δc - γc . Cuando el motor eléctrico rotativo no tiene variación de inductancias, dado que $L_d = L_q$, tal como queda claro a partir de la figura 10, la componente fuera de la diagonal de la matriz $\{L\}$ es cero. Dicho de otro modo, la ecuación (10) puede emplearse en el motor eléctrico rotativo que tiene variación de inductancias.

Puede entenderse que el primer término en el lado derecho de cada una de las ecuaciones (9) y (10) es el flujo magnético provocado por la reacción de inducido.

Además, la diferencia de fase φc puede emplear un valor estimado basándose en la ecuación (11). En este caso, las tensiones usadas $v_{\gamma c}$ y $v_{\delta c}$ pueden emplear los valores de comando de tensión ya obtenidos $v_{\gamma c}^*$ y $v_{\delta c}^*$ que van a usarse para la estimación de una nueva diferencia de fase φc .

La figura 8 es un diagrama de bloques que muestra una configuración de la unidad de estimación de flujo magnético primario 105. La unidad de estimación de flujo magnético primario 105 comprende una unidad de retardo 105a, una unidad de estimación de ángulo de carga 105b, una unidad de estimación de reacción de inducido 105c, una unidad de generación de vector de flujo de campo 105d y un sumador 105e.

La unidad de estimación de reacción de inducido 105c introduce en la misma la diferencia de fase φc , la inductancia de eje d L_d , la inductancia de eje q L_q y las corrientes de inducido $i_{\gamma c}$ e $i_{\delta c}$, y calcula el primer término en el lado derecho de la ecuación (10). La figura 8 usa la expresión $\{L\}[i]$ del primer término en el lado derecho de la ecuación (9), y el hecho de que se proporcionan dos valores de la componente de eje γc y la componente de eje δc se indica mediante dos barras oblicuas.

La unidad de generación de vector de flujo de campo 105d introduce en la misma el flujo de campo $\Lambda 0$ y calcula el segundo término en el lado derecho de la ecuación (10). La figura 8 usa la expresión $[\Lambda 0]$ del segundo término en el lado derecho de la ecuación (9), y el hecho de que se proporcionan dos valores de la componente de eje γc y la componente de eje δc se indica mediante dos barras oblicuas.

El sumador 105e realiza una adición en las dos componentes, la componente de eje γc y la componente de eje δc , para lograr de ese modo la adición del primer término y el segundo término en el lado derecho en cada una de las ecuaciones (9) y (10), y proporciona el valor de estimación $[\lambda 1^*]$ del flujo magnético primario.

Con el fin de estimar la diferencia de fase φc , se usan los valores de comando de tensión $v_{\gamma c}^*$ y $v_{\delta c}^*$ obtenidos por la segunda unidad de cálculo 103A en el tiempo de control inmediatamente anterior. Dicho de otro modo, la unidad de retardo 105a retarda los valores de comando de tensión $v_{\gamma c}^*$ y $v_{\delta c}^*$ obtenidos por la segunda unidad de cálculo 103A y la unidad de estimación de ángulo de carga 105b calcula la diferencia de fase φc según la ecuación (11) en el tiempo de control inmediatamente siguiente. Además, en lugar de emplear los valores de comando de tensión $v_{\gamma c}^*$ y $v_{\delta c}^*$ obtenidos en el tiempo de control inmediatamente anterior, pueden emplearse los valores de comando de tensión $v_{\gamma c}^*$ y $v_{\delta c}^*$ que se han obtenido en este instante de tiempo. En este caso, la unidad de retardo 105a puede omitirse.

En la presente realización, no es necesario realizar una detección directa del flujo magnético primario. Además, puede estimarse el flujo magnético primario, independientemente de si hay variación de inductancias o no, y el control de flujo magnético primario se realiza al tiempo que se corrige la desviación de la diferencia de fase φc .

Por tanto, al realizar la estimación del flujo magnético primario con la diferencia de fase φc que es un parámetro que tiene una fuerte correlación con un par de salida, es posible estimar el flujo magnético primario con alta precisión incluso en la zona en la que el par de salida es grande. Esto hace estable el accionamiento del motor eléctrico rotativo 3 en la zona en la que el par de salida es grande, dicho de otro modo, se extiende una zona en la que el motor eléctrico rotativo 3 puede accionarse de manera estable. Además, incluso en la zona en la que el par de salida es grande, el motor eléctrico rotativo 3 puede accionarse en un punto de funcionamiento de alta eficiencia.

<Tercera realización>

En la presente realización, se muestra una técnica para lograr el efecto mostrado en la segunda realización cuando el controlador de motor eléctrico 1 obtiene el valor de estimación o un valor medido del flujo magnético primario $[\lambda 1]$.

Tal como se muestra en la figura 9, el controlador de motor eléctrico 1 de la presente realización tiene una constitución en la que la segunda unidad de cálculo 103A se sustituye con una segunda unidad de cálculo 103B y una unidad de corrección de comando de flujo magnético primario 107 se incluye adicionalmente en la constitución

del controlador de motor eléctrico 1 de la segunda realización.

A continuación, se considera que el flujo magnético primario $[\lambda 1] = [\lambda 1 \gamma c \lambda 1 \delta c]^t$ se estima mediante un procedimiento distinto al mostrado en la segunda realización. Un valor de corrección $[\Lambda \gamma^{**} \Lambda \delta^{**}]^t$ del comando de flujo magnético primario (denominado en lo sucesivo valor de corrección de comando de flujo magnético primario $[\Lambda 1^{**}]$), que satisface la siguiente ecuación (12) junto con el flujo magnético primario $[\lambda 1]$, se obtiene mediante la ecuación (13). En esta ecuación, se introduce el valor de estimación $[\lambda 1^{\wedge}]$ del flujo magnético primario que se describe en la segunda realización. Además, para facilitar el entendimiento, una componente $\Lambda \gamma^*$ del valor de comando de flujo magnético primario también se especifica claramente (en realidad, $\Lambda \gamma^* = 0$).

[Expresión matemática 6]

$$\begin{aligned} \Lambda \delta^* - \lambda 1 \delta c &= \Lambda \delta^{**} - \lambda 1 \delta c^{\wedge} \\ \Lambda \gamma^* - \lambda 1 \gamma c &= \Lambda \gamma^{**} - \lambda 1 \gamma c^{\wedge} \quad \dots (12) \\ \therefore \Lambda \delta^{**} &= \Lambda \delta^* + \lambda 1 \delta c^{\wedge} - \lambda 1 \delta c \\ \Lambda \gamma^{**} &= \Lambda \gamma^* + \lambda 1 \gamma c^{\wedge} - \lambda 1 \gamma c \quad \dots (13) \end{aligned}$$

Al realizar el control de flujo magnético primario en la segunda realización, el lado derecho de la ecuación (12) pasa a ser cero. Por tanto, cuando el control de flujo magnético primario se realiza en el flujo magnético primario $[\lambda 1]$ en función del valor de corrección de comando de flujo magnético primario $[\Lambda 1^{**}]$ obtenido mediante la ecuación (13), puede conseguirse el mismo efecto que en la segunda realización preferida. Dicho de otro modo, es natural que no sea necesario realizar la detección directa del flujo magnético primario, y además es posible realizar el control de flujo magnético primario al tiempo que se corrige la desviación de la diferencia de fase φc , sin depender del procedimiento de medir o estimar el flujo magnético primario $[\lambda 1]$, independientemente de si hay variación de inductancias o no.

