

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 446 110**

51 Int. Cl.:

**H02P 21/00** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **12.05.2006 E 06290771 (2)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **15.01.2014 EP 1727272**

54 Título: **Procedimiento y unidad de control con respuesta Deadbeat de una máquina asíncrona, soporte de grabación para este procedimiento**

30 Prioridad:

**23.05.2005 FR 0505137**

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

**06.03.2014**

73 Titular/es:

**ALSTOM TRANSPORT SA (100.0%)  
3, AVENUE ANDRÉ MALRAUX  
92300 LEVALLOIS-PERRET, FR**

72 Inventor/es:

**ALACOQUE, JEAN**

74 Agente/Representante:

**PONTI SALES, Adelaida**

**ES 2 446 110 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 y unidad de control con respuesta *Deadbeat* de una máquina asíncrona, soporte de grabación para este procedimiento

5 **[0001]** La presente invención se refiere a un procedimiento y una unidad de control con respuesta *Deadbeat* de una máquina eléctrica giratoria asíncrona, y a un soporte de grabación para este procedimiento.

10 **[0002]** En lo que sigue de la descripción, el término « motor » designa una máquina eléctrica giratoria asíncrona. En preámbulo a la descripción siguiente, se recuerda que una máquina eléctrica giratoria asíncrona es un motor isótropo, es decir cuyas inductancias directas son iguales a las inductancias en cuadratura. Para estas máquinas isótropas, las dimensiones m y n que se introducen a continuación se reducen mediante la escritura de las matrices y los vectores en el plano complejo.

15 **[0003]** Los procesos de control con respuesta *Deadbeat* también se conocen por los términos ingleses « *Deadbeat control* ».

20 **[0004]** Estos procesos pueden utilizar el formalismo de las ecuaciones de estado (« State-Space » equations) también conocido. Este formalismo está basado en el principio de que el estado de un motor, se describe integralmente por el conocimiento de los valores adoptados por las magnitudes que representan sus grados de libertad. Este estado puede caracterizarse por un vector de estado  $\bar{X}$  de dimensión n igual al número de grados de libertad. La evolución de la máquina por el efecto de una orden representada por un vector de control  $\bar{V}$  de dimensión m capaz de controlar la máquina se describe entonces por el sistema lineal de ecuaciones de estado, conocido en automática, siguiente:

$$\dot{\bar{X}} = A \cdot \bar{X} + B \cdot \bar{V} \tag{1}$$

25 donde:

- $\dot{\bar{X}}$  es la derivada temporal del vector de estado X
- $\bar{V}$  es el vector de control instantáneo
- 30 - A es una matriz de evolución libre de la máquina en ausencia de control, de dimensión n.n, y
- B es una matriz de control de dimensión n.m.

35 **[0005]** En el caso de los motores isótropos, las dimensiones n y m se reducen por la escritura de las matrices y los vectores en el plano complejo.

**[0006]** Estas dos matrices A y B representan un modelo lineal del motor. Se obtienen a partir de las ecuaciones diferenciales electrotécnicas del motor, para un estado cinemática determinado. Si el modelo no es lineal, es necesario linealizar alrededor de un punto de funcionamiento y por lo tanto disponer de varios modelos, en este caso.

40 **[0007]** Para conocer el estado del motor, al cabo de un intervalo T de aplicación continua de un vector medio de control  $\bar{\bar{V}}$ , hay que integrar la relación (1) entre dos instantes:  $t_n$  y  $t_{n+1}$  separados temporalmente uno del otro por el intervalo T. El resultado puede ponerse en la forma conocida de un sistema discreto de ecuaciones de estado:

$$\bar{X}(t_{n+1}) = F(T) \cdot \bar{X}(t_n) + G(T) \cdot \bar{\bar{V}}(t_{n \rightarrow n+1}) \tag{2}$$

45 donde:

- F(T) es una matriz de transición del motor de dimensión n.n, definida por  $F = e^{A \cdot T}$ ,
- G(T) es una matriz de control de dimensión n.m definida por  $G = A^{-1} \cdot (e^{A \cdot T} - I_{nn}) \cdot B$  donde la matriz  $I_{nn}$  es la matriz unidad de dimensión n.n.

-  $\bar{X}_{(t_{n+1})}$  y  $\bar{X}_{(t_n)}$  son los vectores de estado en los instantes  $t_{n+1}$  y  $t_n$  respectivamente

-  $\bar{V}_{(t_n \rightarrow t_{n+1})}$  es el vector medio de control aplicado durante el intervalo T, es decir desde el instante  $t_n$  hasta el instante  $t_{n+1}$

5 **[0008]** El vector medio de control  $\bar{V}$  es o bien un vector instantáneo aplicado de manera continua durante el

intervalo T, o bien la media de una sucesión temporal de vectores de control instantáneos  $\bar{V}$  directamente aplicados al motor durante el intervalo T. En el caso de una sucesión temporal de vectores instantáneos cada vector instantáneo se aplica durante un lapso de tiempo muy corto en relación con las constantes de tiempo del motor, de manera que la aplicación de esta sucesión de vectores instantáneos produce los mismos efectos que la aplicación continua de un único vector instantáneo, de fase y de amplitud escogidas durante el mismo intervalo de tiempo T.

10 **[0009]** Se utiliza a menudo una sucesión de vectores instantáneos, puesto que la mayor parte de los dispositivos de alimentación de motores solamente pueden producir un número limitado de amplitudes y de fases para los vectores instantáneos de control. Por ejemplo, un ondulador trifásico solamente pueden producir seis vectores instantáneos, no nulos, de control diferentes. A partir de ese momento, para poder obtener un vector de control de amplitud y de fase cualquiera a partir de un ondulador trifásico, es habitual aplicar directamente al motor una sucesión temporal de

15 vectores instantáneos de control cuya media, indicada  $\bar{V}$ , entre los instantes  $t_n$  y  $t_{n+1}$  es igual a un vector medio de control cuya fase y amplitud se escogen de manera cualquiera. Por ejemplo, un procedimiento de modulación de anchura de impulsos permite obtener un vector medio de control cuya fase y amplitud pueden escogerse de manera cualquiera a partir de un dispositivo de alimentación únicamente capaz de producir un número limitado de amplitudes de fases para los vectores instantáneos de control.

20 **[0010]** En lo que sigue de la descripción, a menos que se indique de otro modo, los términos « vector de control » significan vector medio de control.

25 **[0011]** Un vector de control es típicamente un vector de tensión que permite aplicar una tensión específica simultáneamente a cada fase del motor.

30 **[0012]** Si se conoce un modelo (A, B) del motor y un estado inicial  $\bar{X}_0 = \bar{X}(t_n)$  que se puede medir por ejemplo, o estimar a partir de un observador como el filtro de Kalman, se vuelve posible predecir el nuevo estado

$$\bar{X}_p = \bar{X}(t_n + T) \quad \text{tras la aplicación continua del vector de control } \bar{V} \text{ durante el intervalo T.}$$

35 **[0013]** A contrario, es posible calcular el vector de control V a aplicar para que el estado predicho coincida con un estado de consigna, lo cual equivale a remplazar  $\bar{X}_p$  por un estado de consigna  $\bar{X}_c$ . El sistema discreto de ecuaciones de estado es entonces:

$$\bar{X}_c = F(T) \cdot \bar{X}_0 + G(T) \cdot \bar{V} \quad (3)$$

**[0014]** Sin embargo, la matriz G(T) no es cuadrada y por lo tanto no es invertible, de manera que no se puede calcular de manera analítica el vector de control  $\bar{V}$  solución del sistema de ecuaciones (3).

40 **[0015]** Por lo tanto, clásicamente, se utilizan aproximaciones para invertir el sistema de ecuaciones y calcular el vector de control. En el caso de motores giratorios o de máquinas eléctricas giratorias cuyo flujo magnético varía lentamente, al aproximación consiste en suponer el flujo magnético del motor establecido, en régimen permanente.

45 **[0016]** Gracias a esta aproximación, es entonces posible calcular un vector de control que permite alcanzar un par de consigna cuando expira el intervalo T. Un ejemplo de este procedimiento de control con respuesta *Deadbeat* se describe en la solicitud de patente EP-A-1 045 514.

[0017] Sin embargo, en la práctica, cuando se lleva a cabo este procedimiento de control con respuesta *Deadbeat*, el motor se desmagnetiza progresivamente. Así, estos procesos de control presentan el inconveniente de que es necesario añadir un bucle de dependencia del flujo magnético del motor del un flujo de consigna para evitar la desmagnetización de este motor durante el procedimiento de control con respuesta *Deadbeat*.

5 [0018] La invención se propone dar remedio a este inconveniente proponiendo un procedimiento de control con respuesta *Deadbeat* en el cual no es necesario llevar a cabo un bucle adicional de dependencia del flujo magnético del motor.

10 [0019] El documento titulado "A current control technique for Voltage-Fed Induction Motor drives" de Sheng-Ming Yang y otros, publicado en Industrial Electronics Society, 1999 IECON'99 Proceedings, the 25th annual conference of the IEEE, San Jose 29 November - 3 de Diciembre 1999, describe un sistema de control con respuesta *Deadbeat* que comprende un bucle de contra-reacción.

15 [0020] La respuesta *Deadbeat* se realiza en el bucle de contra-reacción y el vector de estado de evolución del motor regulado está constituido únicamente por la corriente estática.

[0021] El objetivo de la invención es mejorar la precisión de esta dependencia.

20 [0022] La invención tiene por lo tanto por objeto un procedimiento de control con respuesta *Deadbeat* de un motor en el cual el flujo magnético del motor depende de la corriente de alimentación de este motor, comprendiendo este procedimiento:

25 a) una etapa de establecimiento de una corriente de consigna que permite alcanzar, al final del intervalo T a la vez la consigna de fuerza mecánica y un flujo magnético de consigna, estableciéndose esta corriente de consigna a partir de una relación que relaciona la corriente de consigna, el flujo magnético de consigna y los valores iniciales de la corriente y del flujo magnético al principio del intervalo T, y

30 b) una etapa de cálculo del vector de control a aplicar de manera continua durante el intervalo T para obtener cuando expira este intervalo T una corriente igual a la corriente de consigna establecida durante la etapa a).

[0023] Contrariamente al procedimiento de control con respuesta *Deadbeat* conocido, el procedimiento de más arriba establece primero una consigna de corriente que permite alcanzar a la vez la consigna de fuerza mecánica y un flujo magnético de consigna antes de calcular el vector de control que permite alcanzar esta corriente de consigna. Gracias a ello, la magnetización del motor se mantiene sin que sea necesario para ello añadir un bucle de dependencia del flujo magnético puesto que el flujo magnético se mantiene igual al flujo magnético de consigna.

35 [0024] Los modos de realización de este procedimiento de control pueden comprender una o varias de las características siguientes:

40 - la corriente de consigna es una solución de la relación compleja siguiente:

$$\begin{aligned} & (a_2 \cdot p_{11} - a_1 \cdot p_{21}) \cdot \dot{i}_c + (a_2 \cdot p_{12} - a_1 \cdot p_{22}) \cdot \bar{\phi}_c = \\ & (a_2 \cdot e_1 \cdot p_{11} - a_1 \cdot e_2 \cdot p_{21}) \cdot \dot{i}_0 + (a_2 \cdot e_1 \cdot p_{12} - a_1 \cdot e_2 \cdot p_{22}) \cdot \bar{\phi}_0 \end{aligned}$$

donde:

45 •  $p_{ij}$  son los coeficientes de la inversa de una matriz P de vectores propios definida mediante la relación siguiente  $A=P \cdot D \cdot P^{-1}$ , donde D es la matriz diagonal constituida por los valores propios  $\mu_i$  de la matriz A,  $P^{-1}$  es la inversa de la matriz P, y la matriz A es la matriz de evolución libre del motor en un sistema lineal de ecuaciones de estado que modeliza el funcionamiento del motor,

50 • los coeficientes  $a_i$  son los coeficientes de una matriz C definida mediante la relación siguiente  $C = D^{-1} \cdot (e^{D \cdot T} - I) \cdot (P^{-1} \cdot B)$ , donde la matriz I es la matriz unidad y la matriz B es la matriz de control del motor en el sistema lineal de ecuaciones de estado,

• los vectores  $\bar{\phi}_0$  e  $\dot{i}_0$  son respectivamente los vectores que representan el estado inicial al principio del intervalo T de la corriente y del flujo magnético del motor,

55 • los vectores  $\dot{i}_c$  y  $\bar{\phi}_c$  son los vectores respectivamente de corriente de consigna y de flujo magnético de consigna, y

• los coeficientes  $e_i$  se definen mediante la relación siguiente  $e_i = e^{\mu_i \cdot T}$ ;

- el vector de control es la solución exacta del sistema discreto de ecuaciones de estado del motor siguiente:

$$\bar{X}_c = F(T) \cdot \bar{X}_0 + G(T) \cdot \bar{V}$$

donde:

• el vector  $\bar{X}_0$  es un vector de estado que define el estado inicial de la corriente y del flujo magnético del motor al principio del intervalo T,

- 5 • el vector  $\bar{X}_c$  es un vector de estado de consigna que define la corriente de consigna y el flujo magnético de consigna para el motor,
- el vector es el vector de control del motor,
- la matriz F(T) es una matriz de transición del motor definida por la relación  $F = e^{A \cdot T}$ , donde A es la matriz de evolución libre del motor en un sistema lineal de ecuaciones de estado que modeliza el funcionamiento del motor, y
- 10 • la matriz G(T) es una matriz de control del motor cuyo valor es función del valor del intervalo T;
- el vector de control es el resultado de la relación siguiente:

$$\bar{V} = e^{i\theta_0} \cdot \frac{e^{a_1 \cdot T} [p_{11}(I_{0d_0} + i \cdot I_{0q_0}) + p_{12} \cdot \Phi_{0d_0}] \cdot [p_{21} \cdot (I_{cd} + i \cdot I_{cq}) + p_{22} \cdot \Phi_{cd}] - e^{a_2 \cdot T} \cdot [p_{21} \cdot (I_{0d_0} + i \cdot I_{0q_0}) + p_{22} \cdot \Phi_{0d_0}] \cdot [p_{11} \cdot (I_{cd} + i \cdot I_{cq}) + p_{12} \cdot \Phi_{cd}]}{a_2 \cdot [p_{11} \cdot (I_{cd} + i \cdot I_{cq}) + p_{12} \cdot \Phi_{cd}] - a_1 \cdot [p_{21} \cdot (I_{cd} + i \cdot I_{cq}) + p_{22} \cdot \Phi_{cd}]}$$

donde:

- 15 •  $\theta_0$  es la posición angular de una referencia inicial cuyo eje de las abscisas está alineado con un vector de flujo magnético inicial del motor al principio del intervalo T,
- los coeficientes  $p_{ij}$  son los coeficientes de la inversa de una matriz P de vectores propios definida por la relación  $A = P \cdot D \cdot P^{-1}$ , donde D es la matriz diagonal constituida por los valores propios  $\mu_i$  de la matriz A,  $P^{-1}$  es la inversa de la matriz P, y la matriz A es la matriz de evolución libre del motor en un sistema lineal de ecuaciones de estado que
- 20 modeliza el funcionamiento del motor,
- $I_{0d_0}, I_{0q_0}$  son las coordenadas del vector de corriente inicial al principio del intervalo T en una referencia inicial cuyo eje de las abscisas está alineado con la dirección del vector de flujo magnético inicial,
- $\Phi_{0d_0}$ , es la abscisa del vector de flujo magnético inicial en la referencia inicial,
- 25 •  $I_{cd}, I_{cq}$  son las coordenadas del vector de corriente de consigna al final del intervalo T, en una referencia de consigna cuyo eje de las abscisas está alineado con la dirección del vector de flujo magnético de consigna.
- $\Phi_{cd}$  es la abscisa del vector de flujo magnético de consigna en la referencia de consigna;

- el vector de estado del sistema lineal de ecuaciones de estado que modeliza el funcionamiento del motor está formado por un vector de corriente estatórica y por un vector de flujo magnético rotórico.

