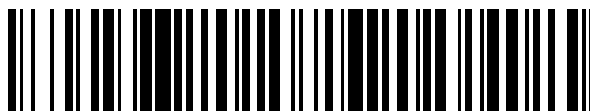


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 552 052**

51 Int. Cl.:

H02P 6/14 (2006.01)

H02P 23/00 (2006.01)

H02P 6/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **13.06.2012 E 12731732 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **05.08.2015 EP 2719071**

54 Título: **Unidad de accionamiento eléctrico**

30 Prioridad:

13.06.2011 IT BO20110340

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

25.11.2015

73 Titular/es:

SPAL AUTOMOTIVE S.R.L. (100.0%)

**Via per Carpi, 26/B
42015 Correggio, IT**

72 Inventor/es:

DE FILIPPIS, PIETRO

74 Agente/Representante:

ISERN JARA, Jorge

ES 2 552 052 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

Unidad de accionamiento eléctrico

5 Campo técnico

Esta invención se refiere a una unidad de accionamiento eléctrico y en particular, a una unidad de accionamiento eléctrico sinusoidal (en jerga AC).

10 Antecedentes de la técnica

A modo de un ejemplo no limitativo se hace referencia a continuación a una unidad de accionamiento eléctrico que comprende un motor trifásico sin escobillas con imanes permanentes que generan una fuerza contraelectromotriz (CEMF) con una forma sinusoidal para el accionamiento de válvulas de solenoide y bombas. Las aplicaciones de válvulas de solenoide y bombas eléctricas requieren un ruido acústico mínimo y la reducción del consumo de energía y costes.

Estas necesidades han conducido a la adopción de motores sin escobillas sinusoidales CEMF (motores sin escobillas AC) accionados mediante inversores que sean capaces de impartir corrientes de bobinado sinusoidales, lo que hace obsoleto el uso de motores de corriente continua sin escobillas accionadas en seis pasos PWM.

La tendencia sinusoidal de la CEMF y en conjunto, de la corriente de fase relativa, aseguran una mínima ondulación de par activa (virtualmente cero) y en consecuencia, bajas vibraciones mecánicas y por lo tanto, emisiones acústicas.

También es posible minimizar la absorción de corriente para la generación de un par motor determinado y por lo tanto, maximizar la eficiencia de la conversión electromecánica, mediante un accionamiento óptimo de los motores sin escobillas de corriente alterna que normalmente son accionados mediante inversores de tensión aplicada controlados por corriente.

Este accionamiento requiere que la conmutación de los interruptores estáticos se realice de una manera tal que se garantice, instante a instante, que el eje polar del campo magnético del rotor se mantenga en 90 grados eléctricos con respecto al eje polar del campo magnético generado por las corrientes que circulan en los devanados del estátor, cualquiera que sea el par y la velocidad de rotación.

Para obtener información continua sobre la posición angular del rotor, se utilizan sensores generalmente costosos, tales como, por ejemplo, codificadores absolutos, resolutores o sensores de efecto Hall.

Las señales de salida generadas por los sensores son entonces procesadas convenientemente para controlar los interruptores estáticos del convertidor para mantener el cambio angular de 90 grados eléctricos entre los campos magnéticos del rotor y del estátor.

La presencia de los sensores de posición hace la operación relativamente costosa y por lo tanto, diversas estrategias de accionamiento se han desarrollado que no los utilizan, en la jerga «sin sensores», precisamente para reducir los costes de las operaciones.

Entre estas estrategias, las basadas en la orientación de los campos del estátor y del rotor (en la jerga FOC) garantizan la relación ortogonal mencionada de los campos que hacen uso de circuitos integrados (IC) sofisticados y costosos con altas capacidades de cálculo (en jerga DSP) que realizan el verdadero cálculo de tiempo de la posición angular del rotor, basado exclusivamente en cantidades eléctricas (tensiones en los terminales del motor y corrientes que circulan en los devanados) proporcionados por circuitos de acondicionamiento adecuados.

Cuando la «dinámica» de la máquina de trabajo no es demasiado intensa - y este es el caso de los ventiladores eléctricos y las bombas eléctricas - es posible aplicar un criterio óptimo, derivado directamente del fundamental mencionado anteriormente y que se describe a continuación (el eje polar del campo magnético del rotor se mantiene, instante a instante, en 90 grados eléctricos con respecto al eje polar del campo magnético generado por las corrientes que circulan en los devanados del estátor): el accionamiento funciona de una manera tal que la CEMF y la corriente de fase se mantienen en fase; naturalmente, el criterio antes mencionado se cumple en todos los puntos del campo operativo (par, velocidad de rotación, tensión de alimentación de CC).

Las unidades «sin sensores» que implementan estrategias de accionamiento basadas en el criterio mencionado anteriormente se basan en la lectura de magnitudes eléctricas (tal como tensiones en los terminales del motor, corrientes que circulan por los devanados del motor) con la finalidad de:

65 • detectar el cruce por cero de la CEMF y la corriente;

- evaluar la fase relativa entre la CEMF y la corriente;
- implementar, por último, los procedimientos adecuados de accionamiento de los interruptores estáticos del inversor que mantienen en fase las dos cantidades que acabamos de mencionar.

5 Un primer inconveniente de estas estrategias radica en el hecho de que para detectar el cruce por cero de la CEMF, es decir, para leer la señal de la CEMF, tan pronto como la corriente que atraviesa los devanados se hace cero, debe mantenerse como tal durante un periodo de tiempo suficientemente largo para permitir la lectura de la CEMF, que está en contraste con la tendencia sinusoidal deseada de la corriente para la obtención de un bajo ruido acústico.

10 Una solución a este problema se ha propuesto en la patente EP2195916 a nombre del mismo solicitante. Sin embargo, la solución identificada introduce un coste incremental debido a la utilización de una red de hardware «análoga» de la impedancia de una fase del motor.

15 Un segundo inconveniente de las estrategias de control antes mencionadas está vinculada a la necesidad de leer la corriente de fase. Hay básicamente dos enfoques para esta lectura, ambos costosos, según el estado de la técnica.

20 Un primer enfoque utiliza al menos un dispositivo IC que integra un sensor de efecto Hall sensible al campo magnético generado por la corriente de fase (solución con aislamiento galvánico), mientras que un segundo enfoque utiliza al menos un dispositivo IC que integra un amplificador para procesar la tensión a través de una derivación «fuera de conexión a tierra» a través de la que fluye la corriente de fase (solución sin aislamiento galvánico).

25 En el primer caso el dispositivo IC debe colocarse cerca de uno de los conductores atravesados por la corriente de fase y debe tener una muy baja sensibilidad a los campos magnéticos «parasitarios».

En el segundo caso, la tensión de entrada en modo común que el amplificador debe aceptar sin dañarse debe ser al menos igual a la tensión de alimentación del inversor (V_{bus}).

30 Divulgación de la invención

En este contexto, la principal finalidad técnica de la presente invención es proporcionar una unidad de accionamiento eléctrico que esté exenta de los inconvenientes anteriormente mencionados en términos de rendimiento y coste.

35 Un objetivo de esta invención es proporcionar una unidad de accionamiento eléctrico silenciosa con bajo consumo de energía.

40 Un objetivo adicional de esta invención es proporcionar una unidad de accionamiento eléctrico basada en una arquitectura de control simple y competitiva en coste.

El propósito técnico indicado y los objetivos especificados se logran substancialmente mediante una unidad de accionamiento eléctrico que comprende las características técnicas descritas en la reivindicación independiente 1.