En este caso, no es necesario sustituir el valor de comando de flujo magnético primario $[\Lambda 1^*]$ del término de prealimentación [F] con el valor de corrección de comando de flujo magnético primario $[\Lambda 1^{**}]$. Tal como puede entenderse a partir de la figura 2, esto es porque se determina la tensión inductiva $\omega \cdot \Lambda \delta^*$ que aparece en el eje γc , independientemente de si existe o no la desviación $[\Delta \Lambda]$.

Por otro lado, el término de realimentación [B] se determina en función de la desviación entre el flujo magnético primario $[\lambda 1]$ y el valor de corrección de comando de flujo magnético primario $[\Lambda 1^{**}]$. Por tanto, introduciendo la desviación del flujo magnético primario, $[\Delta \Lambda'] = [\Lambda \gamma^{**} - \lambda 1 \gamma c \quad \Lambda \delta^{**} - \lambda 1 \delta c]^t$, el término de realimentación [B] se obtiene mediante las siguientes ecuaciones.

[Expresión matemática 7]

$$\begin{aligned} [B] &= \{K\} [\Delta \Lambda'] \quad \dots (14) \\ \begin{bmatrix} B \gamma \\ B \delta \end{bmatrix} &= \begin{Bmatrix} K \gamma \gamma & K \gamma \delta \\ K \delta \gamma & K \delta \delta \end{Bmatrix} \begin{bmatrix} \Lambda \gamma^{**} - \lambda 1 \gamma c \\ \Lambda \delta^{**} - \lambda 1 \delta c \end{bmatrix} \quad \dots (15) \end{aligned}$$

La figura 10 es un diagrama de bloques que muestra una configuración de la primera unidad de cálculo 102 y una segunda unidad de cálculo 103B. Tal como se describió anteriormente, dado que el término de prealimentación [F] usa el valor de comando de flujo magnético primario $[\Lambda 1^*]$, en lugar del valor de corrección de comando de flujo magnético primario $[\Lambda 1^{**}]$, la primera unidad de cálculo 102 se emplea también en la presente realización, como en la primera y en la segunda realización preferida.

Por otro lado, dado que el cálculo para obtener el término de realimentación [B] usa el valor de corrección de comando de flujo magnético primario $[\Lambda 1^{**}]$, la segunda unidad de cálculo 103B tiene una configuración que es ligeramente diferente de la de la segunda unidad de cálculo 103A. Específicamente, dado que $\Lambda \gamma^* = 0$ en la segunda unidad de cálculo 103A, esto no se introduce sino que se prepara en la segunda unidad de cálculo 103A. Por otro lado, en la segunda unidad de cálculo 103B, se introduce la componente de eje $\gamma c \Lambda \gamma^{**}$ del valor de corrección de comando primario $[\Lambda 1^{**}]$. Además, aunque se introduce el valor de comando $\Lambda \delta^*$ en la segunda unidad de cálculo 103A, la componente de eje $\delta c \Lambda \delta^{**}$ del valor de corrección de comando primario $[\Lambda 1^{**}]$ se introduce en la segunda unidad de cálculo 103B. En la configuración mostrada en la figura 10, otras configuraciones son iguales que la

configuración mostrada en la figura 5.

La unidad de corrección de comando de flujo magnético primario 107 introduce en la misma el valor de comando de flujo magnético primario [$\Lambda 1^*$], el valor de estimación [$\lambda 1^*$] del flujo magnético primario (calculado mediante la unidad de estimación de flujo magnético primario 105 tal como se describió en la segunda realización) y el flujo magnético primario [$\lambda 1$] que se estima mediante otro procedimiento. Después, al realizar el cálculo de la ecuación (13), se proporciona el valor de corrección de comando primario [$\Lambda 1^{**}$].

<Variaciones>

A continuación se ejemplificarán estimaciones del flujo magnético primario [$\lambda 1$] mediante otros procedimientos distintos al procedimiento mostrado en la segunda realización.

Con referencia a la figura 7, teniendo en cuenta la componente de eje γc ($v_{\gamma c} - R \cdot i_{\gamma c}$) y la componente de eje δc ($v_{\delta c} - R \cdot i_{\delta c}$) de una tensión inductiva interna $\omega \cdot \Lambda \delta$, los valores de estimación $\lambda 1_{\gamma c}^*$ y $\lambda 1_{\delta c}^*$ del flujo magnético primario $\Lambda \delta$ se obtienen como $-(v_{\delta c} - R \cdot i_{\delta c}) / \omega$ y $(v_{\gamma c} - R \cdot i_{\gamma c}) / \omega$, respectivamente.

Además, cuando se obtiene el valor de estimación $\Lambda \delta^*$ del flujo magnético primario $\Lambda \delta$, con referencia a la figura 7, estableciendo $\chi = \varphi - \varphi c$, un valor de estimación χ^* del ángulo χ se obtiene mediante la ecuación (16).

[Expresión matemática 8]

$$\chi^* = \tan^{-1} \frac{-(v_{\delta c} - R \cdot i_{\delta c})}{v_{\gamma c} - R \cdot i_{\gamma c}} \dots (16)$$

Por tanto, los valores de estimación $\lambda 1_{\gamma c}^*$ y $\lambda 1_{\delta c}^*$ se obtienen como $-\sin(\chi^*) \cdot \Lambda \delta^*$ y $\cos(\chi^*) \cdot \Lambda \delta^*$, respectivamente.

A continuación, el valor de estimación $\Lambda \delta^*$ del flujo magnético primario $\Lambda \delta$ puede calcularse usando, por ejemplo, el valor de estimación del flujo magnético primario en el sistema de coordenadas fijo α - β del motor eléctrico rotativo 3. En el presente documento, el sistema de coordenadas fijo α - β tiene el eje α y el eje β , y emplea el eje β en avance de fase de 90 grados con el eje α . Tal como se describió anteriormente, por ejemplo, el eje α se adopta en fase con la fase U.

Introduciendo una componente de eje α $\lambda 1_{\alpha}^*$ y una componente de eje β $\lambda 1_{\beta}^*$ del valor de estimación $\Lambda \delta^*$ del flujo magnético primario $\Lambda \delta$, el valor de estimación $\lambda \delta^*$ del flujo magnético primario $\Lambda \delta$ se obtiene mediante la ecuación (17).

[Expresión matemática 9]

$$\Lambda \delta^* = \sqrt{\lambda 1_{\alpha}^{*2} + \lambda 1_{\beta}^{*2}} \dots (17)$$

A continuación, tal como se muestra en la ecuación (18), la componente de eje α $\lambda 1_{\alpha}^*$ y la componente de eje β $\lambda 1_{\beta}^*$ pueden obtenerse mediante integración de la componente de eje α $V 0_{\alpha}$ y la componente de eje β $V 0_{\beta}$ de la tensión inductiva interna $\omega \cdot \Lambda \delta$ con respecto al tiempo. La componente de eje α $V 0_{\alpha}$ puede calcularse como $V_{\alpha} - R \cdot i_{\alpha}$ a partir de una componente de eje α V_{α} de una tensión aplicada V observada en el exterior y una componente de eje α i_{α} de la corriente [I] que fluye en el motor eléctrico rotativo 3. De manera similar, la componente de eje β $V 0_{\beta}$ puede calcularse como $V_{\beta} - R \cdot i_{\beta}$ a partir de una componente de eje β V_{β} de la tensión aplicada V observada en el exterior y una componente de eje β i_{β} de la corriente [I] que fluye en el motor eléctrico rotativo 3. La tensión aplicada V se obtiene a partir de, por ejemplo, la tensión trifásica suministrada desde la fuente de suministro de tensión 2 hasta el motor eléctrico rotativo 3 en conformidad con la figura 4.

