



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 365 493**

51 Int. Cl.:

H02P 6/06 (2006.01)

H02P 6/08 (2006.01)

H02P 6/18 (2006.01)

H02P 6/20 (2006.01)

G01R 15/18 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **08807059 .4**

96 Fecha de presentación : **09.09.2008**

97 Número de publicación de la solicitud: **2195916**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **16.06.2010**

54

Título: **Accionamiento eléctrico.**

30

Prioridad: **12.09.2007 IT BO07A0619**

45

Fecha de publicación de la mención BOPI:
06.10.2011

45

Fecha de la publicación del folleto de la patente:
06.10.2011

73

Titular/es: **SPAL Automotive S.R.L.**
Via Per Carpi, 26/B
42015 Correggio, Reggio Emilia, IT

72

Inventor/es: **De Filippis, Pietro**

74

Agente: **Carpintero López, Mario**

ES 2 365 493 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

La presente invención se refiere a un accionamiento eléctrico para un motor sin escobillas con imanes permanentes y a un método para controlar dicho accionamiento.

5 A título ejemplificador y no limitativo, este documento describe un accionamiento que comprende un motor trifásico sin escobillas con imanes permanentes que genera una fuerza contraelectromotriz de onda sinusoidal (f.c.e.m. = fuerza contraelectromotriz) para el accionamiento de rotores axiales, radiales y otros tipos empleados en ventiladores eléctricos.

10 En consideración del hecho que el campo de aplicación de estos ventiladores eléctricos es el de sistemas de climatización y enfriamiento a instalar en autovehículos, cabe observar que los objetivos principales en el desarrollo de ventiladores eléctricos para tal cometido son: bajo nivel de ruido acústico, reducido consumo de energía y costos reducidos.

15 Esos requisitos han llevado a la adopción de motores sin escobillas de f.c.e.m. de onda sinusoidal (motores sin escobilla de corriente alternada) accionados mediante un inversor en condiciones de generar corrientes sinusoidales y convertir en obsoleto el uso de motores de f.c.e.m. trapezoidal accionados mediante modulación por ancho de pulso de seis etapas (más comúnmente conocidos como motores sin escobillas de corriente continua).

La forma de onda sinusoidal de la f.c.e.m. y de la respectiva corriente de fase minimiza la fluctuación del par de torsión activo (virtualmente cero), reduciendo así las vibraciones mecánicas y el ruido acústico.

20 También se sabe que es posible minimizar el consumo de corriente para generar un determinado par de torsión, maximizando así la eficiencia de conversión electromecánica a través de un óptimo accionamiento de motores sin escobillas de corriente alternada que normalmente vienen accionados por inversores de tensión aplicada, controlados por corriente.

25 Para obtener este tipo de accionamiento, los interruptores estáticos deben cambiar estado de manera que el eje polar del campo magnético del rotor quede a 90 grados eléctricos con respecto al eje polar del campo magnético generado por la circulación de corriente en los bobinados del estator, cualquiera sea el par de torsión entregado y la velocidad de rotación.

30 Para obtener información acerca de la posición angular del rotor, normalmente se emplean dispositivos relativamente caros, que incluyen codificadores absolutos o sensores de efecto Hall, solidarios con el estator y adecuadamente dispuestos angularmente, para detectar la forma de onda sinusoidal del campo magnético de excitación a lo largo de la periferia del rotor.

Posteriormente las señales de salida generadas por los sensores vienen apropiadamente decodificadas para accionar los interruptores estáticos de modo de mantener la separación angular de 90 grados eléctricos entre los campos magnéticos del rotor y del estator.

35 Este tipo de accionamiento exige el uso de los sensores de posición mencionados arriba, cuyo costo es relativamente alto.

Con la intención de reducir el costo de los accionamientos, se han desarrollado estrategias de accionamiento que no emplean sensores de este tipo.

40 Estas estrategias de accionamiento están basadas en la consideración que si el accionamiento es óptimo, la f.c.e.m. y la corriente de fase están en fase y viceversa en correspondencia de cada punto del campo operativo (par de torsión, velocidad de rotación, tensión de alimentación de corriente continua).

45 Por consiguiente, estas estrategias de accionamiento y los accionamientos, que se conocen como "sensorless" o sin sensores, se basan en la lectura de magnitudes eléctricas (por ejemplo tensión en los terminales del motor o circulación de corriente en los bobinados del motor) para detectar los puntos donde la f.c.e.m. y la corriente pasa por cero (cruce por cero), calcular la respectiva fase entre f.c.e.m. y la corriente e implementar apropiados métodos de accionamiento de los interruptores estáticos del inversor que tiendan a mantener las dos magnitudes en fase.

Una desventaja de tales métodos reside en el hecho que para detectar el cruce por cero de la f.c.e.m., es decir para leer el signo de la f.c.e.m., la corriente que fluye a través de los bobinados debe permanecer en cero por un lapso de tiempo suficiente para poder tomar la lectura, lo cual discrepa con la deseada forma de onda sinusoidal de la corriente.

50 Para que el desvío con respecto a la condición ideal tenga efectos despreciables, la duración del intervalo de tiempo durante el cual la corriente se queda en cero debe ser reducida al mínimo y, para eliminar la distorsión inducida por la interrupción de corriente de fase controlada, de todos modos breve, y los riesgos de no leer la señal deseada, se han introducido sofisticados algoritmos para calcular en tiempo real la posición angular del rotor; en la práctica, esos

algoritmos son parte integrante de controles de campo orientado (FOC en la jerga del sector) y requieren el uso de caros y sofisticados controladores con elevada capacidad de procesamiento (conocidos, en la jerga del sector, como controladores DSP o controladores de señales digitales).