45 Breve descripción de los dibujos

Otras características y ventajas de la invención son más evidentes en la descripción no limitativa que sigue de una realización preferida no limitativa de una unidad de accionamiento eléctrico como se ilustra en los dibujos adjuntos, en los que:

- 50
- La figura 1 es un diagrama de bloques de la unidad de accionamiento eléctrico de acuerdo con esta invención;
 - La figura 2 muestra el circuito equivalente de una fase del motor sin escobillas de CA;
 - La figura 3a muestra el diagrama vectorial en relación con el circuito de la figura 2;
 - La figura 3b muestra un segundo diagrama vectorial en relación con el circuito de la figura 2;
 - 55 – La figura 4 muestra el diagrama vectorial en relación con la operación óptima del circuito de la figura 2;
 - La figura 5 muestra un diagrama de bloques parcial de un sub-bloque analógico que forma parte de la unidad de accionamiento de la figura 1 ;
 - La figura 6 muestra un diagrama de las principales señales en el sub-bloque analógico de la figura 5;
 - 60 – La figura 7 muestra un diagrama de las señales relacionadas con la función de «giro de rotor de captura» de la unidad de accionamiento de la figura 1.

Descripción de las realizaciones preferidas de la invención

Con referencia a los dibujos adjuntos, con referencia particular a la figura 1, el número 1 designa una unidad de accionamiento eléctrico según la presente invención.

Cabe señalar que el diagrama de bloques de la figura 1 no muestra las partes que pueden considerarse operativamente como la técnica anterior, es decir, los controladores MOSFET y la interfaz de control de usuario para las entradas externas analógicas o digitales, es decir, para los controles que ajustan la velocidad o la frecuencia para la unidad de accionamiento eléctrico 1.

La unidad de accionamiento eléctrico 1 comprende un motor eléctrico 2 con imanes permanentes, un puente o inversor de tres fases 3 para el suministro de electricidad a la tensión V_{bus} al motor eléctrico 2, una etapa de corriente continua 4 para el suministro de electricidad al inversor 3 y un controlador 8 para el accionamiento del inversor 3.

El controlador 8 es un dispositivo de adquisición/procesamiento extremadamente simple y de bajo coste y que está provisto de memoria de almacenamiento de datos.

La unidad de accionamiento 1 comprende también, como se describe en más detalle a continuación, una unidad analógica 11 de bajo coste para medir el valor pico de la corriente de fase I_s , conocido como «pk_detect», y una unidad analógica 18, conocida como «zc_E-I_detect», para detectar el cruce por cero de una primera corriente de fase, por ejemplo de la fase indicada con U, del motor eléctrico 2, en comunicación con el controlador 8. En la realización ilustrada, el inversor 3 tiene tres ramas U, V, W, que comprenden cada una un par de MOSFET, respectivamente Q_{alto_U} , Q_{bajo_U} , Q_{alto_V} , Q_{bajo_V} y Q_{alto_W} , Q_{bajo_W} conectados de acuerdo con la técnica anterior.

Como se ilustra, la etapa 4 está provista de una etapa de filtro, por ejemplo, que comprende un condensador de nivelación (C_{bus}) y una inductancia (L_{bus}).

Por ejemplo, sin restringir de ninguna manera el alcance de la invención, se hace referencia a continuación a un motor de imán permanente sin escobillas con rotor isotrópico bipolar.

El devanado del estátor trifásico comprende tres devanados, de tipo y número de vueltas idénticos, con el desplazamiento de fase de 120° y con conexión en estrella con punto de estrella no accesible o conexión delta.

La figura 2 ilustra, por ejemplo, el modelo de circuito de una fase del motor y la figura 3 ilustra el diagrama vectorial de las magnitudes eléctricas.

Cada uno de los tres devanados se caracteriza por su resistencia R_s , su inductancia síncrona L_s y la CEMF, que tiene una curva sinusoidal y es debida a la rotación del rotor de imán permanente; I_s representa la corriente de fase, que también es sinusoidal, pasando a través de cada uno de los tres devanados. El vector V_s representa la tensión aplicada, mientras que el vector E_s representa la CEMF inducida en cada uno de los tres devanados del estátor. Convenientemente, los módulos de los vectores E_s , V_s , I_s se identifican como los valores máximos de las cantidades a las que se refieren.

La CEMF E_s es una función de la temperatura de los imanes T_{mag} ya que es proporcional a la inducción residual B_r de los imanes permanentes utilizados y a su vez esta última depende de la temperatura de los imanes; con α_{mag} el coeficiente de variación de la inducción residual con la temperatura aplica la siguiente relación:

$$E_s(T_{mag}) = E_{s0} \cdot [1 + \alpha_{mag} \cdot (T_{mag} - T_{0mag})]$$

donde E_{s0} es la CEMF a la temperatura de referencia de los imanes T_{0mag} .

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

Basado en la ley de inducción ($e = d\Phi/dt$) la CEMF E_s inducida en el devanado del estátor está siempre dirigida según el eje de cuadratura q , es decir, es de 90° fuera de fase con antelación con respecto al flujo del rotor Φ_r .

La tensión V_s aplicada por la unidad de accionamiento a los devanados del estátor está, como se mencionó anteriormente, representada por el vector V_s .

La potencia electromagnética del motor viene dada por $3E_s I_s \cos(\gamma)$, donde γ es el ángulo entre E_s y I_s (γ positivo si I_s está en avance de E_s).

La eficiencia del motor 2 será máxima cuando, en igualdad de condiciones de alimentación, I_s es mínima, $\cos(\gamma) = 1$ y γ es cero. Esta condición implica que la CEMF E_s y la corriente I_s están en fase, como se ilustra en la figura 4.

5 La unidad de accionamiento eléctrico 1 está diseñada para controlar un dispositivo de baja dinámica y en el ejemplo ilustrado, sin por ello restringir el alcance de la invención, el dispositivo está formado por un ventilador 7.

La unidad de accionamiento comprende una derivación de baja inductancia R_{sh} conectada como se muestra en la figura 1 a las tres ramas del inversor 3 y a través de las que las corrientes circulan por el flujo inversor, como se describe con más detalle a continuación.

10 El controlador 8 comprende un modulador 5 controlado por una primera señal digital " V_s_act " que representa la amplitud de las tensiones de fase a aplicar al motor eléctrico y por una segunda señal de " $freq_act$ " digital que representa la frecuencia eléctrica de las tensiones de fase a aplicar al motor eléctrico 2.

15 Por ejemplo, el puente de tres fases 3 genera, a través de la modulación seno-triángulo PWM de tipo sustancialmente conocido, tres tensiones de frecuencia variable de fase desplazada mediante 120° grados eléctricos.

20 El modulador 5 genera, de una manera completamente tradicional/estándar (por ejemplo, con la técnica de seno-triángulo) las señales de accionamiento de los seis interruptores MOSFET estáticos del inversor 3 a partir de la primera señal digital mencionada « V_s_act » y la segunda señal digital « $freq_act$ ».

25 Más específicamente, la primera señal digital « V_s_act » representa la amplitud del circuito simétrico trifásico de las tensiones de fase aplicadas al motor 2, mientras que la segunda señal digital « $freq_act$ » representa la frecuencia eléctrica de las tensiones aplicadas al motor y se obtiene, como se describe en detalle más adelante, mediante la oportuna corrección de un valor de referencia de la frecuencia eléctrica « $freq_set$ », situada en el interior o fuera del controlador 8, directamente relacionada con la velocidad de rotación « N_set » utilizando la conocida relación $freq_set = N_set \cdot p / 120$ donde p es el número de polos del motor 2.

30 « N_set », a su vez, se calcula directamente a partir de la entrada externa que establece la velocidad deseada, entrada usando la interfaz de usuario antes mencionada que no se ilustra.

35 El modulador 5 calcula la conmutación en tiempos de los seis MOSFETS Q_alto_U , Q_bajo_U , Q_alto_V , Q_bajo_V y Q_alto_W , Q_bajo_W .

La amplitud de la fundamental de las tensiones de alimentación del motor, representada por « V_s_act », es programable de manera independiente de la frecuencia de accionamiento, representada por " $freq_act$ ".

40 Antes de describir en detalle los bucles de control para « V_s_act » y « $freq_act$ » se da una descripción a continuación de los factores que se van a utilizar, que se obtienen mediante la medición de algunas cantidades físicas y mediante procesamiento basado en los valores de los parámetros eléctricos característicos del motor 2 convenientemente almacenados en la memoria del controlador 8 que implementa los bucles de control.