[Expresión matemática 10]

$$\begin{aligned} \lambda 1_{\alpha}^* &= \int (V 0_{\alpha}) dt = \int (V_{\alpha} - R \cdot i_{\alpha}) dt \\ \lambda 1_{\beta}^* &= \int (V 0_{\beta}) dt = \int (V_{\beta} - R \cdot i_{\beta}) dt \dots (18) \end{aligned}$$

Además, cuando se obtienen la componente de eje α $\lambda 1_{\alpha}^*$ y la componente de eje β $\lambda 1_{\beta}^*$, los valores de estimación $\lambda 1_{\gamma c}^*$ y $\lambda 1_{\delta c}^*$ también pueden obtenerse mediante otro procedimiento. Dicho de otro modo, los valores de estimación $\lambda 1_{\gamma c}^*$ y $\lambda 1_{\delta c}^*$ pueden obtenerse mediante la ecuación (19) usando la fase θ del eje δc con respecto al eje α .

[Expresión matemática 11]

$$\begin{bmatrix} \lambda 1 \gamma c^\wedge \\ \lambda 1 \delta c^\wedge \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} -\operatorname{sen}\theta & \operatorname{cos}\theta \\ \operatorname{cos}\theta & \operatorname{sen}\theta \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \lambda 1 \alpha^\wedge \\ \lambda 1 \beta^\wedge \end{bmatrix} \dots (19)$$

5 Además, la componente de eje α $\lambda 1\alpha^\wedge$ y la componente de eje β $\lambda 1\beta^\wedge$ pueden obtenerse mediante otro procedimiento. Tal como se describió anteriormente, dado que la tensión aplicada V puede obtenerse a partir de la tensión trifásica suministrada desde la fuente de suministro de tensión 2 al motor eléctrico rotativo 3, pueden medirse la componente de fase U V_u , la componente de fase V V_v y la componente de fase W V_w . Tal como se
10 describió anteriormente, puede medirse la corriente trifásica I_u , I_v e I_w que fluye en el motor eléctrico rotativo 3. Por tanto, la componente de fase U $\lambda 1u^\wedge$, la componente de fase V $\lambda 1v^\wedge$ y la componente de fase W $\lambda 1w^\wedge$ del valor de estimación $\Lambda\delta^\wedge$ del flujo magnético primario $\Lambda\delta$ pueden obtenerse mediante la ecuación (20), como mediante la ecuación (18).

15 [Expresión matemática 12]

$$\begin{aligned} \lambda 1 u^\wedge &= \int (V_u - R \cdot I_u) dt \\ \lambda 1 v^\wedge &= \int (V_v - R \cdot I_v) dt \\ \lambda 1 w^\wedge &= \int (V_w - R \cdot I_w) dt \dots (20) \end{aligned}$$

20 Al realizar la conversión de coordenadas de las fases UVW y el sistema de coordenadas fijo α - β , la componente de eje α $\lambda 1\alpha^\wedge$ y la componente de eje β $\lambda 1\beta^\wedge$ pueden obtenerse mediante la ecuación (21). Por tanto, usando adicionalmente la ecuación (19), pueden obtenerse los valores de estimación $\lambda 1\gamma c^\wedge$ y $\lambda 1\delta c^\wedge$.

[Expresión matemática 13]

$$\begin{bmatrix} \lambda 1 \alpha^\wedge \\ \lambda 1 \beta^\wedge \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{2/3} & -\sqrt{1/6} & -\sqrt{1/6} \\ 0 & 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \lambda 1 u^\wedge \\ \lambda 1 v^\wedge \\ \lambda 1 w^\wedge \end{bmatrix} \dots (21)$$

25 Cuando se realiza una integración completa en el cálculo íntegro de las ecuaciones (18) y (20), la componente de CC se superpone y el error en la estimación del flujo magnético pasa de este modo a ser mayor. Por tanto, es preferible realizar la integración incompleta ampliamente conocida.
30

Además en lugar de la ecuación (11), la diferencia de fase φ_c puede estimarse de la siguiente manera. Aunque la figura 11 corresponde a la figura 7, se empieza a emplear un eje q' . En el presente documento, el eje q' se adopta en fase con una tensión V' . La tensión V' es una síntesis de la tensión inductiva $\omega \cdot \Lambda\delta$ provocada por el flujo magnético primario y una tensión que tiene una componente de eje $\delta c \cdot \omega \cdot L_d \cdot i_{\gamma c}$ y una componente de eje γc ($-\omega \cdot L_d \cdot i_{\delta c}$).
35

Introduciendo un ángulo de fase avanzada $\varphi_{c'}$ del eje γc visto desde el eje q' y un ángulo de fase avanzada ζ del eje q' visto desde el eje q , puede obtenerse un valor de estimación de la diferencia de fase φ_c como una suma de los ángulos $\varphi_{c'}$ y ζ . Entonces, los ángulos $\varphi_{c'}$ y ζ pueden obtenerse mediante las ecuaciones (22) y (23), respectivamente.
40

[Expresión matemática 14]

$$\varphi_{c'} = \tan^{-1} \frac{v_{\delta c} - R \cdot i_{\delta c} + \omega \cdot L_d \cdot i_{\gamma c}}{v_{\gamma c} - R \cdot i_{\gamma c} - \omega \cdot L_d \cdot i_{\delta c}} \dots (22)$$

45

$$\zeta = \cos^{-1} (\omega \cdot \Lambda 0 / |V'|)$$

$$= \cos^{-1} \left(\frac{\omega \cdot \Lambda 0}{\sqrt{(v\gamma c - R \cdot i\gamma c - \omega \cdot Ld \cdot i\delta c)^2 + (v\delta c - R \cdot i\delta c - \omega \cdot Ld \cdot i\gamma c)^2}} \right)$$

... (23)

5 En una cualquiera de las realizaciones preferidas descritas anteriormente, el controlador de motor eléctrico 1 incluye un microordenador y un dispositivo de memoria. El microordenador ejecuta cada etapa de proceso (dicho de otro modo, cada procedimiento) descrita en un programa. El dispositivo de memoria anterior puede estar constituido por uno o una pluralidad de dispositivos de memoria, tales como una ROM (memoria de sólo lectura), una RAM (memoria de acceso aleatorio), una memoria no volátil regrabable (EPROM (ROM programable borrable) o similar), una unidad de disco duro y similar. El dispositivo de memoria almacena en la misma diversa información y datos y similares, almacena también en la misma un programa que va a ejecutarse por el microordenador, y proporciona un
10 área de trabajo para la ejecución del programa.

Puede entenderse que el microordenador funciona como diversos medios correspondientes a cada una de las etapas de proceso descritas en el programa, o que el microordenador implementa diversas funciones correspondientes a cada una de las etapas de proceso. Además, el controlador de motor eléctrico 1 no está limitado a esto, y algunos o todos de los diversos procedimientos ejecutados por el controlador de motor eléctrico 1, o algunos o todos de los diversos medios o diversas funciones implementados por el controlador de motor eléctrico 1
15 pueden lograrse mediante hardware.