30 **[0025]** Los modos de realización de este procedimiento presentan además las ventajas siguientes:

- el hecho de que la corriente de consigna sea una solución de la ecuación determinada de más arriba permite
- 35 garantizar que esta corriente de consigna permitirá alcanzar cuando expira el intervalo T a la vez la consigna de fuerza mecánica y el flujo de consigna deseado;
- el hecho de que el vector de control sea también la solución exacta del sistema de ecuaciones de estado determinada más arriba, permite también garantizar que el procedimiento de control alcanzará cuando expira el intervalo T la corriente de consigna fijado;
- 40 - el vector de corriente estatórica es fácilmente medible, lo cual facilita la realización del procedimiento de control; y
- el vector de flujo magnético rotórico varía lentamente, lo cual facilita su estimación con ayuda de un observador.

**[0026]** La invención también tiene por objeto una unidad de control con respuesta *Deadbeat* de un motor giratorio controlable a partir de la corriente de alimentación de este motor, esta unidad comprende:

- 45 - un módulo de establecimiento de una corriente de consigna que permite alcanzar al final de un intervalo T a la vez una consigna de fuerza mecánica y un flujo magnético de consigna, estableciéndose esta corriente de consigna a partir de una relación que relaciona la corriente de consigna, el flujo magnético de consigna, y valores iniciales de la corriente y del flujo magnético al principio del intervalo T,
- 50 - un módulo de cálculo de un vector de control a aplicar de manera continua durante el intervalo T para obtener cuando expira el intervalo T una corriente igual a la corriente de consigna establecida por el módulo de establecimiento.

**[0027]** La invención también tiene por objeto un soporte de grabación de informaciones que comprende instrucciones para la ejecución del procedimiento de control de más arriba, cuando estas instrucciones son ejecutadas por un computador electrónico.

5 **[0028]** La invención se comprenderá mejor con la lectura de la descripción siguiente, determinada únicamente a título de ejemplo hecha haciendo referencia a los dibujos en los cuales:

- la figura 1 es un esquema electrónico equivalente de un motor eléctrico asíncrono;
- las figuras 2A y 2B definen respectivamente una referencia inicial y una referencia de consigna utilizado durante la realización de un procedimiento de control con respuesta *Deadbeat*;
- 10 - la figura 3 es una ilustración esquemática de la arquitectura de un sistema de control de un motor eléctrico asíncrono trifásico; y
- la figura 4 es un organigrama de un procedimiento de control con respuesta *Deadbeat* empleado en el sistema de la figura 3.

15 **[0029]** Con el fin de describir en detalle un ejemplo concreto de realización (parte III) de un sistema y de un procedimiento de control con respuesta *Deadbeat* con referencia a las figuras 3 y 4, habiendo permitido la teoría matemática desarrollar este sistema y este procedimiento se presentará en el caso de una máquina eléctrica giratoria isótropa (parte I), y luego se desarrollarán las relaciones generales así desarrolladas y se detallarán en el caso particular de un motor eléctrico asíncrono (parte II).

20 **[0030]** Las notaciones introducidas en la parte introductoria de esta descripción también se utilizan en lo que sigue de esta descripción.

25 Parte I): Puesta en ecuación del control con respuesta *Deadbeat* en el caso general

I.1 Expresión del sistema de ecuaciones de estado en una base de vectores propios de la máquina:

30 **[0031]** Para calcular el vector de control de la máquina eléctrica giratoria isótropa, se supondrá que el sistema (3) es controlable en el sentido de la automática.

35 **[0032]** Las dos matrices  $F(T)$  y  $G(T)$  n en general no se conocen de manera formal. Es posible determinarlas de varias maneras. El método de cálculo basado en el cálculo de los valores propios del sistema:  $m_j \in \{1, n\}$ , que se va a describir a continuación permite poner en evidencia una solución analítica simple y exacta, siempre que el modelo del sistema se conozca suficientemente.

**[0033]** Sea  $D$  la matriz diagonal de  $A$  cuya diagonal está constituida por los  $n$  valores propios  $m_i$  y  $P$ , la matriz de los vectores propios o matriz de paso tal que:

$$A = P \cdot D \cdot P^{-1} \quad (4)$$

40 **[0034]** La matriz de transición puede entonces calcularse de manera simple:

$$F = e^{A \cdot T} = P \cdot e^{D \cdot T} \cdot P^{-1} \quad (5)$$

expresión en la cual:  $e^{D \cdot T}$  es la matriz diagonal constituida por los exponenciales de los valores propios  $m_i$  multiplicados por el intervalo  $T$ .

45 **[0035]** Con este método, el sistema discreto (3) de ecuaciones de estado se escribe:

$$\bar{X}_c = P \cdot e^{D \cdot T} \cdot P^{-1} \cdot \bar{X}_0 + A^{-1} \cdot (P \cdot e^{D \cdot T} \cdot P^{-1} - I) \cdot B \cdot \bar{V} \quad (6)$$

**[0036]** Multiplicando los dos miembros a la izquierda por  $P^{-1}$ , se obtiene tras algunas transformaciones:

$$[P^{-1} \cdot \bar{X}_c] = e^{D \cdot T} \cdot [P^{-1} \cdot \bar{X}_0] + D^{-1} \cdot (e^{D \cdot T} - I) \cdot [P^{-1} \cdot B] \cdot \bar{V} \quad (7)$$

[0037] Esta nueva representación discreta de estado de la máquina es interesante por su simplicidad:

$e^{D \cdot T}$  y  $D^{-1} \cdot (e^{D \cdot T} - I)$  son matrices diagonales, cuyo cálculo formal es muy fácil a partir de los valores propios  $\mu_i$ , para una máquina determinada. Efectivamente, su diagonal respectiva está compuesta respectivamente por los elementos:

$$e^{\mu_j \cdot T} \text{ et } \frac{e^{\mu_j \cdot T} - 1}{\mu_j} \text{ pour } j \in \{1, \dots, n\} \quad (8)$$

[0038] Esta formulación hace aparecer la proyección de los vectores de estados en el espacio de los vectores

propios, por lo tanto de los vectores « propios » de estado:  $\bar{\Psi} = P^{-1} \cdot \bar{X}$ , así como una matriz « propia » de control:  $[P^{-1} \cdot B]$ . Como los valores propios, que caracterizan el comportamiento de un sistema, estos vectores propios de estado tienen un significado físico particular por el hecho de que sus coordenadas, los estados « propios », están desacoplados con respecto al control, puesto que se expresan en la base de los vectores propios. Es lo que traduce también, el hecho de que dos de las matrices sean diagonales.

[0039] Con el cambio de variable siguiente, la ecuación (7) de estado se simplifica:

$$\bar{\Psi}_c = P^{-1} \cdot \bar{X}_c \quad (8)$$

$$\bar{\Psi}_0 = P^{-1} \cdot \bar{X}_0 \quad (9)$$

$$C = D^{-1} \cdot (e^{D \cdot T} - I) \cdot [P^{-1} \cdot B] \quad (10)$$

$$\bar{\Psi}_c = e^{D \cdot T} \cdot \bar{\Psi}_0 + C \cdot \bar{V} \quad (11)$$

[0040] El cálculo del vector de control consiste entonces en informar del estado propio inicial  $\bar{\Psi}_0$  a partir de medidas y/u observadores para las magnitudes que no serían accesibles, y en informar del estado propio de

consigna  $\bar{\Psi}_c$  en función de los objetivos a realizar, y finalmente en calcular el vector de control que permitirá alcanzar al cabo de un intervalo de tiempo T escogido, el estado propio de consigna.

[0041] Para una máquina eléctrica giratoria, es práctico escoger un vector de estado  $\bar{X}$  compuesto por el estado de la corriente de alimentación de la máquina y por el estado del flujo magnético de la máquina, puesto que el objetivo es obtener una fuerza mecánica. Efectivamente, las amplitudes y el ángulo entre un vector de corriente y un vector de flujo magnético permiten traducir, por simple producto vectorial, un objetivo de fuerza, en objetivos de coordenadas de estos vectores en una referencia escogida para simplificar sus expresiones. Aquí esta referencia es una referencia ortonormal cuyo eje de las abscisas está alineado con el vector de flujo magnético. En este caso, el producto vectorial de la ley de Laplace se expresa por el producto del módulo del flujo magnético, por el módulo de la proyección del vector de corriente en el eje de las ordenadas al mismo instante, con un error de una constante dependiendo de la máquina. Además, el producto del módulo del flujo magnético, por el módulo de la proyección del vector de corriente en el eje de las abscisas al mismo instante, define el producto escalar de los vectores de corriente y de flujo magnético y por lo tanto la energía magnética de la máquina en una representación de Park, con un error de una constante multiplicativa dependiendo de la máquina.

[0042] Una matriz  $\Gamma_0$  se define como siendo la matriz de proyección del vector de corriente en una referencia inicial cuyo eje de las abscisas está alineado con el vector de flujo magnético inicial. Por inicial se designa aquí el instante  $t_n$  que marca el inicio del intervalo T. Se puede escribir esta matriz en la forma del producto de dos matrices  $\Gamma_c$  y  $\Gamma_T$  que permite proyectar, para la primera, el vector de corriente en una referencia de consigna cuyo eje de las abscisas está alineado con el vector de flujo magnético de consigna y, para la segunda, el vector de corriente de este

referencia de consigna hacia la referencia inicial. Esta última transformación  $\Gamma_T$  depende obviamente del valor del intervalo T, puesto que permite pasar de la referencia de consigna a la referencia inicial (sistema supuesto causal con esta representación). Por o tanto, se verifica la relación siguiente.

$$\Gamma_T \cdot \Gamma_c = \Gamma_0 \tag{12}$$

5 [0043] Combinando, las relaciones (11) y (12), se obtiene:

$$\Gamma_T \cdot [\Gamma_c \cdot \bar{\Psi}_c] = e^{D \cdot T} \cdot [\Gamma_0 \cdot \bar{\Psi}_0] + [\Gamma_0 \cdot C] \cdot \bar{V} \tag{13}$$

[0044] Este formalismo hace aparecer los vectores propios de estado de consigna  $\Gamma_c \cdot \bar{\Psi}_c$  e inicial  $\Gamma_0 \cdot \bar{\Psi}_0$ , expresados respectivamente en la referencia de consigna y en la referencia inicial, lo cual permite expresar ahí muy simplemente los productos vectorial y escalar.

10 [0045] Las matrices (D, P, P<sup>-1</sup>, B) dependen de la máquina y pueden calcularse de manera analítica o numérica. El intervalo de control T se escoge mediante otros criterios. El vector  $\bar{\Psi}_0$  depende del estado inicial de la máquina al principio del intervalo T y el vector  $\bar{\Psi}_c$  es el vector de consigna. Estos dos vectores  $\bar{\Psi}_0$ ,  $\bar{\Psi}_c$  deben volver a calcularse en cada etapa de control, así como las tres matrices de proyección: ( $\Gamma_0$ ,  $\Gamma_c$ ,  $\Gamma_T$ ).  $\Gamma_T$  pueden formar parte de las variables desconocidas a determinar en función de las medidas y/o de las consignas según la aplicación.

1.2 Expresión de la corriente de consigna:

[0046] El vector de consigna se define aquí para permitir a la vez alcanzar una consigna  $F_{mc}$  de fuerza mecánica, expresada por ejemplo en la forma de una consigna primaria  $C_c$  de par, y un flujo magnético  $\bar{\Phi}_c$  de consigna a alcanzar cuando expira el intervalo T.

[0047] Aquí solamente es necesario el módulo  $\|\Phi_c\|$  del flujo  $\bar{\Phi}_c$  de consigna.

25 [0048] En un plano definido por los vectores de corriente y el vector  $\vec{i}$  de inducción magnética se escoge  $\vec{B}$ , para definir el estado de la máquina, un vector de estado de dimensión cuatro como mínimo:

$$\bar{X} = \begin{bmatrix} \vec{i} \\ \vec{\Phi} \end{bmatrix} \tag{14}$$

[0049] Este vector de estado, aplicado a las consignas, se definirá a partir de un estado magnético y una fuerza mecánica.

[0050] Para simplificar el formalismo de los cálculos en el caso de las máquinas asíncronas isótropas, se pueden representar los vectores de corriente y de flujo por un número complejo que presenta cada uno dos coordenadas en una referencia ortonormal directa cuyo eje de las abscisas reales tiene la dirección y el sentido del vector de inducción magnética, por lo tanto del vector de flujo magnético.

[0051] El sistema (13) permanece de orden cuatro, pero está ahora representado por un sistema de orden dos en complejo.

40 [0052] Se define mediante  $\mu_1$  y  $\mu_2$  los dos valores propios complejos de la matriz compleja de evolución del sistema discreto de ecuaciones de estado, la matriz de control compleja y la matriz de paso inversa compleja pueden escribirse con estas dimensiones tal como sigue:

$$B = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$P^{-1} = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix} \text{ con } P_{jk} \text{ función de } \mu_1, \mu_2 \quad (16)$$

[0053] El vector de control  $\bar{V}$  es de orden uno en complejo y se expresa por la relación  $\bar{V} = \bar{V}_\alpha + i \cdot \bar{V}_\beta$

5 Es ventajoso escoger las coordenadas de la referencia  $(\alpha, \beta)$  fija con respecto al elemento de control.

[0054] Con estas definiciones,  $C = D^{-1} \cdot (e^{D \cdot T} - I) \cdot [P^{-1} \cdot B]$ , se vuelve:

$$C = \begin{bmatrix} \frac{e^{\mu_1 \cdot T} - 1}{\mu_1} \cdot (p_{11} \cdot b_1 + p_{12} \cdot b_2) \\ \frac{e^{\mu_2 \cdot T} - 1}{\mu_2} \cdot (p_{21} \cdot b_1 + p_{22} \cdot b_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (17)$$

[0055] Utilicemos estas definiciones para detallar el sistema de ecuaciones de los vectores propios de estado:

$$\bar{\Psi}_c = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{I}_c \\ \bar{\Phi}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\Psi}_{1c} \\ \bar{\Psi}_{2c} \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\bar{\Psi}_0 = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{I}_0 \\ \bar{\Phi}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\Psi}_{10} \\ \bar{\Psi}_{20} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\bar{\Psi}_c = \begin{bmatrix} e^{\mu_1 \cdot T} & 0 \\ 0 & e^{\mu_2 \cdot T} \end{bmatrix} \cdot \bar{\Psi}_0 + \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \cdot \bar{V} \quad (20)$$

10 donde:

-  $\bar{I}_c$  y  $\bar{\Phi}_c$  son los vectores respectivamente de corriente y de flujo de consigna,

-  $\bar{I}_0$  y  $\bar{\Phi}_0$  son los vectores iniciales respectivamente de corriente y de flujo.

