

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 646 612**

51 Int. Cl.:

H02P 21/06 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **10.07.2008 PCT/EP2008/058985**

87 Fecha y número de publicación internacional: **15.01.2009 WO09007416**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **10.07.2008 E 08786039 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **04.10.2017 EP 2179499**

54 Título: **Procedimiento de control de un motor síncrono con imanes permanentes enterrados**

30 Prioridad:

10.07.2007 FR 0704983

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

14.12.2017

73 Titular/es:

**ALSTOM TRANSPORT TECHNOLOGIES (100.0%)
48, rue Albert Dhalenne
93400 Saint-Ouen, FR**

72 Inventor/es:

ALACOQUE, JEAN-CLAUDE

74 Agente/Representante:

SALVA FERRER, Joan

ES 2 646 612 T3

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

DESCRIPCIÓN

Procedimiento de control de un motor síncrono con imanes permanentes enterrados

- 5 **[0001]** La presente invención se refiere a un procedimiento de control de un motor síncrono con imanes permanentes enterrados, un soporte de registro y unos vehículos para este procedimiento.
- [0002]** Se conoce a partir del documento EP1233506 un procedimiento de regulación de una máquina eléctrica giratoria que recibe en entrada una tensión de control discreta determinada de manera que se someta el par electromagnético suministrado por la máquina, sobre un valor de consigna de par, consistiendo este procedimiento en determinar en cada instante de muestreo, la tensión de control discreta que se va a aplicar a la máquina en función de al menos una señal muestreada representativa del par electromagnético de la máquina, para alcanzar el valor de consigna de par en el instante de muestreo siguiente.
- 10 **[0003]** Se conoce a partir del documento EP1484835 un procedimiento de regulación del par electromagnético instantáneo de una máquina eléctrica giratoria polifásica equipada con devanados para estator y/o rotor alimentados por una tensión y una corriente generados por un ondulator, 5 estando formado el ondulator por interruptores cuya conmutación es controlable.
- 20 **[0004]** Se conoce igualmente a partir del documento US 2006/0284582 un procedimiento de control de un motor con imanes permanentes enterrados de un vehículo eléctrico que permite controlar el par ejercido por el motor eléctrico de manera que se reduzcan las pérdidas de cobre del motor.
- [0005]** En este tipo de procedimiento conocido, la regulación del control hace intervenir un bucle de retroacción para establecer la diferencia entre una consigna de corriente y el valor medido de la corriente efectivamente alcanzada. Estos procedimientos funcionan correctamente pero no permiten reaccionar lo bastante rápido a variaciones bruscas de la tensión de línea, en el caso de un vehículo alimentado por una línea catenaria, o del par resistente del motor. Por ejemplo, estas bruscas variaciones de la tensión de línea o del par resistente pueden producirse en caso de:
- 25 - desprendimiento del pantógrafo de la catenaria, es decir cuando el pantógrafo pierde el contacto mecánico y eléctrico con la catenaria,
 - refinación del pantógrafo a la catenaria, es decir cuando el pantógrafo restablece el contacto mecánico y eléctrico con la catenaria, o
 30 - pérdida de la adherencia entre las ruedas motrices del vehículo eléctrico y el soporte de rodamiento.
- 35 **[0006]** Aquí, por el término «catenaria», se designa tanto una línea aérea sobre la que fricciona un pantógrafo para alimentar el vehículo eléctrico, como un raíl colocado en el suelo sobre el que fricciona un frotador para alimentar un vehículo eléctrico. Este raíl colocado en el suelo es más conocido con el término de «tercer raíl».
- 40 **[0007]** La invención pretende remediar estos problemas proponiendo un procedimiento más rápido de control de un motor síncrono con imanes permanentes enterrados de un vehículo eléctrico, procedimiento denominado «con respuesta pila». Los procedimientos de regulación con respuesta pila son más conocidos con el término inglés de «Deadbeat Control». Estos procedimientos permiten alcanzar, desde el próximo instante de regulación, la consigna de corriente sin aplicar bucle de retroacción.
- 45 **[0008]** Conforme a la invención, el procedimiento de control de un motor síncrono con imanes permanentes enterrados de constante de tiempo de estator τ , consistiendo este procedimiento en aplicar por un ondulator que alimenta el motor y durante un período T de cálculo, un vector de tensión que permite obtener, al vencimiento del período T, una fuerza mecánica desarrollada por la máquina igual a una consigna predeterminada de fuerza mecánica C, comprende:
- 50 - una etapa de cálculo de un vector propio de estado inicial del motor representativo del vector de corriente de estator y del vector flujo de los imanes en el punto de referencia de rotor giratorio inicial al comienzo de período T,
 55 - una etapa de establecimiento en el punto de referencia de rotor giratorio predicho de una corriente de consigna que permite alcanzar al final del período T la consigna predeterminada de fuerza mecánica C,
 - una etapa de establecimiento de un vector propio de estado de consigna del motor representativo de la corriente de consigna y del vector flujo de los imanes predicho en el punto de referencia de rotor giratorio inicial al final de período T,

- una etapa de cálculo del vector de tensión en el punto de referencia de estator fijo que se va a aplicar por el ondulator al motor para pilotarlo,
- una etapa de aplicación sobre el motor del vector de tensión por el ondulator para obtener al vencimiento del período T una corriente igual a la corriente de consigna, siendo el período T estrictamente inferior a 5τ .

5

[0009] Más precisamente, en los procedimientos de regulación con respuesta pila más arriba, el vector de tensión que se va a aplicar al ondulator se determina a partir de un sistema de ecuaciones discretizadas que definen completamente el estado del motor sin utilizar bucle de retroacción. Estos procedimientos permiten por tanto garantizar que el motor haya alcanzado en una sola vez un estado de consigna exactamente al final del período T de control. Además, puesto que el período T se selecciona aquí pequeño, es decir inferior a cinco veces la constante de tiempo de estator τ del motor, estos procedimientos reaccionan mucho más rápidamente que unos procedimientos de regulación que implementan un bucle de retroacción. En estas condiciones, las consecuencias de las variaciones de la tensión de la línea o del par resistente son limitadas mucho más eficazmente en particular en caso de desprendimiento o refinación del pantógrafo o en caso de pérdida de adherencia.

10

15

[0010] Se observará igualmente que los ajustes de la tensión de control se realizan en unos períodos T inferiores a 5τ . Los períodos T son muy inferiores al tiempo de puesta en velocidad del motor eléctrico debido a la inercia del vehículo eléctrico llevada al árbol del motor y a la inercia del rotor del motor eléctrico en sí mismo, de modo que no sean sentidos por el conductor o los pasajeros de este vehículo.

20

[0011] Los modos de realización de este procedimiento de control pueden constar de una o varias de las características siguientes:

- el vector de tensión es una solución de las relaciones siguientes:

25

$$V_{d_0} = \frac{e_2 \cdot \zeta_2 \cdot [\vec{\Psi}_{1c} - \vec{\Psi}_{10} \cdot e^{\mu_1 \cdot T}] - e_1 \cdot \zeta_1 \cdot [\vec{\Psi}_{2c} - \vec{\Psi}_{20} \cdot e^{\mu_2 \cdot T}]}{e_1 \cdot e_2 \cdot (\zeta_2 - \zeta_1)}$$

$$V_{q_0} = - \frac{e_2 \cdot [\vec{\Psi}_{1c} - \vec{\Psi}_{10} \cdot e^{\mu_1 \cdot T}] - e_1 \cdot [\vec{\Psi}_{2c} - \vec{\Psi}_{20} \cdot e^{\mu_2 \cdot T}]}{e_1 \cdot e_2 \cdot (\zeta_2 - \zeta_1)}$$

30 en las que:

- $e_1, e_2, \zeta_1, \zeta_2, \mu_1, \mu_2$ son unas variables intermedias que dependen únicamente de parámetros físicos representativos del motor y de la velocidad angular ω ,

35 - $\vec{\Psi}_{1c}, \vec{\Psi}_{2c}$ son las coordenadas del vector propio de estado de consigna $\vec{\Psi}_c$ al final del período T en el punto de referencia de rotor giratorio inicial (d_0, q_0) cuyo eje de abscisas está alineado en la dirección del flujo magnético en el instante inicial,

- $\vec{\Psi}_{10}, \vec{\Psi}_{20}$ son las coordenadas del vector propio de estado inicial $\vec{\Psi}_0$ al comienzo del período T en el punto de referencia de rotor giratorio inicial (d_0, q_0) cuyo eje de abscisas está alineado en la dirección del flujo magnético inicial,

40 - el vector propio de estado inicial $\vec{\Psi}_0$ se establece a partir de la ecuación discretizada siguiente:

$$\begin{bmatrix} \vec{\Psi}_{10} \\ \vec{\Psi}_{20} \end{bmatrix}_{(d_0, q_0)} = \begin{bmatrix} L_d \cdot I_{d_0 0} + \zeta_1 \cdot L_q \cdot I_{q_0 0} + \xi_{d1} \cdot \|\vec{\Phi}_a\| \\ L_d \cdot I_{d_0 0} + \zeta_2 \cdot L_q \cdot I_{q_0 0} + \xi_{d2} \cdot \|\vec{\Phi}_a\| \end{bmatrix}$$

que conectan entre ellas el vector de corriente de estator inicial $\vec{I}_0 = (I_{d_0}, I_{q_0})$, el vector de flujo de los imanes $\vec{\Phi}_a$, los parámetros físicos L_d , L_q , y los parámetros intermedios ζ_1 , ζ_2 , ξ_{d1} , ξ_{d2} dependientes únicamente de parámetros físicos del motor y de la velocidad angular ω ;

5 - el vector de estado propio $\vec{\Psi}_c$ se establece a partir de la ecuación discretizada siguiente:

$$\begin{bmatrix} \vec{\Psi}_{1c} \\ \vec{\Psi}_{2c} \end{bmatrix}_{(d_0, q_0)} = \begin{bmatrix} L_d \cdot I_{d_0c} + \zeta_1 \cdot L_q \cdot I_{q_0c} + \xi_{d1} \cdot \Phi_{d_0P} + \xi_{q1} \cdot \Phi_{q_0P} \\ L_d \cdot I_{d_0c} + \zeta_2 \cdot L_q \cdot I_{q_0c} + \xi_{d2} \cdot \Phi_{d_0P} + \xi_{q2} \cdot \Phi_{q_0P} \end{bmatrix}$$

que conectan entre ellas el vector de corriente de estator de consigna $\vec{I}_c = (I_{d_0c}, I_{q_0c})$ que se va a alcanzar al final

10 de período T, el vector de flujo de los imanes predicho $\vec{\Phi}_P = (\Phi_{d_0P}, \Phi_{q_0P})$ que se va a alcanzar al final de período T, los parámetros físicos L_d , L_q y los parámetros intermedios ζ_1 , ζ_2 , ξ_{d1} , ξ_{d2} , ξ_{q1} , ξ_{q2} dependientes únicamente de parámetros físicos del motor y de la velocidad angular ω ;

- el funcionamiento del motor es modelizado por un vector de estado \vec{X} formado por el vector de corriente de estator \vec{I} y el vector de flujo de los imanes $\vec{\Phi}_a$.