REIVINDICACIONES

1. Controlador de motor eléctrico que es un dispositivo para controlar un flujo magnético primario (λ_1) en un motor eléctrico rotativo que incluye un inducido que tiene un devanado de inducido y un rotor que es un campo que rota con respecto a dicho inducido, caracterizado porque dicho flujo magnético primario es una síntesis de un flujo de campo (Λ_0) que dicho campo genera y un flujo magnético ($\lambda_a: i_d \cdot L_d, i_q \cdot L_q$) de una reacción de inducido generada por una corriente de inducido ($[I]$) que fluye en dicho inducido, comprendiendo dicho controlador de motor eléctrico:

5 una primera unidad de conversión de coordenadas (101) que convierte dicha corriente de inducido en una primera corriente ($[i]$) en un sistema de coordenadas rotatorio ($\delta_c\text{-}\gamma_c$) que tiene una fase predeterminada (ϕ_c) con respecto a la rotación de dicho rotor;

10 una primera unidad de cálculo (102) que suma una tensión inductiva ($\omega^* \cdot \Lambda \delta^*$) mediante un valor de comando de flujo magnético primario ($[\Lambda 1^*]$) que es un valor de comando de dicho flujo magnético primario ($[\Lambda 1]$) y una caída de tensión ($\{R\}[i]$) mediante dicha primera corriente basándose en una ecuación de tensión de dicho motor eléctrico rotativo para obtener un primer término ($[F]$);

15 una segunda unidad de cálculo (103A, 103B) que suma dicho primer término y un segundo término ($[B]$) obtenido al realizar una operación expresada por una matriz distinta de cero ($\{K\}$) en una desviación ($[\Delta \Lambda]$) de dicho flujo magnético primario con respecto a dicho valor de comando de flujo magnético primario para obtener un primer valor de comando de tensión ($[v^*]$) que es un valor de comando de una tensión que va a aplicarse a dicho motor eléctrico rotativo en dicho sistema de coordenadas rotatorio; y

20 una segunda unidad de conversión de coordenadas (104) que somete a conversión de coordenadas dicho primer valor de comando de tensión para generar un segundo valor de comando de tensión ($[V^*]$) que es un valor de comando de dicha tensión que va a aplicarse a dicho motor eléctrico rotativo en otro sistema de coordenadas.
2. Controlador de motor eléctrico según la reivindicación 1, en el que:

30 dicha segunda unidad de cálculo (103A) emplea un valor de estimación ($[\lambda 1^{\wedge}]$) de dicho flujo magnético primario ($[\Lambda 1]$) como dicho flujo magnético primario ($[\Lambda 1]$).
3. Controlador de motor eléctrico según la reivindicación 2, que comprende además:

35 una unidad de estimación de flujo magnético primario (105) que obtiene dicho valor de estimación ($[\lambda 1^{\wedge}]$) de dicho flujo magnético primario a partir de dicha fase predeterminada (ϕ_c), una primera componente (L_q) ortogonal a dicho flujo de campo de una inductancia de dicho devanado de inducido, una segunda componente (L_d) en fase con dicho flujo de campo de dicha inductancia, dicha primera corriente y dicho flujo de campo (Λ_0).
4. Controlador de motor eléctrico según la reivindicación 2, que comprende además:

45 una unidad de corrección de comando de flujo magnético primario (107) que corrige dicho valor de comando de flujo magnético primario ($[\Lambda 1^*]$) para producir un valor de corrección de comando de flujo magnético primario ($[\Lambda 1^{**}]$) usando dicha fase predeterminada (ϕ_c), una primera componente (L_q) ortogonal a dicho flujo de campo de una inductancia de dicho devanado de inducido, una segunda componente (L_d) en fase con dicho flujo de campo de dicha inductancia, dicha primera corriente, dicho flujo de campo (Λ_0) y dicho valor de estimación ($[\lambda 1^{\wedge}]$) de dicho flujo magnético primario,

50 en el que dicha segunda unidad de cálculo (103B) emplea dicho valor de corrección de comando de flujo magnético primario ($[\Lambda 1^{**}]$) como dicho valor de comando de flujo magnético primario ($[\Lambda 1^*]$).
5. Controlador de motor eléctrico según la reivindicación 3, que comprende además:

55 una unidad de corrección de comando de flujo magnético primario (107) que corrige dicho valor de comando de flujo magnético primario ($[\Lambda 1^*]$) para producir un valor de corrección de comando de flujo magnético primario ($[\Lambda 1^{**}]$) usando dicha fase predeterminada (ϕ_c), dicha primera componente (L_q), dicha segunda componente (L_d), dicha primera corriente, dicho flujo de campo (Λ_0) y dicho valor de estimación ($[\lambda 1^{\wedge}]$) de dicho flujo magnético primario,

60 en el que dicha segunda unidad de cálculo (103B) emplea dicho valor de corrección de comando de flujo magnético primario ($[\Lambda 1^{**}]$) como dicho valor de comando de flujo magnético primario ($[\Lambda 1^*]$).

6. Controlador de motor eléctrico según la reivindicación 3, en el que:
se emplea un valor de estimación de dicha fase predeterminada como dicha fase predeterminada (ϕ_c).
- 5 7. Controlador de motor eléctrico según la reivindicación 4, en el que:
se emplea un valor de estimación de dicha fase predeterminada como dicha fase predeterminada (ϕ_c).
- 10 8. Controlador de motor eléctrico según la reivindicación 5, en el que:
se emplea un valor de estimación de dicha fase predeterminada como dicha fase predeterminada (ϕ_c).
- 15 9. Controlador de motor eléctrico según una cualquiera de las reivindicaciones 6 a 8, en el que:
dicho valor de estimación de dicha fase predeterminada (ϕ_c) se obtiene a partir de dicho valor de comando de flujo magnético primario ($[I_1^*]$), un valor de resistencia ($\{R\}$) de dicho devanado de inducido, dicha primera componente (L_q), una velocidad angular de rotación (ω^*) de dicho rotor y dicha primera corriente ($[I]$).