5 Por tales motivos, el documento JP 2006115678 propone el uso de resistores en derivación de bajo costo en el inversor de la fuente de tensión que alimenta al motor sin escobillas de corriente continua con corrientes de fase sinusoidal, o un resistor en derivación en el enlace de corriente continua, que obtiene los cruces por cero de las corrientes de fase a partir de la forma de onda de la envolvente de la corriente de fase para determinar la posición del rotor sin sensores de posición, y corregir las corrientes de fase usando la envolvente de las corrientes de fase y su desplazamiento promedio.

10 En este contexto, el cometido principal de la presente invención es el de proponer un accionamiento eléctrico que no presente las desventajas mencionadas arriba.

Un objetivo de la presente invención es el de proponer un accionamiento de bajo nivel de ruido y de bajo consumo de energía.

15 Otro objetivo de la presente invención es el de proporcionar un accionamiento eléctrico basado en una arquitectura de control sencilla y económica.

El cometido técnico señalado y los objetivos especificados se logran substancialmente mediante un accionamiento eléctrico con las características descritas en la reivindicación 1 y en una o varias de las reivindicaciones dependientes.

20 Otras ventajas y características de la presente invención se pondrán aún más de manifiesto en la descripción que sigue, con referencia a una realización preferente y no limitativa de un accionamiento eléctrico para motores sin escobillas con imanes permanentes, como está ilustrada en los dibujos anexos, en los cuales:

- la figura 1 muestra un diagrama de principio del accionamiento del motor eléctrico sin escobillas según la presente invención;
- la figura 2 exhibe un circuito equivalente de una fase de un motor sin escobillas de corriente alternada;
- 25 - la figura 3 exhibe un diagrama vectorial del circuito de la figura 2;
- la figura 4 exhibe un diagrama vectorial que representa el funcionamiento ideal del circuito de la figura 2;
- la figura 5 es un diagrama que muestra un ejemplo de una porción del accionamiento según la presente invención;
- la figura 6 muestra un diagrama circuital de un primer detalle del accionamiento de la figura 1;
- la figura 7 muestra un diagrama circuital de un segundo detalle del accionamiento de la figura 1;
- 30 - la figura 8 exhibe un procedimiento para controlar el accionamiento de la figura 1 hasta alcanzar las condiciones ideales de funcionamiento;
- la figura 9 es un diagrama que muestra la tensión aplicada al motor sin escobillas;
- la figura 10 muestra el diagrama de la figura 9 en una determinada condición de funcionamiento.

35 Con referencia a los dibujos anexos y en particular con referencia a la figura 1, el número 1 denota un accionamiento eléctrico según la presente invención.

Esta invención se basa en el principio de obtener información, permanentemente, a partir de la cual conseguir los valores de tensión de alimentación para optimizar el control del motor alimentado por el accionamiento eléctrico.

El accionamiento (1) comprende un motor eléctrico (2), por ejemplo para propulsar un ventilador no exhibido.

40 Como se aclarará en lo que sigue de esta descripción, el cometido del accionamiento (1) es el de obtener información correspondiente a la posición del rotor del motor (2) detectando el cruce por cero de la fuerza contraelectromotriz (también designada con su forma abreviada f.c.e.m.) de manera sencilla y económica.

A título ejemplificador, por ende sin limitar el alcance de la presente invención, este documento se refiere a un motor (2) sin escobillas con imanes permanentes con rotor bipolar isotrópico y bobinado de estator trifásico.

45 El bobinado del estator comprende tres bobinados con la misma forma y cantidad de espiras, desfasados espacialmente de 120° y conectados mediante una conexión en estrella cuyo centro no es accesible.

La figura 2 exhibe un modelo circuital del motor (2).

Cada uno de los tres bobinados está caracterizado por una resistencia de fase (R_s) y una inductancia síncrona (L_s).

Al motor (2) se le aplica una tensión (V_s), mientras que un vector (E_s) representa la f.c.e.m. inducida en cada uno de los tres bobinados del estator.

5 La c.e.m.f. tiene una forma de onda sinusoidal y ello se debe a la rotación del rotor de imanes permanentes; I_s es la corriente de fase, también ella sinusoidal, que circula a través de cada uno de los tres bobinados.

La figura 3 muestra el diagrama vectorial de las magnitudes eléctricas (V_s , I_s , E_s) que se acaban de mencionar.

El eje directo (d) está orientado según la dirección de flujo del rotor (Φ_r) y el eje cuadratura (q) forma un ángulo de 90° con el eje directo (d).

10 Según la ley de inducción ($e = d\Phi/dt$) la f.c.e.m. inducida (E_s) en el bobinado del estator está siempre dirigida a lo largo del eje cuadratura (q), es decir está desfasada de 90° con respecto al flujo del rotor (Φ_r).

La tensión (V_s) aplicada por el accionamiento (1) a los bobinados del estator en una condición de funcionamiento predeterminada está representada, como se ha mencionado con anterioridad, por el vector (V_s).