15 [0056] Planteemos:

$$e_1 = e^{\mu_1 \cdot T} \quad e_2 = e^{\mu_2 \cdot T}$$

[0057] El sistema de ecuación se vuelve:

$$\begin{vmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \bar{i}_c \\ \bar{\phi}_c \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} e_1 \cdot p_{11} & e_1 \cdot p_{12} \\ e_2 \cdot p_{21} & e_2 \cdot p_{22} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \bar{i}_0 \\ \bar{\phi}_0 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} a_1 \\ a_2 \end{vmatrix} \cdot \bar{V} \quad (21)$$

[0058] Luego se descompone en dos ecuaciones complejas:

$$p_{11} \cdot \bar{i}_c + p_{12} \cdot \bar{\phi}_c = e_1 \cdot (p_{11} \cdot \bar{i}_0 + p_{12} \cdot \bar{\phi}_0) + a_1 \cdot \bar{V} \quad (22)$$

$$p_{21} \cdot \bar{i}_c + p_{22} \cdot \bar{\phi}_c = e_2 \cdot (p_{21} \cdot \bar{i}_0 + p_{22} \cdot \bar{\phi}_0) + a_2 \cdot \bar{V} \quad (23)$$

5 las cuales pueden también escribirse como:

$$\bar{\psi}_{1c} = e_1 \cdot \bar{\psi}_{10} + a_1 \cdot \bar{V} \quad (24)$$

$$\bar{\psi}_{2c} = e_2 \cdot \bar{\psi}_{20} + a_2 \cdot \bar{V} \quad (25)$$

[0059] Se elimina entonces el vector de control complejo entre las ecuaciones (22) y (23):

$$\begin{aligned} (a_2 \cdot p_{11} - a_1 \cdot p_{21}) \cdot \bar{i}_c + (a_2 \cdot p_{12} - a_1 \cdot p_{22}) \cdot \bar{\phi}_c = \\ (a_2 \cdot e_1 \cdot p_{11} - a_1 \cdot e_2 \cdot p_{21}) \cdot \bar{i}_0 + (a_2 \cdot e_1 \cdot p_{12} - a_1 \cdot e_2 \cdot p_{22}) \cdot \bar{\phi}_0 \end{aligned} \quad (26)$$

10 [0060] Esta relación pone en evidencia que el vector de corriente de consigna está ligado al vector de flujo de consigna y que dependen ambos del estado inicial conocido, al segundo miembro de esta ecuación.

[0061] El coeficiente  $(a_2 \cdot p_{11} - a_1 \cdot p_{21})$  que depende de la aplicación no es nulo puesto que el flujo de la máquina eléctrica giratoria depende de la corriente de alimentación de esta máquina. Es por lo tanto posible escribir la relación siguiente:

$$\bar{i}_c + \frac{a_2 \cdot p_{12} - a_1 \cdot p_{22}}{a_2 \cdot p_{11} - a_1 \cdot p_{21}} \cdot \bar{\phi}_c = \frac{(a_2 \cdot e_1 \cdot p_{11} - a_1 \cdot e_2 \cdot p_{21}) \cdot \bar{i}_0 + (a_2 \cdot e_1 \cdot p_{12} - a_1 \cdot e_2 \cdot p_{22}) \cdot \bar{\phi}_0}{a_2 \cdot p_{11} - a_1 \cdot p_{21}} \quad (27)$$

15 [0062] Se destacará que si este coeficiente  $(a_2 \cdot p_{11} - a_1 \cdot p_{21})$  es nulo, la dependencia entre la corriente de consigna y el flujo de consigna a través del estado inicial, desaparece totalmente, lo cual significa prácticamente que no es posible controlar el vector de flujo a partir del vector de corriente. El flujo es por lo tanto o bien constante o bien está controlado por otra vía, de manera que el procedimiento de control con respuesta *Deadbeat* descrito no se aplica aquí.

[0063] Se plantea:

$$\bar{E}_0 = \frac{(a_2 \cdot e_1 \cdot p_{11} - a_1 \cdot e_2 \cdot p_{21}) \cdot \bar{i}_0 + (a_2 \cdot e_1 \cdot p_{12} - a_1 \cdot e_2 \cdot p_{22}) \cdot \bar{\phi}_0}{a_2 \cdot p_{11} - a_1 \cdot p_{21}} = E_0 \cdot e^{i\epsilon_0} \quad (28)$$

[0064] Se obtiene una forma más concisa de la relación (27):

$$\dot{I}_c + \frac{a_2 \cdot p_{12} - a_1 \cdot p_{22}}{a_2 \cdot p_{11} - a_1 \cdot p_{21}} \cdot \bar{\Phi}_c = E_0 \cdot e^{i\epsilon_0} \quad (29)$$

en la cual los vectores de corriente y de flujo están representados por una expresión compleja en la referencia de consigna.

$$\dot{I}_c = I_{cd} + i \cdot I_{cq} \quad (30)$$

$$\bar{\Phi}_c = \Phi_{cd} = \|\bar{\Phi}_c\| \quad (31)$$

5 donde  $I_{cd}$  es la corriente de magnetización e  $I_{cq}$  la corriente que permite crear la fuerza mecánica con el flujo magnético del motor. Es entonces posible escribir:

$$I_{cd} + i \cdot I_{cq} + \frac{a_2 \cdot p_{12} - a_1 \cdot p_{22}}{a_2 \cdot p_{11} - a_1 \cdot p_{21}} \cdot \Phi_c = E_0 \cdot e^{i\epsilon_0} \quad (32)$$

[0065] Es decir dos vectores complejos:

10  $\bar{M}$  y  $\bar{N}$ , y  $\bar{M}^*$  el conjugado de  $\bar{M}$ .

Es conocido que:

$$\bar{M}^* \cdot \bar{N} = \langle \bar{M}, \bar{N} \rangle + i \cdot \|\bar{M} \wedge \bar{N}\| \quad (33)$$

donde:

- 15
- $\langle \bar{M}, \bar{N} \rangle$  representa el escalar real del producto escalar de los vectores, y
  - $\|\bar{M} \wedge \bar{N}\|$ , representa el módulo del producto vectorial que también es un número real. Se puede escribir entonces:

$$\text{Re}\{\bar{M}^* \cdot \bar{N}\} = \langle \bar{M}, \bar{N} \rangle \quad (34)$$

$$\text{Im}\{\bar{M}^* \cdot \bar{N}\} = \|\bar{M} \wedge \bar{N}\| \quad (35)$$

20 [0066] Si se calcula ahora el producto escalar de los vectores de corriente y de flujo que es igual a la energía magnética  $Q$  con error de una constante  $k_q$ , y el producto vectorial de estos mismos vectores que es igual a una fuerza mecánica  $F_m$  con error de una constante  $k_m$ :

$$\dot{I}_c \cdot \bar{\Phi}_c = E_0 \cdot e^{-i\epsilon_0} \cdot \bar{\Phi}_c - \frac{a_2 \cdot p_{12} - a_1 \cdot p_{22}}{a_2 \cdot p_{11} - a_1 \cdot p_{21}} \cdot \|\bar{\Phi}_c\|^2 = \frac{Q}{k_q} + i \cdot \frac{F_m}{k_m} \quad (36)$$

[0067] Esta relación compleja se descompone en dos ecuaciones reales:

$$\operatorname{Re}\left\{\dot{\bar{i}}_c \cdot \bar{\Phi}_c\right\} = \langle \dot{\bar{i}}_c, \bar{\Phi}_c \rangle = \frac{Q}{k_q} = I_{cd} \cdot \|\bar{\Phi}_c\| = E_0 \cdot \cos(\varepsilon_0) \cdot \|\bar{\Phi}_c\| - \operatorname{Re}\left\{\frac{a_2 \cdot p_{12} - a_1 \cdot p_{22}}{a_2 \cdot p_{11} - a_1 \cdot p_{21}}\right\} \cdot \|\bar{\Phi}_c\|^2 \quad (37)$$

y debido al sentido de la referencia escogido:

$$\operatorname{Im}\left\{\dot{\bar{i}}_c \cdot \bar{\Phi}_c\right\} = -\|\dot{\bar{i}}_c \wedge \bar{\Phi}_c\| = -\frac{F_m}{k_m} = I_{cq} \cdot \|\bar{\Phi}_c\| = -E_0 \cdot \sin(\varepsilon_0) \cdot \|\bar{\Phi}_c\| + \operatorname{Im}\left\{\frac{a_2 \cdot p_{12} - a_1 \cdot p_{22}}{a_2 \cdot p_{11} - a_1 \cdot p_{21}}\right\} \cdot \|\bar{\Phi}_c\|^2 \quad (38)$$

donde  $\operatorname{Re}\{\dots\}$  e  $\operatorname{Im}\{\dots\}$  designan las partes respectivamente real e imaginaria de un número complejo.

5

**[0068]** Estas relaciones (37) y (38) se simplifican:

$$I_{cd} + \operatorname{Re}\left\{\frac{a_2 \cdot p_{12} - a_1 \cdot p_{22}}{a_2 \cdot p_{11} - a_1 \cdot p_{21}}\right\} \cdot \|\bar{\Phi}_c\| = E_0 \cdot \cos(\varepsilon_0) \quad (39)$$

$$I_{cq} + \operatorname{Im}\left\{\frac{a_2 \cdot p_{12} - a_1 \cdot p_{22}}{a_2 \cdot p_{11} - a_1 \cdot p_{21}}\right\} \cdot \|\bar{\Phi}_c\| = E_0 \cdot \sin(\varepsilon_0) \quad (40)$$

**[0069]** De estas dos ecuaciones es entonces posible extraer  $I_{cd}$  eliminando  $\varepsilon_0$ , en dos formas diferentes:

10 Primera forma:

**[0070]** Se calcula  $\varepsilon_0$  a partir de la segunda ecuación y se sustituye por su expresión en la primera ecuación:

$$\varepsilon_0 = \arcsin\left(\frac{I_{cq} + \operatorname{Im}\left\{\frac{a_2 \cdot p_{12} - a_1 \cdot p_{22}}{a_2 \cdot p_{11} - a_1 \cdot p_{21}}\right\} \cdot \|\bar{\Phi}_c\|}{E_0}\right) \quad (41)$$

luego:

$$I_{cd} = -\operatorname{Re}\left\{\frac{a_2 \cdot p_{12} - a_1 \cdot p_{22}}{a_2 \cdot p_{11} - a_1 \cdot p_{21}}\right\} \cdot \|\bar{\Phi}_c\| + E_0 \cdot \cos\left[\arcsin\left(\frac{I_{cq} + \operatorname{Im}\left\{\frac{a_2 \cdot p_{12} - a_1 \cdot p_{22}}{a_2 \cdot p_{11} - a_1 \cdot p_{21}}\right\} \cdot \|\bar{\Phi}_c\|}{E_0}\right)\right] \quad (42)$$

15 **[0071]** El contexto de la aplicación permite eliminar una de las dos determinaciones principales de  $\operatorname{Arcsin}()$ , para conservar aquella cuyo coseno es negativo.

Segunda forma:

20

**[0072]** Se elevan al cuadrado los dos miembros de las dos ecuaciones y se les añade para reemplazar  $\cos^2(\varepsilon_0) + \sin^2(\varepsilon_0) = 1$  por su valor numérico:

$$\left[I_{cd} + \operatorname{Re}\left\{\frac{a_2 \cdot p_{12} - a_1 \cdot p_{22}}{a_2 \cdot p_{11} - a_1 \cdot p_{21}}\right\} \cdot \|\bar{\Phi}_c\|\right]^2 + \left[I_{cq} + \operatorname{Im}\left\{\frac{a_2 \cdot p_{12} - a_1 \cdot p_{22}}{a_2 \cdot p_{11} - a_1 \cdot p_{21}}\right\} \cdot \|\bar{\Phi}_c\|\right]^2 = E_0^2 \quad (43)$$

**[0073]** El desarrollo de esta nueva relación, permite calcular  $I_{cd}$  como solución de una ecuación de segundo grado:

$$I_{cd} = -\operatorname{Re} \left\{ \frac{a_2 \cdot P_{12} - a_1 \cdot P_{22}}{a_2 \cdot P_{11} - a_1 \cdot P_{21}} \right\} \cdot \|\bar{\Phi}_c\| \pm \sqrt{E_0^2 - \left[ I_{cq} + \operatorname{Im} \left\{ \frac{a_2 \cdot P_{12} - a_1 \cdot P_{22}}{a_2 \cdot P_{11} - a_1 \cdot P_{21}} \right\} \cdot \|\bar{\Phi}_c\| \right]^2} \quad (44)$$

[0074] La potencia al cuadrado hace aparecer una raíz extraña que conviene eliminar por el contexto de la aplicación, para conservar únicamente aquella que presenta el signo negativo delante del radical.

5 [0075] También se destaca que:

$$I_{cq} \cdot \|\bar{\Phi}_c\| = \frac{F_m}{k_m} \quad (45)$$

[0076] Esta última relación permite por lo tanto transformar una consigna de fuerza mecánica  $F_{mc}$  y una consigna de módulo de flujo magnético  $\|\bar{\Phi}_c\|$  en una consigna de proyección del vector de corriente sobre el eje ortogonal al eje del vector de flujo:

$$I_{cq} = \frac{F_{mc}}{k_m \cdot \|\bar{\Phi}_c\|} \quad (46)$$

10 [0077] Una u otra de las soluciones de  $I_{cd}$ , depende entonces:

- de las consignas  $F_{mc}, \|\bar{\Phi}_c\|$ ,
- de los parámetros de la aplicación:  $a_1, a_2, P_{11}, P_{12}, P_{21}, P_{22}$ , que dependen de los valores propios,
- 15 - de las condiciones iniciales medidas:  $\bar{I}_0, \bar{\Phi}_0$  mediante  $\bar{E}_0$ .