15

[0012] Los modos de realización presentan además las ventajas siguientes:

- el vector de corriente de estator se puede medir fácilmente, lo que facilita la aplicación del procedimiento de control;

20 - el vector de flujo de los imanes varía más lentamente que el vector de corriente de estator, lo que facilita su estimación con la ayuda de un observador.

[0013] La invención tiene igualmente como objeto un soporte de registro de informaciones que consta de unas instrucciones para la ejecución de un procedimiento según la invención, cuando estas instrucciones son

25 ejecutadas por un calculador electrónico.

[0014] La invención tiene igualmente como objeto una unidad de control con respuesta pila de un motor síncrono con imanes permanentes enterrados alimentado por una fuente de tensión y controlable a partir de un

30

- un módulo de establecimiento en el punto de referencia de rotor giratorio predicho (d , q) de una corriente de consigna \vec{I}_c que permite alcanzar al final de un intervalo T una consigna de fuerza mecánica C sin superar ni la tensión máxima de la fuente de tensión del motor, ni la corriente máxima para la que se ha dimensionado el ondulador y de un vector propio de estado de consigna $\vec{\Psi}_c$ del motor representativo de la corriente de consigna \vec{I}_c

35 y del vector flujo de los imanes predicho $\vec{\Phi}_P$ en el punto de referencia de rotor giratorio inicial (d_0 , q_0) al final de período T,

- un módulo de cálculo de un vector de tensión \vec{V} que se va a aplicar continuamente durante el intervalo T en el punto de referencia de estator fijo (α , β) para obtener al vencimiento de este intervalo T una corriente igual a la corriente de consigna \vec{I}_c , establecida por el módulo de establecimiento, siendo calculado el vector de tensión \vec{V} en

40 función del vector propio de estado de consigna $\vec{\Psi}_c$ establecido por el módulo de establecimiento y en función de un vector propio de estado inicial $\vec{\Psi}_0$ del motor, representativo del vector de corriente de estator \vec{I} y del vector flujo de los imanes $\vec{\Phi}_a$ en el punto de referencia de rotor giratorio inicial (d_0 , q_0) al comienzo de período T, calculado

previamente por el módulo de cálculo.

[0015] La invención tiene igualmente como objeto un vehículo eléctrico que consta de:

- 5 - al menos un motor de tracción del vehículo eléctrico,
- un ondulador controlable que consta de unos interruptores electrónicos de potencia propia para hacer variar la tensión del motor de tracción y, por tanto, su corriente y, como consecuencia, su par,
- unos sensores o unos estimadores propios para medir o estimar la intensidad de las corrientes del motor así como la posición del flujo de los imanes permanentes, y
- 10 - una unidad de control según la invención para producir las señales aptas para poner en conducción o bloquear los interruptores electrónicos de potencia del ondulador que permiten hacer variar la tensión sobre el motor.

[0016] La invención se comprenderá mejor con la lectura de la descripción que aparece a continuación, dada únicamente a título de ejemplo no limitativo y realizada en referencia a los dibujos en los que:

- 15 - la figura 1 es un esquema electrotécnico equivalente de un motor síncrono con imanes permanentes enterrados,
- la figura 2 define un punto de referencia inicial y un punto de referencia de consigna utilizado durante la aplicación del procedimiento de control de respuesta pila,
- la figura 3 representa esquemáticamente la arquitectura de un sistema de control de un motor síncrono con imanes permanentes enterrados,
- 20 - la figura 4 es un organigrama de un procedimiento de control de respuesta pila aplicado en el sistema de la figura 3.

[0017] En estas figuras, las mismas referencias se utilizan para designar los mismos elementos. En el curso de esta descripción, las características y funciones conocidas por el experto en la materia no se describen en detalle. En particular, los métodos matemáticos clásicos, especialmente de cálculo matricial, se citarán simplemente puesto que son ampliamente conocidos.

[0018] La figura 1 es un esquema electrotécnico equivalente de un motor síncrono con imanes permanentes de rotor enterrados. Este tipo de motor es de polos salientes, debido a unos imanes enterrados en la chapa magnética del rotor. Como los polos salientes disimetrizan la inductancia de estator en función de la posición del rotor, la inductancia magnética según el eje d – eje del flujo de rotor de los imanes permanentes, es diferente de la inductancia magnética según el eje q en cuadratura directa. Si la prominencia es directa, la inductancia magnética según el eje d es superior a la inductancia magnética según el eje q; es inferior si la prominencia es inversa. Esta particularidad impone que el modelo del motor sea establecido relativamente a la posición del rotor.

[0019] No existe por tanto un esquema vectorial equivalente único, sino dos esquemas para representar el funcionamiento eléctrico en los dos ejes d y q, como se representa en la figura 1 en la que:

- 40 R_s es la resistencia de estator
- L_d es la inductancia de estator según la dirección del campo magnético de los imanes. Esta inductancia se compone de una inductancia de fuga L_{fd} y de una inductancia magnética: $L_d = L_{fd} + L_{md}$.
- L_q es la inductancia de estator en cuadratura con la dirección del campo magnético de los imanes. Esta inductancia se compone de una inductancia de fuga L_{fq} y de una inductancia magnética L_{mq} : $L_q = L_{fq} + L_{mq}$.

- 45 \vec{I}_a es la corriente equivalente de magnetización de entrehierro por los imanes permanentes al rotor:
$$\vec{I}_a = \frac{\vec{\Phi}_a}{L_{md}}$$
- $\vec{\Phi}_a$ es el vector de Park del flujo de los imanes según el eje d.
- $\vec{\Phi}_e$ es el vector de Park del flujo de entrehierro, compuesto por el vector flujo de los imanes y el vector flujo de la inductancia magnética. Este vector flujo proyectado sobre los ejes (d, q) da dos componentes $\vec{\Phi}_{ed}$ y $\vec{\Phi}_{eq}$ de módulos diferentes.

- 50 \vec{V} e \vec{I} son los vectores de Park de tensión y de corriente de estator.
- \vec{E}_d y \vec{E}_q son las fuerzas contra-electromotrices creadas por las corrientes de estator y por los imanes al rotor, en

los ejes q y d respectivamente:

$$\vec{E}_d = -\omega_s \cdot L_{mq} \cdot I_q \text{ et } \vec{E}_q = \omega_s \cdot (L_{md} \cdot I_d + \Phi_a)$$

5 ω_s es la pulsación de estator del motor.

Se define la velocidad angular del motor ω , como la velocidad angular mecánica del árbol del motor Ω multiplicada por el número de pares de polos del motor N_p , es decir:

$$\omega = N_p \cdot \Omega$$

10

[0020] De forma instantánea, la velocidad angular ω es diferente de la pulsación eléctrica de estator ω_s , pero en régimen establecido y en valor medio, son idénticas en el caso de un motor síncrono. Posteriormente, ω_s será reemplazada por tanto por ω para simplificar la descripción del procedimiento.

15

[0021] El par electromagnético del motor con imanes enterrados es conocido por la relación siguiente:

$$C = N_p \cdot \left[(L_{md} - L_{mq}) \cdot I_d + \|\vec{\Phi}_a\| \right] \cdot I_q$$

20 **[0022]**

A fin de describir un ejemplo concreto de realización (parte II), de un sistema y de un procedimiento de control con respuesta pila de un motor síncrono con imanes permanentes enterrados, la teoría matemática que tiene permiso de desarrollar este sistema y este procedimiento se va a presentar en parte I. Las notaciones introducidas anteriormente se utilizan en el curso de la descripción.

25 **Parte I: puesta en ecuación del control con respuesta pila en el caso de un motor síncrono con imanes permanentes enterrados**

[0023] Para describir matemáticamente el motor, varias elecciones son posibles, en término de punto de referencia y de magnitudes físicas. El objetivo del modelo es ser lo más simple posible en su formulación.

30

[0024] Las ecuaciones electrotécnicas del motor síncrono con imanes permanentes enterrados tienen la forma diferencial siguiente con respecto al estator en el punto de referencia fijo de estator (α, β):

$$\begin{aligned} \vec{V} &= R_s \cdot \vec{I} + \vec{L}_f \cdot \frac{d\vec{I}}{dt} + \frac{d\vec{\Phi}_e}{dt} \\ \vec{\Phi}_e &= \vec{L}_m \cdot \vec{I} + \vec{\Phi}_a \end{aligned}$$

35

[0025] Por el hecho de que la anisotropía del rotor impone unas inductancias de estator diferentes según los ejes del punto de referencia giratorio de rotor (d, q), parece preferible conservar estos ejes para expresar simplemente el modelo del motor.

40

[0026] En lo que se refiere a las variables que permiten describir el estado del motor, denominadas variables de estado, numerosas opciones son posibles. Por el hecho de que la corriente de estator \vec{I} se puede medir y puede servir directamente en la observación del flujo, se puede retener esta variable de estado. La elección de la segunda variable de estado puede ser el flujo de los imanes $\vec{\Phi}_a$ o el flujo de entrehierro $\vec{\Phi}_e$. Estas dos variables permiten

45 expresar el par. Con el flujo de los imanes $\vec{\Phi}_a$, la relación clásica separa el par reluctante del par conectado a los imanes:

$$C = N_p \cdot \left[(L_{md} - L_{mq}) \cdot I_d \cdot I_q + \vec{\Phi}_a \wedge \vec{I} \right]$$

Con el flujo de entrehierro $\vec{\Phi}_e$, la relación se simplifica:

5
$$C = N_p \cdot \vec{\Phi}_e \wedge \vec{I}$$

[0027] La elección de la corriente de estator \vec{I} y del flujo de rotor de entrehierro $\vec{\Phi}_e$ como variables de estado en el punto de referencia giratorio de rotor (d, q), parece estar más adaptada por el hecho de que conduce al par sin introducir el producto $I_d \cdot I_q$ en el cálculo del par.

10

[0028] No obstante, la anisotropía espacial creada por el flujo de los imanes vuelve más simple la escritura de las ecuaciones diferenciales en el punto de referencia giratorio de rotor (d, q) del flujo de los imanes $\vec{\Phi}_a$. Las variables de estado escogidas serán por tanto la corriente de estator \vec{I} y el flujo de los imanes $\vec{\Phi}_a$. El sistema de ecuaciones de estados diferenciales con esta elección se transforma en:

15

$$\begin{aligned} \dot{I}_d &= \frac{dI_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} \cdot I_d + \omega \cdot \frac{L_{mq}}{L_d} \cdot I_q + \omega \cdot \frac{1}{L_d} \cdot \Phi_{aq} + \frac{1}{L_d} \cdot V_d \\ \dot{I}_q &= \frac{dI_q}{dt} = -\omega \cdot \frac{L_{md}}{L_q} \cdot I_d - \frac{R_s}{L_q} \cdot I_q - \omega \cdot \frac{1}{L_q} \cdot \Phi_{ad} + \frac{1}{L_q} \cdot V_q \\ \dot{\Phi}_{ad} &= \frac{d\Phi_{ad}}{dt} = -\omega \cdot \Phi_{aq} \\ \dot{\Phi}_{aq} &= \frac{d\Phi_{aq}}{dt} = \omega \cdot \Phi_{ad} \end{aligned}$$

20

[0029] Las dos últimas relaciones permiten observar que el flujo de los imanes $\vec{\Phi}_a$ al rotor solo evoluciona por la rotación del rotor del motor y no depende de la tensión de control \vec{V} .