15 El vector de la corriente del estator (I_s) forma un ángulo (Ψ) con la diferencia vectorial ($V_s - E_s$). El ángulo (Ψ) depende de los parámetros característicos del motor y de la frecuencia de alimentación según la siguiente relación:

$$\Psi = \arctan(\omega L_s / R_s)$$

El rendimiento de la potencia electromagnética del motor está dado por $3E_s I_s \cos(\gamma)$, donde γ es el ángulo formado por E_s e I_s .

20 La potencia absorbida por el motor (2) esencialmente es la suma del rendimiento de la potencia electromagnética y las pérdidas de potencia debidas al efecto Joule en las tres resistencias de fase.

Por ende, dado un determinado rendimiento electromagnético, la potencia absorbida es mínima cuando el ángulo (γ) es cero, es decir cuando la f.c.e.m. (E_s) y la corriente (I_s) están en fase, como se puede ver en la figura 4.

Como se puede ver en la figura 1, el accionamiento (1) comprende un inversor o puente trifásico (3) para alimentar el motor (2).

25 Preferentemente, el accionamiento (1) comprende un shunt (o derivador) de baja inductancia (3a) conectado como se puede ver en la figura 1 a las tres ramas del inversor (3) y atravesado por las corrientes que circulan por el inversor, como está descrito con mayor nivel de detalles abajo.

Además, el accionamiento (1) comprende una etapa de corriente directa (4) para alimentar el puente (3) que, a su vez, comprende un capacitor de nivelación (5) (C_{bus}) y un inductor de filtro (5a) (L_{bus}).

30 A título ejemplificador, el puente trifásico (3) genera, a través de una modulación por ancho de pulso seno-triángulo de tipo substancialmente conocida, tres tensiones desfasadas de 120° entre sí a una frecuencia (freq) variable.

Ventajosamente, la amplitud de la frecuencia fundamental de las tensiones de alimentación puede ser programada tanto como una función lineal de la frecuencia (f) como independientemente de esta última.

35 Cabe hacer notar que, como se sabe, el motor (2) sin escobillas con imanes permanentes desarrolla par de torsión únicamente a su velocidad síncrona y, por lo tanto, girará exactamente a una velocidad directamente proporcional a la frecuencia (f) de las tensiones aplicadas de conformidad con la relación conocida $RPM = 120 \times \text{freq}/p$, donde p es la cantidad de polos del rotor de imanes permanentes.

40 El accionamiento (1) comprende un circuito (6) para detectar la fuerza contraelectromotriz y, más exactamente, el cruce por cero de la f.c.e.m. (E_s), en adelante también denominado circuito de detección de cruce por cero de la f.c.e.m. (6).

El circuito de detección (6) comprende una primera etapa, exhibida en la figura 5, y una segunda etapa, exhibida en la figura 6. La segunda etapa procesa la señal de salida de la primera etapa.

45 En la realización preferente exhibida, como se aclarará mejor en lo que sigue de la descripción, la información acerca de la posición del rotor se obtiene detectando los cruces por cero de la f.c.e.m. generados por una sola de las tres fases del motor.

En realizaciones alternativas, por ejemplo en aplicaciones más sofisticadas que exigen velocidades de respuesta del transitorio más elevadas, se detecta una señal de posición del rotor para todas las fases reproduciendo el circuito descrito arriba para cada fase.

Considerando, por conveniencia de descripción, las magnitudes de fases de un motor conectado en estrella (2) (también se sabe que un motor conectado en triángulo funcionalmente no es posible distinguirlo de su equivalente conectado en estrella), el valor de la f.c.e.m. está dado por la relación:

$$5 \quad e_s = v_s - \left(R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} \right)$$

Para hallar el valor de e_s , por ende, es necesario conocer tanto el valor v_s de la tensión V_s aplicada a la fase del motor (2) como la caída resistiva - inductiva debida a la circulación de corriente por los bobinados del motor (2).

10 Como está descrito abajo, un objetivo del accionamiento (1) según la presente invención es el de determinar la caída resistiva - inductiva y la tensión aplicada a la fase del motor (2).

Para determinar la caída resistiva - inductiva, el accionamiento (1) comprende, como se puede ver en la figura 5, un elemento inductivo - resistivo (9) conectado en serie con una de las tres fases del motor (2), como está descrito abajo.

15 El elemento (9) comprende un primer inductor (L_{i1}) y un segundo inductor (L_{i2}) con un coeficiente de acoplamiento magnético recíproco muy cercano a 1.

Los dos inductores (L_{i1} y L_{i2}) están conectados de modo de formar un autotransformador (9a) y, preferentemente, están bobinados alrededor de un núcleo magnético exhibido esquemáticamente y denotado en la figura 5 con el número 60.

20 A título ejemplificador, el núcleo magnético tiene forma de una doble E y está hecho de ferrita de alta frecuencia o de acero natural para chapas magnéticas.

El primer inductor (L_{i1}) está conectado en serie con uno de los bobinados de fase del motor (2) y constituye el primario del autotransformador (9a).

Preferentemente, el inductor (L_{i1}) tiene una baja cantidad (N1) de espiras de gran diámetro para minimizar la pérdida de potencia debida al efecto Joule.

25 R_{i1} representa la resistencia del bobinado del primer inductor (L_{i1}).

El segundo inductor (L_{i2}), que constituye el secundario del autotransformador, tiene una cantidad (N2) de espiras mucho mayor que la cantidad (N1) de espiras del primer inductor (L_{i1}) y no es atravesado por la corriente i_s , y, por ende, proporciona una tensión (V_{i2}) que depende de la derivada de la corriente (i_s) que circula por el primario.

