



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 279 593**

51 Int. Cl.:
H02P 6/18 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Número de solicitud europea: **99119590 .0**

86 Fecha de presentación : **02.10.1999**

87 Número de publicación de la solicitud: **0993108**

87 Fecha de publicación de la solicitud: **12.04.2000**

54

Título: **Procedimiento y dispositivo para obtener la posición del rotor de motores síncronos.**

30

Prioridad: **10.10.1998 DE 198 46 831**

45

Fecha de publicación de la mención BOPI:
16.08.2007

45

Fecha de la publicación del folleto de la patente:
16.08.2007

73

Titular/es: **Diehl AKO Stiftung & Co. KG.**
Pfannerstrasse 75-79
88239 Wangen im Allgäu, DE

72

Inventor/es: **Weinmann, Martin y**
Zeh, Stefan

74

Agente: **Lehmann Novo, María Isabel**

ES 2 279 593 T3

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

DESCRIPCIÓN

Procedimiento y dispositivo para obtener la posición del rotor de motores síncronos.

5 La presente invención concierne a un procedimiento para obtener la posición del rotor de motores síncronos, especialmente de motores síncronos polifásicos, para regular los motores síncronos a un rendimiento óptimo, según el preámbulo de la reivindicación 1, así como a un dispositivo para la puesta en práctica de este procedimiento, según el preámbulo de la reivindicación 11.

10 Se conocen por la bibliografía y por las diferentes clases de aplicación en la práctica máquinas o motores síncronos electrónicamente conmutados, conectados a una red de tensión continua o alimentados por convertidor de frecuencia. Los motores síncronos se utilizan ampliamente también en el ámbito de una pequeña dinámica del número de revoluciones, como, por ejemplo, en bombas, compresores o máquinas lavadoras. Aparte del alto par de atracción, los motores síncronos tienen frente a los motores asíncronos, entre otras, la ventaja de que pueden ser hechos funcionar
15 con mayores tolerancias de entrehierro, con lo que resultan ventajas constructivas, como, por ejemplo, el accionamiento directo del tambor de lavado en máquinas lavadoras o de bombas y compresores con rotor húmedo.

Es sabido que en motores síncronos se logran un par de giro óptimo y, por tanto, un rendimiento óptimo cuando el vector del flujo magnético Φ_R generado por el rotor es perpendicular al vector del flujo magnético Φ_S generado por el respectivo devanado de estator, es decir, cuando el campo magnético del rotor está orientado perpendicularmente al campo magnético del respectivo devanado de estator. Esto resulta de que el vector de par de giro T es proporcional a $\Phi_R \times \Phi_S$ o que la magnitud del vector de par de giro T es proporcional a $\sin\alpha$, en donde α es el ángulo de ajuste espacial entre los dos flujos magnéticos Φ_R y Φ_S . En este caso, el rotor del motor síncrono es, por decirlo así, atraído desde atrás por el campo rotatorio del estator.

25 Dado que el flujo magnético Φ_R generado por el rotor viene determinado directamente por la posición del rotor, se pueden regular los motores síncronos, por ejemplo, captando la posición del rotor con respecto al campo rotatorio del estator. A este fin, se conoce por el estado de la técnica prever en el árbol del rotor del motor síncrono unos sensores que detecten la posición del rotor en cualquier momento. Un dispositivo de regulación de esta clase es conocido, por ejemplo, por el documento DE-A1 195 27 982, en el que se emplean, para captar la posición, el número de revoluciones y/o la dirección de giro del rotor, unos sensores magnetosensibles estacionariamente montados, cuyas señales de medida se alimentan a la electrónica de control.