[0078] Las dos formas de la relación que relacionan la corriente de magnetización con las consignas primarias, parámetros y estado inicial, permiten por lo tanto calcular la segunda coordenada de la corriente de consigna, proyección del vector de corriente de consigna sobre el vector de flujo magnético.

$$I_{cd} = -\operatorname{Re} \left\{ \frac{a_2 \cdot P_{12} - a_1 \cdot P_{22}}{a_2 \cdot P_{11} - a_1 \cdot P_{21}} \right\} \cdot \|\bar{\Phi}_c\| + E_0 \cdot \cos \left[ \arcsin \left( \frac{F_{mc}}{k_m \cdot \|\bar{\Phi}_c\| \cdot E_0} + \operatorname{Im} \left\{ \frac{a_2 \cdot P_{12} - a_1 \cdot P_{22}}{a_2 \cdot P_{11} - a_1 \cdot P_{21}} \right\} \cdot \frac{\|\bar{\Phi}_c\|}{E_0} \right) \right] \quad (47)$$

20 o

$$I_{cd} = \operatorname{Re} \left\{ \frac{a_2 \cdot P_{12} - a_1 \cdot P_{22}}{a_2 \cdot P_{11} - a_1 \cdot P_{21}} \right\} \cdot \|\bar{\Phi}_c\| \pm \sqrt{E_0^2 - \left[ \frac{F_{mc}}{k_m \cdot \|\bar{\Phi}_c\|} + \operatorname{Im} \left\{ \frac{a_2 \cdot P_{12} - a_1 \cdot P_{22}}{a_2 \cdot P_{11} - a_1 \cdot P_{21}} \right\} \cdot \|\bar{\Phi}_c\| \right]^2} \quad (48)$$

[0079] En resumen se obtienen  $(I_{cd}, I_{cq})$  y  $(\Phi_{cd}, 0)$  a partir de  $(F_{mc}, \|\bar{\Phi}_c\|)$  utilizando las relaciones anteriores, lo cual permite constituir el vector propio de estado de consigna proyectado en la referencia de consigna:

25

$$\Gamma_c \cdot \bar{\Psi}_c = \begin{bmatrix} P_{11} \cdot (I_{cd} + i \cdot I_{cq}) + P_{12} \cdot \Phi_{cd} \\ P_{21} \cdot (I_{cd} + i \cdot I_{cq}) + P_{22} \cdot \Phi_{cd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\Psi}_{1c}^{dq} \\ \bar{\Psi}_{2c}^{dq} \end{bmatrix} \quad (49)$$

de la relación:

$$\Gamma_T \cdot [\Gamma_c \cdot \bar{\Psi}_c] = e^{D \cdot T} \cdot [\Gamma_0 \cdot \bar{\Psi}_0] + [\Gamma_0 \cdot C] \cdot \bar{V} \quad (50)$$

**[0080]** El vector de corriente de consigna así establecido permite obtener al mismo tiempo y simultáneamente, cuando expira el intervalo T, la consigna de fuerza mecánica  $F_{mc}$  y la consigna de flujo  $\|\bar{\Phi}_c\|$ .

**[0081]** Se puede escribir asimismo:

$$\Gamma_0 \cdot \bar{\Psi}_0 = \begin{bmatrix} P_{11} \cdot (I_{0d_0} + i \cdot I_{0q_0}) + P_{12} \cdot \Phi_{0d_0} \\ P_{21} \cdot (I_{0d_0} + i \cdot I_{0q_0}) + P_{22} \cdot \Phi_{0d_0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\Psi}_{10}^{d_{0q_0}} \\ \bar{\Psi}_{20}^{d_{0q_0}} \end{bmatrix} \quad (51)$$

estado inicial conocido por la medida.

### 1.3 - Ejemplo de establecimiento de la matriz $\Gamma_T$ para el caso de un motor eléctrico asíncrono

**[0082]** Debido a que el vector de control se aplica aquí a un motor eléctrico rotativo trifásico en una referencia fija con respecto al estator se escogerá un vector de estado compuesto por los vectores de corriente estática  $\bar{i}_s$ , y

de flujo rotórico  $\bar{\Phi}_r$  visto desde el estator, en la referencia ortonormal comúnmente llamada  $(\alpha, \beta)$ , fija con respecto al estator del motor tras la reducción por el número de pares de polos magnéticos del motor. El paso del sistema trifásico al sistema bifásico en esta referencia ortonormal  $(\alpha, \beta)$  de referencia se hace con ayuda de la transformación de Concordia. El eje  $\alpha$  puede, por ejemplo, escogerse en la dirección polar eléctrica de la fase R.

**[0083]** El vector de corriente estática es medible con ayuda de sensores de corriente dispuestos en el exterior del motor en serie con las fases, o una parte de las fases del motor. El vector de flujo rotórico se conoce a partir de las tensiones y las corrientes del motor o bien es observable. Estos dos vectores permiten estimar o calcular un estado inicial. Permiten también traducir, conjuntamente, una consigna de par mecánico por su producto vectorial y por lo tanto por sus coordenadas, así como una consigna de energía magnética si es necesario.

**[0084]** El vector de estado escogido es por lo tanto de dimensión 4 en este caso. Efectivamente hay 4 grados de libertad electrotécnicos. Se pueden indicar indiferentemente con ayuda de los dos vectores escogidos, para simplificar las notaciones, o con los números complejos que los representan en la referencia compleja  $(\alpha, \beta)$ , siendo  $\beta$  el eje de los imaginarios puros, para simplificar los cálculos de los valores propios, por reducción del rango de las matrices de cuatro a dos en complejo.

$$\bar{X} = \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{\Phi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} + i \cdot I_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} + i \cdot \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (52)$$

**[0085]** La segunda ventaja de este formalismo que utiliza números complejos, es que permite traducir las rotaciones de las referencias de coordenadas por una simple exponencial escalar compleja en lugar de la utilización de una matriz cuadrada de dimensión 2 en complejo.

**[0086]** La matriz  $\Gamma_T$  es entonces tal que es posible escribirla en complejo en la forma:

$$\Gamma_T = e^{i\Delta\theta_p} \quad (53)$$

$\Delta\theta_p$  representa la rotación angular predicha del flujo durante el intervalo T.

[0087] Con esta elección de las variables de estado, se pueden precisar los vectores propios de estado inicial.

$$\Gamma_0 \cdot \bar{\Psi}_0 = \begin{bmatrix} \bar{\Psi}_{10}^{d_0q_0} \\ \bar{\Psi}_{20}^{d_0q_0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_{11} \cdot (I_{0d_0} + i \cdot I_{0q_0}) + p_{12} \cdot \Phi_{0q_0} \\ p_{21} \cdot (I_{0d_0} + i \cdot I_{0q_0}) + p_{22} \cdot \Phi_{0d_0} \end{bmatrix} \quad (54)$$

[0088] Las variables  $(I_{0d_0}, I_{0q_0})$  ( $\Phi_{0d_0}, 0$ ) representan el estado inicial de los vectores propios de estado proyectados en la referencia inicial, definido a partir de la transformación  $\Gamma_0 = e^{i\theta_0}$  con respecto al referencial de referencia fija  $(\alpha, \beta)$ . Los valores iniciales  $(I_{0d_0}, I_{0q_0})$  ( $\Phi_{0d_0}, 0$ ) y  $\Gamma_0 = e^{i\theta_0}$  se conocen por la medida de las corrientes y la observación del flujo.

[0089] La ecuación general de los vectores propios de estado proyectados en las referencias inicial y de consigna se vuelve:

$$e^{i\Delta\theta_p} \cdot \begin{bmatrix} p_{11} \cdot (I_{cd} + i \cdot I_{cq}) + p_{12} \cdot \Phi_{cd} \\ p_{21} \cdot (I_{cd} + i \cdot I_{cq}) + p_{22} \cdot \Phi_{cd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{\mu_1 T} & 0 \\ 0 & e^{\mu_2 T} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_{11} \cdot (I_{0d_0} + i \cdot I_{0q_0}) + p_{12} \cdot \Phi_{0d_0} \\ p_{21} \cdot (I_{0d_0} + i \cdot I_{0q_0}) + p_{22} \cdot \Phi_{0d_0} \end{bmatrix} + e^{-i\theta_0} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \cdot \bar{V} \quad (55)$$

[0090] Este sistema puede volver a detallarse de nuevo en forma de dos ecuaciones complejas:

$$e^{i\Delta\theta_p} \cdot [p_{11} \cdot (I_{cd} + i \cdot I_{cq}) + p_{12} \cdot \Phi_{cd}] = e^{\mu_1 T} \cdot [p_{11} \cdot (I_{0d_0} + i \cdot I_{0q_0}) + p_{12} \cdot \Phi_{0d_0}] + e^{-i\theta_0} \cdot a_1 \cdot \bar{V} \quad (56)$$

$$e^{i\Delta\theta_p} \cdot [p_{21} \cdot (I_{cd} + i \cdot I_{cq}) + p_{22} \cdot \Phi_{cd}] = e^{\mu_2 T} \cdot [p_{21} \cdot (I_{0d_0} + i \cdot I_{0q_0}) + p_{22} \cdot \Phi_{0d_0}] + e^{-i\theta_0} \cdot a_2 \cdot \bar{V} \quad (57)$$

[0091] Se elimina de nuevo el vector de control entre estas dos ecuaciones complejas:

$$\Gamma_T = e^{i\Delta\theta_p} = \frac{e^{\mu_1 T} \cdot a_2 \cdot [p_{11} \cdot (I_{0d_0} + i \cdot I_{0q_0}) + p_{12} \cdot \Phi_{0d_0}] - e^{\mu_2 T} \cdot a_1 \cdot [p_{21} \cdot (I_{0d_0} + i \cdot I_{0q_0}) + p_{22} \cdot \Phi_{0d_0}]}{a_2 \cdot [p_{11} \cdot (I_{cd} + i \cdot I_{cq}) + p_{12} \cdot \Phi_{cd}] - a_1 \cdot [p_{21} \cdot (I_{cd} + i \cdot I_{cq}) + p_{22} \cdot \Phi_{cd}]} \quad (58)$$

o también:

$$\Gamma_T = \frac{e^{\mu_1 T} \cdot a_2 \cdot \bar{\Psi}_{10}^{d_0q_0} - e^{\mu_2 T} \cdot a_1 \cdot \bar{\Psi}_{20}^{d_0q_0}}{a_2 \cdot \bar{\Psi}_{1c}^{dq} - a_1 \cdot \bar{\Psi}_{2c}^{dq}} \quad (59)$$

[0092] Lo cual permite ahora calcular la transformación entre la referencia inicial y la referencia de consigna.

[0093] En resumen, ahora  $\Gamma_T \cdot [\Gamma_c \cdot \bar{\Psi}_c]$  está enteramente definido por las consignas primarias  $(F_{mc}, \|\bar{\Phi}_c\|)$ . El sistema:

$$\Gamma_T \cdot [\Gamma_c \cdot \bar{\Psi}_c] = e^{D \cdot T} \cdot [\Gamma_0 \cdot \bar{\Psi}_0] + [\Gamma_0 \cdot C] \cdot \bar{V} \quad (60)$$

es real de orden 4, o complejo de orden 2, y solamente se ha utilizado dos veces: una vez para calcular  $I_{cd}$  de manera general, y una vez para calcular  $\Delta\theta_p$  en el caso de un motor rotativo

1.4 - cálculo del vector de control:

5 **[0094]** Las incógnitas del sistema de ecuaciones de estado ya no son más que las dos coordenadas reales del vector de control, que son las soluciones de una de las dos ecuaciones complejas:

$$e^{i\Delta\theta_p} \cdot [p_{11} \cdot (I_{cd} + i \cdot I_{cq}) + p_{12} \cdot \Phi_{cd}] = e^{\mu_1 T} \cdot [p_{11} \cdot (I_{0d_0} + i \cdot I_{0q_0}) + p_{12} \cdot \Phi_{0d_0}] + e^{-i\theta_0} \cdot a_1 \cdot \bar{V} \quad (61)$$

$$e^{i\Delta\theta_p} \cdot [p_{21} \cdot (I_{cd} + i \cdot I_{cq}) + p_{22} \cdot \Phi_{cd}] = e^{\mu_2 T} \cdot [p_{21} \cdot (I_{0d_0} + i \cdot I_{0q_0}) + p_{22} \cdot \Phi_{0d_0}] + e^{-i\theta_0} \cdot a_2 \cdot \bar{V} \quad (62)$$

que se pueden formalizar simplemente eliminando ahora  $\Gamma_T$ :

$$\bar{V} = e^{i\theta_0} \cdot \frac{e^{\mu_1 T} \cdot [p_{11} \cdot (I_{0d_0} + i \cdot I_{0q_0}) + p_{12} \cdot \Phi_{0d_0}] \cdot [p_{21} \cdot (I_{cd} + i \cdot I_{cq}) + p_{22} \cdot \Phi_{cd}] - e^{\mu_2 T} \cdot [p_{21} \cdot (I_{0d_0} + i \cdot I_{0q_0}) + p_{22} \cdot \Phi_{0d_0}] \cdot [p_{11} \cdot (I_{cd} + i \cdot I_{cq}) + p_{12} \cdot \Phi_{cd}]}{a_2 \cdot [p_{11} \cdot (I_{cd} + i \cdot I_{cq}) + p_{12} \cdot \Phi_{cd}] - a_1 \cdot [p_{21} \cdot (I_{cd} + i \cdot I_{cq}) + p_{22} \cdot \Phi_{cd}]} \quad (63)$$

$$\bar{V} = e^{i\theta_0} \cdot \frac{e^{\mu_1 T} \cdot \bar{\Psi}_{10}^{dq} \cdot \bar{\Psi}_{2c}^{dq} - e^{\mu_2 T} \cdot \bar{\Psi}_{20}^{dq} \cdot \bar{\Psi}_{1c}^{dq}}{a_2 \cdot \bar{\Psi}_{1c}^{dq} - a_1 \cdot \bar{\Psi}_{2c}^{dq}} \quad (64)$$

10 **[0095]** Es una relación compleja, que proporciona las dos últimas incógnitas: las coordenadas del vector de control.

**[0096]** Se puede ahora concluir que se ha invertido el sistema de ecuaciones de estado de dimensión 4, en el caso de un motor rotativo isótropo, y que se ha hallado la expresión analítica exacta de las cuatro incógnitas:  $I_{cd}, \Delta\theta_p$ , y

15  $(\bar{V}_\alpha, \bar{V}_\beta)$ , a partir de las consignas primarias:  $(F_{mc}, \|\bar{\Phi}_c\|)$ .

Parte II - Aplicación al motor rotativo asíncrono:

20 **[0097]** El motor rotativo asíncrono es un motor rotativo isótropo.

**[0098]** Tras la transformación trifásica - difásica de Concordia, en el caso del motor asíncrono se utilizará el esquema equivalente de la figura 1 que reagrupa las inductancias de fuga del rotor y las del estator, al estator del motor. Este esquema equivalente tiene la ventaja de hacer aparecer simplemente la separación de la corriente estática en sus dos componentes: la corriente que crea el flujo rotórico y la corriente que crea el par.