45 Con referencia al diagrama vectorial de la figura 4, cabe señalar que es posible obtener una expresión aproximada del ángulo de avance óptimo δ_{opt} de la tensión V_s aplicada con respecto a la CEMF E_s .

En base a consideraciones trigonométricas en el diagrama vectorial de la figura 4, la expresión exacta se puede escribir:

50 Ahora:

$$\operatorname{tg} \delta_{opt} = \frac{\omega_{el} \cdot L_s \cdot I_s}{E_s + R_s \cdot I_s}$$

55 la eficiencia «eléctrica» en las condiciones de carga nominal, definida como $E_s / (E_s + R_s I_s)$ es mayor que 0,9; el motor 2 se utiliza para accionar una carga caracterizada por un par resistente - proporcional a la corriente - que es una función no lineal de la velocidad de rotación.

Como la contribución $R_s I_s$ en las diversas condiciones de carga no supera el 10% de E_s , es posible escribir I_s

$$k' = \frac{k}{R_s}$$

60 = $k' \cdot \omega_{el}$ y por lo tanto $R_s \cdot I_s \cong k' \cdot \omega_{el}$ donde el pulso eléctrico se da mediante $\omega_{el} = \omega_{mecc} \cdot p / 2$, donde ω_{mecc} es el pulso mecánico y p es el número de polos del motor 2.

La validez de esta aproximación lineal con ω_{el} es ampliamente verificada en la práctica técnica en el caso de motores de alta eficiencia, diseñados para hacer funcionar ventiladores y bombas, como en el caso preferido en el ejemplo.

5 Como es sabido, la CEMF E_s también depende, así como de la temperatura de los imanes permanentes, de la forma lineal en el pulso mecánico que en condiciones de estado estacionario es 2/p veces el pulso eléctrico.

10 Esto permite que todo el denominador de la expresión exacta de $\text{tg}\delta_{opt}$ también se considere como proporcional al pulso eléctrico ω_{el} y por lo tanto hace que sea posible simplificar la expresión exacta introduciendo un cómodo de corrección conveniente K_{corr} (mayor que 1, normalmente menor de 1,2, para ser optimizado experimentalmente); como se muestra a continuación:

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

15 donde K_E representa la constante CEMF medida en V/rpm y p representa el número de polos.

Cabe señalar que la dependencia de ω_{el} desaparece en la expresión simplificada.

20 Si se tiene en cuenta la influencia de la temperatura de los imanes permanentes en la CEMF E_s mediante el coeficiente α_{mag} de variación con la temperatura de inducción residual de los imanes permanentes, es necesario introducir la dependencia lineal de la constante CEMF K_E en la temperatura de los imanes según la expresión:

$$K_E(T_{mag}) = K_{E0} \cdot [1 + \alpha_{mag} \cdot (T_{mag} - T_{0mag})]$$

25 donde K_{E0} es la constante CEMF en la temperatura de referencia T_{0mag} de los imanes permanentes y como ya se mencionó, α_{mag} es el coeficiente de variación de la inducción residual de los imanes permanentes con la temperatura ($\alpha_{mag} = -0,1\%/K$ para imanes de Nd-Fe-B).

30 Esta contribución es especialmente importante en la presencia de una amplia variabilidad de la temperatura ambiente (por ejemplo, -40°C - 120°C para ventiladores eléctricos que forman parte de los sistemas de refrigeración del radiador para motores térmicos).

Como en la práctica el valor del ángulo δ_{opt} es típicamente menos de 30 grados eléctricos, es posible aproximarse a la tangente del ángulo con el propio ángulo y por lo tanto escribir:

$$\delta_{opt} \cong \frac{\pi \cdot L_s \cdot p}{K_{corr} \cdot 60 \cdot K_E(T_{mag})} \cdot I_s = \frac{\pi \cdot L_s \cdot p}{K_{corr} \cdot 60 \cdot K_E \cdot [1 + \alpha_{mag}(T_{mag} - T_{0mag})]} \cdot I_s$$

35 En otras palabras, si la caída de la resistencia R_{sls} es insignificante en relación con E_s y la tangente del ángulo de avance δ_{opt} se puede aproximar con el propio ángulo, puede decirse que, en la práctica, el ángulo de avance δ_{opt} depende de la corriente de fase I_s linealmente y de la temperatura T_{mag} de los imanes permanentes tal como se describe en la relación simplificada antes mencionada.

40 El controlador 8 comprende una etapa 9, conocida como «ganancia_lpk», para calcular el ángulo de avance δ_{opt} de la tensión V_s aplicada al motor eléctrico 2 con relación a la CEMF E_s como una función lineal del valor de pico de la corriente de fase I_s .

45 De acuerdo con una primera realización, la unidad de accionamiento 1 comprende un sensor de temperatura 10 situado cerca de los imanes permanentes y en comunicación con la etapa 9 «ganancia_lpk» para proporcionar a la etapa 9 la información relativa a la temperatura de los imanes permanentes.

50 La etapa 9 está diseñada para calcular el ángulo de avance δ_{opt} como una función lineal del valor de pico de la corriente de fase I_s de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$\delta_{opt} = \frac{\pi \cdot L_s \cdot p}{K_{corr} \cdot 60 \cdot K_E \cdot [1 + \alpha_{mag}(T_{mag} - T_{0mag})]} \cdot I_s$$

55 donde, como se indica, « L_s » es la inductancia sincrónica del motor eléctrico expresado en henrios, « p » es el número de polos del motor eléctrico, K_{E0} es la constante de CEMF a la temperatura de referencia « T_{0mag} » de los imanes permanentes, « α_{mag} » es el coeficiente de variación con la temperatura de inducción residual de los imanes permanentes, « T_{mag} » es la temperatura de los imanes permanentes medida por el sensor de temperatura 10.

60 En otras realizaciones, la fórmula mencionada anteriormente para el cálculo de δ_{opt} se puede utilizar con $\alpha_{mag} = 0$, haciendo la expresión independiente de la temperatura.

Para proporcionar la señal mencionada proporcional a la corriente I_s en la entrada de la etapa 9 «ganancia_lpk», la unidad de accionamiento 1 comprende la unidad 11 antes mencionada, de un tipo de bajo coste y tipo puramente analógico, para medir el valor máximo de la corriente de fase que se conoce como «pk_detect».

5 La unidad analógica 11, fuera del controlador 8, recibe la señal de tensión presente a través de la derivación Rsh como entrada y se devuelve como salida de una señal analógica cuyo nivel es directamente proporcional a la amplitud de la corriente que atraviesa la derivación Rsh. La unidad analógica 11, que se ilustra esquemáticamente, se describe en la publicación EP2195916 que se hace referencia en el presente documento en su totalidad para la integridad de la descripción.

10 La etapa 9 «ganancia_lpk» se encuentra, como se mencionó anteriormente, en el controlador 8 y realiza las siguientes operaciones:

- 15 – conversión A/D de la señal analógica proporcional a la corriente I_s en la salida de la etapa «pk_detect» con intervalo de tiempo entre dos muestreos consecutivos, preferiblemente menos de 1/100 del período eléctrico mínimo;
- búsqueda del máximo de los valores leídos durante cada período eléctrico;
- uso del valor máximo encontrado para el cálculo de δ_{opt} de acuerdo con la fórmula identificada previamente.

20 La unidad analógica 11 «pk_detect» y la etapa 9 «ganancia_lpk» forman una primera etapa analógica digital 6 para calcular el valor óptimo δ_{opt} del ángulo de avance de la tensión V_s aplicada con respecto a la CEMF E_s .

Con referencia a la figura 3b, el ángulo entre la tensión aplicada V_s y la corriente de fase I_s se conoce como Φ , positivo cuando V_s está en avance de I_s .