30 Asimismo, es conocido el recurso de prescindir de tales sensores en la regulación de motores síncronos. En caso de que el devanado del estator sea solicitada con una llamada corriente dotada de huecos, es decir, especialmente con una corriente de evolución en forma de escalera o en forma rectangular con fases en las que la corriente es constantemente cero, es posible detectar en estos llamados huecos de corriente la tensión inducida por el giro del rotor en el devanado del estator - la cual se denomina también abreviadamente FEM (fuerza electromotriz) - como un potencial aplicado al borne correspondiente del motor y obtener de esto informaciones sobre la posición del rotor. La regulación del motor síncrono se efectúa entonces de tal manera que la FEM deberá tener un paso por cero en el centro del hueco de corriente. En este caso, el valor de ajuste para la regulación es la frecuencia con la que se conecta el campo del estator o bien la amplitud de la corriente del estator. Un procedimiento de esta clase para la regulación de motores síncronos se ha descrito detalladamente, por ejemplo, en "Sensorless Speed Controlled Brushless DC Drive using the TMS320C242 DSP Controller" de P. Vouloury, Intelligent Motion, May 1998 Proceedings, páginas 169-180.

45 En el documento EP 0 801 463 A1 se ha descrito también una activación de esta clase con una corriente dotada de huecos. En este caso, cada devanado del estator es recorrida por corriente (naturalmente con decalaje de tiempo) durante una fase de 120° , permanece sin corriente durante una fase de 60° , es recorrido nuevamente por corriente (ahora en sentido contrario) durante una fase de 120° y, finalmente, se vuelve a quedar sin corriente durante una fase de 60° . Durante las fases sin corriente de los distintos devanados del estator se determina el paso por cero de la FEM y a partir de éste se calcula el momento para la siguiente solicitud con corriente de este devanado del estator.

50 No obstante, a números de revoluciones determinados, como los que son necesarios, por ejemplo, en motores síncronos para máquinas lavadoras o secadoras, resulta con el empleo de una corriente de estator dotada de huecos un ruido de chasquido o chirrido no deseado y en general no aceptable para el cliente. Este ruido es originado manifiestamente porque los devanados del estator son solicitados pulsatoriamente por los impulsos de la corriente dotada de huecos, encontrándose las frecuencias que aquí se presentan en el dominio audible.

60 Por este motivo, es ya conocido el recurso de evitar tales ruidos molestos en motores síncronos utilizando en estos intervalos de números de revoluciones una corriente de estator de forma sinusoidal o casi sinusoidal en lugar de la corriente dotada de huecos. Esta corriente de estator de forma casi sinusoidal se genera solicitando los interruptores de potencia del puente trifásico del motor síncrono con impulsos que se controlan por modulación de ancho de impulso (PWM) de tal manera que se obtenga una corriente de estator de forma casi sinusoidal. La generación de la corriente de estator de forma casi sinusoidal por medio de una activación PWM se ha explicado con detalle, por ejemplo, en "Digitale Steuerung eines Dreiphasen-Induktionsmotors" de B. Maurice *et al.* en Design&Elektronik 8 del 07.04.1992, páginas 40-46. El circuito de control recurre en este caso a tablas almacenadas con valores para las condiciones de manipulación de las ramas del puente del motor síncrono.

ES 2 279 593 T3

Sin embargo, debido al empleo de una corriente de estator de forma casi sinusoidal no es ya posible medir la FEM inducida en los devanados del estator ni emplear el resultado de medida para regular el motor síncrono, tal como ocurría en el caso de la corriente dotada de huecos.

5 Se conoce ahora por el documento US 5,448,149 el recurso de captar el paso por cero de una corriente de estator de forma sinusoidal y dejar a continuación sin corriente el devanado de estator correspondiente durante un corto tiempo. Mientras tanto, los otros dos devanados del estator del motor síncrono trifásico son activados constantemente en forma modulada en ancho de impulso. Se mide después la tensión inducida por este flujo de corriente modulado en ancho de impulso en el primer devanado de estator exento de corriente para calcular a partir de ella la posición del motor. Sin embargo, esto requiere también una medición exacta de la amplitud de la tensión inducida y un coste de cálculo no despreciable.

15 Por tanto, la presente invención se basa en el problema de prever en un motor síncrono, cuando se emplea una corriente de estator de forma sinusoidal o casi sinusoidal, una posibilidad de captar la posición del rotor sin el empleo de sensores y especialmente medir la FEM inducida en los devanados del estator para regular el motor síncrono a un rendimiento óptimo con ayuda de estos valores de medida.