Con referencia a la figura 5, si:

30 - V_t = tensión en los terminales 10 y 11 de la figura 5, es decir en los terminales del elemento inductivo - resistivo (9);

- V_R = caída de tensión en la resistencia R_{i1}

- V_{t1} = caída de tensión en el primer inductor (L_{i1});

- V_{i2} = caída de tensión en el segundo inductor (L_{i2});

35 - M = inductancia mutua entre L_{i1} y L_{i2} ;

entonces:

$$V_t = V_R + V_{t1} + V_{i2}$$

$$40 \quad V_t = R_{i1} i_s + L_{i1} \frac{di_s}{dt} + M \frac{di_s}{dt}$$

$$V_t = R_{i1} i_s + (L_{i1} + M) \frac{di_s}{dt}$$

Es importante notar que la expresión para V_t es formalmente idéntica a aquella para la caída resistiva – inductiva en los bobinados del motor (2) debido a la circulación de corriente.

5 Por lo tanto, es posible escribir la siguiente ecuación:

$$R_{i1} i_s + (L_{i1} + M) \frac{di_s}{dt} = \alpha \left(R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} \right)$$

donde $\alpha = \frac{R_{i1}}{R_s}$ es un coeficiente de atenuación.

10 A partir de la inductancia síncrona (L_s) del motor (2), de la autoinductancia del primario (L_{i1}) y de la correspondiente cantidad de espiras ($N1$) es posible hallar la cantidad de espiras ($N2$) del secundario (L_{i2}) en base a la siguiente ecuación:

$$N2 = N1 \left(\frac{\alpha L_s}{L_{i1}} - 1 \right)$$

15

De este modo, realizando un elemento resistivo – inductivo (9) con los parámetros especificados arriba, es posible obtener el valor atenuado de la caída resistiva – inductiva en la fase del motor (2) usando, en la práctica, un circuito de medición correspondiente al circuito equivalente de la fase del motor (2).

20 Cabe hacer notar que el coeficiente de atenuación (α) indica el impacto del circuito de detección de la f.c.e.m. (6) sobre la pérdida total del accionamiento (1): cuanto menor es el coeficiente menor será la pérdida.

La información acerca de la tensión (V_s) aplicada al motor (2) es obtenida usando un circuito (12) para medir la tensión aplicada.

El circuito de medición (12) comprende tres resistores conectados en estrella (13, 14 y 15) exhibidos en particular en la figura 5.

25 Atenuando del coeficiente α tanto la contribución de la tensión equivalente aplicada (V_s) medible, como está descrito con mayor nivel de detalles abajo, mediante la serie de resistores conectados en estrella (13, 14 y 15), como la contribución de la caída resistiva – inductiva suministrada por los inductores mutuamente acoplados (L_{i1} y L_{i2}), el circuito de la figura 5 suministra una señal de f.c.e.m. atenuada cuya amplitud está dada por:

30

$$\alpha \cdot e_s = \alpha \cdot v_s - \alpha \cdot R_s \cdot i_s - \alpha \cdot L_s \cdot \frac{di_s}{dt}$$

En base al coeficiente de atenuación (α) definido arriba, la estrella formada por la conexión de los resistores (13, 14 y 15) que se emplean para medir la tensión de alimentación (V_s) viene desequilibrada convenientemente.

35 La figura 9 muestra las tensiones efectivas de primera armónica ($V1$, $V2$ y $V3$) generadas por el inversor (3) y aplicadas al motor (2), cada una de ellas representadas esquemáticamente con un respectivo generador ideal de tensión.

Como se ha ilustrado, la tensión (αV_1) debe aparecer en correspondencia de los terminales del resistor denotado con 13, también denotado R_α .

Preferentemente, los valores de los resistores (13, 14 y 15) pueden ser calculados, en un dado momento, con referencia a la terna trifásica simétrica que alimenta al motor (2).

5 Por ejemplo, en el momento en que V_1 alcanza su valor máximo (V_m) los valores de V_2 y V_3 son $-V_m/2$.

El circuito a analizar, por lo tanto, es aquel mostrado en la figura 10.

Aplicando el principio de superposición de efectos para calcular la caída de tensión en R_α , en el circuito de la figura 10 se tiene:

10
$$V_\alpha = V_m \frac{R_\alpha}{R/2 + R_\alpha} + V_m \frac{R_\alpha \parallel R}{R_\alpha \parallel R + R}$$

a partir del cual se obtiene la relación entre R_α y R para el valor de α previamente establecido:

$$R_\alpha = R \frac{\alpha}{3 - 2\alpha} \text{ donde } R \text{ es un valor de resistencia genérico para los resistores 14 y 15.}$$

15 plicando la señal αe_s al circuito de acondicionamiento de señales mostrado en la figura 5 se tiene una señal para el cruce por cero de la fuerza contraelectromotriz que puede ser procesada mediante un microcontrolador (26). Cabe hacer notar que el comportamiento obtenido es substancialmente el mismo que el obtenido con un sensor de Hall con salida digital.

20 Como se puede apreciar en particular en la figura 6, este circuito comprende dos etapas comparadoras conectadas en cascada: la primera etapa (7), con un respectivo comparador (16), no exhibe ninguna histéresis y en su salida es posible detectar conmutación espúrea.