FIG. 1

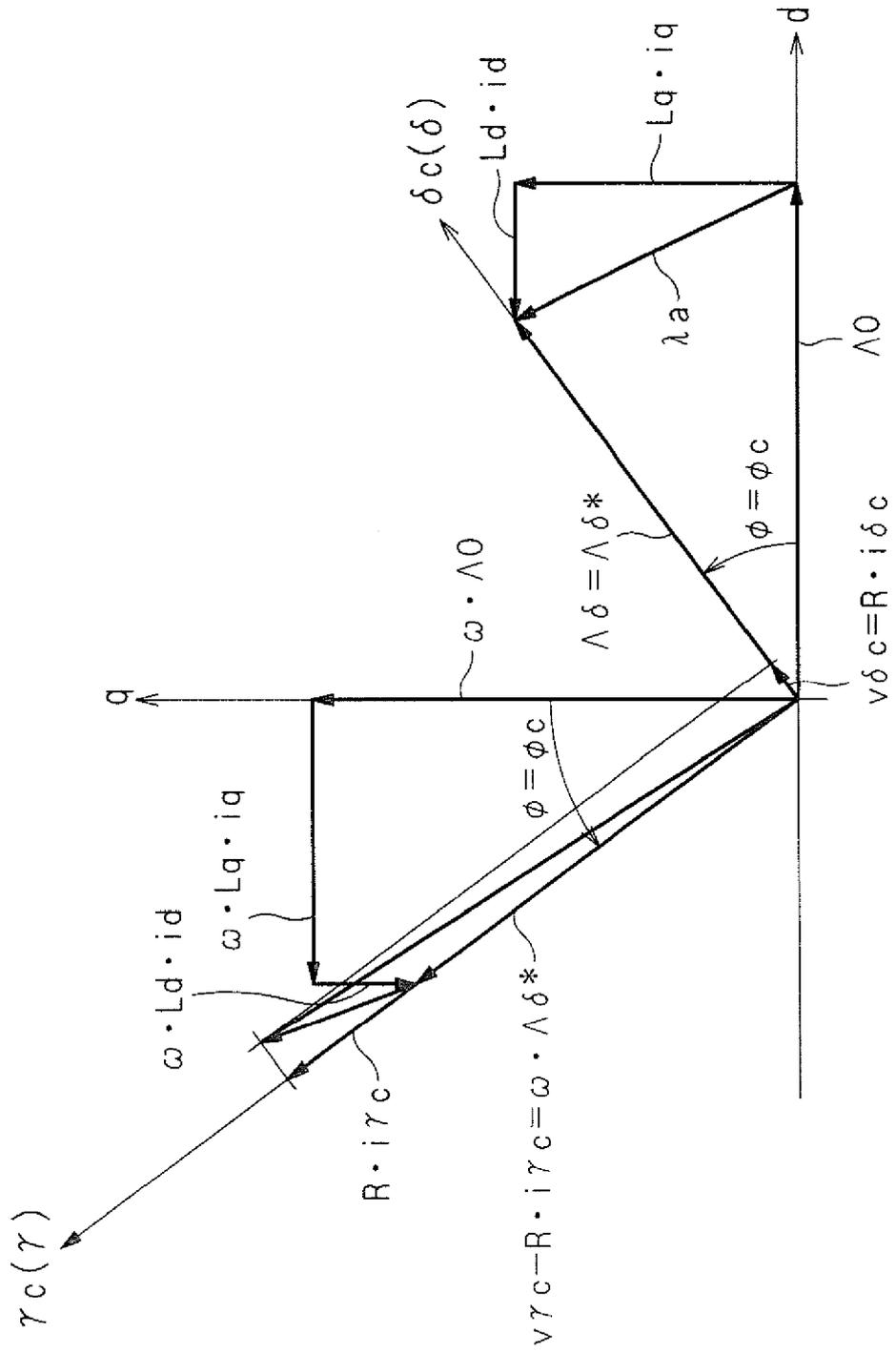


FIG. 2

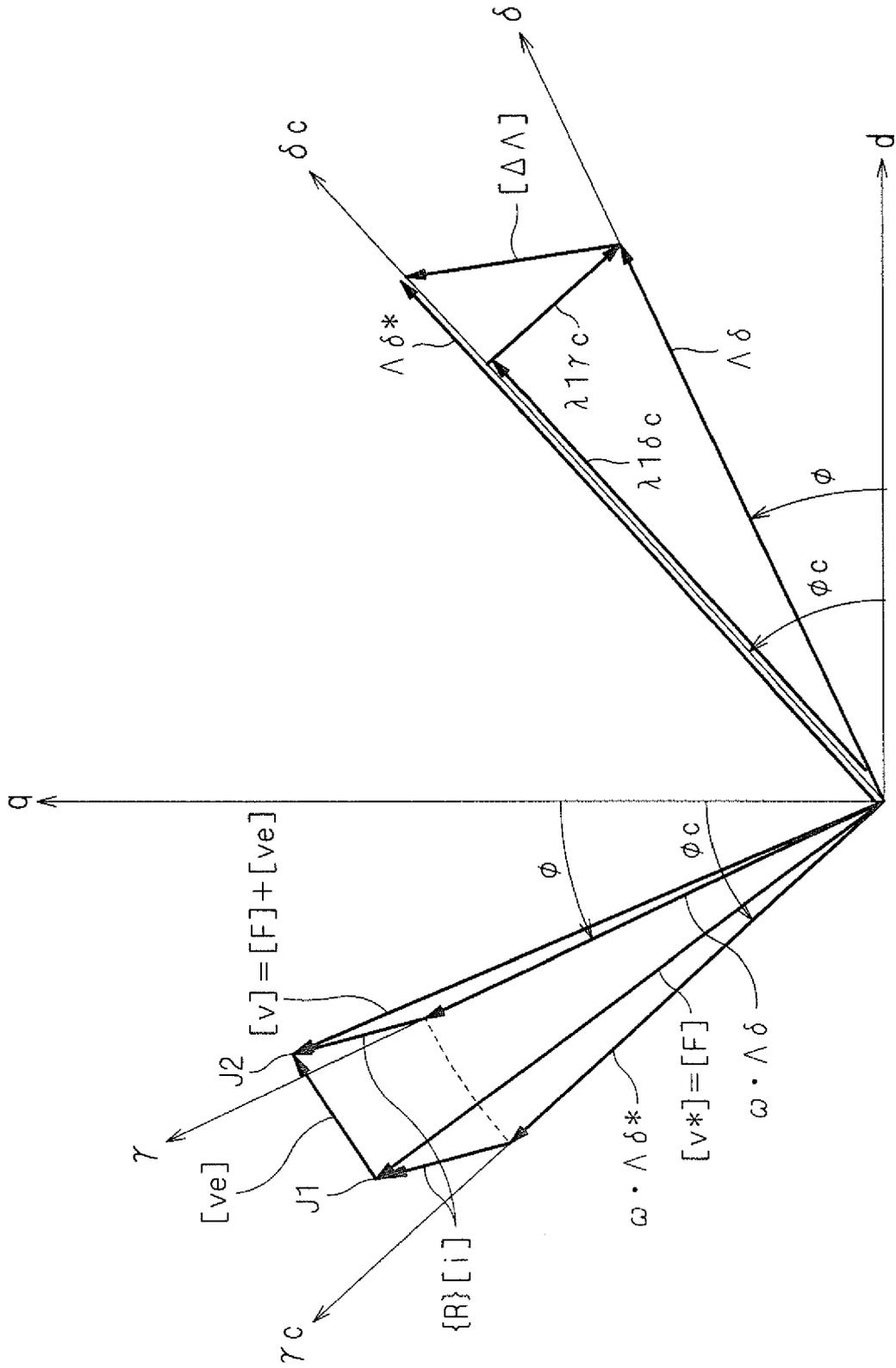


FIG. 3