20 Este problema se resuelve por medio de un procedimiento con las características de la reivindicación 1 y por medio de un dispositivo con las características de la reivindicación 11.

25 Como quiera que la corriente del estator dotada verdaderamente de forma sinusoidal o casi sinusoidal se pone a cero durante un cierto período de tiempo, es decir que se crea un hueco de corriente artificial, es posible - análogamente a lo que ocurre en el caso de la corriente de estator dotada de huecos - medir en este hueco de corriente la tensión inducida en el devanado del estator por el giro del rotor - la FEM - y especialmente la posición de fase entre la FEM inducida y la corriente del estator. La regulación del motor síncrono se efectúa entonces de tal manera que la FEM inducida en el devanado del estator y la corriente del estator están en fase, ya que en este caso se consigue el mayor par de giro posible. La duración en tiempo del hueco de corriente se mantiene aquí muy pequeña en proporción a la duración del período de la corriente de forma casi sinusoidal del estator para no influir negativamente sobre el accionamiento del motor síncrono.

30 Preferiblemente, se prevé el hueco en la corriente de forma casi sinusoidal del estator en las proximidades y especialmente después del reconocimiento de un paso por cero de la corriente del estator, ya que en este caso se puede conmutar más rápidamente la corriente al valor cero que en otros dominios de la evolución de forma casi sinusoidal de la corriente con mayores valores absolutos de la corriente del estator.

35 En este caso, el reconocimiento de un paso por cero de la corriente del estator se efectúa ventajosamente captando el potencial en bornes durante los llamados tiempos muertos de la activación del devanado de estator correspondiente. Comparando los potenciales en bornes sucesivamente captados se puede reconocer, al variar el potencial en bornes, un paso por cero de la corriente del estator entre los respectivos tiempos muertos.

40 La captación del respectivo potencial en bornes se efectúa preferiblemente haciendo que durante el hueco artificialmente generado de la corriente del estator en un devanado del estator se cortocircuiten los otros devanados del estator y captando la FEM en el hueco de corriente inducida en dicho un devanado del estator por medición del potencial en bornes del devanado del estator correspondiente con respecto al potencial en bornes común de los otros devanados del estator. En una forma de realización preferida se unen en este caso los devanados del estator que están en cortocircuito con el polo negativo o con el polo positivo del circuito intermedio de tensión.

45 La captación del respectivo potencial en bornes se efectúa según la invención haciendo que durante el hueco artificialmente generado de la corriente del estator en un devanado del estator se cortocircuiten los otros devanados del estator y captando la FEM en el hueco de corriente inducida en dicho un devanado del estator preferiblemente por medición del potencial en bornes del devanado del estator correspondiente con relación al potencial en bornes común de los otros devanados del estator. En una forma de realización preferida se unen para ello los devanados del estator que están en cortocircuito con el polo positivo o con el polo negativo del circuito intermedio de tensión.

50 En el procedimiento para reconocer un paso por cero de una corriente de estator de un motor síncrono que cambia de signo se capta el potencial en bornes durante tiempos muertos consecutivos de la activación del devanado de estator correspondiente; a partir de la comparación de los potenciales en bornes captados durante dos tiempos muertos se reconoce un paso por cero de la corriente del estator entre los dos tiempos muertos cuando se ha variado el potencial en bornes.

55 Asimismo, un cometido de la invención consiste en proporcionar un dispositivo para la puesta en práctica del procedimiento antes citado.

60 Este problema se resuelve por medio de un dispositivo con las características de la reivindicación 12.

Según la invención, en caso de que se emplee una corriente de estator de forma sinusoidal o casi sinusoidal, al menos un borne del motor - preferiblemente todos los bornes del motor - está unido con el sistema de control del

ES 2 279 593 T3

motor para captar el potencial en bornes del correspondiente devanado del estator, de modo que el potencial en bornes puede ser empleado como magnitud de entrada del regulador para la regulación del motor síncrono.

Otras ejecuciones y perfeccionamientos de la invención son objeto de más reivindicaciones subordinadas.