25 Indicando δ positivo cuando la tensión V_s está antes de la CEMF E_s e γ positivo cuando está delante de la CEMF E_s , vinculando la relación fundamental los tres ángulos se pueden escribir, que se pueden derivar mediante la observación de la figura 3b, es decir:

30
$$\gamma = \delta - \Phi$$

La estrategia de control óptimo implementado en el controlador 8 controla independientemente la tensión aplicada V_s y la frecuencia eléctrica aplicada al motor 2.

35 Se consigue un funcionamiento óptimo de la unidad de accionamiento 1, como se describe en detalle a continuación, mediante la estimación del único ángulo « γ » muestreado a la frecuencia eléctrica.

Más específicamente, la eficiencia óptima se consigue con $\gamma = 0$ y la absorción de corriente mínima.

40 En una primera realización de esta invención, el control de la tensión de alimentación se implementa independientemente de un control de la estabilidad del motor, es decir, de la frecuencia.

El control de la tensión es tal que la tensión de alimentación cambia de tal manera que " γ " es 0, como se describirá en detalle a continuación.

45 La estimación de γ , realizada mediante el controlador 8, utiliza la relación antes mencionada entre δ y Φ , donde δ se reemplaza mediante el valor óptimo del ángulo de avance δ_{opt} mencionado anteriormente, según lo calculado por el controlador 8, mientras que se mide Φ : de este modo:

50
$$\gamma_{act} = \delta_{opt} - \Phi_{act}$$

En la práctica, en esta solución « γ » no se mide directamente, ya que esto daría lugar a soluciones costosas, sino que se obtiene mediante un cálculo «indirecto» de δ_{opt} y una medición directa de Φ_{act} .

55 La unidad de accionamiento 1 comprende, por lo tanto, una segunda etapa analógica/digital 12 para medir el ángulo Φ_{act} entre la tensión V_s aplicada al motor eléctrico y la corriente de fase I_s .

El controlador 8 está programado ventajosamente para
 60 estimar, con una frecuencia de muestreo eléctrica, el ángulo γ_{act} entre la corriente de fase I_s y la fuerza contra-electromotriz E_s como la diferencia entre el valor óptimo del ángulo de avance δ_{opt} y el ángulo Φ_{act} entre la tensión V_s aplicada al motor eléctrico y el corriente de fase I_s medida por la etapa de medición 12.

En mayor detalle, el controlador 8 comprende un primer nodo sustractor 13 en comunicación con la primera etapa A/D 6 para recibir como entrada el valor óptimo del ángulo de avance δ_{opt} y con la etapa 12 para medir el ángulo Φ_{act} para calcular la diferencia entre δ_{opt} y Φ_{act} y obtener γ_{act} .

5 Un primer objetivo de la unidad de accionamiento eléctrico 1 es mantener la máxima eficiencia de la conversión electromecánica.

10 Como se ilustra en la figura 1, el controlador 8 comprende un integrador 14, que tiene una integración constante K_i , para la integración del ángulo « γ_{act} » entre la corriente de fase I_s y la fuerza contraelectromotriz E_s y determinar la primera señal digital " V_s_{act} ".

En otras palabras, el control óptimo de la tensión aplicada se basa en el ángulo « γ_{act} » estimado.

15 La operación de integración, realizada por el integrador 14, de la diferencia « $\delta_{opt} - \delta_{act}$ » es tal que la diferencia « $\delta_{opt} - \Phi_{act}$ » se convierte en cero en condiciones de estado estacionario.

20 En la práctica, la operación de integración asegura que en condiciones de estado estacionario « $\delta_{opt} - \Phi_{act}$ » y por lo tanto, « V_s_{act} » se asienta en el valor consistente con el diagrama vectorial de la figura 4, en relación con el funcionamiento óptimo del circuito de la figura 2, es decir, la corriente de fase mínima para obtener un cierto par de torsión.

Preferiblemente, la operación de integración se realiza de forma digital mediante el controlador 8.

25 El control se lleva a cabo en la práctica mediante la medición de la fase pico I (de la que se obtiene δ_{opt}) y midiendo el ángulo « Φ_{act} ».

La combinación de « δ_{opt} » y « Φ_{act} » da « γ_{act} », que después de la integración proporciona la tensión de alimentación.

30 Un segundo objetivo es hacer estable la unidad de accionamiento 1.

35 El controlador 8 está programado para calcular la segunda señal digital « $freq_{act}$ » antes mencionada como la diferencia entre el valor de frecuencia de referencia « $freq_{set}$ » y un factor de corrección $\Delta freq$ proporcional al ángulo « γ_{act} » entre la corriente de fase I_s y la fuerza contra-electromotriz E_s .

El frecuencia « $freq_{set}$ » se establece fuera del controlador 8 mediante la interfaz de control mencionada o dentro del controlador 8 como se describe en detalle a continuación.

40 El controlador 8 comprende una primera unidad de cálculo 15 que calcula la frecuencia « $freq_{set}$ ».

El controlador 8 comprende una segunda unidad de cálculo 16 que recibe como entrada el ángulo « γ_{act} » entre la corriente de fase I_s y la fuerza contra-electromotriz E_s para aplicar una constante de proporcionalidad K_p para obtener el factor de corrección " $\Delta freq$ " proporcional al ángulo " γ_{act} ".

45 El controlador 8 comprende un segundo nodo sustractor 17 en comunicación con la primera unidad de cálculo 15 para recibir como entrada el valor de « $freq_{set}$ » y en comunicación con la segunda unidad de cálculo 16 para recibir como entrada el factor de corrección « $\Delta freq$ » y calcular la segunda señal de " $freq_{act}$ " digital como la diferencia entre el valor de " $freq_{set}$ " y el valor del factor de corrección " $\Delta freq$ ".

50 Se sabe a partir de la bibliografía (véase, por ejemplo, «A sensorless, Stable V/f Control Method for Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives» - IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, n.º: 3, mayo/junio de 2003) que las unidades de accionamiento sinusoidales basadas en la aplicación de tensión y frecuencia de las unidades de motor síncrono de imanes permanentes muestran una inestabilidad "constitucional" de la velocidad de rotación, demostrable mediante el análisis de las ecuaciones que describen el comportamiento dinámico del motor -
55 ecuaciones de tensión y ecuaciones de par.

60 La inestabilidad se manifiesta con oscilaciones del ángulo « δ » a una frecuencia bien determinable en función de la inercia de la carga, el K_E del motor y su inductancia síncrona L_s y se demuestra que modulando la frecuencia aplicada proporcionalmente a las perturbaciones de la potencia de entrada del motor las oscilaciones del ángulo « δ » se amortiguan.

De acuerdo con esta invención, las oscilaciones del ángulo « δ » se amortiguan, es decir, se obtiene un efecto estabilizante mediante la introducción de la corrección proporcional « $\Delta freq$ », a « γ_{act} », de la frecuencia « $freq_{set}$ » de acuerdo con la constante de proporcionalidad K_p .

65

La corrección se realiza a través del segundo nodo sustractor 17 (véase la Figura 1).

Como « γ_{act} » se obtiene por muestreo de frecuencia eléctrica simple, a diferencia de la técnica anterior, se puede usar un microcontrolador de bajo coste de 8 bits como controlador.

Como en condiciones de estado estacionario « γ_{act} » tiende a cero, después de haber fijado preferiblemente el control óptimo de la tensión aplicada V_s como se ha descrito anteriormente, la unidad de accionamiento 1 garantiza que la velocidad fijada por medio de la interfaz externa antes mencionada no se ve alterada por el factor de corrección « $\Delta freq$ » en condiciones estacionarias (estado fijo).

Observando con mayor detalle en la etapa digital/analógica 12 para medir el ángulo Φ_{act} entre la tensión V_s aplicada al motor eléctrico y la corriente de fase I_s , hay que señalar que comprende una unidad analógica 18, conocida como « $z_{c_E-I_detect}$ », para detectar el cruce por cero de la corriente de una primera fase, por ejemplo de la fase indicada con U, del motor eléctrico 2 y una unidad digital 19 conocida como "fi_calc" dentro del controlador 8. La unidad analógica 18 genera como salida una tercera señal digital « $z_{c_E-I_faseU}$ », cuya transición alto-bajo identifica, en una primera configuración operativa que se describe con más detalle a continuación, el paso por cero de la corriente en la primera fase U.