[0030] El sistema de las ecuaciones de estado continuas se deduce inmediatamente de las ecuaciones diferenciales anteriores en el instante t_0 :

25

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \\ \dot{\Phi}_{ad} \\ \dot{\Phi}_{aq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \cdot \frac{L_{mq}}{L_d} & 0 & \omega \cdot \frac{1}{L_d} \\ -\omega \cdot \frac{L_{md}}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} & -\omega \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega \\ 0 & 0 & \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \Phi_{ad} \\ \Phi_{aq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}$$

Este sistema puede escribirse igualmente:

$$\dot{\vec{X}} = A \cdot \vec{X} + B \cdot \vec{V} \quad [1]$$

en el que

\vec{X} es el vector de estado del motor (vector de dimensión 4), formado por el vector de corriente de estator \vec{I} y el vector de flujo de los imanes $\vec{\Phi}_a$,

A es la matriz de evolución del motor (de dimensión 4x4),

B es la matriz de control del motor (de dimensión 4x2) y

\vec{V} es el vector de tensión aplicado al motor (de dimensión 2).

15 **[0031]** Los valores propios de la matriz de evolución A caracterizan, en término de corriente de estator y de flujo de los imanes, la evolución en el tiempo del motor o la evolución libre del motor, es decir la evolución del motor en corto-circuito.

20 **[0032]** Este sistema de ecuaciones es continuo y no es por tanto aprovechable simplemente en el estado por unos calculadores electrónicos, puesto que los cálculos necesitan una integración temporal que puede demandar un período de cálculo bastante largo. El sistema de ecuaciones continuo debe ser discretizado por tanto e un período T al menos superior a la duración del cálculo. Las ecuaciones de estado discretas entre los instantes t_n y t_{n+T} se deducen de las ecuaciones de estado continuas por integración entre estos dos bornes temporales, suponiendo la tensión constante entre estos dos instantes. Con las notaciones clásicas la ecuación [1] se convierte en:

25

$$\vec{X}(t_{n+T}) = F \cdot \vec{X}(t_n) + G \cdot \vec{V}_{t_n \rightarrow t_n+T} \quad [2]$$

en la que \vec{V} es la tensión media aplicada de t_n a t_{n+T} y en la que:

$F = e^{A \cdot T}$, es la matriz de evolución discretizada o incluso matriz de transición y

30 $G = A^{-1} \cdot (e^{A \cdot T} - I_4) \cdot B$, es la matriz de control discretizada.

[0033] La matriz de evolución discreta: F, describe el comportamiento del motor en corto-circuito y la matriz de control discreta: G, describe la variación del comportamiento del motor bajo la influencia de la tensión de control con respecto a la evolución en corto circuito.

35

[0034] Para evitar aproximar el cálculo de la exponencial de matriz $F = e^{A \cdot T}$ por un desarrollo en serie limitado o por otros métodos de aproximación conocidos, pero también para obtener una expresión analítica exacta fácilmente implantable en un calculador con una duración de cálculo limitado, la parte solicitante ha imaginado utilizar la igualdad matemática conocida siguiente:

40

$$e^{A \cdot T} = P \cdot e^{D \cdot T} \cdot P^{-1}$$

en el que D es la matriz diagonal de la matriz de evolución A, P es la matriz de paso y P⁻¹ es la matriz de paso invertido.

5

[0035] La ecuación de estado discretizada [2] se convierte en:

$$\vec{X}(t_n + T) = P \cdot e^{D \cdot T} \cdot P^{-1} \cdot \vec{X}(t_n) + A^{-1} \cdot (P \cdot e^{D \cdot T} \cdot P^{-1} - I_4) \cdot B \cdot \vec{V}_{t_n \rightarrow t_n + T} \quad [3]$$

10 **[0036]** Aunque a priori es más compleja, la ecuación de estado discretizada [3] permite el cálculo analítico exacto de la exponencial de matriz. En efecto, el término e^{D·T} es una exponencial de matriz, pero siendo D una matriz diagonal, la exponencial de una matriz diagonal es igualmente una matriz diagonal cuyos valores de la diagonal son las exponenciales de escalares de la diagonal de la matriz D y, por tanto, las exponenciales escalares de los valores propios de la matriz de origen A.

15

a) expresión analítica de D y e^{DT}

[0037] Siendo las matrices A y B conocidas analíticamente, la primera etapa consiste en calcular analíticamente las matrices D y e^{DT}. La continuación lógica del proceso dirigido por la parte solicitante es por tanto
20 calcular por los métodos matemáticos clásicos los valores propios μ_i para i ∈ {1;2;3;4}, de la matriz de evolución A por la ecuación característica de A que es la igualación a 0 del determinante de la matriz (μ·I₄ - A), para poder calcular la matriz diagonalizada D:

siendo det (μ·I₄ - A) = 0, I₄ la matriz unidad de dimensión 4.

25

[0038] Por razones de legibilidad, las etapas de cálculos intermedios no se indican, pudiendo el experto en la técnica reconstituir estos cálculos sin dificultad.

[0039] Los valores propios {μ₁, μ₂, μ₃, μ₄} se expresan por las ecuaciones siguientes

30

$$\mu_1 = \frac{-R_s \cdot (L_d + L_q) + \sqrt{R_s^2 \cdot (L_d - L_q)^2 - 4 \cdot \omega^2 \cdot L_d \cdot L_q \cdot L_{md} \cdot L_{mq}}}{2 \cdot L_d \cdot L_q} \quad [4]$$

$$\mu_2 = \frac{-R_s \cdot (L_d + L_q) - \sqrt{R_s^2 \cdot (L_d - L_q)^2 - 4 \cdot \omega^2 \cdot L_d \cdot L_q \cdot L_{md} \cdot L_{mq}}}{2 \cdot L_d \cdot L_q} \quad [5]$$

$$\mu_3 = -i \cdot \omega \quad [6]$$

$$\mu_4 = i \cdot \omega \quad [7]$$

35

[0040] Los valores propios μ₁ y μ₂ expresan la evolución de la corriente de estator capturada en las inductancias del motor y son homogéneas en dos constantes de tiempo.

[0041] Los valores propios μ₃ y μ₄ indican simplemente que el rotor gira a la velocidad angular ω.

40

[0042] La matriz de evolución diagonalizada D se escribe con los valores propios sobre la diagonal:

$$D = \begin{bmatrix} \mu_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mu_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mu_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mu_4 \end{bmatrix}$$

en consecuencia $e^{D \cdot T}$ se escribe simplemente:

$$e^{D \cdot T} = \begin{bmatrix} e^{\mu_1 \cdot T} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{\mu_2 \cdot T} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{\mu_3 \cdot T} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{\mu_4 \cdot T} \end{bmatrix}$$

5

b) expresión analítica de P y P⁻¹

[0043] En una segunda etapa, la matriz de paso P se calcula según un método matemático bien conocido a partir de los cuatro vectores propios $\{\vec{\Pi}_1; \vec{\Pi}_2; \vec{\Pi}_3; \vec{\Pi}_4\}$ de dimensión 4, en sí mismos escogidos entre una infinidad de soluciones afines, de los cuatro sistemas de cuatro ecuaciones matriciales:

$$(\mu_i \cdot I_4 - A) \cdot \vec{\Pi}_i = \vec{0}, \text{ avec } i \in \{1; 2; 3; 4\}$$

$$P = [\vec{\Pi}_1 \quad \vec{\Pi}_2 \quad \vec{\Pi}_3 \quad \vec{\Pi}_4]$$

15 **[0044]** Siendo I_4 la matriz unidad y representando $\vec{\Pi}_i$ los cuatro vectores propios de coordenadas:

$$\vec{\Pi}_i = \begin{bmatrix} \pi_{1i} \\ \pi_{2i} \\ \pi_{3i} \\ \pi_{4i} \end{bmatrix}$$

[0045] Hay por tanto dieciséis coordenadas de cuatro vectores propios que se van a calcular para expresar completamente la matriz de paso P. Esta matriz se puede calcular fácilmente con la forma siguiente:

$$P = \begin{bmatrix} \frac{-L_q \cdot \mu_1 + R_s}{\omega \cdot L_{md}} & 1 & \mu_3 \cdot (L_q \cdot \mu_3 + R_s) + \omega^2 \cdot L_{mq} & \mu_4 \cdot (L_q \cdot \mu_4 + R_s) + \omega^2 \cdot L_{mq} \\ 1 & \frac{L_d \cdot \mu_2 + R_s}{\omega \cdot L_{mq}} & \omega \cdot (L_d \cdot \mu_3 + R_s) - \mu_3 \cdot \omega \cdot L_{md} & \omega \cdot (L_d \cdot \mu_4 + R_s) - \mu_4 \cdot \omega \cdot L_{md} \\ 0 & 0 & -L_d \cdot L_q \cdot (\mu_3 - \mu_1) \cdot (\mu_3 - \mu_2) & -L_d \cdot L_q \cdot (\mu_4 - \mu_1) \cdot (\mu_4 - \mu_2) \\ 0 & 0 & L_d \cdot L_q \cdot \frac{\mu_3 \cdot (\mu_3 - \mu_1) \cdot (\mu_3 - \mu_2)}{\omega} & L_d \cdot L_q \cdot \frac{\mu_4 \cdot (\mu_4 - \mu_1) \cdot (\mu_4 - \mu_2)}{\omega} \end{bmatrix}$$