A bajas velocidades de rotación, el circuito de la figura 5 para detectar el cruce por cero de la f.c.e.m. entrega valores de tensión de unos pocos centenares de milivoltios y, debido al bajo factor de atenuación (α), la relación señal/ruido es baja y provoca dicha conmutación espúrea en la salida de la primera etapa (7) del circuito de la figura 6.

25 La segunda etapa (8) comprende un segundo comparador con histéresis (17) que tiene un filtro de entrada RC (18) para limitar las oscilaciones de las señales que podrían activar, erróneamente, el comparador (17).

El filtro RC (18) comprende un capacitor (19) y un resistor (20) y es de tipo substancialmente conocido.

La segunda etapa (8) también comprende una red resistiva para fijar el umbral de conmutación y la respectiva histéresis.

30 En la realización exhibida, la red resistiva comprende cuatro resistores (21, 22, 23 y 24) adecuadamente conectados entre sí.

De este modo, no hay conmutación espúrea en la salida de la etapa comparadora con histéresis, con obvias ventajas en términos de eficiencia de procesamiento del microcontrolador (26).

35 Para maximizar la eficiencia del motor (2) la circulación de corriente por los bobinados del estator debe estar en fase con la respectiva f.c.e.m.

Con referencia al diagrama vectorial de la figura 4, es posible obtener una expresión aproximada del ángulo de avance ideal (δ_{opt}) para la tensión aplicada (V_s) con respecto a la f.c.e.m. (E_s).

Si la caída resistiva en la fase es despreciable (cuanto mayor es la eficiencia del motor (2), más despreciable será la caída), asumiendo K_E como la constante de f.c.e.m. medida en V/rpm y p como la cantidad de polos, se tiene:

40

$$tg \delta_{opt} \cong \frac{\omega_{el} \cdot L_s \cdot I_s}{E_s} = \omega_{el} \cdot L_s \cdot I_s \cdot \frac{\pi \cdot p}{60 \cdot K_E \cdot \omega_{el}} = \frac{\pi \cdot L_s \cdot p}{60 \cdot K_E} \cdot I_s$$

Además, si el valor ideal del ángulo (δ_{opt}) es menor que 20 grados eléctricos, la tangente del ángulo puede ser aproximada con el mismo ángulo y por ende:

$$5 \quad \delta_{opt} \cong \frac{\pi \cdot L_s \cdot P}{60 \cdot K_E} \cdot I_s$$

donde la inductancia síncrona (L_s) preferentemente está expresada en Henrios.

10 En otros términos, si la caída resistiva ($R_s I_s$) es despreciable con respecto a E_s y la tangente del ángulo de avance (δ_{opt}) puede ser aproximada con el mismo ángulo, entonces, en la práctica, el ángulo de avance (δ_{opt}) depende linealmente sólo de la corriente de fase (I_s).

15 Puesto que el accionamiento (1) según la presente invención comprende un microcontrolador (26) sumamente simple y económico, por ejemplo un microcontrolador de 8 bits, en el mismo es posible almacenar dicha relación lineal entre δ_{opt} y el consumo de corriente (I_s), por ejemplo con formato tabular; con lo cual poniendo a disposición del microcontrolador (26) una señal proporcional a la corriente (I_s), el mismo microcontrolador (26) estará en condiciones de controlar el puente (3) de conformidad con el correspondiente δ_{opt} .

Es a tal efecto que el accionamiento (1) comprende un circuito (25) para detectar indirectamente amplitudes de corriente de fase.

20 Más en particular, el circuito (25) comprende un detector o una etapa de detección (27) de envolvente que procesa la señal de tensión presente en los terminales del shunt (3a), directamente proporcional a la circulación de corriente a través del mismo shunt (3a).

Como está descrito en la bibliografía, el valor máximo de los picos de tensión en el shunt (3a) es proporcional al pico de corriente de fase del motor (2).

Puesto que la corriente de fase es sinusoidal, la lectura del detector de envolvente (27) es igual al valor eficaz (I_s) de la corriente de fase multiplicada por $\sqrt{2}$.

25 El detector de envolvente (27) mantiene traza de esta información y el microcontrolador (26) la muestrea a una frecuencia mucho menor que la de la portadora de modulación por ancho de pulso: la validez de la información está garantizada por el hecho que la velocidad de cambio de salida del detector de envolvente (27), que está directamente relacionada con la velocidad de cambio de la carga mecánica, es muy baja.

30 Cabe hacer notar que la constante de descarga del detector (27) viene dimensionada adecuadamente para seguir correctamente la envolvente de los picos de corriente en el shunt (3a).

Básicamente, el microcontrolador (26), muestreando la señal de salida de la etapa de detección de la envolvente (27) a través de su convertidor analógico-digital, mide indirectamente el valor actual de la corriente de fase y, por consiguiente, determina el correspondiente ángulo ideal a aplicar para mantener la corriente en fase con la f.c.e.m.

La figura 7 muestra un diagrama de una realización del detector de envolvente (27) de la corriente de shunt.

35 El detector (27) comprende un filtro RC (28) para filtrar la envolvente de la corriente de shunt.

El detector (27), además, comprende un circuito (29) para cargar un capacitor de modo que cuando la señal no inversora es menor que la señal inversora, el capacitor pueda ser descargado a través de los resistores denotados con los números 30 y 31.