Con particular referencia a las figuras 1 y 5, debe tenerse en cuenta que la unidad de accionamiento 1 comprende, preferiblemente para las funciones descritas en detalle a continuación, una unidad de habilitación 20 de la unidad analógica 18, dentro del controlador 8.

La unidad de habilitación 20 genera una señal de habilitación alta o baja « $z_{ce_sobre_la_marcha}$ ».

Existe la mencionada primera configuración de funcionamiento de la unidad analógica 18 cuando la señal de habilitación « $z_{ce_sobre_la_marcha}$ » es alta, mientras que hay una segunda configuración de funcionamiento de la unidad analógica 18 cuando la señal de habilitación « $z_{ce_sobre_la_marcha}$ » es baja. De acuerdo con la realización ilustrada, cuando la señal « $z_{ce_sobre_la_marcha}$ » mantiene «alta» la primera configuración de funcionamiento, la unidad analógica 18 está habilitada para la lectura del cruce por cero de la corriente de fase I_s .

Cuando la señal « $z_{ce_sobre_la_marcha}$ » mantiene «baja» la segunda configuración de funcionamiento, la unidad analógica 18 está habilitada para la lectura del cruce por cero de fuerza contra-electromotriz.

La primera y segunda condiciones de funcionamiento se describen con más detalle a continuación.

El controlador 8 comprende un primer software desviador sw1 para controlar la unidad de habilitación 20.

El primer software desviador sw1 está controlado por una quinta señal digital «puente_habilitado» generada por el controlador 8.

La lógica de bajo nivel « $z_{ce_sobre_la_marcha}$ » solamente se activa si el controlador 8 ha verificado que el modulador 5 no controla ninguno de las seis MOSFET Q_{alto_U} , Q_{bajo_U} , Q_{alto_V} , Q_{bajo_V} y Q_{alto_N} , Q_{bajo_N} del puente trifásico 3, a la inversa de la señal de habilitación "zce_sobre_la_marcha" es alta.

Con referencia a la figura 5, cabe señalar que la unidad analógica 18 comprende una primera entrada en comunicación con el terminal de drenaje «d» del MOSFET Q_{bajo_U} bajo de la rama de alimentación del inversor de la primera fase U, una segunda entrada en comunicación con el terminal de origen «s» del MOSFET Q_{bajo_U} bajo, una tercera entrada en comunicación con el terminal de puerta «g» del MOSFET Q_{bajo_U} bajo y una cuarta entrada de habilitación en comunicación con la unidad de habilitación 20 para recibir la señal de habilitación « $z_{ce_sobre_la_marcha}$ ».

Básicamente, las entradas de la unidad analógica "zce_E-I_detect" son:

- la tensión de la fuente de drenaje de uno de los MOSFET del lado bajo (Q_{bajo_U} en la figura 1);
- la tensión de puerta del MOSFET Q_{bajo_U} ;
- la señal de habilitación, conocida como "zce_sobre_la_marcha".

La unidad analógica 18 está diseñada, como se mencionó anteriormente, para detectar el cruce por cero de la primera corriente de fase U del motor eléctrico 2 de acuerdo con la caída de tensión entre la primera y la segunda entradas cuando la señal de habilitación es alta.

Como se ilustra en la figura 5, la unidad analógica 18 comprende exclusivamente comparadores de bajo coste.

En la realización preferida ilustrada a modo de ejemplo, la unidad analógica 18 comprende un primer comparador «COMP_1», un segundo comparador «COMP_2» y un tercer comparador «COMP_3».

- 5 La unidad analógica 18 genera como salida, como se mencionó anteriormente, una señal digital «zc_E-I_faseU» cuya transición alto-bajo identifica el cruce por cero (zc) de la corriente en una de las fases del motor (en el diagrama de bloques de la figura 1 es la corriente en la fase U) en la primera configuración operativa.
- 10 El primer y el segundo comparadores «COMP_1» y «COMP_2» tienen sus salidas, del tipo «colector abierto», en cortocircuito y permiten una salida en Y lógica. El primer comparador «COMP_1» lee la caída de tensión a través del MOSFET Q_bajo_U cuando está en funcionamiento, donde la lectura de la caída de tensión es proporcional a la corriente y cuando está bloqueado, donde la lectura de la caída de tensión pierde cualquier correlación con la corriente que circula en la fase T.
- 15 La salida compartida del primer y segundo comparadores «COMP_1», «COMP_2» se indica mediante "ZC".
- El segundo comparador «COMP_2», conectado en Y lógica con «COMP_1» y conducido por la señal de puerta del MOSFET Q_bajo_U, elimina en la salida ZC la lectura de la parte no deseada de la caída de tensión en el MOSFET Q_bajo_U, dejando al tercer comparador «COMP_3» el único propósito de filtro de paso bajo y comparador con histéresis.
- 20 De esta manera, el tercer comparador "COMP_3" define el cruce por cero de la corriente con alta relación de señal-ruido.
- Un diagrama de las señales (tensiones y corrientes), derivado a partir de simulaciones de circuitos que describen el comportamiento del circuito se muestra en la figura 6.
- 25 La curva «A» describe la tendencia de la cruce por cero, es decir, la señal «zc_E» I_faseU», en particular, el paso por cero de la fase actual.
- La curva «B» describe la tendencia de la señal ZC antes mencionada en la salida común de «COMP_1» y «COMP_2».
- 30 La curva «C» describe la corriente que atraviesa el MOSFET Q_bajo_U positivo cuando el MOSFET está en funcionamiento.
- 35 La curva «D» describe la tensión Vds a través del MOSFET Q_bajo_U. En la práctica, la unidad analógica 18 realiza una lectura sincronizada en el control de la puerta del MOSFET Q_bajo_U.
- Uso de la tensión de la fuente de drenaje del MOSFET bajo Q_bajo_U proporciona, en la primera configuración operativa, el signo de la corriente de fase U.
- 40 La lectura que se realiza es una lectura de «tierra virtual» diferencial, ya que se realiza en el MOSFET bajo Q_low_U.
- 45 Debe tenerse en cuenta que de esta manera no es necesario determinar los cruces por cero de la corriente ni los sensores de efecto Hall ni amplificadores de modo muy común.
- Con referencia a la figura 5, cabe señalar que en la realización ilustrada a modo de ejemplo, la unidad analógica 18 «zc_E-I_detect» comprende, en serie con la entrada no inversora del «COMP_1» conectado al drenador del Q_bajo_U, una resistencia Rd y un circuito de protección 21 formado por dos diodos conectados en antiparalelo.
- 50 La entrada inversora de «COMP_1» tiene en serie una resistencia Rs y un circuito de protección 22 también formado por dos diodos conectados en antiparalelo.
- La unidad 18 comprende una resistencia Rg en serie con la entrada no inversora del segundo comparador «COMP_2» y una resistencia «ascendente» RGH.
- 55 Una resistencia «ascendente» R6 también se proporciona en la salida común de «COMP_1» y «COMP_2».
- 60 El comparador «COMP_3» está montado, según la técnica anterior no descrita, para formar, como se mencionó anteriormente, un comparador con histéresis.
- La unidad digital 19 antes mencionada comprende un temporizador 26 y está en comunicación con la salida de la unidad analógica 18 para recibir como entrada la tercera señal digital «zc_E-I_faseU».

La unidad digital 19 está en comunicación con el mencionado modulador 5 para recibir como entrada una cuarta señal digital «zc_V_faseU» cuya transición de alto-bajo identifica el cruce por cero de la tensión aplicada a la primera fase U del motor eléctrico 2.