[0046] Siempre con los métodos matemáticos conocidos, la inversa de la matriz de paso P^{-1} se determina del siguiente modo:

$$P^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{\omega \cdot L_{md}}{L_q \cdot (\mu_2 - \mu_1)} & \frac{L_q \cdot \mu_2 + R_s}{L_q \cdot (\mu_2 - \mu_1)} & \frac{\omega \cdot (\omega^2 \cdot L_{md} \cdot L_q - L_d \cdot \mu_1 \cdot (L_q \cdot \mu_2 + R_s))}{L_d \cdot L_q^2 \cdot (\mu_4 - \mu_1) \cdot (\mu_3 - \mu_1) \cdot (\mu_2 - \mu_1)} & \frac{\omega \cdot (\omega \cdot L_{md} \cdot L_q \cdot \mu_1 + \omega \cdot L_d \cdot (L_q \cdot \mu_2 + R_s))}{L_d \cdot L_q^2 \cdot (\mu_4 - \mu_1) \cdot (\mu_3 - \mu_1) \cdot (\mu_2 - \mu_1)} \\ \frac{L_q \cdot \mu_2 + R_s}{L_q \cdot (\mu_2 - \mu_1)} & \frac{\omega \cdot L_{mq}}{L_d \cdot (\mu_2 - \mu_1)} & \frac{\omega \cdot (\omega \cdot L_{mq} \cdot L_d \cdot \mu_2 + \omega \cdot L_q \cdot (L_d \cdot \mu_1 + R_s))}{L_d^2 \cdot L_q \cdot (\mu_4 - \mu_2) \cdot (\mu_3 - \mu_2) \cdot (\mu_2 - \mu_1)} & \frac{\omega \cdot (\omega^2 \cdot L_{mq} \cdot L_d - L_q \cdot \mu_2 \cdot (L_d \cdot \mu_1 + R_s))}{L_d^2 \cdot L_q \cdot (\mu_4 - \mu_2) \cdot (\mu_3 - \mu_2) \cdot (\mu_2 - \mu_1)} \\ 0 & 0 & \frac{\mu_4}{L_d \cdot L_q \cdot (\mu_4 - \mu_3) \cdot (\mu_3 - \mu_2) \cdot (\mu_3 - \mu_1)} & \frac{\omega}{L_d \cdot L_q \cdot (\mu_4 - \mu_3) \cdot (\mu_3 - \mu_2) \cdot (\mu_3 - \mu_1)} \\ 0 & 0 & \frac{\mu_3}{L_d \cdot L_q \cdot (\mu_4 - \mu_3) \cdot (\mu_4 - \mu_2) \cdot (\mu_4 - \mu_1)} & \frac{\omega}{L_d \cdot L_q \cdot (\mu_4 - \mu_3) \cdot (\mu_4 - \mu_2) \cdot (\mu_4 - \mu_1)} \end{bmatrix}$$

[0047] Para simplificar el sistema de ecuaciones de estado establecido en [3], la parte solicitante ha tenido entonces la idea de proyectar los vectores de estado de origen \vec{X} en el punto de referencia de los vectores propios multiplicando a la izquierda la ecuación matricial [3] por la inversa de la matriz de paso P^{-1} . Físicamente, esta multiplicación se traduce por el hecho de que los vectores de estado se expresan en el punto de referencia propio de

evolución libre del motor. En otros términos, $P^{-1} \cdot \vec{X}(t_n)$ es el vector de estado expresado en un nuevo punto de referencia que caracteriza las direcciones de la evolución libre del motor.

[0048] Al observar que $I_4 = P \cdot I_4 \cdot P^{-1}$, integrando P a la izquierda y P^{-1} a la derecha en el factor del vector de tensión \vec{V} , [3] se convierte en:

$$P^{-1} \cdot \vec{X}(t_n + T) = e^{D \cdot T} \cdot P^{-1} \cdot \vec{X}(t_n) + P^{-1} \cdot A^{-1} \cdot P \cdot (e^{D \cdot T} - I_4) \cdot P^{-1} \cdot B \cdot \vec{V}$$

observando además que: $P^{-1} \cdot A^{-1} \cdot P = D^{-1}$

[0049] La ecuación anterior se escribe:

$$\left[P^{-1} \cdot \vec{X}(t_n + T) \right] = e^{D \cdot T} \cdot \left[P^{-1} \cdot \vec{X}(t_n) \right] + D^{-1} \cdot (e^{D \cdot T} - I_4) \cdot P^{-1} \cdot B \cdot \left[\vec{V} \right] \quad [8]$$

25 con

$$D^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\mu_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\mu_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\mu_3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\mu_4} \end{bmatrix}$$

[0050] Las matrices P^{-1} , $e^{D \cdot T}$, D^{-1} , B y $\vec{X}(t_n)$ son conocidas y expresadas únicamente en función de características físicas del motor y de su velocidad angular ω . Es por tanto posible, a partir de la ecuación [8] (ecuación de estado discreta proyectada en la base de los vectores propios), de calcular exactamente el estado posterior del motor (o «estado predicho»):

5 $\vec{X}(t_n + T)$ cuando se le aplica un vector de tensión \vec{V} .

[0051] Si se reemplaza el estado final predicho $\vec{X}(t_n + T)$ por un estado correspondiente a una consigna, el cálculo de la tensión de control se resume en calcular el vector de tensión \vec{V} que se va a aplicar al motor para

que el estado del motor pase del estado inicial $\vec{X}(t_n) = \vec{X}_0$ al estado final igual al estado de consigna

10 $\vec{X}(t_n + T) = \vec{X}_c$ y por tanto en invertir matemáticamente la ecuación [8]. Por definición, el instante inicial es el instante a partir del que comienza el período T de cálculo.

[0052] Estando el estado de consigna constituido por un vector de corriente de estator sobre el que la tensión de control actúa y el vector del flujo de los imanes, que evoluciona libremente en función de la velocidad mecánica del rotor independientemente de la tensión de control, no se puede reemplazar el vector flujo de los imanes por una consigna de flujo. Se reemplazará por tanto el vector flujo de los imanes $\vec{\Phi}_a$ por su predicción de evolución $\vec{\Phi}_p$ simplemente calculada a partir del estado inicial, por la rotación de los imanes, a la velocidad angular ω , del ángulo $\omega \cdot T$ durante el tiempo T .

20 **[0053]** La figura 2 muestra los tres puntos de referencia utilizados para el cálculo de la tensión de control. El punto de referencia fijo de estator (α, β) es un punto de referencia ortonormal fijo con respecto al estator. El punto de referencia del flujo de rotor (d, q) es un punto de referencia ortonormal fijo con respecto al rotor. El punto de referencia del flujo de rotor gira con respecto al punto de referencia fijo de estator (α, β) a la velocidad angular ω . Por definición, el eje d_0 del punto de referencia (d_0, q_0) se denomina en lo sucesivo «punto de referencia giratorio de rotor inicial». El eje d del punto de referencia (d, q) en la figura 2 está dirigido según la dirección del flujo de los imanes del rotor al final de período T de cálculo. El punto de referencia (d, q) ha girado en el período T de un ángulo igual a la velocidad angular ω multiplicado por el período T . El punto de referencia formado por los ejes (d, q) se denomina el «punto de referencia giratorio de rotor predicho».

30 **[0054]** El ángulo ρ_0 del punto de referencia giratorio de rotor inicial (d_0, q_0) en el punto de referencia fijo de estator (α, β) es el argumento del vector flujo de los imanes medido en el instante inicial o incluso la posición angular del vector de flujo de los imanes en el punto de referencia fijo:

$$\rho_0 = \arg(\vec{\Phi}_a)$$

35 **[0055]** El punto de referencia giratorio de rotor predicho (d, q) es por tanto estimable por la relación angular deducida de la relación de evolución-predicción del flujo:

$$\rho = \rho_0 + \omega \cdot T$$

40 **[0056]** Recordamos que para expresar más fácilmente la anisotropía del rotor de los motores con imanes permanentes enterrados, hemos escogido escribir las ecuaciones de estado continuas del motor así como las ecuaciones de estado discretizadas en un punto de referencia giratorio vinculado al flujo de los imanes. Es por tanto posible expresar el estado del motor en el punto de referencia inicial (d_0, q_0), o en el punto de referencia final (d, q).

45 **[0057]** Para calcular los vectores propios de estado en el punto de referencia giratorio de rotor en el instante inicial (d_0, q_0), es necesario primero expresar completamente el estado del sistema en función de la corriente de estator y del flujo de los imanes:

- en el instante inicial t_n , $[P^{-1} \cdot \vec{X}_0]$ a partir de la corriente de estator y del flujo medidos en el punto de referencia fijo de estator (α, β) en el mismo instante,
- en el instante final $t_n + T$, $[P^{-1} \cdot \vec{X}_c]$ a partir de la corriente de consigna calculada \vec{I}_c y del flujo de los imanes

5 predicho $\vec{\Phi}_p$ en el punto de referencia giratorio de rotor predicho (d, q), para definir precisamente el objetivo de estado del motor, incluso llamado estado de consigna del motor, en el instante de predicción $t_n + T$ que es el instante final.

[0058] Una vez que los vectores propios de estado inicial y de consigna se han expresado en sus puntos de referencia respectivos diferentes, será necesario por tanto efectuar para cada uno un cambio de punto de referencia para expresarlos en el punto de referencia giratorio de rotor inicial (d_0, q_0).

[0059] Colocamos:

$$P^{-1} \cdot \begin{bmatrix} I_{d_0c} \\ I_{q_0c} \\ \Phi_{d_0P} \\ \Phi_{q_0P} \end{bmatrix} = \vec{\Psi}_c = \begin{bmatrix} \vec{\Psi}_{1c} \\ \vec{\Psi}_{2c} \end{bmatrix} \quad [9]$$

15

y

$$P^{-1} \cdot \begin{bmatrix} I_{d_00} \\ I_{q_00} \\ \Phi_{d_00} \\ \Phi_{q_00} \end{bmatrix} = \vec{\Psi}_0 = \begin{bmatrix} \vec{\Psi}_{10} \\ \vec{\Psi}_{20} \end{bmatrix} \quad [10]$$

20

siendo $\vec{\Psi}_c$ el vector de estado propio de consigna y $\vec{\Psi}_0$ el vector de estado propio inicial. La ecuación [8] se escribe por tanto después del desarrollo:

$$P^{-1} \cdot \begin{bmatrix} I_{d_0c} \\ I_{q_0c} \\ \Phi_{d_0c} \\ \Phi_{q_0c} \end{bmatrix}_{(t_n + T)} = e^{D \cdot T} \cdot P^{-1} \cdot \begin{bmatrix} I_{d_00} \\ I_{q_00} \\ \Phi_{d_00} \\ \Phi_{q_00} \end{bmatrix}_{(t_n)} + D^{-1} \cdot (e^{D \cdot T} - I_4) \cdot P^{-1} \cdot B \cdot [\vec{V}] \quad [11]$$

25

[0060] Para poder calcular el vector de tensión \vec{V} , queda expresar analíticamente los vectores de estado propios de consigna e inicial puesto que los otros componentes de la ecuación [11] son conocidos.

c) Expresión del vector propio de estado de consigna $\vec{\Psi}_c$

[0061] Como lo muestra la ecuación [9], el vector propio de estado de consigna $\vec{\Psi}_C$ depende de la corriente de consigna \vec{I}_C y del flujo de los imanes predicho $\vec{\Psi}_P$.

5 **[0062]** La elección de la corriente de consigna $\vec{I}_c = \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix}$ debe responder a tres objetivos:

- alcanzar el par instantáneo de consigna al final de período T,
- tener en cuenta el límite de tensión de estator correspondiente a la tensión continua de alimentación del ondulator,
- y respetar las limitaciones instantáneas de corriente del ondulator.