25 II.1 - Representación de estado del motor asíncrono:

**[0099]** Con ayuda de las ecuaciones diferenciales electrotécnicas correspondientes, se demuestra fácilmente que el sistema lineal de ecuaciones de estado continuas puede describirse en la forma:

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha} + i \cdot I_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} + i \cdot \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma & \beta \cdot (\alpha - i \cdot \omega) \\ \alpha \cdot L_m - (\alpha - i \cdot \omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} + i \cdot I_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} + i \cdot \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot (V_{s\alpha} + i \cdot V_{s\beta}) \quad (65)$$

30 y por lo tanto:

$$A = \begin{vmatrix} -\gamma & \beta \cdot (\alpha - i \cdot \omega) \\ \alpha \cdot L_m & -(\alpha - i \cdot \omega) \end{vmatrix} B = \begin{vmatrix} 1 \\ \lambda \\ 0 \end{vmatrix} \quad (66)$$

con:

- 5 - resistencia estat6rica:  $R_s$
- resistencia rot6rica:  $R_r$
- inductancia de fuga estat6rica:  $l_s$
- inductancia de fuga rot6rica:  $l_r$
- inductancia mutua:  $L_m$
- inductancia estat6rica:  $L_s = L_m + l_s$
- 10 - inductancia rot6rica:  $L_r = L_m + l_r$

$$\tau_s = \frac{L_s}{R_s}$$

- constante de tiempo estat6rica:

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$$

- constante de tiempo rot6rica:

- n6mero de pares de polos:  $N_p$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r \cdot L_s}$$

- coeficiente de dispersi6n:

15

Definiciones y notaciones de las pulsaciones mec6nicas y el6ctricas:

- pulsaciones mec6nicas del rotor:  $\Omega$
- pulsaciones mec6nicas polares:  $\omega = N_p \cdot \Omega$
- 20 - pulsaci6n el6ctrica estat6rica:  $\omega_s$
- pulsaci6n el6ctrica rot6rica:  $\omega_r$

$$g = \frac{(\omega_s - \omega)}{\omega_s} = \frac{\omega_r}{\omega_s}$$

- deslizamiento:

y:

$$R_{sr} = R_s + R_r \cdot \frac{L_m^2}{L_r^2} \quad (67)$$

$$\alpha = \frac{1}{\tau_r} \quad (68)$$

$$\beta = \frac{L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} = \frac{1 - \sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{L_m} \quad (69)$$

25

$$\lambda = \sigma \cdot L_s \quad (70)$$

$$\gamma = \frac{1}{\sigma} \cdot \left[ \frac{1}{\tau_s} + \frac{(1 - \sigma)}{\tau_r} \right] = \frac{R_{sr}}{\lambda} \quad (71)$$

II.2 - Expresión del sistema de ecuaciones de estado en una base de vectores propios:

[0100] La ecuación característica que da los valores propios  $\mu_1$ , de la matriz A es:

$$\mu^2 + (\alpha + \gamma - i \cdot \omega) \cdot \mu + (\gamma - \alpha \cdot \beta \cdot L_m) \cdot (\alpha - i \cdot \omega) = 0 \quad (72)$$

5 Indiquemos  $\Delta$  mediante el discriminante de la ecuación:

$$\Delta = (\alpha - \gamma - i \cdot \omega)^2 + 4 \cdot \alpha \cdot \beta \cdot L_m \cdot (\alpha - i \cdot \omega) \quad (73)$$

los dos valores propios se expresan por lo tanto mediante:

$$\mu_1 = -\frac{1}{2} \cdot (\alpha + \gamma - i \cdot \omega - \sqrt{\Delta}) \quad (74)$$

$$\mu_2 = -\frac{1}{2} \cdot (\alpha + \gamma - i \cdot \omega + \sqrt{\Delta}) \quad (75)$$

10 [0101] Se puede destacar aquí que los valores propios dependen de la pulsación mecánica polar. Por lo tanto deben calcularse a partir del modelo del motor y de la medida de velocidad y del número de pares de polos.

$$\omega = N_p \cdot \Omega \quad (76)$$

[0102] La matriz A diagonalizada es:

$$D = \begin{vmatrix} \mu_1 & 0 \\ 0 & \mu_2 \end{vmatrix} \quad (77)$$

15 [0103] Los vectores propios  $\left( \begin{matrix} \bar{p}_1 = \begin{vmatrix} p_{11} \\ p_{21} \end{vmatrix}, \bar{p}_2 = \begin{vmatrix} p_{12} \\ p_{22} \end{vmatrix} \end{matrix} \right)$  correspondientes a los valores propios, son una de las soluciones posibles de la ecuación:

$$(A - \mu_1 \cdot I) \cdot \bar{p}_1 = 0 \quad (78)$$

[0104] Para el primer vector propio, definido con error de una constante multiplicativa:

$$\begin{vmatrix} -\gamma & \beta \cdot (\alpha - i \cdot \omega) \\ \alpha \cdot L_m & -(\alpha - i \cdot \omega) \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} p_{11} \\ p_{21} \end{vmatrix} = \mu_1 \cdot \begin{vmatrix} p_{11} \\ p_{21} \end{vmatrix} \quad (79)$$

[0105] La segunda línea de la ecuación matricial proporciona la relación siguiente:

$$\alpha \cdot L_m \cdot p_{11} = (\mu_1 + \alpha - i \cdot \omega) \cdot p_{21} \quad (80)$$

20 lo cual permite escoger:

$$p_{11} = \frac{2 \cdot (\mu_1 + \alpha - i \cdot \omega)}{2 \cdot \alpha \cdot L_m} = \frac{\alpha - \gamma - i \cdot \omega + \sqrt{\Delta}}{2 \cdot \alpha \cdot L_m} \quad (81)$$

$$p_{21} = 1 \quad (82)$$

[0106] De manera similar para el segundo vector propio, definido con error de una constante multiplicativa:

$$p_{12} = \frac{2 \cdot (\mu_2 + \alpha - i \cdot \omega)}{2 \cdot \alpha \cdot L_m} = \frac{\alpha - \gamma - i \cdot \omega - \sqrt{\Delta}}{2 \cdot \alpha \cdot L_m} \quad (83)$$

$$p_{22} = 1 \quad (84)$$

$$P = \left[ \vec{\Pi}_1 \quad \vec{\Pi}_2 \right] = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix},$$

[0107] La matriz de paso tal que:  $A \cdot P = P \cdot D$  puede escribirse por lo tanto:

$$P = \begin{bmatrix} \frac{\alpha - \gamma - i \cdot \omega + \sqrt{\Delta}}{2 \cdot \alpha \cdot L_m} & \frac{\alpha - \gamma - i \cdot \omega - \sqrt{\Delta}}{2 \cdot \alpha \cdot L_m} \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (85)$$

5

o también, utilizando los valores propios:

$$P = \frac{1}{\alpha \cdot L_m} \cdot \begin{bmatrix} -(\mu_2 + \gamma) & -(\mu_1 + \gamma) \\ \alpha \cdot L_m & \alpha \cdot L_m \end{bmatrix} \quad (86)$$

y su inversa:

$$P^{-1} = \frac{1}{2\sqrt{\Delta}} \cdot \begin{bmatrix} 2 \cdot \alpha \cdot L_m & -(\alpha - \gamma - i \cdot \omega - \sqrt{\Delta}) \\ -2 \cdot \alpha \cdot L_m & (\alpha - \gamma - i \cdot \omega + \sqrt{\Delta}) \end{bmatrix} \quad (87)$$

10

o también utilizando los valores propios:

$$P^{-1} = \frac{1}{\mu_1 - \mu_2} \cdot \begin{bmatrix} \alpha \cdot L_m & (\mu_1 + \gamma) \\ -\alpha \cdot L_m & -(\mu_2 + \gamma) \end{bmatrix} \quad (88)$$

Es por lo tanto ahora posible escribir:

$$A = P \cdot D \cdot P^{-1} \quad (89)$$

con las notaciones que utilizan los valores propios, A se vuelve:

$$A = \begin{vmatrix} -\gamma & -\frac{(\mu_1 + \gamma) \cdot (\mu_2 + \gamma)}{\alpha \cdot L_m} \\ \alpha \cdot L_m & (\mu_1 + \mu_2 + \gamma) \end{vmatrix} \quad (90)$$

o también utilizando la relación siguiente obtenida a partir de la combinación de las variables intermedias:

$$(\mu_1 + \gamma) \cdot (\mu_2 + \gamma) = \alpha \cdot \beta \cdot L_m \cdot (\mu_1 + \mu_2 + \gamma) \quad (91)$$

$$A = \begin{vmatrix} -\gamma & -\frac{(\mu_1 + \gamma) \cdot (\mu_2 + \gamma)}{\alpha \cdot L_m} \\ \alpha \cdot L_m & \frac{(\mu_1 + \gamma) \cdot (\mu_2 + \gamma)}{\alpha \cdot L_m \cdot \beta} \end{vmatrix} \quad (92)$$

5 utilizando las variables reducidas siguientes:

$$\xi_0 = \frac{\mu_1 - \mu_2}{\alpha \cdot L_m} \quad \xi_1 = \frac{\mu_1 + \gamma}{\alpha \cdot L_m} \quad \xi_2 = \frac{\mu_2 + \gamma}{\alpha \cdot L_m} \quad (93)$$

En resumen:

$$A = \alpha \cdot L_m \cdot \begin{vmatrix} -\xi & -\xi_1 \cdot \xi_2 \\ 1 & \frac{\xi_1 \cdot \xi_2}{\beta} \end{vmatrix} \quad D = \begin{vmatrix} \mu_1 & 0 \\ 0 & \mu_2 \end{vmatrix} \quad (94)$$

$$P = \begin{vmatrix} -\xi_2 & -\xi_1 \\ 1 & 1 \end{vmatrix} \quad P^{-1} = \frac{1}{\xi_0} \cdot \begin{vmatrix} 1 & \xi_1 \\ -1 & -\xi_2 \end{vmatrix} \quad (95)$$

10 Sustituyendo  $F = e^{A \cdot T}$  por  $F = P \cdot e^{D \cdot T} \cdot P^{-1}$ , se puede ahora escribir:

$$\left[ P^{-1} \cdot \bar{X}_c \right] = e^{D \cdot T} \cdot \left[ P^{-1} \cdot \bar{X}_0 \right] + D^{-1} \cdot (e^{D \cdot T} - I) \cdot \left[ P^{-1} \cdot B \right] \cdot \bar{V} \quad (96)$$

con:

$$e^{D \cdot T} = \begin{vmatrix} e^{\mu_1 \cdot T} & 0 \\ 0 & e^{\mu_2 \cdot T} \end{vmatrix} \quad D^{-1} = \begin{vmatrix} \frac{1}{\mu_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\mu_2} \end{vmatrix} \quad P^{-1} \cdot B = \frac{1}{\lambda \cdot \xi_0} \cdot \begin{vmatrix} 1 \\ -1 \end{vmatrix} \quad (97)$$

se obtiene una forma especialmente simple:

$$\begin{pmatrix} 1 & \xi_1 \\ 1 & \xi_2 \end{pmatrix} \cdot \bar{X}_c = \begin{pmatrix} e^{\mu_1 T} & 0 \\ 0 & e^{\mu_2 T} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & \xi_1 \\ 1 & \xi_2 \end{pmatrix} \cdot \bar{X}_0 + \frac{\bar{V}}{\lambda} \cdot \begin{pmatrix} e^{\mu_1 T} - 1 \\ \mu_1 \\ e^{\mu_2 T} - 1 \\ \mu_2 \end{pmatrix} \quad (98)$$

Se reconoce el formalismo general del procedimiento:

$$\bar{\Psi}_c = e^{D \cdot T} \cdot \bar{\Psi}_0 + C \cdot \bar{V} \quad (99)$$

con:

$$\bar{\Psi}_c = \begin{pmatrix} 1 & \xi_1 \\ 1 & \xi_2 \end{pmatrix} \cdot \bar{X}_c = \begin{pmatrix} \bar{\Psi}_{1c} \\ \bar{\Psi}_{2c} \end{pmatrix} \quad \bar{\Psi}_0 = \begin{pmatrix} 1 & \xi_1 \\ 1 & \xi_2 \end{pmatrix} \cdot \bar{X}_0 = \begin{pmatrix} \bar{\Psi}_{10} \\ \bar{\Psi}_{20} \end{pmatrix} \quad (100)$$

$$e^{D \cdot T} = \begin{pmatrix} e^{\mu_1 T} & 0 \\ 0 & e^{\mu_2 T} \end{pmatrix} \quad C = \frac{1}{\lambda} \cdot \begin{pmatrix} e^{\mu_1 T} - 1 \\ \mu_1 \\ e^{\mu_2 T} - 1 \\ \mu_2 \end{pmatrix} \quad (101)$$

5 **[0108]** Se pueden hacer aparecer muy simplemente las coordenadas des vectores « propios » de estado sustituyendo los vectores de estado por sus coordenadas vectoriales:

$$\begin{pmatrix} \bar{I}_{sc} + \xi_1 \cdot \bar{\Phi}_{rc} \\ \bar{I}_{sc} + \xi_2 \cdot \bar{\Phi}_{rc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{\mu_1 T} \cdot (\bar{I}_{s0} + \xi_1 \cdot \bar{\Phi}_{r0}) \\ e^{\mu_2 T} \cdot (\bar{I}_{s0} + \xi_2 \cdot \bar{\Phi}_{r0}) \end{pmatrix} + \frac{\bar{V}}{\lambda} \cdot \begin{pmatrix} e^{\mu_1 T} - 1 \\ \mu_1 \\ e^{\mu_2 T} - 1 \\ \mu_2 \end{pmatrix} \quad (102)$$

**[0109]** Las coordenadas de los vectores « propios » de estado, inicial y de consigna son ahora:

$$\bar{\Psi}_{10} = \bar{I}_{s0} + \xi_1 \cdot \bar{\Phi}_{r0} \quad \bar{\Psi}_{20} = \bar{I}_{s0} + \xi_2 \cdot \bar{\Phi}_{r0} \quad (103)$$

$$\bar{\Psi}_{1c} = \bar{I}_{sc} + \xi_1 \cdot \bar{\Phi}_{rc} \quad \bar{\Psi}_{2c} = \bar{I}_{sc} + \xi_2 \cdot \bar{\Phi}_{rc} \quad (104)$$

10 lo que conduce a los relaciones siguientes planteando:

$$a_1 = \frac{e^{\mu_1 \cdot T} - 1}{\lambda \cdot \mu_1} \quad a_2 = \frac{e^{\mu_2 \cdot T} - 1}{\lambda \cdot \mu_2} \quad (105)$$

$$\bar{\Psi}_{1c} = e^{\mu_1 \cdot T} \cdot \bar{\Psi}_{10} + a_1 \cdot \bar{V} \quad (106)$$

$$\bar{\Psi}_{2c} = e^{\mu_2 \cdot T} \cdot \bar{\Psi}_{20} + a_2 \cdot \bar{V} \quad (107)$$

[0110] Cuando se conocen los parámetros del motor, es fácil calcular los diferentes parámetros reducidos que intervienen en la ecuación para una velocidad mecánica  $\omega$  determinada y para un horizonte de predicción

determinado  $T$ . Las coordenadas del vector propio de estado inicial  $(\bar{\Psi}_{10}, \bar{\Psi}_{20})$  también se conocen en la referencia  $(\alpha, \beta)$  por la medida de las corrientes  $\bar{I}_{s0}$  y la medida del flujo  $\bar{\Phi}_{r0}$  o su estimación por un observador. Queda por lo tanto fijar los vectores propios de estado de consigna en el horizonte de predicción  $T$ , para poder calcular la incógnita: el vector de control  $\bar{V}$  en la referencia  $(\alpha, \beta)$ .