- 5 La unidad digital 19 mide, mediante el temporizador 26, el período de tiempo «TΦ» entre el cruce por cero de la tensión aplicada a la primera fase y el paso por cero de la corriente en la primera fase, de la señal de «zc_E-I_faseU», y obtiene el ángulo Φact entre la tensión Vs aplicada al motor eléctrico 2 y la corriente de fase Is de la medición del periodo de tiempo «TΦ», en base a la segunda señal digital de acuerdo con la fórmula:

$$10 \quad \Phi_{act} = 2 \cdot \pi \cdot freq_{act} \cdot T_{\Phi}$$

Si en la fórmula «freq_act» anterior se expresa en Hz y «TΦ» en cuestión en segundos, «Φ» se expresa en radianes «eléctricos».

- 15 En otras palabras, la unidad digital 19 residente en el controlador 8 recibe como entrada la señal digital «zc_E-I_faseU» y mide con el temporizador 26 el período de tiempo «TΦ» entre el cruce por cero de la tensión de fase aplicada a la fase U y el cruce por cero de la corriente en la fase U (transición Alta → Baja de «zc_E-I_faseU»); el instante del cruce por cero de la tensión aplicada a la fase U se obtiene por técnicas tradicionales en el interior del modulador 5: el ángulo «Φact» se deduce de la medición de dicho periodo de tiempo, basado en el valor de la frecuencia eléctrica aplicada «freq_act» de acuerdo con la fórmula anteriormente mencionada.

Hay condiciones de funcionamiento en las que el mencionado ventilador 7 gira en una dirección de acuerdo con la de funcionamiento normal, incluso si el motor 2 que lo acciona no está activado. En estas condiciones se puede solicitar el llamado «giro del rotor de captura».

- 25 Para evitar la aparición de corrientes transitorias adicionales extremadamente nocivas (por ejemplo, en el caso de reinicio forzado del motor desde la velocidad cero), la unidad de accionamiento 1 cuenta con un sistema para la lectura de la CEMF.

- 30 Para proporcionar esta lectura, la unidad de accionamiento 1 comprende una resistencia adicional conocida como «Rzc_fcem_sobre_la_marcha», con un valor igual a Rd, en la fase con un retardo de 120 grados eléctricos (fase W en el diagrama de la figura 1) con relación a aquel en el que se lee el cruce cero de la corriente (fase U en el caso en el ejemplo).

- 35 Si se solicita el «giro del rotor de captura», la entrada «zce_sobre_la_marcha» de la etapa «zc_E-I_detect» se controla en un «bajo» nivel lógico mediante el software desviador «sw1» controlado por la señal de «puente_habilitado» dentro del controlador 8, formando la segunda configuración operativa antes mencionada de la unidad analógica 18. Se demuestra, usando el análisis de circuitos del sistema con puente de alta impedancia trifásica 3 (motor 2 no activado), que la transición Alta → Baja de la señal de salida «zc_E-I_faseU» de la etapa «zc_E-I_detect» coincide con el cruce por cero (pasando de negativo a positivo) de la tensión entre los terminales U y W (positivo cuando VU es mayor que VW).

Hay 30 grados eléctricos entre el cruce por cero antes mencionado y el de la CEMF de la fase U, utilizada para los cálculos anteriormente mencionados de la tensión óptima para aplicarse en la operación con el motor activado.

- 45 En otras palabras, el sistema para la lectura de la CEMF se basa en una lectura enlazada de la CEMF entre las fases U y W.

Una simulación de circuitos que confirma lo anterior se muestra en la figura 7.

- 50 En la parte izquierda, en referencia a una situación con el puente 3 activado, puede verse la curva «A», que describe la tendencia del cruce por cero, es decir, la señal de «zc_E-I_faseU», en particular, la tendencia del cruce por cero de la corriente de fase y la curva «C», que describe la corriente que atraviesa la fase U, positiva al salir del motor.

- 55 En la parte derecha, con el puente 3 no activado o apagado, (curva «C» en cero), la curva «A» representa la tendencia de la señal «zc_E-I_faseU» significativa de los cruces por cero de la CEMF.

La señal «zc_E-I_faseU» útil para identificar el cruce por cero de la CEMF para un suave «giro del rotor de captura» es la misma señal utilizada para identificar el paso por cero de la corriente de fase cuando «puente_habilitado» está en «alto» nivel lógico.

- 60 La parte derecha del diagrama de la figura 7 también muestra una curva «G» que representa la tendencia de la CEMF ligada entre las fases U y W, una curva «H» que representa la tendencia de la tensión de la fuente de drenaje en el MOSFET Q_bajo_U con el puente 3 apagado y una curva «L» que representa la tendencia del CEMF Es de la fase U.

65

En el caso del ventilador 7 que gira en una dirección de acuerdo a la de funcionamiento normal y que tiene que alimentar el motor 2 mientras está girando sin activación, es decir, la realización del «giro del rotor de captura» antes mencionado obteniendo una aceleración suave, es necesario:

- 5
- aplicar una tensión inicial V_s igual a la CEMF desarrollada por el motor no activado;
 - aplicar una frecuencia inicial correspondiente a la velocidad de rotación del motor en el instante de activación.

10 La unidad de cálculo 15 antes mencionada comprende una unidad 24, conocida como «freq_calc», residente en el controlador 8 para determinar el valor de «freq_set» para aplicar en el caso de «giro del rotor de captura». La unidad 24 recibe como entrada, desde la unidad analógica 18, la señal de «zc_E-I_faseU».

15 La unidad «freq_calc» comprende un temporizador 25 para medir el tiempo entre dos transiciones alto->bajo sucesivas de la señal «zc_E-I_faseU».

La unidad «freq_calc» calcula la frecuencia $F_{fly} = 1/T_{fly}$ correspondiente al tiempo antes mencionado para aplicar el valor calculado, indicado por «freq_fly», como el valor inicial de «freq_set» para el «giro del rotor de captura».

20 Como se ilustra, la unidad de accionamiento 1 comprende un segundo software desviador sw2, controlado por la señal «puente_habilitado» para imponer en «freq_set» el valor «freq_fly» en el caso en el que el puente 3 se apague; cuando el puente 3 está encendido, «freq_set» corresponde a un valor fijado por la interfaz «freq_set_run» externa mencionada.

25 Dada la presencia del nodo sustractor 17 antes mencionado, para evitar los transitorios no deseados sobre «freq_act», la unidad de accionamiento 1 comprende un tercer software desviador «sw3» (Figura 1), controlado por la señal «puente_habilitado» para imponer contextualmente a cero la entrada de la segunda unidad de cálculo 16.

30 En la práctica, el circuito «zc_E-I_detect» mide la frecuencia eléctrica que corresponde a la velocidad del motor no activado y entonces permite la sincronización de «freq_set» para evitar el reinicio del motor desde velocidad cero.

35 Teniendo la señal «freq_fly» y recordando que la memoria del controlador 8 almacena el valor de la constante $KE0$ CEMF, el coeficiente de temperatura $amag$ y la temperatura de referencia de los imanes permanentes $T0mag$ y que el controlador 8 adquiere desde el sensor 10 la temperatura actual de los imanes $Tmag$, el controlador 8 calcula el valor « V_s_{act} » que se aplicará inicialmente.

40 Una vez identificados y «accionados» los valores iniciales de « V_s_{act} » y «freq_act» para aplicarse al motor, el controlador 8 que restablece la señal «puente_habilitado» a nivel «alto», vuelve la señal de habilitación «zce_sobre_la_marcha» a nivel lógico «alto» y procede con las mencionadas operaciones de actuación óptima y estable (operación integral en y_{act} para llegar a la tensión óptima y restablecer el funcionamiento proporcional sobre y_{act} para la corrección de «freq_set» con fines de estabilidad). La presencia de la resistencia antes mencionada «Rzc_fcem_sobre_la_marcha» no influye en ninguna operación a través del sistema cuando «zce_sobre_la_marcha» está en el nivel lógico «alto» y no da lugar a ninguna absorción adicional excesiva de corriente de la unidad de accionamiento cuando la unidad de accionamiento no debe accionar el control «freq_set_run».