10

[0063] De la ecuación del par electromagnético del motor, se deduce:

$$I_{qc} = \frac{C}{N_p} \cdot \frac{1}{(L_{md} - L_{mq}) \cdot I_{dc} + \|\vec{\Phi}_a\|}$$

15 **[0064]** Para un par de consigna C y para una tensión límite dada, se escoge un par de valor (I_{dc} , I_{qc}) que define las coordenadas del vector de corriente de consigna en el punto de referencia de rotor giratorio predicho (d, q).

[0065] Las dos coordenadas de la corriente de consigna en el punto de referencia (d, q) en el instante $t_n + T$ representan dos grados de libertad, lo que significa que los tres objetivos pueden no poder alcanzarse al mismo tiempo. En particular, si se alcanza el límite de corriente, el par de consigna no podrá ser alcanzado. Una estrategia de control deberá definirse por tanto fijando una prioridad a los diferentes objetivos, según el dimensionamiento del motor.

25 **[0066]** Esta elección va en función de la estrategia de control mantenida por el usuario y unas limitaciones de tensión en corriente del sistema que suministra la tensión de alimentación del motor. El experto en la técnica conoce las numerosas elecciones posibles de estrategias, tal como la definida por ejemplo en N. Bianchi, S. Bolognani-« Design considerations about synchronous motor drives for flux-weakening applications », p185-190, EPE Chapter Symposium EPFL, Lausanne, Suiza 19-20 octubre 1994 o bien en « On line minimum copper loss control of interior permanent-magnet synchronous machine for automotive applications », patente US 2006/0284582 de Yu-Seok Jeong and al.

30 **[0067]** La corriente de consigna se calcula en el punto de referencia giratorio de rotor predicho (d, q) y debe expresarse en el punto de referencia de rotor giratorio inicial (d_0 , q_0), por medio de la relación siguiente de cambio de eje:

$$\begin{bmatrix} I_{d_0c} \\ I_{q_0c} \end{bmatrix} = e^{i \cdot \omega \cdot T} \cdot \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} \quad [12]$$

40 **[0068]** Como se ha dicho anteriormente, en el caso de los motores síncronos con imanes permanentes enterrados, no es posible imponer una consigna de flujo de los imanes puesto que el módulo del flujo corresponde al de los imanes y no es controlable. Se trata por tanto de una simple predicción asimilable a una rotación, a partir de las coordenadas del vector del flujo de rotor en el punto de referencia (d_0 , q_0):

$$\begin{bmatrix} \|\vec{\Phi}_a\| \\ 0 \end{bmatrix}$$

45

[0069] Las coordenadas del vector del flujo de los imanes en el punto de referencia giratorio de rotor predicho

(d, q) se deducen por tanto simplemente de la medida al comienzo de período T del módulo del flujo de los imanes

$\|\vec{\Phi}_a\|$ por la relación:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{d_0P} \\ \Phi_{q_0P} \end{bmatrix} = e^{i \cdot \omega \cdot T} \cdot \begin{bmatrix} \|\vec{\Phi}_a\| \\ 0 \end{bmatrix} \quad [13]$$

5

[0070] Al determinar una corriente de consigna \vec{I}_C y al medir el módulo del flujo de los imanes $\|\vec{\Phi}_a\|$ en el instante inicial, es posible por tanto por [12] y [13] expresar analíticamente el vector propio de estado de consigna $\vec{\Psi}_C$.

10 d) Expresión del vector propio de estado inicial $\vec{\Psi}_C$

[0071] Las medidas de las corrientes de estator así como la medida del flujo de los imanes con el sensor de posición o bien la estimación del flujo de los imanes con un observador, permiten conocer los dos vectores que componen el vector propio de estado inicial en el punto de referencia fijo de estator (α, β) del estator:

15

$$\begin{aligned} \vec{I}_0 &= I_{\alpha 0} + i \cdot I_{\beta 0} \\ \vec{\Phi}_a &= \Phi_{\alpha 0} + i \cdot \Phi_{\beta 0} \end{aligned}$$

[0072] Para expresar el vector propio de estado inicial $\vec{\Psi}_0$ en la ecuación [11], es necesario efectuar un cambio de punto de referencia para pasar las coordenadas medidas en el punto de referencia fijo de estator (α, β), en el punto de referencia giratorio de rotor inicial (d_0, q_0), por la relación de cambio de ejes siguiente:

20

$$\begin{bmatrix} I_{d_0 0} \\ I_{q_0 0} \\ \Phi_{d_0 0} \\ \Phi_{q_0 0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{\alpha 0} \\ I_{\beta 0} \\ \Phi_{\alpha 0} \\ \Phi_{\beta 0} \end{bmatrix} \cdot e^{-i \cdot \rho_0}$$

25 con $\Phi_{d_0 0} = \|\vec{\Phi}_a\|$ y $\Phi_{q_0 0} = 0$ por definición del punto de referencia (d_0, q_0).

e) expresión del vector de tensión \vec{V}

[0073] Siendo expresadas las matrices P, P⁻¹, e^{DT}, B analíticamente, queda expresar analíticamente los vectores propios de estado de consigna e inicial, definidos por las relaciones [9] y [10] multiplicando las relaciones establecidas anteriormente por la matriz invertida P⁻¹.

30

[0074] Colocamos:

$$\begin{aligned}
 \zeta_1 &= -\frac{L_d \cdot \mu_1 + R_s}{\omega \cdot L_{md}} \\
 \zeta_2 &= -\frac{L_d \cdot \mu_2 + R_s}{\omega \cdot L_{md}} \\
 \xi_{d1} &= \frac{\omega \cdot (\omega - \mu_1 \cdot \zeta_1)}{(\mu_4 - \mu_1) \cdot (\mu_3 - \mu_1)} \\
 \xi_{q1} &= \frac{\omega \cdot (\mu_1 + \omega \cdot \zeta_1)}{(\mu_4 - \mu_1) \cdot (\mu_3 - \mu_1)} \\
 \xi_{d2} &= \frac{\omega \cdot (\omega - \mu_2 \cdot \zeta_2)}{(\mu_4 - \mu_2) \cdot (\mu_3 - \mu_2)} \\
 \xi_{q2} &= \frac{\omega \cdot (\mu_2 + \omega \cdot \zeta_2)}{(\mu_4 - \mu_2) \cdot (\mu_3 - \mu_2)} \\
 e_1 &= \frac{e^{\mu_1 \cdot T} - 1}{\mu_1} \\
 e_2 &= \frac{e^{\mu_2 \cdot T} - 1}{\mu_2}
 \end{aligned} \tag{14}$$

5 las dos coordenadas de los vectores propios de estado de consigna de la ecuación [9] se convierten en:

$$\begin{bmatrix} \vec{\Psi}_{1c} \\ \vec{\Psi}_{2c} \end{bmatrix}_{(d_0, q_0)} = \begin{bmatrix} L_d \cdot I_{d_0c} + \zeta_1 \cdot L_q \cdot I_{q_0c} + \xi_{d1} \cdot \Phi_{d_0P} + \xi_{q1} \cdot \Phi_{q_0P} \\ L_d \cdot I_{d_0c} + \zeta_2 \cdot L_q \cdot I_{q_0c} + \xi_{d2} \cdot \Phi_{d_0P} + \xi_{q2} \cdot \Phi_{q_0P} \end{bmatrix} \tag{15}$$

con, como recordatorio:

10

$$\begin{bmatrix} I_{d_0c} \\ I_{q_0c} \end{bmatrix} = \vec{I}_{c_{(d_0, q_0)}}$$

: vector de corriente de consigna al final de período T expresado por sus coordenadas en el punto de referencia giratorio de rotor inicial (d_0, q_0)

$$\begin{bmatrix} \Phi_{d_0P} \\ \Phi_{q_0P} \end{bmatrix} = \vec{\Phi}_{P_{(d_0, q_0)}}$$

15 en el punto de referencia giratorio de rotor inicial (d_0, q_0)

y las dos coordenadas de los vectores propios de estado inicial de la ecuación [10] se convierten en:

$$\begin{bmatrix} \vec{\Psi}_{10} \\ \vec{\Psi}_{20} \end{bmatrix}_{(d_0, q_0)} = \begin{bmatrix} L_d \cdot I_{d_0 0} + \zeta_1 \cdot L_q \cdot I_{q_0 0} + \xi_{d1} \cdot \|\vec{\Phi}_a\| \\ L_d \cdot I_{d_0 0} + \zeta_2 \cdot L_q \cdot I_{q_0 0} + \xi_{d2} \cdot \|\vec{\Phi}_a\| \end{bmatrix} \quad [16]$$

5 con, como recordatorio:

$$\begin{bmatrix} \|\vec{\Phi}_a\| \\ 0 \end{bmatrix} = \vec{\Phi}_{a(d_0, q_0)}$$

: vector de flujo de los imanes predicho al final de período T expresado por sus coordenadas en el punto de referencia giratorio de rotor inicial (d_0, q_0) . Es el vector flujo de los imanes medido al comienzo de período que define el punto de referencia giratorio de rotor inicial (d_0, q_0) .

10

$$\begin{bmatrix} I_{d_0 0} \\ I_{q_0 0} \end{bmatrix} = \vec{I}_{0(d_0, q_0)}$$

: vector de corriente medido al comienzo de período T expresado por sus coordenadas en el punto de referencia giratorio de rotor inicial (d_0, q_0) , por tanto en el punto de referencia definido por el flujo en el origen.

15 **[0075]** Para una velocidad angular dada, los vectores de estado inicial $\vec{\Psi}_0$ y de consigna $\vec{\Psi}_C$ están completamente definidos por la medida de las corrientes de estator \vec{I}_0 , la medida o la estimación del flujo de los imanes $\vec{\Phi}_a$ en el instante inicial, por los parámetros físicos del motor y por la consigna de corriente \vec{I}_C .

20 **[0076]** Al reemplazar en [11] los vectores de estado proyectados en el punto de referencia de los vectores propios, por las relaciones [15] y [16] y al resolver el sistema de dos ecuaciones con dos desconocidas, el sistema de las ecuaciones de estado se convierte en el punto de referencia giratorio de rotor inicial (d_0, q_0) :

$$\begin{aligned} \vec{\Psi}_{1c} &= e^{\mu_1 T} \cdot \vec{\Psi}_{10} + e_1 \cdot [V_{d_0} + \xi_1 \cdot V_{q_0}] \\ \vec{\Psi}_{2c} &= e^{\mu_2 T} \cdot \vec{\Psi}_{20} + e_2 \cdot [V_{d_0} + \xi_2 \cdot V_{q_0}] \end{aligned} \quad [17]$$

25 **[0077]** El cálculo del vector de control \vec{V} en (d_0, q_0) se realiza eliminando por turnos una de sus dos coordenadas entre las dos ecuaciones de [17]. Se obtiene entonces:

$$V_{d_0} = \frac{e_2 \cdot \zeta_2 \cdot [\vec{\Psi}_{1c} - \vec{\Psi}_{10} \cdot e^{\mu_1 T}] - e_1 \cdot \zeta_1 \cdot [\vec{\Psi}_{2c} - \vec{\Psi}_{20} \cdot e^{\mu_2 T}]}{e_1 \cdot e_2 \cdot (\zeta_2 - \zeta_1)} \quad [18]$$

$$V_{q_0} = - \frac{e_2 \cdot [\vec{\Psi}_{1c} - \vec{\Psi}_{10} \cdot e^{\mu_1 T}] - e_1 \cdot [\vec{\Psi}_{2c} - \vec{\Psi}_{20} \cdot e^{\mu_2 T}]}{e_1 \cdot e_2 \cdot (\zeta_2 - \zeta_1)} \quad [19]$$

30

[0078] El vector de tensión \vec{V} de control que se va a aplicar es entonces completamente definido por las características del motor, por la consigna de corriente \vec{I}_C , por las medidas, al comienzo de período T, de las corrientes de estator \vec{I}_0 y del flujo de los imanes $\vec{\Phi}_a$.