### II.3 Establecimiento de la corriente de consigna

[0111] Para fijar las consignas de flujo rotórico y de par electromagnético propios del motor asíncrono, ahora hay que fijar respectivamente el producto escalar de los vectores de corriente y de flujo, que suministran la energía magnética, y su producto vectorial que suministra el par por la ley de Laplace.

[0112] Se destaca aquí, inmediatamente que los vectores corriente y de flujo que se mencionan aquí se consideran al mismo instante, cuando expira el intervalo  $T$ . Además nos preparamos para calcular el vector de control a aplicar para que estas consignas se obtengan simultáneamente cuando expira el intervalo  $T$  teniendo en cuenta constantes de tiempo electrotécnicas mediante el modelo. El cálculo es por lo tanto un cálculo exacto que no necesitará ni sometimientos, ni desacoplamientos entre los dos ejes.

[0113] Para este cálculo se definen una referencia inicial indicada  $(d_0, q_0)$  y una referencia de consigna indicada  $(d, q)$  tal como se indica respectivamente en las figuras 2A y 2B. Más concretamente, la referencia  $(d_0, q_0)$  es una referencia ortonormal cuyo eje de las abscisas está alineado con el vector  $\bar{\Phi}_{r0}$  de flujo magnético inicial y la referencia  $(\bar{d}, \bar{q})$  es una referencia ortonormal cuyo eje de las abscisas está alineado con el vector  $\bar{\Phi}_c$  de flujo magnético de consigna.

[0114] Debido a que los dos vectores de consigna están posicionados en el horizonte  $T$ , es decir cuando expira el intervalo  $T$ , la referencia  $(\bar{d}, \bar{q})$  es una referencia predicha cuando expira el intervalo  $T$ , de donde la nueva notación. Su posición es una posición instantánea.

[0115] El argumento  $\rho_0$  del vector flujo rotórico en el instante inicial es conocido, puesto que el flujo es conocido en este instante. El argumento  $\rho$  del vector flujo rotórico en el horizonte  $T$  es desconocido. Se conoce sin embargo el intervalo  $T$  durante el cual se hace la rotación del vector de flujo puesto que se escoge mediante otras consideraciones. Tomemos como nueva incógnita la velocidad angular instantánea  $\omega_s$  del vector de flujo durante este intervalo. De ahí se deduce que:

$$\bar{\rho} = \omega_s \cdot T + \rho_0 \quad (108)$$

[0116] Si multiplicamos los dos miembros de las relaciones entre los vectores propios de estado por:

$$\Gamma_T \cdot \Gamma_c = \Gamma_0 \quad (109)$$

escogiendo en este caso, a partir de la relación (108):

$$e^{i\omega_s T} \cdot e^{-i\bar{p}} = e^{-i\rho_0} \quad (110)$$

lo cual que equivale a una rotación inversa o a un cambio de ejes de coordenadas de la referencia  $(\alpha, \beta)$ , hacia la referencia de consigna  $(\bar{d}, \bar{q})$  para las consignas y hacia la referencia inicial  $(d_0, q_0)$  para el estado inicial.

$$e^{i\omega_s T} \cdot [\bar{\Psi}_{1c} \cdot e^{-i\bar{p}}] = e^{\mu_1 T} \cdot [\bar{\Psi}_{10} \cdot e^{-i\bar{p}_0}] + a_1 \cdot e^{-i\bar{p}_0} \cdot \bar{V} \quad (111)$$

$$e^{i\omega_s T} \cdot [\bar{\Psi}_{2c} \cdot e^{-i\bar{p}}] = e^{\mu_2 T} \cdot [\bar{\Psi}_{20} \cdot e^{-i\bar{p}_0}] + a_2 \cdot e^{-i\bar{p}_0} \cdot \bar{V} \quad (112)$$

Con:

$$\bar{\Psi}_{jc} \cdot e^{-i\bar{p}} = I_{c\bar{d}} + i \cdot I_{c\bar{q}} + \xi_j \cdot \Phi_{c\bar{d}} \quad j \in \{1, 2\} \quad (113)$$

$$\bar{\Psi}_{j0} \cdot e^{-i\rho_0} = I_{0d_0} + i \cdot I_{0q_0} + \xi_j \cdot \Phi_{0d_0} \quad (114)$$

[0117] El vector de consigna es ahora fácil de calcular, en función del par deseado y en función del módulo del flujo necesario, las dos consignas primarias y el vector de estado de origen es conocido.

[0118] La relación siguiente se obtiene de las relaciones (111) à (114) eliminando el vector de control  $\bar{V}$  :

$$e^{i\omega_s T} \cdot \left[ (I_{c\bar{d}} + i \cdot I_{c\bar{q}}) + \Phi_{c\bar{d}} \cdot \frac{\xi_1 \cdot a_2 - \xi_2 \cdot a_1}{a_2 - a_1} \right] = \frac{e^{\mu_1 T} \cdot [\bar{\Psi}_{10} \cdot e^{-i\rho_0}] \cdot a_2 - e^{\mu_2 T} \cdot [\bar{\Psi}_{20} \cdot e^{-i\rho_0}] \cdot a_1}{a_2 - a_1} \quad (115)$$

[0119] El segundo miembro es enteramente conocido, definamos el módulo y el argumento de la manera siguiente:

$$\eta_0 \cdot e^{i\zeta} = \frac{e^{\mu_1 T} \cdot [\bar{\Psi}_{10} \cdot e^{-i\rho_0}] \cdot a_2 - e^{\mu_2 T} \cdot [\bar{\Psi}_{20} \cdot e^{-i\rho_0}] \cdot a_1}{a_2 - a_1} = E_0 \cdot e^{i\epsilon_0} \cdot e^{-i\rho_0} \quad (116)$$

$$E_0 \cdot e^{i\epsilon_0} = \frac{e^{\mu_1 T} \cdot [\bar{\Psi}_{10}] \cdot a_2 - e^{\mu_2 T} \cdot [\bar{\Psi}_{20}] \cdot a_1}{a_2 - a_1} \quad (117)$$

lo cual permite simplificar la expresión precedente:

$$(I_{cd} + i \cdot I_{cq}) + \Phi_{cd} \cdot \frac{\xi_1 \cdot a_2 - \xi_2 \cdot a_1}{a_2 - a_1} = \eta_0 \cdot e^{i(\zeta - \omega_s \cdot T)} \quad (118)$$

[0120] Esta expresión se resuelve tomando la parte real y la parte imaginaria:

$$I_{cd} = -\Phi_{cd} \cdot \operatorname{Re} \left\{ \frac{\xi_1 \cdot a_2 - \xi_2 \cdot a_1}{a_2 - a_1} \right\} + \eta_0 \cdot \cos(\zeta - \omega_s \cdot T) \quad (119)$$

$$I_{cq} = -\Phi_{cd} \cdot \operatorname{Im} \left\{ \frac{\xi_1 \cdot a_2 - \xi_2 \cdot a_1}{a_2 - a_1} \right\} + \eta_0 \cdot \sin(\zeta - \omega_s \cdot T) \quad (120)$$

y eliminando  $\omega_s$ :

$$I_{cd} = -\Phi_{cd} \cdot \operatorname{Re} \left\{ \frac{\xi_1 \cdot a_2 - \xi_2 \cdot a_1}{a_2 - a_1} \right\} + \eta_0 \cdot \cos \left( \operatorname{arc} \sin \left[ \frac{I_{cq} + \frac{\Phi_{cd}}{\eta_0} \cdot \operatorname{Im} \left\{ \frac{\xi_1 \cdot a_2 - \xi_2 \cdot a_1}{a_2 - a_1} \right\}}{\eta_0} \right] \right) \quad (121)$$

5 [0121] Es la relación buscada en régimen transitorio y permanente para relacionar la corriente de excitación transitoria de consigna, con el flujo de consigna, y el par de consigna.

10 [0122] Otra forma puede obtenerse para esta relación elevando al cuadrado y sumando las partes reales e imaginarias, lo cual permite eliminar el ángulo:

$$\left( I_{cd} + \Phi_{rc} \cdot \operatorname{Re} \left\{ \frac{\xi_1 \cdot a_2 - \xi_2 \cdot a_1}{a_2 - a_1} \right\} \right)^2 + \left( I_{cq} + \Phi_{rc} \cdot \operatorname{Im} \left\{ \frac{\xi_1 \cdot a_2 - \xi_2 \cdot a_1}{a_2 - a_1} \right\} \right)^2 - \eta_0^2 = 0 \quad (122)$$

ecuación que se resuelve muy simplemente:

$$I_{cd} = -\operatorname{Re} \left\{ \frac{\xi_1 \cdot a_2 - \xi_2 \cdot a_1}{a_2 - a_1} \right\} \cdot \Phi_{rc} - \sqrt{\eta_0^2 - \left( I_{cq} + \operatorname{Im} \left\{ \frac{\xi_1 \cdot a_2 - \xi_2 \cdot a_1}{a_2 - a_1} \right\} \cdot \Phi_{rc} \right)^2} \quad (123)$$

15 [0123] Se reconocen las dos formas de la solución, que han sido establecidas de manera general, en este caso particular.

[0124] La consigna de corriente  $I_{cq}$  de un motor asíncrono se determina mediante la relación siguiente, función del par de consigna y del módulo del flujo de consigna:

$$I_{cq} = \frac{C_c}{N_p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \|\bar{\Phi}_r\|} \quad \text{avec } \|\bar{\Phi}_r\| = \Phi_{rc} \quad (124)$$

20 Ya solo queda calcular las dos incógnitas  $\bar{V}$  y  $\omega_s$ .

II.4 Establecimiento de la matriz  $\Gamma_T$

[0125] La matriz  $\Gamma_T$  se determina mediante la relación siguiente:

$$\Gamma_T = e^{i\omega_s T} = \frac{e^{\mu_1 T} \cdot [\bar{\Psi}_{10} \cdot e^{-i\rho_0}] \cdot a_2 - e^{\mu_2 T} \cdot [\bar{\Psi}_{20} \cdot e^{-i\rho_0}] \cdot a_1}{[\bar{\Psi}_{1c} \cdot e^{-i\hat{\rho}}] \cdot a_2 - [\bar{\Psi}_{2c} \cdot e^{-i\hat{\rho}}] \cdot a_1} \quad (125)$$

5 II.5 cálculo del vector de control:

[0126] El vector de control se da mediante la relación siguiente:

$$\bar{V} = e^{i\rho_0} \cdot \frac{e^{\mu_1 T} \cdot [\bar{\Psi}_{10} \cdot e^{-i\rho_0}] \cdot [\bar{\Psi}_{2c} \cdot e^{-i\hat{\rho}}] - e^{\mu_2 T} \cdot [\bar{\Psi}_{20} \cdot e^{-i\rho_0}] \cdot [\bar{\Psi}_{1c} \cdot e^{-i\hat{\rho}}]}{[\bar{\Psi}_{1c} \cdot e^{-i\hat{\rho}}] \cdot a_2 - [\bar{\Psi}_{2c} \cdot e^{-i\hat{\rho}}] \cdot a_1} \quad (126)$$

[0127] Se reconoce la solución general del vector de control correspondiente a los motores.

[0128] Se puede pueden escribir los vectores iniciales en la referencia  $(\alpha, \beta)$ , donde se miden, dejando los vectores de consigna en la referencia de consigna donde se calculan.

$$\bar{V} = \frac{e^{\mu_1 T} \cdot \bar{\Psi}_{10} \cdot [\bar{\Psi}_{2c} \cdot e^{-i\hat{\rho}}] - e^{\mu_2 T} \cdot \bar{\Psi}_{20} \cdot [\bar{\Psi}_{1c} \cdot e^{-i\hat{\rho}}]}{[\bar{\Psi}_{1c} \cdot e^{-i\hat{\rho}}] \cdot a_2 - [\bar{\Psi}_{2c} \cdot e^{-i\hat{\rho}}] \cdot a_1} \quad (127)$$

15 Parte III: Ejemplo concreto de realización:

[0129] La figura 3 representa un sistema 10 de control con respuesta *Deadbeat* de una máquina eléctrica giratoria 12. aquí, la máquina 12 es un motor eléctrico rotativo asíncrono trifásico dotado de un estator y de un rotor.

[0130] El sistema 10 comprende un ondulator de tensión 14 controlable por modulación de anchuras de impulsos capaz generar una corriente y una tensión de alimentación de cada una de las fases del motor 12. Más concretamente, este ondulator 14 transforma la tensión continua de una fuente 16 de tensión continua en una tensión trifásica de alimentación del motor 12 bajo el control de una unidad 18 de control.

[0131] La unidad 18 es capaz de recibir la consigna  $\Phi_c$ , el flujo magnético rotórico, la consigna de par  $C_c$  y el valor del intervalo T. La unidad 18 es también capaz de recibir las medidas realizadas por, al más, tres sensores de corriente 20 a 22 y par, como máximo, tres sensores de tensión 24 a 26. Cada uno de los sensores de 20 a 22 es capaz de medir la intensidad de la corriente estática en una fase del motor 12. Cada uno de los sensores 24 a 26 es capaz de medir la tensión estática en una fase respectiva del motor 12.

[0132] La unidad 18 también está destinada a recibir las medidas realizadas por un sensor 28 de la velocidad angular del rotor del motor 12. Sin embargo, la medida de la velocidad mecánica del rotor puede sustituirse por un estimador de esta velocidad de tipo KALMAN extendido por ejemplo.

[0133] A partir de estas medidas, del valor del intervalo T y de las consignas  $\Phi_c$  y  $C_c$ , la unidad 18 es capaz de calcular el vector de control a aplicar al ondulator 14 para que el motor 12 alcance, cuando expira el intervalo T, a la vez la consigna de par  $C_c$  y la consigna de flujo  $\Phi_c$ .

[0134] En el caso de un ondulator de tensión, el vector de control es un vector de tensión cuyas coordenadas se definen en una referencia fija del ondulator.

[0135] Para calcular este vector de control, la unidad 18 comprende en especial un módulo 30 de establecimiento de la corriente de consigna que permite alcanzar al final del intervalo T las consignas  $C_c$  y  $\Phi_c$  y un módulo 32 de cálculo del vector de control a aplicar en continuo durante el intervalo T para obtener cuando expira este intervalo T una corriente igual a la corriente de consigna establecida por el módulo 30.