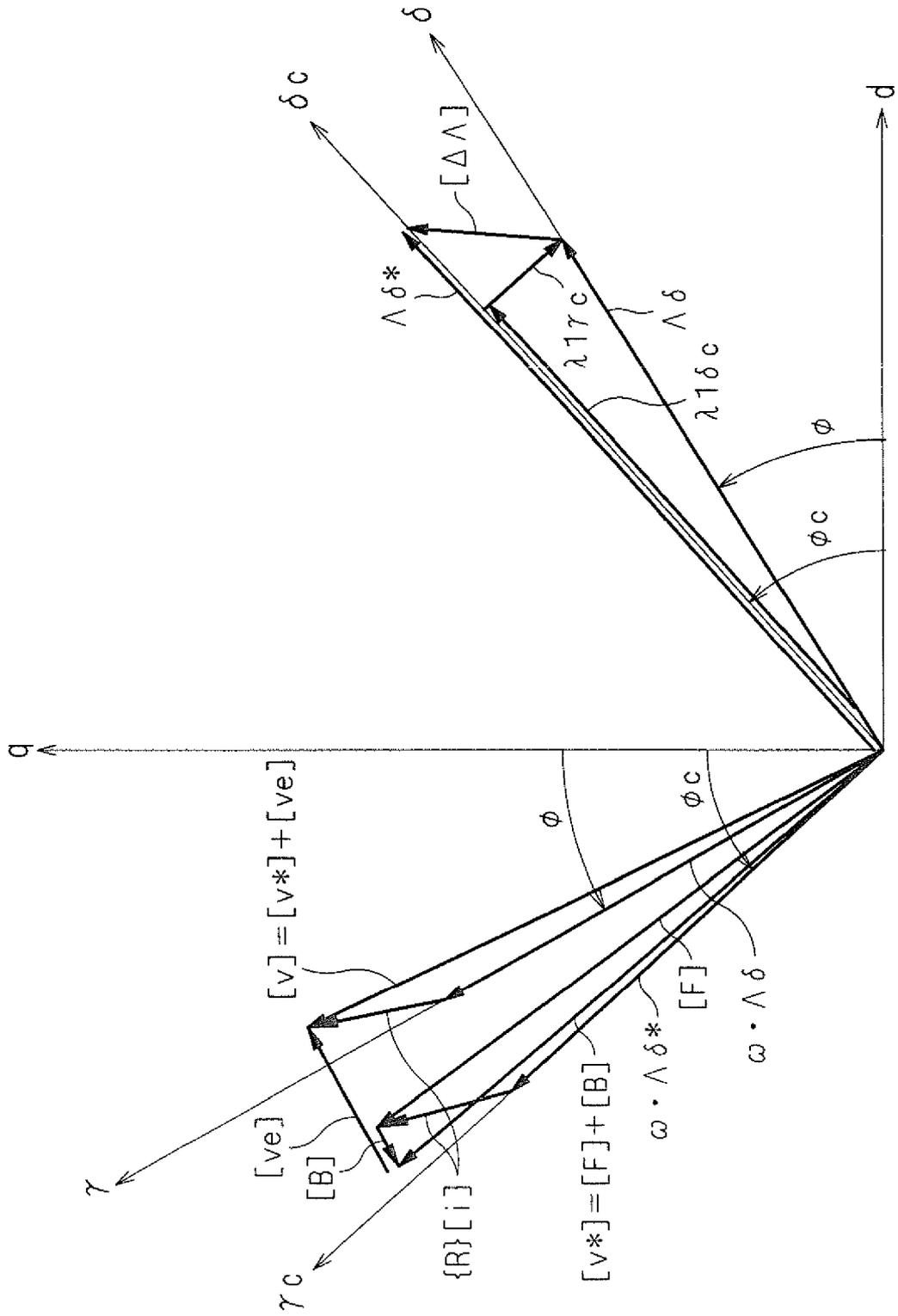


FIG. 4

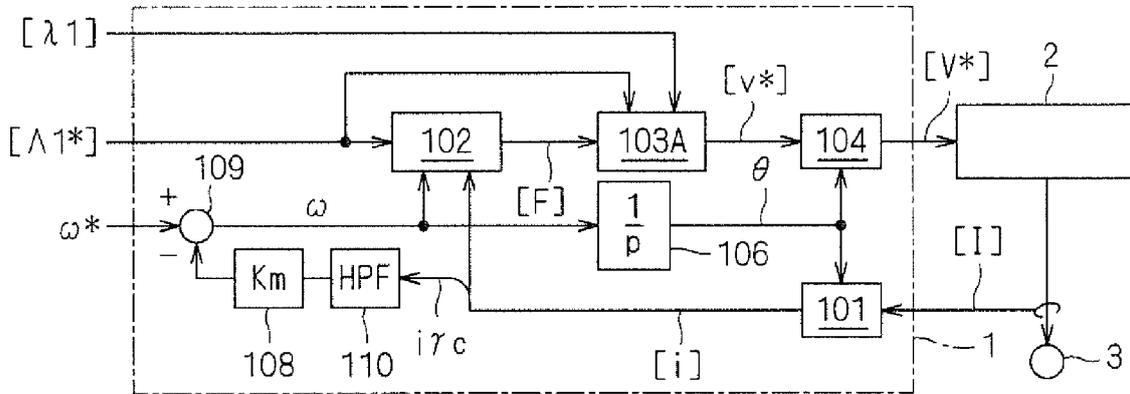
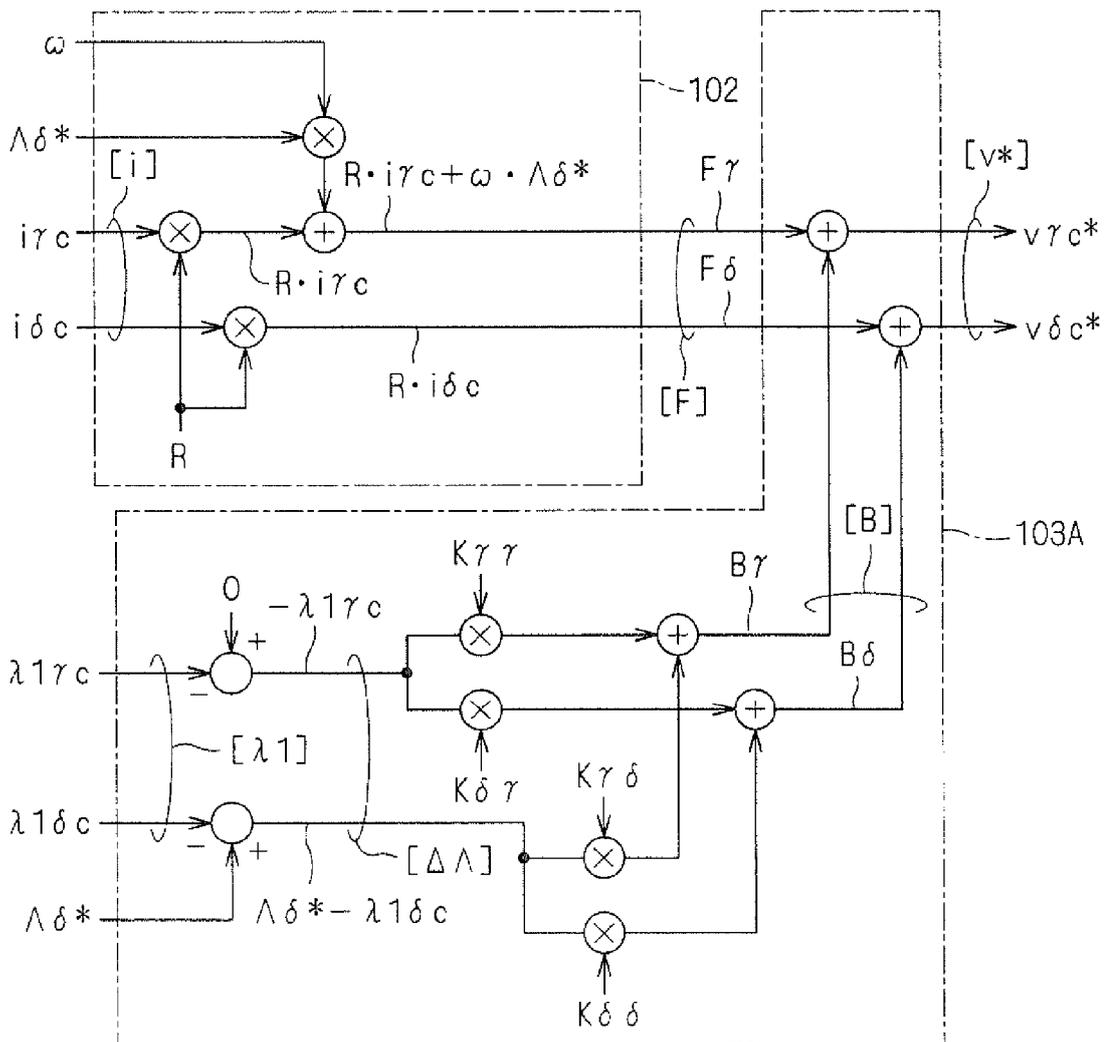