5 **[0079]** El vector de tensión \vec{V} puede ser calculado por tanto por sus coordenadas en el punto de referencia giratorio inicial (d_0, q_0) por [18] y [19]. Es aplicado sobre el estator del motor por el ondulator de tensión en el punto de referencia fijo (α, β) . Para transmitir esta información al comando del ondulator, es necesario cambiar de punto de referencia:

$$10 \quad V_\alpha + i \cdot V_\beta = (V_{d_0} + i \cdot V_{q_0}) \cdot e^{i \cdot \rho_0}$$

[0080] Es por tanto posible calcular en un período T, una consigna de tensión que se va a aplicar a un ondulator y alcanzar exactamente al final de este período el estado de consigna puesto que las ecuaciones de comando definen íntegramente, analíticamente y sin ninguna pérdida de información el estado del motor. Los valores propios y las variables intermedias son simples de calcular y no necesitan medio de cálculo particular ni duración de cálculo demasiado larga ante la constante de estator del motor, lo que permite pilotar de manera muy reactiva el motor. La elección de un estado de consigna se realiza teniendo en cuenta la consigna de par enviada por el conductor al calculador, unos límites de tensión de la catenaria y unos límites de corriente del ondulator, garantizando así la seguridad de los componentes de la cadena de tracción.

20 **Parte II: ejemplo concreto de realización**

[0081] La figura 3 representa un sistema 10 de control con respuesta pila de una máquina eléctrica giratoria 12. Aquí, la máquina es un motor eléctrico rotativo síncrono con imanes permanentes enterrados, equipado con un rotor con imanes permanentes y un estator.

[0082] El sistema 10 comprende un ondulator de tensión 14 controlable por una Modulación de amplitudes de impulsos (MLI) propia para generar una tensión de alimentación media sobre cada una de las fases del motor 12 y, por tanto, una corriente en sus fases. Este ondulator 14 transforma una fuente 16 de tensión continua en una tensión trifásica de alimentación del motor 12. El motor 12 funciona en tracción y, en alternancia, en generador de tensión trifásica, por ejemplo, cuando el vehículo frena eléctricamente.

[0083] La constante de tiempo de estator τ del motor 12 está comprendida generalmente entre 4 ms y 100 ms. La constante de tiempo de estator de un motor eléctrico se define por la relación siguiente:

$$35 \quad \tau = \frac{L_s}{R_s}$$

en la que:

- 40 - L_s es la inductancia de estator del motor eléctrico, y
 - R_s es la resistencia de estator del motor eléctrico.

[0084] Se definen por tanto dos constantes de tiempo para este tipo de motor reemplazando sucesivamente L_s por L_d o L_q . A continuación, por constante de tiempo se entenderá la constante de tiempo más pequeña de las dos constantes de tiempo definidas de este modo.

[0085] El sistema de control 10 comprende igualmente una unidad 18 de control del ondulator 14, unos sensores de intensidad 20 y 21 y del sensor de posición angular 22 del rotor del motor 12. No obstante, la medida de la posición mecánica del rotor puede ser reemplazada por un estimador de esta posición de tipo KALMAN por ejemplo. Cada uno de los sensores 20 y 21 es apto para medir la intensidad de la corriente de estator en una fase del motor 12. La medida de la posición angular ρ_0 del motor 22 permite, por derivación temporal, calcular la

velocidad angular ω del motor.

5 **[0086]** Aquí, la unidad 18 está formada, por ejemplo, por un calculador 24 propio para establecer, a partir de medidas realizadas al nivel de los sensores 20, 21 y 22, un vector medio de tensión \vec{V} de control sobre un intervalo T.

[0087] La unidad 18 es igualmente apropiada para recibir la consigna de par C. A partir de estas medidas y de la consigna C, la unidad 18 es capaz de calcular el vector de tensión \vec{V} que se va a aplicar al ondulator 14 para que el motor 12 alcance, al vencimiento del intervalo T escogido, la consigna de par C.

10 **[0088]** En el caso de un ondulator de tensión, el vector de control es un vector de tensión cuyas coordenadas se definen en un punto de referencia fijo del ondulator.

[0089] Para calcular este vector de tensión, la unidad 18 comprende especialmente un módulo 24 de establecimiento de la corriente de consigna \vec{I}_C que permite alcanzar al final del intervalo T, las consignas propias de estado $\vec{\Psi}_C$, y un módulo 25 de cálculo del vector de tensión que se va a aplicar de media durante el intervalo T para obtener al vencimiento de este intervalo T una corriente igual a la corriente de consigna establecida por el módulo 24.

20 **[0090]** La unidad 18 puede comprender también un observador 26 apropiado para estimar el vector de flujo de los imanes $\vec{\Phi}_a$ del motor 12 a partir de las medidas de corriente y de velocidad angular.

[0091] La unidad 18 se realiza a partir de uno o varios calculadores electrónicos. De forma típica, la unidad 18 se realiza a partir de un calculador programable convencional apto para ejecutar unas instrucciones registradas en un soporte 28 de registro de informaciones. A tal efecto, el soporte 28 consta de unas instrucciones para la ejecución del procedimiento de la figura 4 cuando estas instrucciones son ejecutadas por la unidad 18.

[0092] El funcionamiento del sistema 10 se va a describir ahora con respecto al procedimiento de la figura 4.

30 **[0093]** Inicialmente, durante una etapa 40, se selecciona un período T de muestreo. En el resto de esta descripción, se observa t_n el instante en el que se muestrean las diferentes medidas realizadas por los sensores 20, 21 y 22 y t_n+T el próximo instante de muestreo. Estos instantes t_n y t_n+T están separados por el intervalo de tiempo T.

35 **[0094]** Aquí, el intervalo T se escoge para que sea lo suficientemente reducido para que durante un solo intervalo T la intensidad de la corriente no tenga tiempo de alcanzar su valor asintótico, es decir U_c/R_s , donde R_s es la resistencia de estator del motor 12. En efecto, este valor asintótico puede ser hasta cien veces más elevado que un límite superior aceptable para la intensidad de la corriente. A tal efecto, el intervalo T se escoge por tanto estrictamente inferior a 5τ . De preferencia, el intervalo T se escoge inferior a $\frac{\tau}{5}$ o a $\frac{\tau}{10}$. Aquí, en el contexto de los vehículos eléctricos, el intervalo T es generalmente inferior a 20 ms.

[0095] Es igualmente interesante escoger un intervalo T que no sea demasiado pequeño de manera que la intensidad de la corriente tenga tiempo de variar de forma significativa entre los instantes t_n y t_n+T . A tal efecto, aquí, el intervalo T se escoge superior a 100 μs .

45 **[0096]** A continuación, en el instante t_n , durante una etapa 42, se adopta la estrategia que permite la elección de la corriente de consigna \vec{I}_C , en función del par de consigna C, del límite de tensión de línea de la catenaria y del límite de corriente del ondulator.

50 **[0097]** Durante una etapa 44, el sensor 22 mide la posición mecánica angular ρ_0 del rotor. La velocidad angular ω se calcula a continuación por derivación de la posición o eventualmente directamente medida por un sensor de velocidad específico.

[0098] Durante la etapa 46, las variables intermedias: μ_1 a μ_4 , e_1 , e_2 , ζ_1 y ζ_2 , ξ_{d1} , ξ_{q1} , ξ_{d2} y ξ_{q2} , son calculadas por el módulo de cálculo 25 a partir de los datos parámetros del motor (R_s , L_d , L_q , L_{md} , L_{mq} , Φ_a), de los valores medidos de la velocidad angular ω y registrados por ejemplo en el soporte 28, según las ecuaciones [4] a [7], 5 después [14].

[0099] A continuación, durante una etapa 48, se mide la intensidad inicial de la corriente de estator \vec{I}_0 y, durante una etapa 50, se puede realizar una estimación por el observador 26, del vector del flujo de los imanes inicial $\vec{\Phi}_a$ a partir de la medida de las corrientes.

10

[0100] Cuando el vector flujo de los imanes inicial $\vec{\Phi}_a$ se establece a partir de la estimación de la etapa 50, el argumento ρ_0 se calcula entonces durante una etapa 52 por el módulo de cálculo 25, en lugar de ser medido en la etapa 44.

15 **[0101]** A continuación, los vectores propios de estado iniciales $\vec{\Psi}_{10}$ y $\vec{\Psi}_{20}$ son calculados por el módulo de cálculo 25 durante una etapa 54 con la ayuda de las relaciones siguientes:

$$\begin{bmatrix} \vec{\Psi}_{10} \\ \vec{\Psi}_{20} \end{bmatrix}_{(d_0, q_0)} = \begin{bmatrix} L_d \cdot I_{d_0 0} + \zeta_1 \cdot L_q \cdot I_{q_0 0} + \xi_{d1} \cdot \|\vec{\Phi}_a\| \\ L_d \cdot I_{d_0 0} + \zeta_2 \cdot L_q \cdot I_{q_0 0} + \xi_{d2} \cdot \|\vec{\Phi}_a\| \end{bmatrix}$$

20 **[0102]** En paralelo a las etapas 48 a 54, la consigna de corriente \vec{I}_c es establecida por el módulo de establecimiento 24, durante una etapa 56 con la ayuda del resultado del cálculo de la etapa 42 con la relación $\vec{I}_c = I_{dc} + i \cdot I_{qc}$.