40 Dichos resistores (30 y 31) están conectados adecuadamente para permitirle al dispositivo seguir los picos de corriente de shunt.

La figura 8 exhibe el procedimiento para controlar el motor sin escobillas (2), el cual comprende las siguientes etapas:

A) etapa de estacionamiento o alineación;

B) etapa de aceleración de conformidad con una rampa predeterminada V/f ;

45 C) etapa de "enganche" de la señal de cruce por cero de la f.c.e.m., donde "enganche" significa alcanzar una condición operativa ideal;

D)etapa de accionamiento optimizado.

En las etapas A y B el inversor (3) alimenta el motor (2) en modalidad totalmente de “lazo abierto”, es decir, sin usar ninguna de las dos señales de retroalimentación disponibles, es decir cruce por cero de la f.c.e.m. y envolvente de la corriente shunt.

5 En la etapa C se utiliza sólo la señal de cruce por cero de la f.c.e.m.

Finalmente, en la etapa D se emplean tanto la señal de cruce por cero de la f.c.e.m. como las señales de la envolvente de la corriente de shunt y el inversor (3) acciona el motor (2) bajo condiciones ideales de funcionamiento, es decir con la f.c.e.m. y la corriente de fase dispuestas en fase entre sí.

10 Durante la etapa A al motor se aplican tres tensiones constantes, definidas adecuadamente para permitirle a la corriente circular de manera de hacer que el rotor gire hasta que se halle en una posición conocida donde el campo del estator y el campo del rotor se hallan alineados.

Esta etapa asegura que pueda ser generado, en la siguiente etapa (B), el máximo par de torsión de accionamiento bajo condiciones de control de “lazo abierto”.

15 En la etapa B el motor (2) viene alimentado con tres tensiones sinusoidales desfasadas de 120° entre sí de modo de crear un campo giratorio estático de frecuencia creciente y donde la amplitud es proporcional a la misma frecuencia.

Durante esta etapa, la amplitud de la tensión promedio aplicada al motor (2) varía proporcionalmente con su frecuencia (freq), como se puede ver en la figura 8.

20 La frecuencia (freq) comienza en cero y aumenta hasta alcanzar el valor “fset” mostrado en la figura 8, establecido en el software del microcontrolador (26).

El valor “fset” es mayor que la frecuencia eléctrica mínima a la cual la señal de cruce por cero de la f.c.e.m. puede ser detectada con seguridad, con lo cual en las siguientes etapas (C y D) puede ser medida la relación de fase entre la fuerza contraelectromotriz (E_s) y la tensión aplicada (V_s).

Esta relación es el ángulo (δ) formado por las magnitudes E_s y V_s mostradas en las figuras 3 y 4.

25 La inclinación de esta rampa de aceleración es un parámetro del accionamiento y debe ser modificada de conformidad con la inercia del sistema motor (2) más carga.

El motor sin escobillas (2) sometido al campo giratorio del estator generado por el accionamiento acelera hasta alcanzar exactamente la velocidad de sincronismo correspondiente a “fset”.

30 En la etapa B el motor sin escobillas (2) es controlado de la misma manera que se hace para un motor asíncrono pero, a diferencia de este último, alcanza la velocidad de final de rampa puesto que durante la misma rampa, el ángulo entre el campo rotórico y el campo estático nunca supera los 90 grados que representan la condición necesaria y suficiente para generar el par de torsión para el motor sin escobillas con imanes permanentes que, como se sabe, es un motor “síncrono”.

35 El valor de inclinación de la rampa V/f viene elegido de manera de garantizar que el motor reciba suficiente corriente y, por ende, par de torsión, para acelerarlo en el tiempo requerido hasta la velocidad correspondiente a la frecuencia (fset), por ejemplo en función de los parámetros ambientales tales como tensión de alimentación del inversor (3) y temperatura ambiente.

Una vez alcanzada la frecuencia “fset” tiene inicio la etapa C, durante la cual la frecuencia permanece constante en el valor “fset” y la tensión aplicada (V_s) disminuye con un determinado ritmo.

40 Como se ha dicho con anterioridad, en la etapa C está disponible la señal de cruce por cero de la f.c.e.m., y, por lo tanto, a través del microcontrolador (26) se mide la fase entre V_s y E_s .

La gradual disminución de V_s reduce el consumo de corriente (I_s) hasta alcanzar el valor mínimo requerido para mantener el motor en rotación: una vez alcanzada esta condición, V_s y E_s se hallan substancialmente en fase, el microcontrolador (26) detecta la condición de que V_s y E_s están fase y considera terminada la etapa C.

45 A la etapa C le sigue la etapa D.

En la etapa D, se establece únicamente la amplitud V_s y no la frecuencia “freq”.

El microcontrolador (26) detecta continuamente la frecuencia eléctrica, adquiriendo el intervalo de tiempo entre dos frentes consecutivos de señal, homólogos o no homólogos, de la señal de salida desde el circuito de detección (6) de cruce por cero de la f.c.e.m. a la cual corresponde la frecuencia fundamental de la tensión de salida del inversor (3).

Por otro lado, para obtener un funcionamiento ideal del motor (2) viene implementado un procedimiento iterativo que incluye las etapas descritas abajo.

El microcontrolador (26) mide valor de pico de la corriente de fase a través del detector (27) de la envolvente de la corriente de shunt.