FIG. 5



F I G . 6

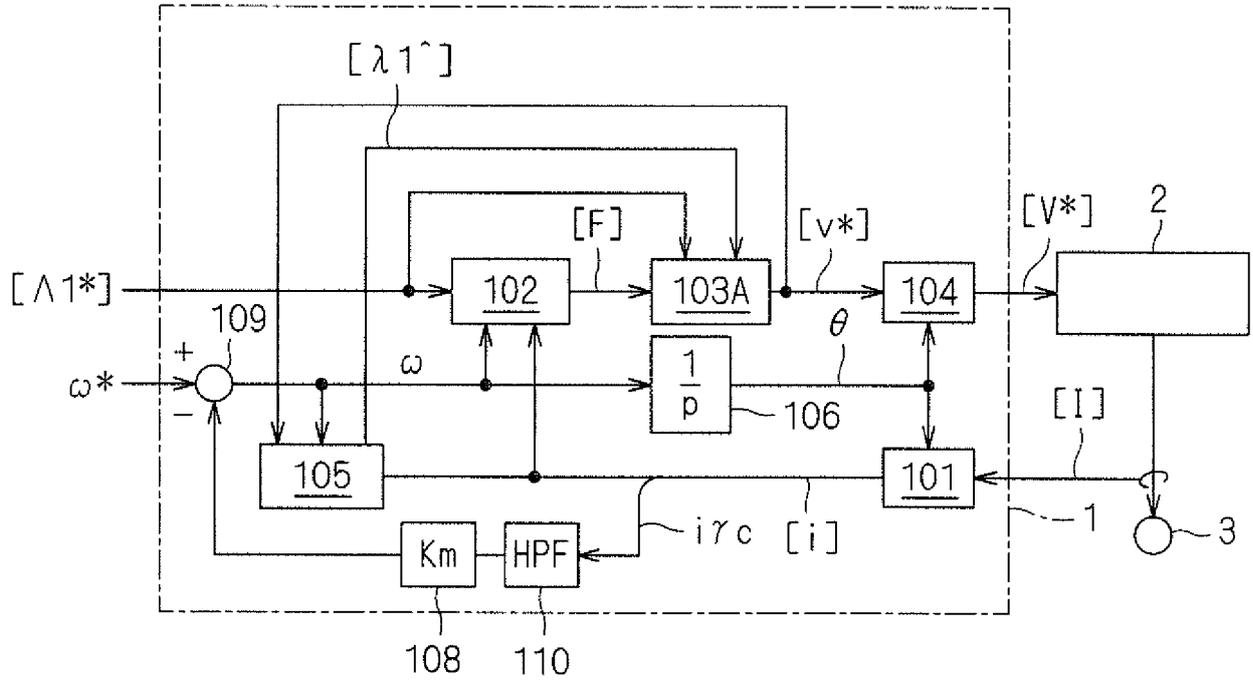
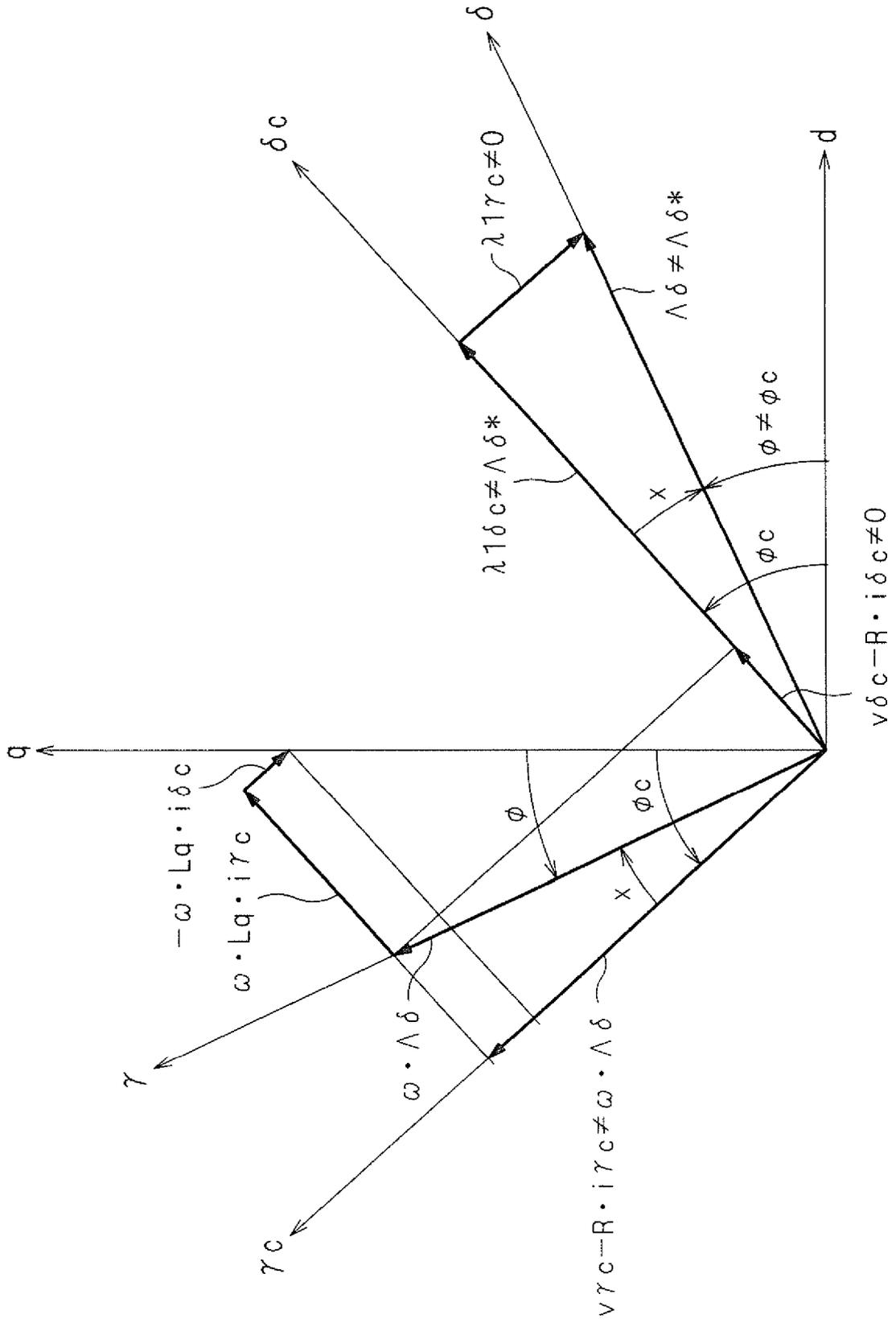