[0136] La unidad 18 comprende también un observador 33 capaz de estimar el flujo rotórico del motor 12 a partir de las medidas de corriente y/o de tensión.

[0137] Típicamente, la unidad 18 está hecha a partir de un calculador programable convencional capaz de ejecutar instrucciones grabadas en un soporte 34 de grabación de informaciones. A tal efecto, el soporte 34 comprende instrucciones para la ejecución del procedimiento de la figura 4 cuando estas instrucciones son ejecutadas por la unidad 18.

5 [0138] El funcionamiento del sistema 10 se va a describir ahora con referencia al procedimiento de la figura 4.

[0139] Durante la concepción del procedimiento de control con respuesta *Deadbeat* del motor 12, durante una etapa 40, el sistema lineal de ecuaciones de estado continuas del motor 12 controlado por el ondulator 14 se determina a partir de las ecuaciones diferenciales electrotécnicas del motor 12 conectado con el ondulator 14. Durante esta etapa, se calculan las constantes  $\sigma$ ,  $\tau_r$ ,  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\lambda$  y  $\gamma$  y se graban por ejemplo en el soporte 34.

[0140] Durante la ejecución del procedimiento de control, y antes de la aplicación en continuo durante el intervalo de tiempo T del vector de control calculado, se escogen el valor de las consignas  $C_c$ ,  $\Phi_c$  y del intervalo T durante una etapa 42.

[0141] A continuación, durante una etapa 44, el sensor 28 mide la pulsación mecánica  $\Omega$  del rotor.

[0142] Se calculan a continuación los parámetros del motor cuyo valor es función de la pulsación mecánica  $\Omega$  durante una etapa 46. Más concretamente, durante esta etapa 46, se calculan la pulsación mecánica polar  $\omega$ , el discriminante (definido por la relación 73), los valores propios  $\mu_1$  y  $\mu_2$  (dados respectivamente por las relaciones 74 y 75), los coeficientes  $\xi_1$  y  $\xi_2$  (dados por la relación 93) y los coeficientes  $a_1$  y  $a_2$  (dados por la relación 105 y que dependen, además, de T).

[0143] A continuación, durante una etapa 50, se mide la intensidad inicial de la corriente estatórica y, durante una etapa 52 una estimación del flujo rotórico inicial es realizada por el observador 33.

[0144] A partir de la estimación establecida durante la etapa 52, del vector inicial de flujo magnético  $\vec{\Phi}_{r0}$ , se calcula el argumento  $\rho_0$  durante una etapa 54.

[0145] A continuación, los vectores propios iniciales  $\vec{\Psi}_{10}$  y  $\vec{\Psi}_{20}$  se calculan durante una etapa 56. Más concretamente, durante la etapa 56, los coeficientes  $\vec{\Psi}_{10} \cdot e^{-i\rho_0}$  y  $\vec{\Psi}_{20} \cdot e^{-i\rho_0}$  se calculan con ayuda de las relaciones siguientes:

[0146] En paralelo a las etapas 50 a 56, se establece la consigna de corriente, durante una etapa 60 con ayuda de las relaciones (123) y (124).

$$\vec{\Psi}_{10} \cdot e^{-i\rho_0} = \vec{I}_{s0} \cdot e^{-i\rho_0} + \xi_1 \cdot \|\vec{\Phi}_{r0}\| \quad (128)$$

$$\vec{\Psi}_{20} \cdot e^{-i\rho_0} = \vec{I}_{s0} \cdot e^{-i\rho_0} + \xi_2 \cdot \|\vec{\Phi}_{r0}\| \quad (129)$$

[0147] Se establecen entonces los vectores propios  $\vec{\Psi}_{1c}$  y  $\vec{\Psi}_{2c}$  durante una etapa 62. Más concretamente, durante la etapa 62, se calculan los factores  $\vec{\Psi}_{1c} \cdot e^{-i\hat{p}}$  y  $\vec{\Psi}_{2c} \cdot e^{-i\hat{p}}$  con ayuda de las relaciones siguientes:

$$\vec{\Psi}_{1c} \cdot e^{-i\hat{p}} = I_{dc} + i \cdot I_{qc} + \xi_1 \cdot \|\vec{\Phi}_{rc}\| \quad (130)$$

$$\vec{\Psi}_{2c} \cdot e^{-i\hat{p}} = I_{dc} + i \cdot I_{qc} + \xi_2 \cdot \|\vec{\Phi}_{rc}\| \quad (140)$$

40

**[0148]** Una vez establecidos los vectores propios de consigna e inicial, durante una etapa 64, se calcula el vector de control con ayuda de la relación 127.

5 **[0149]** Este vector medio de control calculado se aplica entonces de manera continua, por modulación de anchura de impulsos (Pulse Width Modulation en inglés), durante una etapa 66, por el ondulator 14 en el intervalo T.

**[0150]** A continuación, se reiteran las etapas 42 a 66 son para un nuevo intervalo T.

10 **[0151]** Son posibles muchos otros modos de realización de este sistema y de este procedimiento de control. Por ejemplo, el vector inicial de flujo magnético, como variante, es medido y no estimado por un observador.

15 **[0152]** Aquí, el procedimiento y el sistema se han descrito en el caso particular en que se implementa la solución analítica exacta que permite a la vez obtener el vector de consigna de corriente y el vector de control. Como variante, y en función de la aplicación específica prevista se pueden omitir términos despreciables de estas soluciones analíticas exactas. Por ejemplo, la raíz cuadrada de la relación (123) se puede asimilar a  $|\eta_0|$  si T es pequeño frente a las constantes de tiempo electrotécnicas del motor.

20 **[0153]** El sistema 10 se ha descrito en el caso particular en que el motor se controla a partir de un ondulator controlable. Sin embargo, lo descrito también se aplica al caso de motores controlados por troceadores controlables, amplificadores o rectificadores controlables, que permiten obtener la tensión de control calculada.

**[0154]** Finalmente, tal como se indica en introducción, si el sistema de ecuaciones de estado que describe el funcionamiento del motor no es lineal, es posible linealizar este sistema alrededor de varios puntos de funcionamiento y para cada sistema linealizado, aplicar el procedimiento y el sistema descritos más arriba.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de control con respuesta *Deadbeat* de una máquina eléctrica giratoria asíncrona dotada de un estator y de un rotor en la cual el flujo magnético de la máquina depende de la corriente de alimentación de esta máquina, consistiendo este procedimiento en aplicar de manera continua o en valor promedio durante un intervalo de tiempo T un vector medio de control que permite obtener una fuerza mecánica desarrollada por la máquina igual a una consigna predeterminada de fuerza mecánica cuando expira este intervalo T, **caracterizado por el hecho de que**

- el vector de estado del sistema lineal de ecuaciones de estado que modeliza el funcionamiento de la máquina está formado por un vector de corriente estatórica y por un vector de flujo magnético rotórico, **y por el hecho de que** el procedimiento comprende:

a) una etapa (60) de establecimiento de una corriente de consigna estatórica que permite alcanzar, al final del intervalo T a la vez la consigna de fuerza mecánica y un flujo magnético de consigna rotórico, estableciéndose esta corriente de consigna estatórica a partir de una relación que relaciona la corriente de consigna estatórica, el flujo magnético de consigna rotórico y los valores iniciales de la corriente estatórica y del flujo magnético rotórico al principio del intervalo T, y

b) una etapa (64) de cálculo del vector medio de control a aplicar de manera continua durante el intervalo T para obtener cuando expira este intervalo T una corriente estatórica igual a la corriente de consigna estatórica establecida durante la etapa a).

2. Procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado por el hecho de que** la corriente de consigna estatórica es una solución de la relación compleja siguiente:

$$(a_2 \cdot p_{11} - a_1 \cdot p_{21}) \cdot \dot{I}_c + (a_2 \cdot p_{12} - a_1 \cdot p_{22}) \cdot \dot{\Phi}_c = (a_2 \cdot e_1 \cdot p_{11} - a_1 \cdot e_2 \cdot p_{21}) \cdot \dot{I}_0 + (a_2 \cdot e_1 \cdot p_{12} - a_1 \cdot e_2 \cdot p_{22}) \cdot \dot{\Phi}_0$$

donde:

-  $p_{ij}$  son los coeficientes de la inversa de una matriz P de vectores propios definida mediante la relación siguiente  $A = P \cdot D \cdot P^{-1}$ , donde D es la matriz diagonal constituida por los valores propios  $\mu_i$  de la matriz A,  $P^{-1}$  es la inversa de la matriz P, y la matriz A es la matriz de evolución libre de la máquina en un sistema lineal de ecuaciones de estado que modeliza el funcionamiento de la máquina,

- los coeficientes  $a_i$  son los coeficientes de una matriz C definida mediante la relación siguiente  $C = D^{-1} \cdot (e^{D \cdot T} - I) \cdot (P^{-1} \cdot B)$ , donde la matriz I es la matriz unidad y la matriz B es la matriz de control de la máquina en el sistema lineal de ecuaciones de estado,

- los vectores  $\Phi_0$  y  $I_0$  son respectivamente los vectores que representan el estado inicial al principio del intervalo T de la corriente estatórica y del flujo magnético rotórico de la máquina,

- los vectores  $I_c$  y  $\Phi_c$  son los vectores respectivamente de corriente de consigna estatórica y de flujo magnético de consigna rotórico, y

- los coeficientes  $e_i$  se definen mediante la relación siguiente  $e_i = e^{\mu_i \cdot T}$ .

3. Procedimiento según la reivindicación 1 ó la 2, **caracterizado por el hecho de que** el vector medio de control es la solución exacta del sistema discreto de ecuaciones de estado de la máquina siguiente;

$$\vec{X}_c = F(T) \cdot \vec{X}_0 + G(T) \cdot \vec{V}$$

donde:

- el vector  $X_0$  es un vector de estado que define el estado inicial de la corriente estatórica y del flujo magnético rotórico de la máquina al principio del intervalo T,

- el vector  $X_c$  es un vector de estado de consigna que define la corriente de consigna estatórica y el flujo magnético de consigna rotórico para la máquina,

- el vector V es el vector medio de control de la máquina,

- la matriz F(T) es una matriz de transición de la máquina definida por la relación  $F = e^{A \cdot T}$ , donde A es la matriz de evolución libre de la máquina en un sistema lineal de ecuaciones de estado que modeliza el funcionamiento de la máquina, y

- la matriz G(T) es una matriz de control de la máquina cuyo valor es función del valor del intervalo T.

4. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado por el hecho de que** el vector medio de control es el resultado de la relación siguiente:

$$\bar{V} = e^{i\theta_0} \cdot \frac{e^{a_2 \cdot T} \left[ p_{11} \cdot (I_{od0} + i \cdot I_{oq0}) + p_{12} \cdot \Phi_{od0} \right] \cdot \left[ p_{21} \cdot (I_{cd} + i \cdot I_{cq}) + p_{22} \cdot \Phi_{cd} \right] - e^{a_1 \cdot T} \cdot \left[ p_{21} \cdot (I_{od0} + i \cdot I_{oq0}) + p_{22} \cdot \Phi_{od0} \right] \cdot \left[ p_{11} \cdot (I_{cd} + i \cdot I_{cq}) + p_{12} \cdot \Phi_{cd} \right]}{a_2 \cdot \left[ p_{11} \cdot (I_{cd} + i \cdot I_{cq}) + p_{12} \cdot \Phi_{cd} \right] - a_1 \cdot \left[ p_{21} \cdot (I_{cd} + i \cdot I_{cq}) + p_{22} \cdot \Phi_{cd} \right]}$$

5 donde:

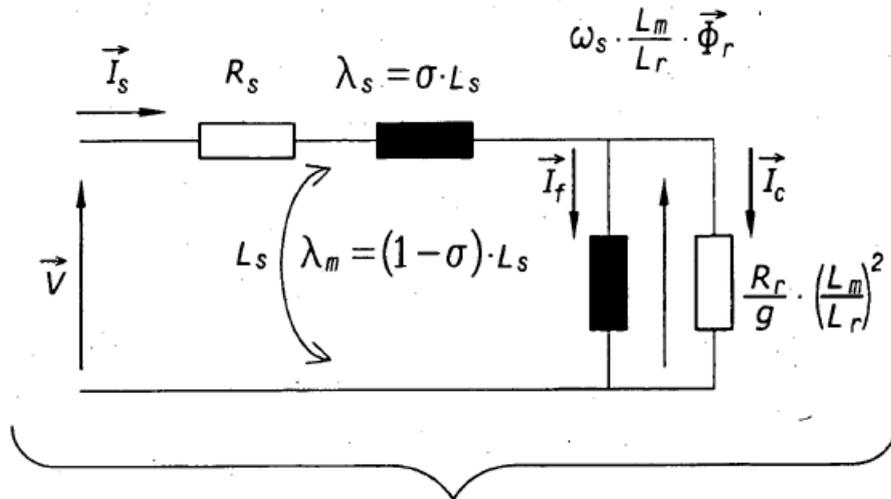
- $\theta_0$  es la posición angular de una referencia inicial cuyo eje de las abscisas está alineado con un vector de flujo magnético rotórico inicial de la máquina al principio del intervalo T,
- los coeficientes  $p_{ij}$  son los coeficientes de la inversa de una matriz P de vectores propios definida por la relación  $A = P \cdot D \cdot P^{-1}$ , donde D es la matriz diagonal constituida por los valores propios  $\mu_i$  de la matriz A,  $P^{-1}$  es la inversa de la matriz P, y la matriz A es la matriz de evolución libre de la máquina en un sistema lineal de ecuaciones de estado que modeliza el funcionamiento de la máquina,
- $I_{od0}, I_{oq0}$  son las coordenadas del vector de corriente inicial estatórica al principio del intervalo T en una referencia inicial cuyo eje de las abscisas está alineado con la dirección del vector de flujo magnético inicial rotórico,
- $\Phi_{od0}$ , es la abscisa del vector de flujo magnético inicial rotórico en la referencia inicial,
- $I_{cd}, I_{cq}$  son las coordenadas del vector de corriente de consigna estatórica al final del intervalo T, en una referencia de consigna cuyo eje de las abscisas está alineado con la dirección del vector de flujo magnético de consigna rotórico,
- $\Phi_{cd}$  es la abscisa del vector de flujo magnético de consigna rotórico en la referencia de consigna.

5. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el cual la corriente de consigna estatórica admite coordenadas  $I_{cd}$  y  $I_{cq}$  al final del intervalo T, en una referencia de consigna cuyo eje de las abscisas está alineado con la dirección del vector de flujo magnético de consigna rotórico, y en el cual la coordenada  $I_{cd}$  se establece a partir de la coordenada  $I_{cq}$  y del flujo de consigna estatórica.