[0103] Los vectores propios de estados de consigna $\vec{\Psi}_{1c}$ y $\vec{\Psi}_{2c}$ son establecidos entonces por el módulo de 25 establecimiento 24 durante una etapa 58 con la ayuda de las relaciones siguientes después de cambios de ejes de (d, q) hacia (d_0, q_0) :

$$\begin{bmatrix} \vec{\Psi}_{1c} \\ \vec{\Psi}_{2c} \end{bmatrix}_{(d_0, q_0)} = \begin{bmatrix} L_d \cdot I_{d_0 c} + \zeta_1 \cdot L_q \cdot I_{q_0 c} + \xi_{d1} \cdot \Phi_{d_0 P} + \xi_{q1} \cdot \Phi_{q_0 P} \\ L_d \cdot I_{d_0 c} + \zeta_2 \cdot L_q \cdot I_{q_0 c} + \xi_{d2} \cdot \Phi_{d_0 P} + \xi_{q2} \cdot \Phi_{q_0 P} \end{bmatrix}$$

30 **[0104]** Una vez que los vectores propios de estado de consigna $\vec{\Psi}_c$ e inicial $\vec{\Psi}_0$ se han establecido, durante una etapa 60, el vector de tensión es calculado por el módulo de cálculo 25 con la ayuda de las relaciones siguientes:

$$V_{d_0} = \frac{e_2 \cdot \zeta_2 \cdot [\vec{\Psi}_{1c} - \vec{\Psi}_{10} \cdot e^{\mu_1 \cdot T}] - e_1 \cdot \zeta_1 \cdot [\vec{\Psi}_{2c} - \vec{\Psi}_{20} \cdot e^{\mu_2 \cdot T}]}{e_1 \cdot e_2 \cdot (\zeta_2 - \zeta_1)}$$

$$V_{q_0} = - \frac{e_2 \cdot [\vec{\Psi}_{1c} - \vec{\Psi}_{10} \cdot e^{\mu_1 \cdot T}] - e_1 \cdot [\vec{\Psi}_{2c} - \vec{\Psi}_{20} \cdot e^{\mu_2 \cdot T}]}{e_1 \cdot e_2 \cdot (\zeta_2 - \zeta_1)}$$

- [0105]** El vector de tensión $\vec{V}_{(d_0, q_0)}$ es convertido por el módulo de cálculo 25 durante la etapa 62 por una transformada de Concordia en un vector de tensión de control calculado en el punto de referencia ortonormal fijo (α , β) con respecto al estator del motor. La transformada de Concordia utilizada para el paso del trifásico equilibrado al punto de referencia fijo con respecto al estator (α , β) es la transformada que conserva la potencia. Los módulos de las tensiones, de las corrientes y de los flujos de las fases son multiplicados por tanto por $\sqrt{3/2}$.
- [0106]** Este vector medio de tensión calculado se aplica entonces de forma continua, por Modulación de amplitud de impulsos (MLI) («Pulse Width Modulation» en inglés), durante una etapa 64, por el ondulator 14 en el intervalo T.
- [0107]** A continuación, las etapas 40 a 64 se reiteran para un nuevo intervalo T.
- 15 **[0108]** Numerosos modos distintos de realización de este sistema y de este procedimiento de control son posibles. Por ejemplo, el vector inicial de flujo magnético es, como variante, medido y no estimado por medio de un observador.
- 20 **[0109]** El sistema 10 se ha descrito en el caso particular en que el motor es controlado a partir de un ondulator controlable. No obstante, lo que se ha descrito se aplica igualmente en el caso de motores controlados por unos interruptores chopper controlables, unos amplificadores o unos rectificadores controlables, que permiten obtener la tensión de control calculada.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de control de un motor (12) síncrono con imanes permanentes enterrados de constante de tiempo de estator (τ), consistiendo este procedimiento en aplicar por un ondulator que alimenta el motor y durante un período (T) de cálculo, un vector de tensión (\vec{V}) que permite obtener, al vencimiento del período (T), una fuerza mecánica desarrollada por la máquina igual a una consigna predeterminada de fuerza mecánica (C), **caracterizado porque** este procedimiento es un procedimiento de regulación con respuesta pila que consta de:

- una etapa (54) de cálculo de un vector propio de estado inicial ($\vec{\Psi}_0$) del motor representativo del vector de corriente de estator (\vec{I}) y del vector flujo de los imanes ($\vec{\Phi}_a$) en el punto de referencia de rotor giratorio inicial (d_0, q_0) al comienzo de período (T),
- una etapa (56) de establecimiento en el punto de referencia de rotor giratorio predicho (d, q) de una corriente de consigna (\vec{I}_C) que permite alcanzar al final del período (T) la consigna predeterminada de fuerza mecánica (C),
- una etapa (58) de establecimiento de un vector propio de estado de consigna ($\vec{\Psi}_C$) del motor representativo de la corriente de consigna (\vec{I}_C) y del vector flujo de los imanes predicho ($\vec{\Phi}_P$) en el punto de referencia de rotor giratorio inicial (d_0, q_0) al final de período (T),
- una etapa de cálculo (62) del vector de tensión (\vec{V}) en el punto de referencia de estator fijo (α, β) que se va a aplicar por el ondulator (14) al motor (12) para pilotarlo,
- una etapa de aplicación (64) sobre el motor (12) del vector de tensión (\vec{V}) por el ondulator (14) para obtener al vencimiento del período (T) una corriente igual a la corriente de consigna (\vec{I}_C), siendo el período (T) estrictamente inferior a 5 (τ).

2. Procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado porque** el vector de tensión (\vec{V}) es una solución de las relaciones siguientes:

$$V_{d_0} = \frac{e_2 \cdot \zeta_2 \cdot [\vec{\Psi}_{1c} - \vec{\Psi}_{10} \cdot e^{\mu_1 \cdot T}] - e_1 \cdot \zeta_1 \cdot [\vec{\Psi}_{2c} - \vec{\Psi}_{20} \cdot e^{\mu_2 \cdot T}]}{e_1 \cdot e_2 \cdot (\zeta_2 - \zeta_1)}$$

$$V_{q_0} = - \frac{e_2 \cdot [\vec{\Psi}_{1c} - \vec{\Psi}_{10} \cdot e^{\mu_1 \cdot T}] - e_1 \cdot [\vec{\Psi}_{2c} - \vec{\Psi}_{20} \cdot e^{\mu_2 \cdot T}]}{e_1 \cdot e_2 \cdot (\zeta_2 - \zeta_1)}$$

en las que:

- $e_1, e_2, \zeta_1, \zeta_2, \mu_1, \mu_2$ son unas variables intermedias que dependen únicamente de parámetros físicos representativos del motor (12) y de la velocidad angular (ω),
- $\vec{\Psi}_{1c}, \vec{\Psi}_{2c}$ son las coordenadas del vector propio de estado de consigna ($\vec{\Psi}_C$) al final del período (T) en el punto de referencia de rotor giratorio inicial (d_0, q_0) cuyo eje de abscisas está alineado en la dirección del flujo magnético en el instante inicial,
- $\vec{\Psi}_{10}, \vec{\Psi}_{20}$ son las coordenadas del vector propio de estado inicial ($\vec{\Psi}_0$) al comienzo del período (T) en el punto de referencia de rotor giratorio inicial (d_0, q_0) cuyo eje de abscisas está alineado en la dirección del flujo magnético inicial

3. Procedimiento según la reivindicación 1 ó 2, **caracterizado porque** el vector propio de estado inicial ($\vec{\Psi}_0$) es establecido a partir de la ecuación discretizada siguiente:

$$5 \quad \begin{bmatrix} \vec{\Psi}_{10} \\ \vec{\Psi}_{20} \end{bmatrix}_{(d_0, q_0)} = \begin{bmatrix} L_d \cdot I_{d_0 0} + \zeta_1 \cdot L_q \cdot I_{q_0 0} + \xi_{d1} \cdot \|\vec{\Phi}_a\| \\ L_d \cdot I_{d_0 0} + \zeta_2 \cdot L_q \cdot I_{q_0 0} + \xi_{d2} \cdot \|\vec{\Phi}_a\| \end{bmatrix}$$

que conectan entre ellas el vector de corriente de estator inicial $\vec{I}_0 = (I_{d_0 0}, I_{q_0 0})$, el vector de flujo de los imanes ($\vec{\Phi}_a$), los parámetros físicos L_d , L_q , y los parámetros intermedios ζ_1 , ζ_2 , ξ_{d1} , ξ_{d2} dependientes únicamente de parámetros físicos del motor y de la velocidad angular (ω).

4. Procedimiento según la reivindicación 1 ó 2, **caracterizado porque** el vector de estado propio ($\vec{\Psi}_C$) es establecido a partir de la ecuación discretizada siguiente:

$$15 \quad \begin{bmatrix} \vec{\Psi}_{1c} \\ \vec{\Psi}_{2c} \end{bmatrix}_{(d_0, q_0)} = \begin{bmatrix} L_d \cdot I_{d_0 c} + \zeta_1 \cdot L_q \cdot I_{q_0 c} + \xi_{d1} \cdot \Phi_{d_0 P} + \xi_{q1} \cdot \Phi_{q_0 P} \\ L_d \cdot I_{d_0 c} + \zeta_2 \cdot L_q \cdot I_{q_0 c} + \xi_{d2} \cdot \Phi_{d_0 P} + \xi_{q2} \cdot \Phi_{q_0 P} \end{bmatrix}$$

que conectan entre ellas el vector de corriente de estator de consigna $\vec{I}_c = (I_{d_0 c}, I_{q_0 c})$ que se va a alcanzar al final de período (T), el vector de flujo de los imanes predicho $\vec{\Phi}_P = (\Phi_{d_0 P}, \Phi_{q_0 P})$ que se va a alcanzar al final de período (T), los parámetros físicos L_d , L_q y los parámetros intermedios ζ_1 , ζ_2 , ξ_{d1} , ξ_{d2} , ξ_{q1} , ξ_{q2} dependientes únicamente de parámetros físicos del motor (12) y de la velocidad angular (ω).

5. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, **caracterizado porque** el funcionamiento del motor es modelizado por un vector de estado (\vec{X}) formado por el vector de corriente de estator (\vec{I}) y el vector de flujo de los imanes ($\vec{\Phi}_a$).

6. Soporte (28) de registro de informaciones, **caracterizado porque** consta de unas instrucciones para la ejecución de un procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, cuando estas instrucciones son ejecutadas por un calculador electrónico.

7. Unidad de control (18) con respuesta pila de un motor (12) síncrono con imanes permanentes enterrados alimentado por una fuente (16) de tensión y controlable a partir de un ondulator (14), **caracterizada porque** esta unidad consta de:

- un módulo de establecimiento (24) en el punto de referencia de rotor giratorio predicho (d , q) de una corriente de consigna (\vec{I}_c) que permite alcanzar al final de un intervalo (T) una consigna de fuerza mecánica (C) sin superar ni la tensión máxima de la fuente (16) de tensión del motor (12), ni la corriente máxima para la que se ha dimensionado el ondulator (14) y de un vector propio de estado de consigna ($\vec{\Psi}_c$) del motor representativo de la corriente de consigna (\vec{I}_c) y del vector flujo de los imanes predicho ($\vec{\Phi}_P$) en el punto de referencia de rotor giratorio inicial (d_0 , q_0) al final de período (T),

- un módulo de cálculo (25) de un vector de tensión (\vec{V}) que se va a aplicar continuamente durante el intervalo (T) en el punto de referencia de estator fijo (α , β) para obtener al vencimiento de este intervalo (T) una corriente igual a

la corriente de consigna (\vec{I}_c), establecida por el módulo de establecimiento (24), siendo calculado el vector de tensión (\vec{V}) en función del vector propio de estado de consigna ($\vec{\Psi}_c$) establecido por el módulo de establecimiento (24) y en función de un vector propio de estado inicial ($\vec{\Psi}_0$) del motor, representativo del vector de corriente de estator (\vec{I}) y del vector flujo de los imanes ($\vec{\Phi}_a$) en el punto de referencia de rotor giratorio inicial (d_0, q_0) al comienzo de período (T), calculado previamente por el módulo de cálculo (25).