FIG. 7



F I G . 8

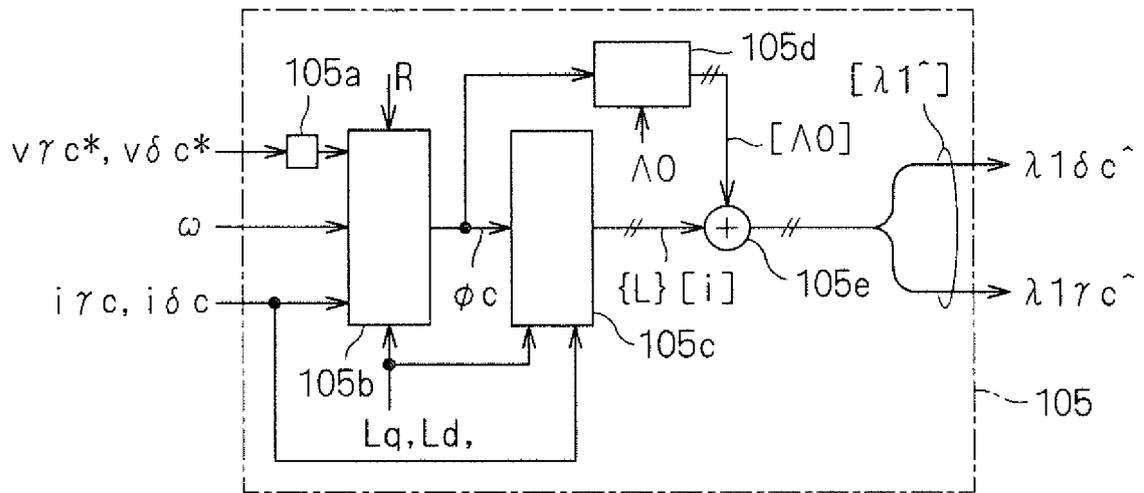


FIG. 9

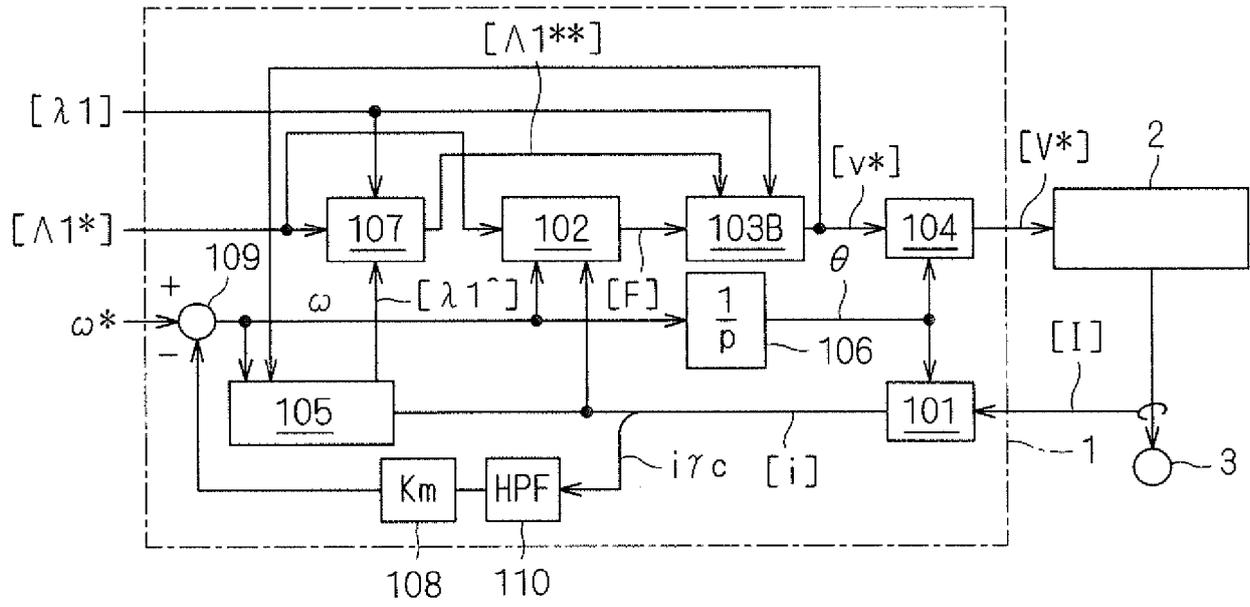
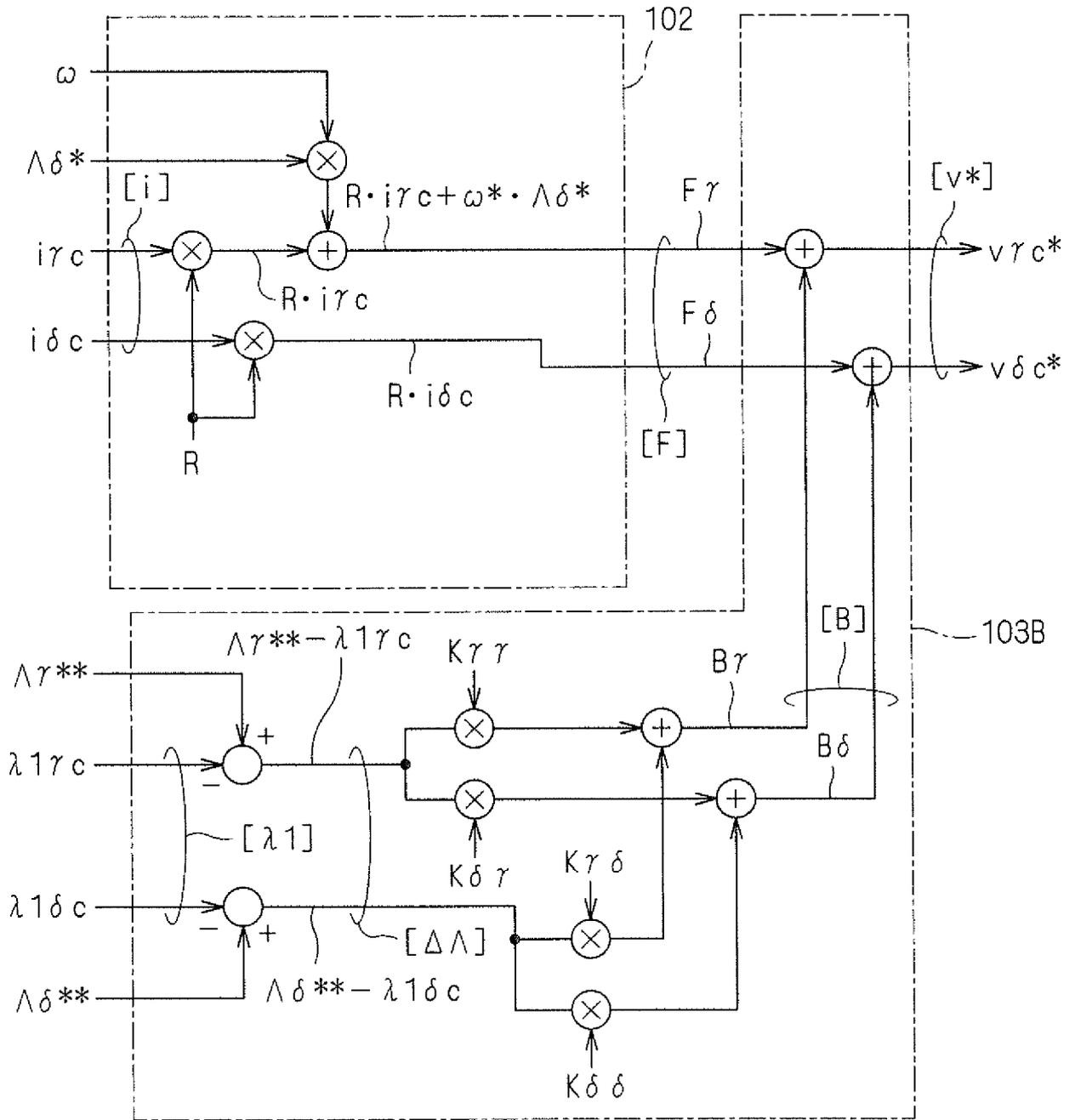


FIG. 10



F I G . 1 1