5 El microcontrolador (26) detecta el cruce por cero de la f.c.e.m. a través del respectivo circuito de detección (6).

Luego el microcontrolador (26) aplica el ángulo de avance (δ_{opt}) entre V_s y E_s , puesto que el software instalado en el microcontrolador (26) incluye la relación entre el ángulo de avance formado por V_s y E_s y el valor pico de la corriente de fase correspondiente al funcionamiento ideal.

10 Después de lo cual, el procedimiento vuelve a comenzar a partir de la medición del valor de pico de la corriente de fase.

Dicho procedimiento de optimización provoca que el motor sin escobillas (2) funcione con la f.c.e.m. en fase con la respectiva corriente de fase.

15 En esta situación, como ya se ha mencionado, se minimiza la potencia absorbida; fijando adecuadamente el intervalo de tiempo del procedimiento de optimización, es posible hacer que el sistema sea razonablemente reactivo incluso ante repentinas variaciones de carga debido, por ejemplo, a un temporáneo estrangulamiento de los conductos de entrega y/o aspiración del circuito neumático-hidráulico y la posterior eliminación del mismo estrangulamiento.

El método de control descrito, además, permite la máxima eficiencia del accionamiento del motor provocando que la corriente en cada bobinado del estator esté en fase con la respectiva f.c.e.m.

20 De este modo, el motor genera el máximo par de torsión posible. Dicho con otras palabras, el motor sin escobillas viene accionado eficientemente porque la corriente de estator no posee componentes en el eje "d" sino sólo en el eje "q".

El accionamiento funciona de manera que, una vez terminada la etapa transitoria inicial, el consumo de potencia por parte del motor sea mínimo bajo todas las condiciones de carga y a todas las velocidades de rotación; en términos de diagrama vectorial, la corriente de fase está en fase con la respectiva f.c.e.m.

25

REIVINDICACIONES

1.- Accionamiento eléctrico que comprende:

- 5 - un motor sin escobillas (2) y un puente de alimentación (3) para alimentar el motor (2), cada bobinado de fase del motor teniendo una resistencia (R_s) y una inductancia síncrona (L_s), el accionamiento estando caracterizado por el hecho que comprende:
 - un primer circuito (6) para detectar el cruce por cero de la fuerza contraelectromotriz (E_s) inducida en los bobinados del estator por la rotación del rotor,
 - un segundo circuito etapa de detección (27) para detectar la corriente de fase pico que circula por los bobinados del motor, y
 - 10 - un tercer circuito para controlar el puente de alimentación (3);
- el primer circuito (6) comprendiendo un elemento inductivo y resistivo (9) que es una representación analógica de la impedancia eléctrica del bobinado de fase, dicho elemento inductivo y resistivo (9) estando conectado en serie con un bobinado de fase del motor (2) y teniendo valores descendentes, de conformidad con un coeficiente de atenuación (α), de la impedancia resistiva e inductiva de un bobinado de fase del motor (2), el primer circuito comprendiendo, además,
- 15 un circuito (12) que se compone de tres resistores conectados en estrella, o sea el primero (13), el segundo (14) y el tercero (15), respectivamente evaluados " $R_\alpha = R \frac{\alpha}{3-2\alpha}$ ", " R ", " R ", siendo " α " dicho coeficiente de atenuación, para medir la tensión aplicada a dicho bobinado de fase, la salida del circuito (6) siendo una señal de f.c.e.m. atenuada:

$$\alpha \cdot e_s = \alpha \cdot v_s - \alpha \cdot R_s \cdot i_s - \alpha \cdot L_s \cdot \frac{di_s}{dt};$$

- 20 el tercer circuito comprendiendo un controlador (26) en comunicación con el primer circuito (6) que proporciona el cruce por cero de la fuerza contraelectromotriz y con el segundo circuito (27) que proporciona la corriente de fase pico que circula por los bobinados del motor, dicho tercer circuito aplicando un ángulo de avance (δ) entre la tensión de alimentación del motor (V_s) y la fuerza contraelectromotriz inducida (E_s), dicho ángulo de avance (δ) siendo una función lineal predeterminada del valor de pico de la corriente de fase (I_s) según la ecuación:

$$\delta = \frac{\pi \cdot L_s \cdot p}{60 \cdot K_E} \cdot I_s$$

- 25 donde " L_s " es la inductancia síncrona del motor (2) medida en Henrios, "p" es la cantidad de polos del motor y " K_E " es la fuerza contraelectromotriz constante medida en V/rpm.

- 2.- Accionamiento según la reivindicación 1, caracterizado por el hecho que el elemento inductivo y resistivo (9) comprende un primer y un segundo inductor (L_{i1} y L_{i2}), acoplados mutuamente y que tienen una inductancia mutua (M), dicho coeficiente de atenuación (α) siendo definido como una relación de la resistencia (R_{i1}) del primer inductor (L_{i1}) con respecto a la resistencia de fase (R_s) del motor (2) y como la relación del valor inductivo total ($L_{i1}+M$) con respecto a la inductancia síncrona (L_s) del motor (2), es decir:
- 30

$$\alpha = \frac{R_{i1}}{R_s} = \frac{L_{i1}+M}{L_s}$$

- 3.- Accionamiento según la reivindicación 2, caracterizado por el hecho que el primer y el segundo inductor (L_{i1} y L_{i2}) están conectados mutuamente para formar un autotransformador (9a), dicho primer y segundo inductor (L_{i1} y L_{i2}) estando bobinados alrededor de un núcleo magnético (60).
- 35

- 4.- Accionamiento según una cualquiera de las precedentes reivindicación 2 o 3, caracterizado por el hecho que el segundo inductor (L_{i2}) tiene una cantidad de espiras (N2) mayor que la cantidad de espiras (N1) del primer inductor (L_{i1}).