8. Vehículo eléctrico que consta de al menos un motor (12) de tracción del vehículo eléctrico, un ondulator controlable (14) que consta de unos interruptores electrónicos de potencia propia para hacer variar la tensión del motor (12) de tracción y, por tanto, su corriente y, como consecuencia, su par, unos sensores (20), (21), (22) o unos estimadores (26) propios para medir o estimar la intensidad de las corrientes del motor (12) así como la posición del flujo de los imanes permanentes, **caracterizado porque** el vehículo consta de una unidad de control (18) según la reivindicación 7 para producir las señales aptas para poner en conducción o bloquear los interruptores electrónicos de potencia del ondulator (14) que permiten hacer variar la tensión sobre el motor (12).

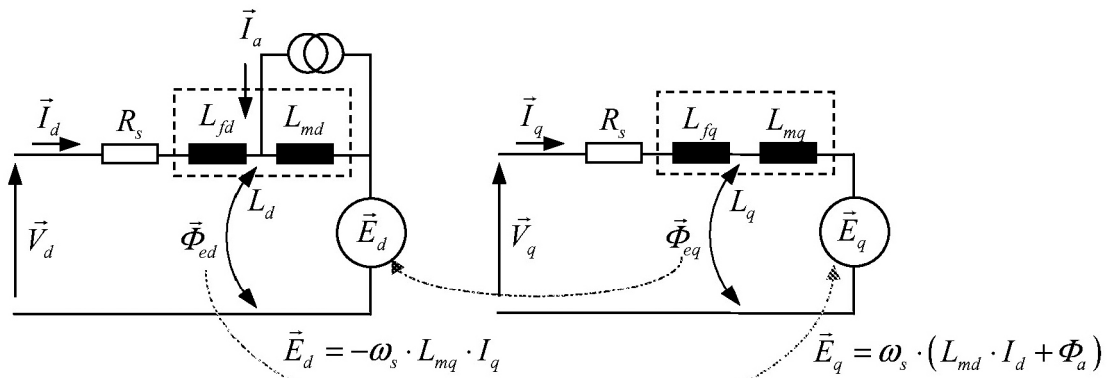


FIG. 1

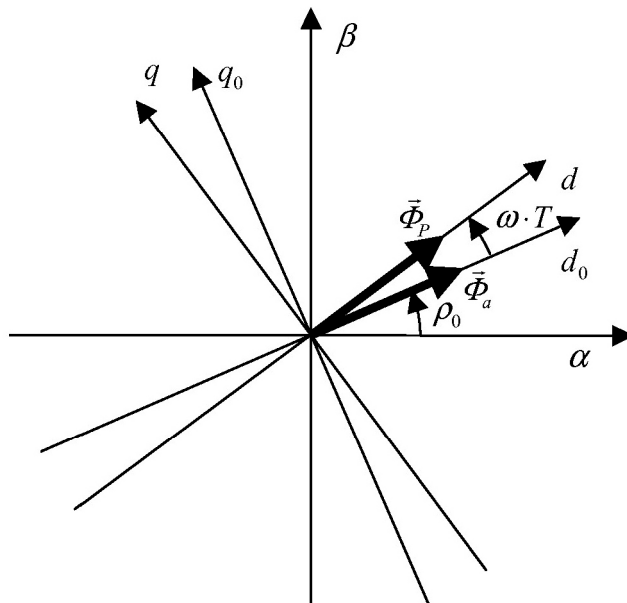


FIG. 2

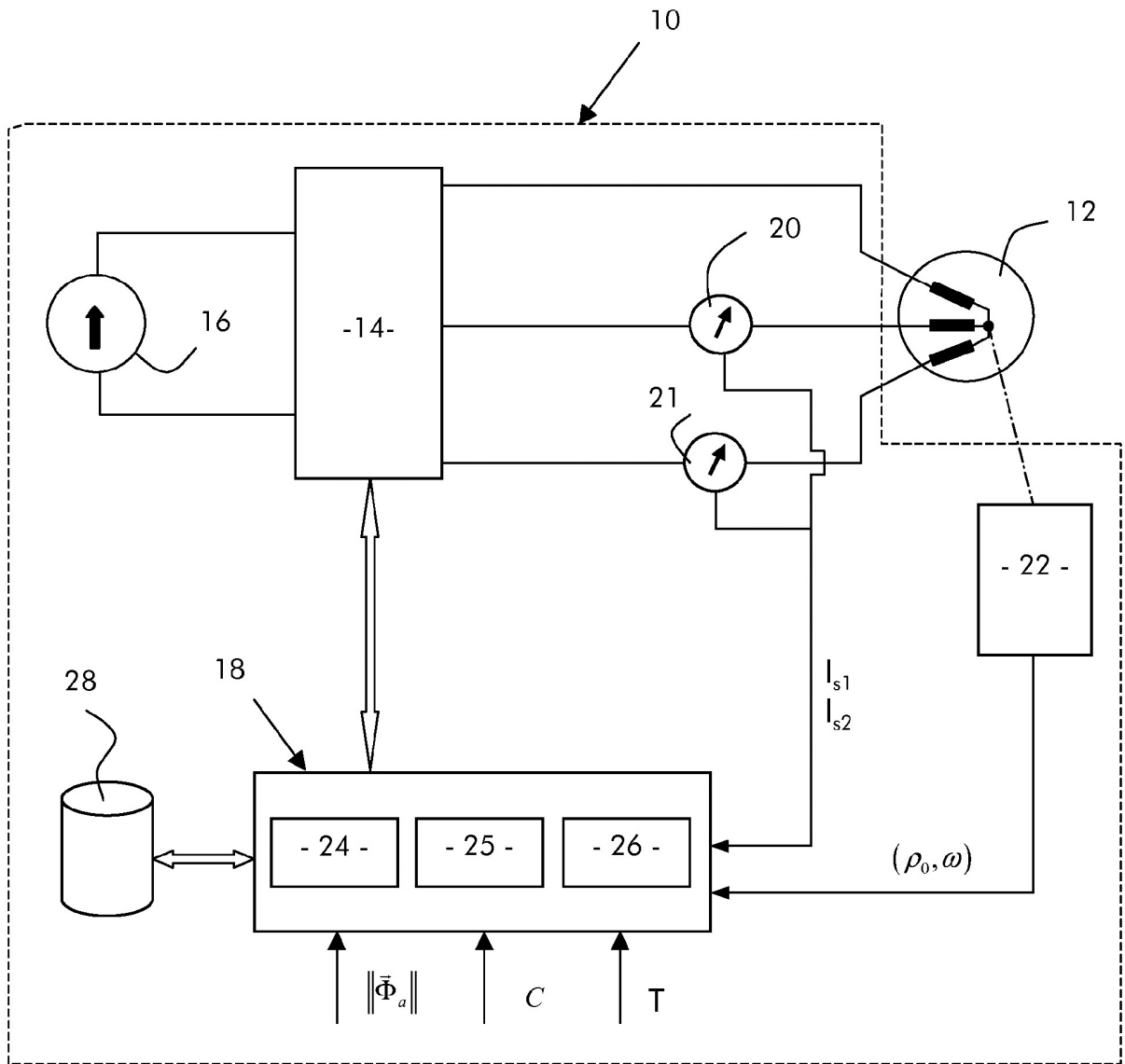


FIG. 3

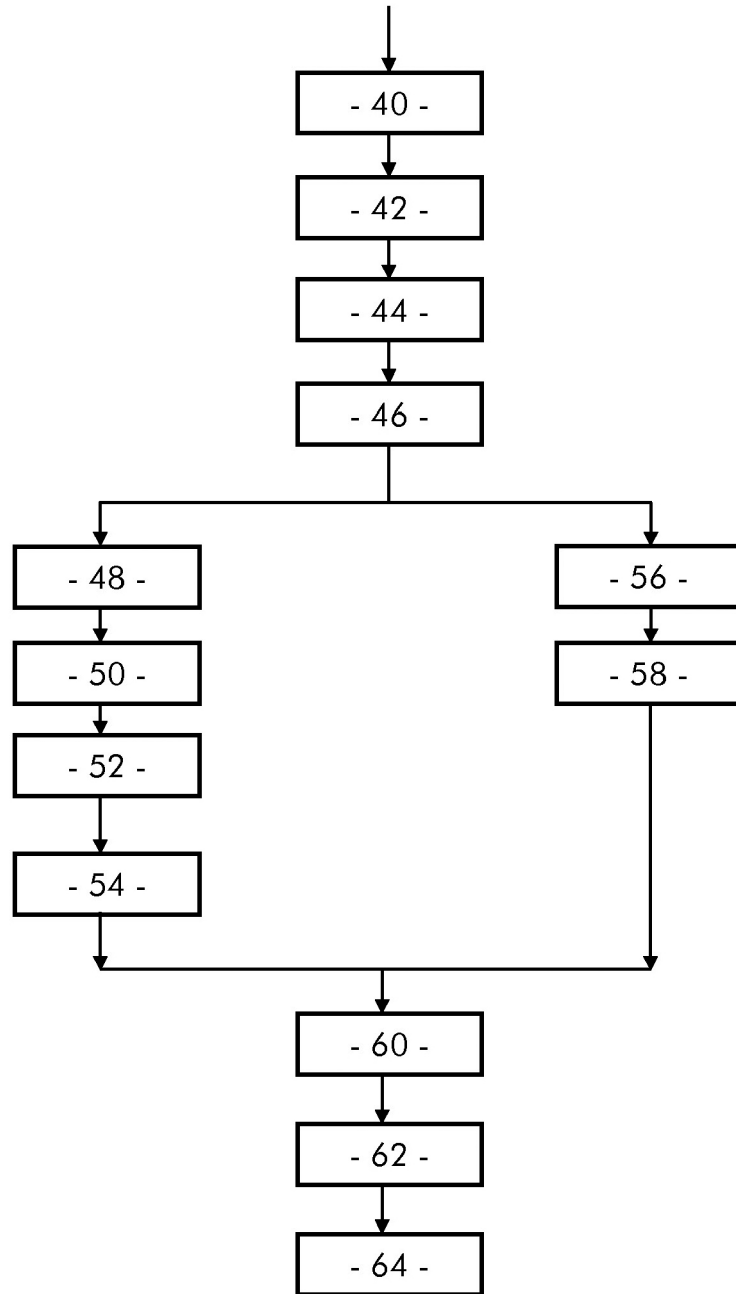


FIG. 4