45

REIVINDICACIONES

1. Una unidad de accionamiento eléctrico que comprende un motor eléctrico (2) con imanes permanentes, un inversor (3) que alimenta al motor eléctrico (2), una etapa de corriente continua (4) que alimenta el inversor a un modulador (5) que acciona el inversor un controlador (8) que controla el modulador (5) mediante una primera señal digital (Vs_act) que representa la amplitud de las tensiones de fase (Vs) a aplicarse al motor eléctrico (2) y mediante una segunda señal digital (freq_act) que representa la frecuencia eléctrica de las tensiones de fase a aplicar al motor eléctrico (2) sobre la base de una frecuencia de referencia (freq_set) establecida fuera o dentro del controlador (8); comprendiendo la unidad de accionamiento una primera etapa analógica/digital (6) para el cálculo de un valor óptimo del ángulo de avance (δ_{opt}) de la tensión (Vs) aplicada al motor eléctrico (2) con respecto a la fuerza contraelectromotriz (Es), una segunda etapa analógica/digital (12) para medir el ángulo (Φ_{act}) entre la tensión (Vs) aplicada al motor eléctrico y la corriente de fase (Is), estando la unidad de accionamiento caracterizada porque comprende un sensor de temperatura (10) colocado cerca de los imanes permanentes y en comunicación con la primera etapa analógica/digital (6) para proporcionar a la primera etapa analógica/digital (6) información relativa a la temperatura de los imanes permanentes, estando la primera etapa analógica/digital (6) diseñada para calcular el valor óptimo del ángulo de avance (δ_{opt}) como una función lineal del valor pico de la corriente de fase (Is) de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$\delta_{opt} = \frac{\pi \cdot L_s \cdot p}{K_{corr} \cdot 60 \cdot K_E \cdot [1 + \alpha_{mag}(T_{mag} - T_{0mag})]} \cdot I_s$$

donde, «Ls» es la inductancia síncrona del motor eléctrico expresado en henrios, «p» es el número de polos del motor eléctrico, «Kcorr» es un coeficiente de corrección con un valor mayor que 1 y menor que 1,2, «KE0» es la constante de la fuerza contra-electromotriz a la temperatura de referencia «T0mag» de los imanes permanentes, «amag» es el coeficiente de variación con la temperatura de inducción residual de los imanes permanentes, «Tmag» es la temperatura de los imanes permanentes medida por el sensor de temperatura (10), estando el controlador (8) programado para

- estimar, con una frecuencia de muestreo eléctrica, el ángulo γ_{act} entre la corriente de fase (Is) y la fuerza contra-electromotriz (Es) como la diferencia entre el valor óptimo citado anteriormente del ángulo de avance (δ_{opt}) y el ángulo (Φ_{act}) medido entre la tensión (Vs) aplicada al motor eléctrico (2) y la corriente de fase (Is).
2. La unidad de accionamiento eléctrico de acuerdo con la reivindicación 1, donde el controlador (8) comprende un integrador (14) para
- integrar el ángulo (γ_{act}) entre la corriente de fase (Is) y la fuerza contra-electromotriz (Es) para determinar la primera señal digital (Vs_act).
3. La unidad de accionamiento eléctrico de acuerdo con la reivindicación 1 o 2, donde el controlador (8) está programado para calcular una corrección de frecuencia ($\Delta freq$) proporcional al ángulo (γ_{act}) entre la corriente de fase (Is) y la fuerza contra-electromotriz (Es) y calcular la segunda señal digital (freq_act) como la diferencia entre el valor de la frecuencia de referencia (freq_set) y la corrección de frecuencia ($\Delta freq$).
4. La unidad de accionamiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores, donde la segunda etapa analógica/digital (12) comprende una unidad analógica (18) que genera como salida una tercera señal digital (zc_E-I_faseU) y que tiene una primera entrada en comunicación con el terminal de drenaje del MOSFET (Q_bajo_U) bajo de la rama de alimentación del inversor (3) de una primera fase (U) del motor eléctrico (2), una segunda entrada en comunicación con el terminal de la fuente del MOSFET (Q_bajo_U) bajo, una tercera entrada en comunicación con el terminal de puerta del MOSFET (Q_bajo_U) bajo, una cuarta entrada de habilitación, comprendiendo la unidad de accionamiento una unidad de habilitación (20) de la unidad analógica (18) que genera una señal de habilitación alta o baja (zce_sobre_la_marcha) y en comunicación con la cuarta entrada para la transmisión de una señal de habilitación (zce_sobre_la_marcha) a la unidad analógica (18), siendo accionada la unidad analógica (18) mediante la tercera entrada y diseñada para detectar el cruce por cero de la corriente (Is) en una primera fase (U) del motor eléctrico (2) sobre la base de la caída de tensión entre la primera y la segunda entradas, siendo la señal de habilitación (zce_sobre_la_marcha) alta, identificando la transición alto-bajo de la tercera señal digital (zc_E-I_faseU) el cruce por cero de la corriente en la primera fase (U) cuando el inversor (3) se enciende.

5. La unidad de accionamiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores, donde la segunda etapa analógica/digital (12) comprende una unidad analógica (18) que genera como salida una tercera señal digital (zc_E-I_faseU) y que tiene una primera entrada en comunicación con el terminal de drenaje del MOSFET (Q_bajo_U) bajo de la rama de alimentación del inversor (3) de una primera fase (U) del motor eléctrico (2), una segunda entrada en comunicación con el terminal de fuente del MOSFET (Q_bajo_U) bajo, una tercera entrada en comunicación con el terminal de puerta del MOSFET bajo (Q_bajo_U), una cuarta entrada de habilitación, comprendiendo la unidad de accionamiento una resistencia (Rzc_fcem_sobre_la_marcha) en una segunda fase (W) con un retardo de 120 grados eléctricos con respecto a la primera fase (U), una unidad de habilitación (20) de la unidad analógica (18) que genera una señal de habilitación alta o baja (zce_sobre_la_marcha) y en comunicación con la cuarta entrada para transmitir la señal de habilitación (zce_sobre_la_marcha) a la unidad analógica (18), comprendiendo la unidad analógica (18) una resistencia en serie con la primera entrada con un valor igual al de la resistencia (Rzc_fcem_sobre_la_marcha) en la segunda fase (W) y que es accionada por la tercera entrada y diseñada para detectar el cruce por cero de la fuerza contra-electromotriz ligada entre la primera fase (U) y la segunda fase (W), siendo la señal de control (zce_sobre_la_marcha) baja y estando el inversor (3) desconectado.
6. La unidad de accionamiento eléctrico de acuerdo con la reivindicación 5, donde el controlador (8) comprende una primera unidad de cálculo (15) en comunicación con la unidad analógica (18) para recibir como entrada la tercera señal digital (zc_E-I_faseU) y calcular una frecuencia eléctrica (freq_fly) que corresponde al tiempo entre dos sucesivas transiciones de alta a baja de la tercera señal digital (zc_E-I_faseU), estando el controlador (8) programado para imponer un valor a la frecuencia de referencia (freq_set) igual a la frecuencia eléctrica (freq_fly) que corresponde al tiempo entre dos sucesivas transiciones de alta a baja de la tercera señal digital (zc_E-I_faseU) cuando el inversor (3) está apagado, estableciéndose la frecuencia de referencia (freq_set) dentro del controlador (8).
7. La unidad de accionamiento de acuerdo con la reivindicación 6, donde el controlador (8) está diseñado para generar una quinta señal digital (puente_habilitado) que asume un nivel lógico alto si el modulador (5) controla al menos una rama del inversor (3) y un nivel lógico bajo si todas las ramas del inversor (3) se apagan, estando la unidad de habilitación (20) controlada mediante la quinta señal digital (puente_habilitado) para imponer un alto valor a la señal de habilitación (zce_sobre_la_marcha) cuando la quinta señal digital (puente_habilitado) tiene un nivel lógico alto o para la imposición de un valor bajo a la señal de habilitación (zce_sobre_la_marcha) cuando la quinta señal digital (puente_habilitado) tiene un nivel lógico bajo, estando controlada la unidad de cálculo (15) por la quinta señal digital (puente_habilitado) para imponer a la frecuencia de referencia (freq_set) un valor igual a la frecuencia eléctrica (freq_fly) correspondiente al tiempo entre dos sucesivas transiciones de alta a baja de la tercera señal digital (zc_E-I_faseU) cuando la quinta señal digital (puente_habilitado) tiene un bajo nivel de lógico o la imposición de la frecuencia de referencia (freq_set) en un valor de frecuencia preestablecido (freq_set_run) cuando la quinta señal digital (puente_habilitado) tiene un nivel lógico alto, estableciéndose la frecuencia de referencia (freq_set) dentro del controlador (8) cuando la quinta señal digital (puente_habilitado) tiene un nivel lógico bajo y estableciéndose fuera del controlador (8) cuando la quinta señal digital (puente_habilitado) tiene un nivel lógico alto.