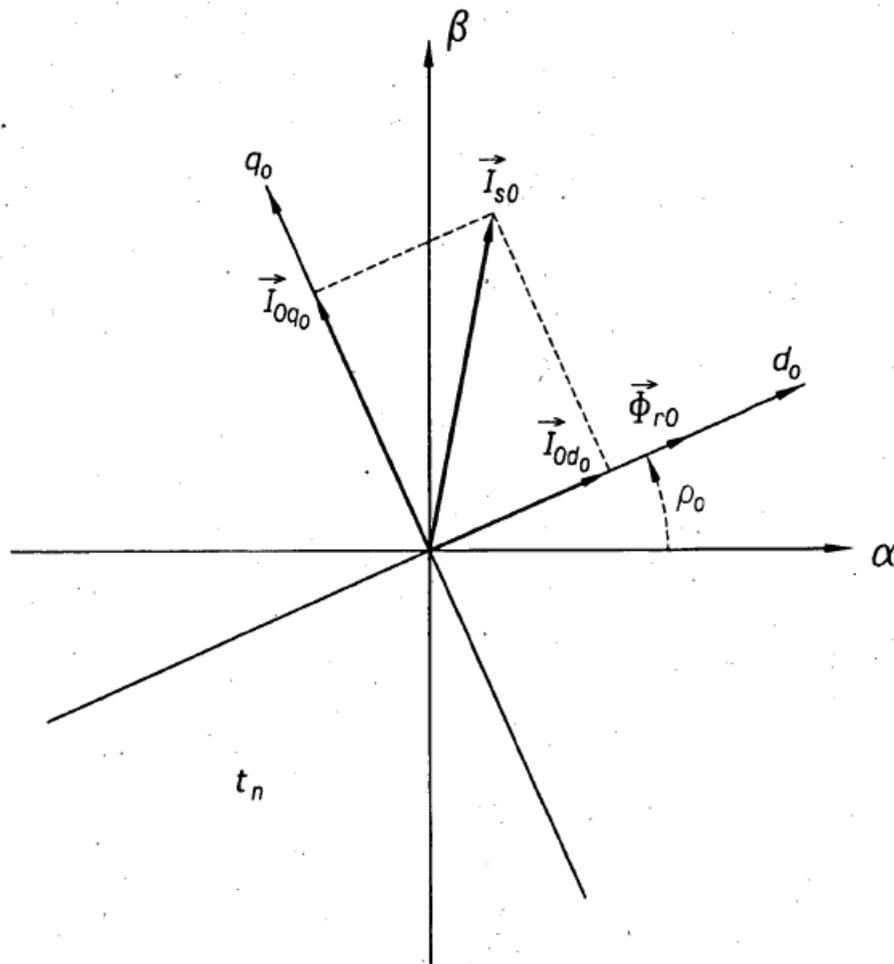
6. Unidad de control con respuesta *Deadbeat* de una máquina eléctrica giratoria asíncrona en la cual el flujo magnético rotórico de la máquina es controlable a partir de la corriente de alimentación estatórica de esta máquina, **caracterizada por el hecho de que** esta unidad comprende:

- un módulo (30) de establecimiento de una corriente de consigna estatórica que permite alcanzar al final de un intervalo T a la vez una consigna de fuerza mecánica y un flujo magnético de consigna rotórico, estableciéndose esta corriente de consigna estatórica a partir de una relación que relaciona la corriente de consigna estatórica, el flujo magnético de consigna rotórico, y de los valores iniciales de la corriente estatórica y del flujo magnético rotórico al principio del intervalo T. estando el vector de estado del sistema lineal de ecuaciones de estado que modeliza el funcionamiento de la máquina formado por un vector de corriente estatórica y por un vector de flujo magnético rotórico, y
- un módulo (32) de cálculo de un vector medio de control a aplicar de manera continua durante el intervalo T para obtener cuando expira el intervalo T una corriente estatórica igual a la corriente de consigna estatórica establecida por el módulo de establecimiento.

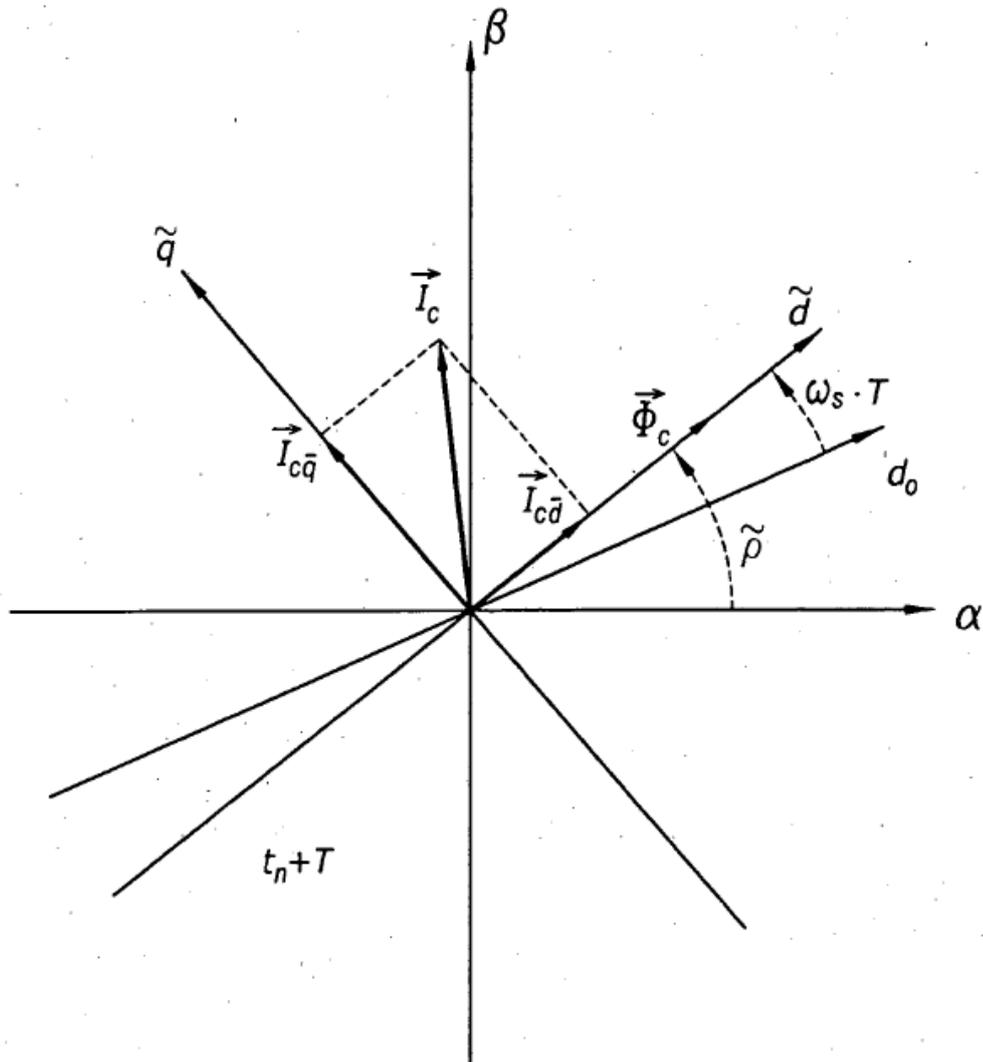
7. Soporte (34) de grabación de informaciones, **caracterizado por el hecho de que** comprende instrucciones para la ejecución de un procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, cuando estas instrucciones son ejecutadas por un calculador electrónico.



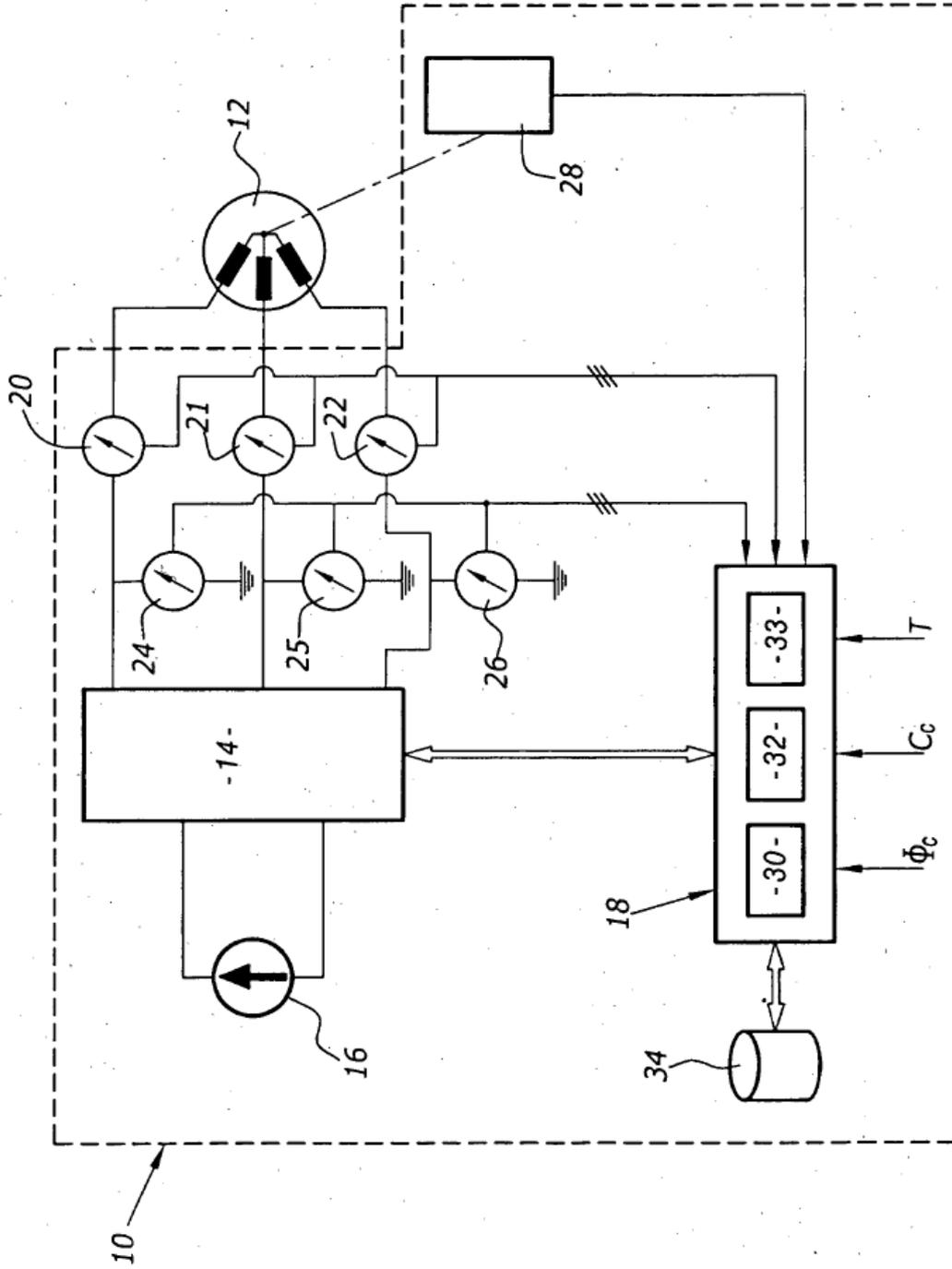
**FIG.1**



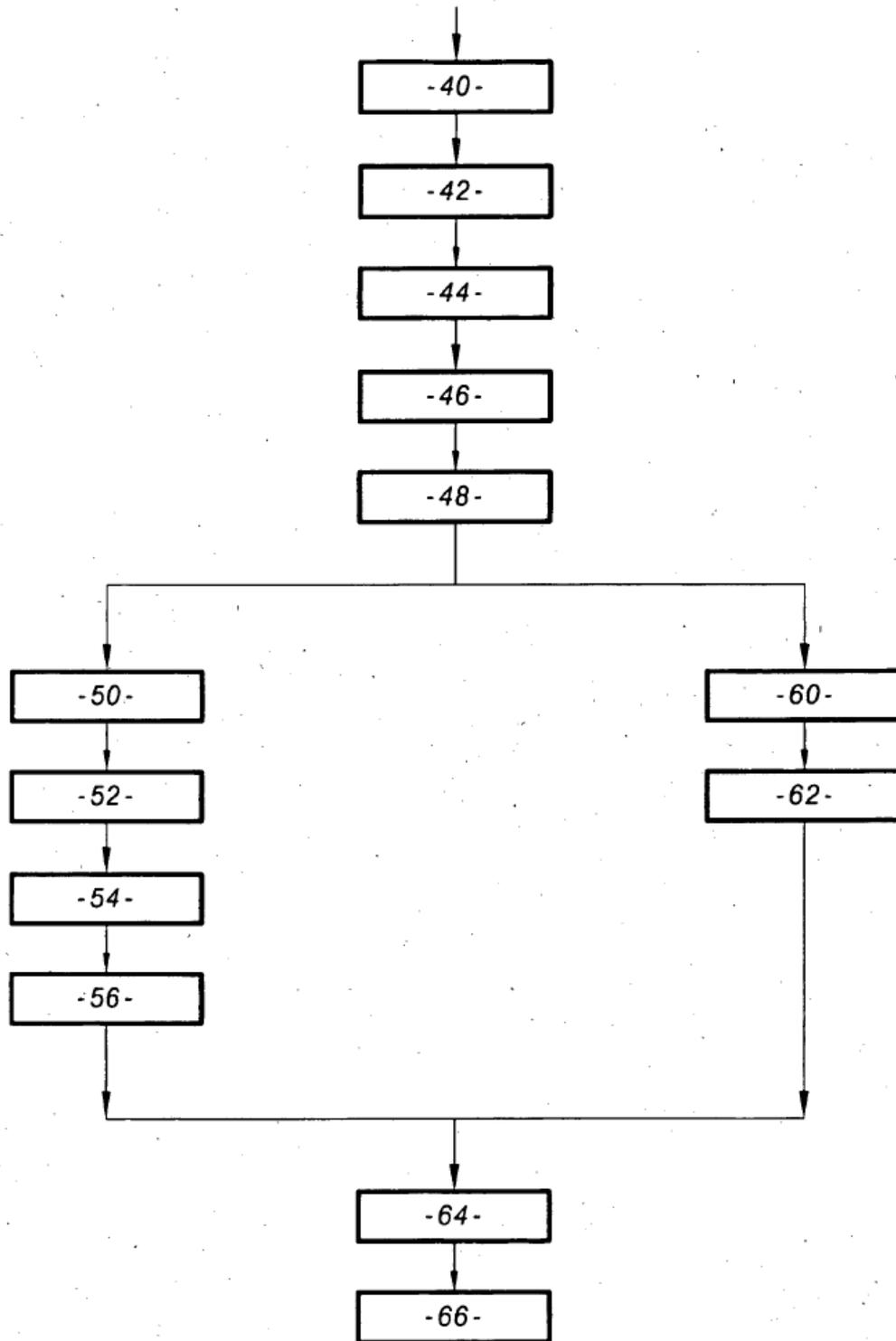
**FIG.2A**



**FIG.2B**



**FIG. 3**



**FIG.4**