- 40 5.- Accionamiento según una cualquiera de las precedentes reivindicaciones de 2 a 4, caracterizado por el hecho que la cantidad de espiras (N2) del segundo inductor (L_{i2}) es el producto de la cantidad de espiras (N1) del primer inductor (L_{i1}) por la diferencia entre la relación de la inductancia síncrona (L_s) del motor (2) multiplicada por el coeficiente de atenuación (α) y el valor de inductancia (L_{i1}) del primer inductor (L_{i1}) y uno, es decir:

$$N2 = N1 \cdot \left(\frac{\alpha \cdot L_s}{L_{i1}} - 1 \right)$$

FIG.1

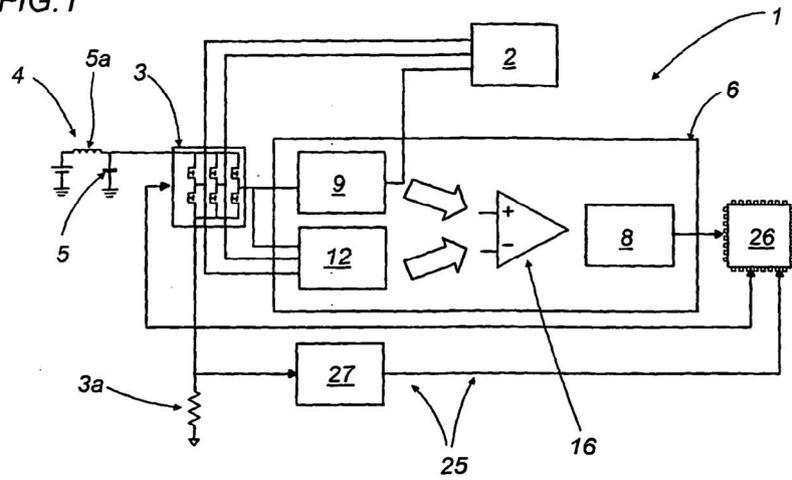
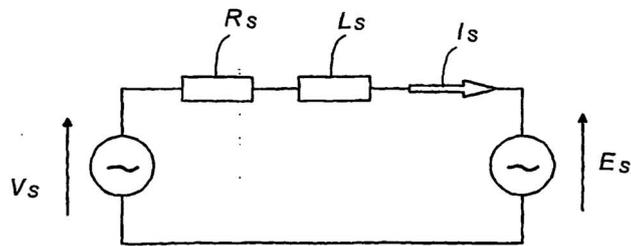


FIG.2



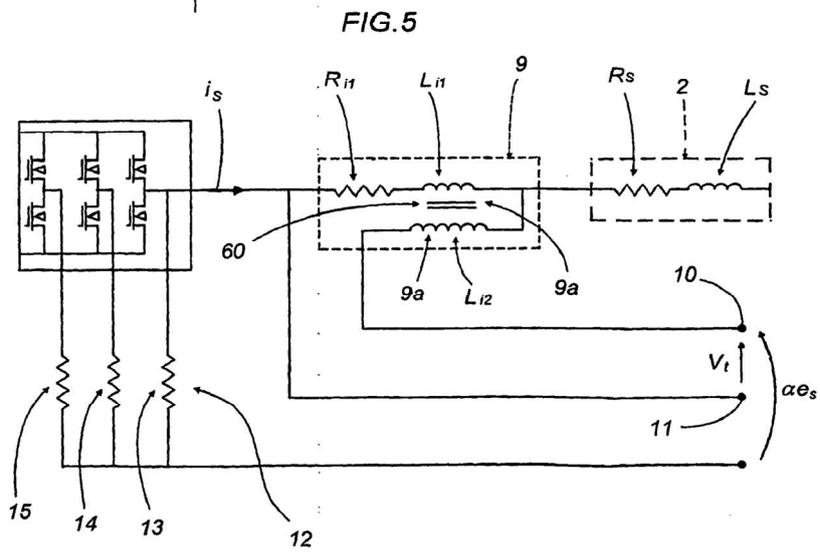
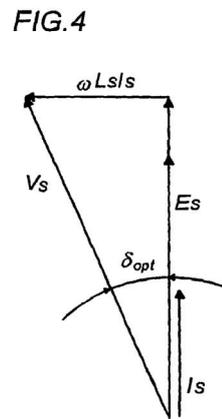
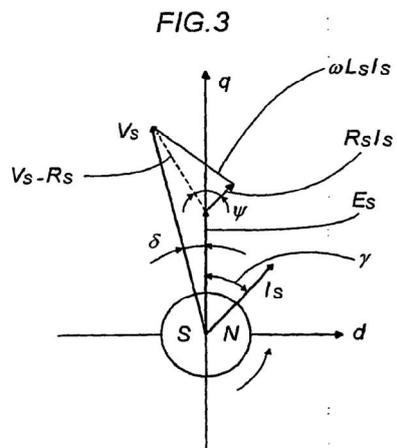


FIG.6