FIG.1

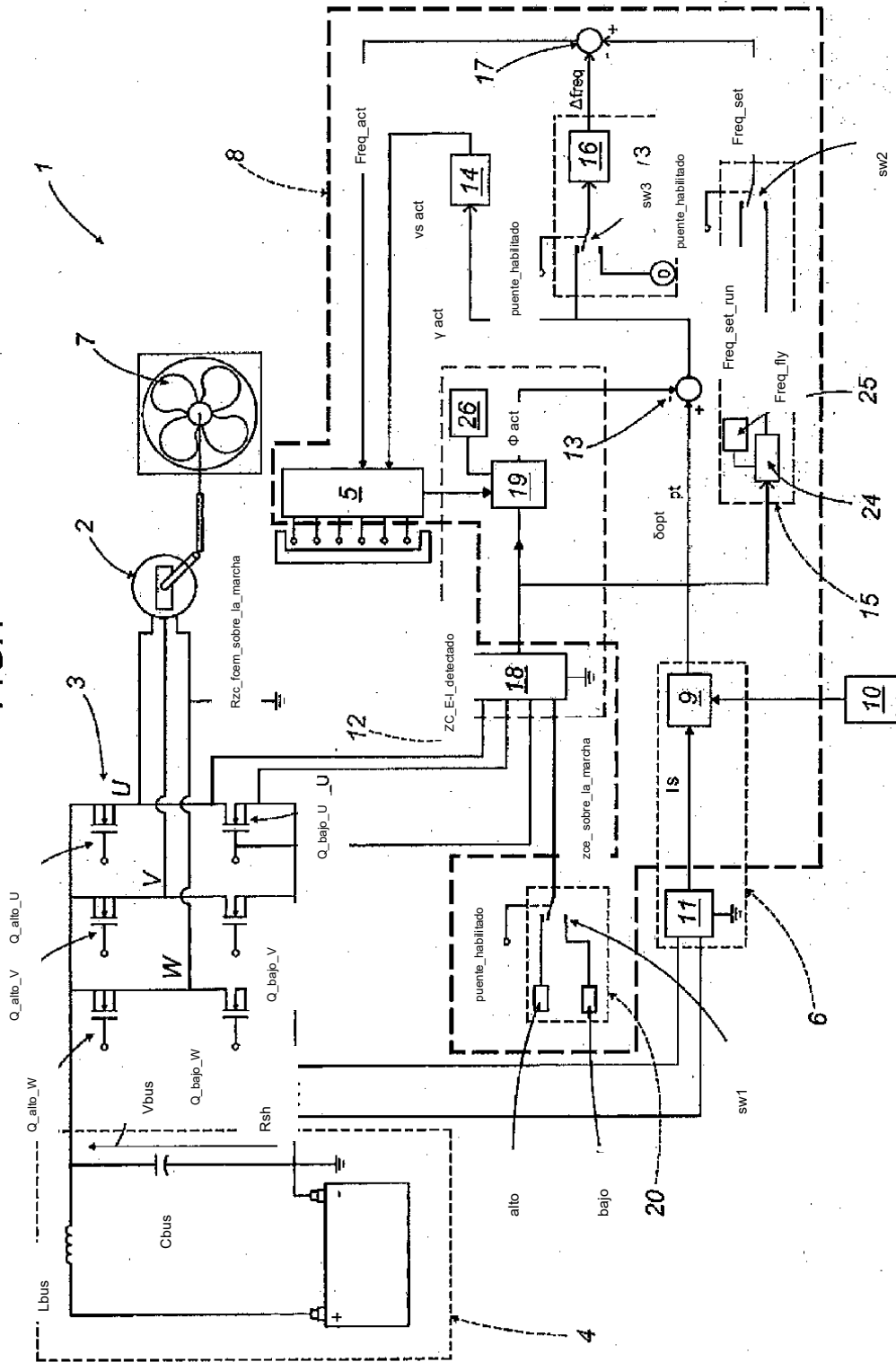


FIG.2

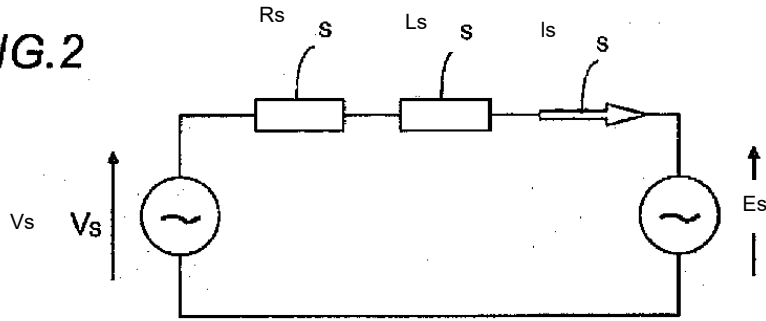


FIG.3a

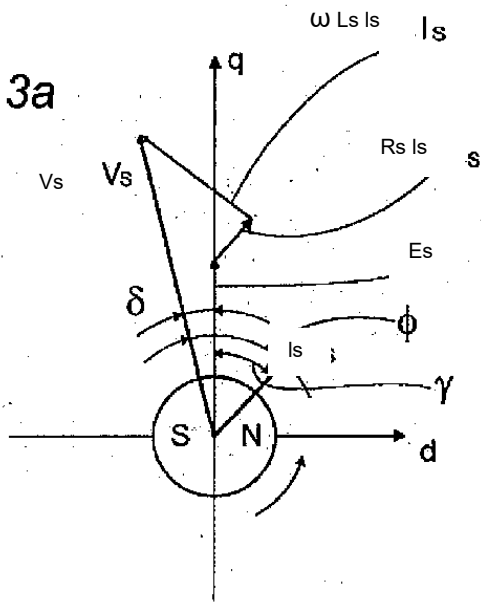


FIG.3b

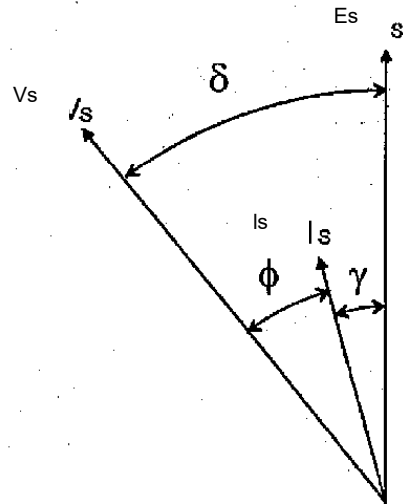


FIG.4

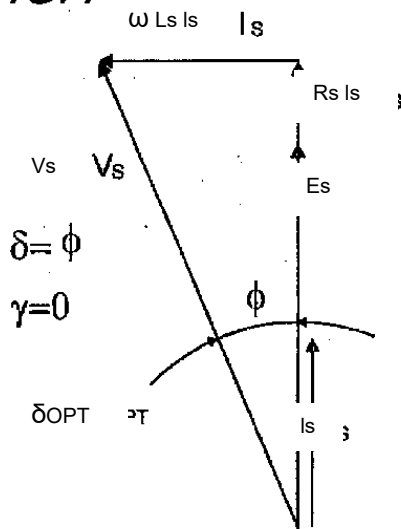


FIG.5