Se explica seguidamente la invención con más detalle ayudándose de un ejemplo de realización preferido y haciendo referencia al dibujo adjunto. Muestran en éste:

La figura 1, un esquema eléctrico equivalente de un motor síncrono monofásico;

La figura 2, un diagrama vectorial de las magnitudes eléctricas representadas en la figura 1;

La figura 3, una disposición de circuito para activar un motor síncrono trifásico según la presente invención;

La figura 4, una representación esquemática de la evolución de la curva de la corriente del estator;

Las figuras 5A-D, una representación esquemática de las secuencias de conexión de las señales de activación, las tensiones en bornes de las fases del motor, la tensión inducida del motor y la corriente del estator para cuatro casos diferentes, con fines de explicación del procedimiento según la invención; y

La figura 6, una representación esquemática para explicar la captación de la FEM inducida.

Como base de las consideraciones siguientes se explicará primero con ayuda de la figura 1 el esquema eléctrico equivalente de un motor síncrono monofásico. El devanado del estator de un motor síncrono presenta una resistencia de ramal R_s y una inductividad de ramal L_s . Se aplica al devanado del estator, por medio de un convertidor de frecuencia, la tensión U_s en forma de una tensión alterna. Además, se induce en el devanado del estator, por medio del rotor que presenta, por ejemplo, un imán permanente, una tensión E_s que se denomina también abreviadamente FEM.

En la figura 2 se muestran las magnitudes eléctricas representadas en la figura 1 y sus correlaciones en forma de un diagrama vectorial. El diagrama vectorial de la figura 2 está orientado en este caso al flujo del rotor, es decir que el eje d mira siempre en la dirección del flujo magnético Φ_R del rotor. El eje q está adelantado en 90° con respecto al eje d . Debido a la ley de inducción (la tensión inducida E_s es proporcional al cociente diferencial del flujo magnético según el tiempo $d\Phi_R/dt$), la FEM inducida en el devanado del estator está situada siempre en el eje q , es decir que se adelanta en 90° al flujo magnético Φ_R del estator.

La tensión U_s aplicada al devanado del estator está dibujada a título de ejemplo para un punto de funcionamiento determinado. La corriente alterna I_s sigue detrás de la tensión ($U_s - E_s$) efectivamente aplicada al devanado del estator con un retraso igual al ángulo ϕ . El ángulo ϕ resulta de las magnitudes características del motor y del número de revoluciones considerado ω del rotor según $\phi = \arctg(\omega \cdot L_s/R_s)$.

La invención se basa, pues, en el conocimiento de que el punto de funcionamiento del motor síncrono con el rendimiento óptimo, es decir, con el máximo par de giro, es aquél en el cual la corriente I_s que circula en el devanado del estator y la FEM E_s inducida en el devanado del estator están en fase.

Esto resulta, por un lado, de que, como ya se ha expuesto en la introducción de la descripción, existe el máximo par de giro cuando el flujo magnético Φ_R del rotor y el flujo magnético Φ_S del devanado del estator son perpendiculares uno a otro. Además, en el caso de una evolución de forma sinusoidal del flujo Φ_R del rotor, la FEM inducida E_s se adelanta en 90° al flujo magnético Φ_R del rotor, tal como se ha explicado anteriormente con ayuda de la figura 2. Asimismo, en el caso de una corriente de estator I_s de forma sinusoidal, se tiene que, por un lado, la tensión aplicada U_s se adelanta en 90° a la corriente I_s que circula en el devanado del estator (U_s proporcional a dI_s/dt) y, por otro lado, la tensión aplicada U_s se adelanta en 90° al flujo magnético Φ_S del estator (U_s proporcional a $d\Phi_S/dt$). Se deduce de estas tres premisas anteriores la correlación anteriormente citada entre rendimiento óptimo y posición de fase entre I_s y E_s .

A continuación, se explicarán con ayuda de la figura 3 un ejemplo de realización de una disposición de circuito y con ayuda de las figuras 4 a 6 el procedimiento para obtener la posición de giro momentánea del rotor de un motor síncrono con respecto al campo magnético rotatorio del estator según la presente invención.

En la figura 3 se representa el esquema eléctrico equivalente de un motor síncrono electrónicamente conmutado. En el ejemplo de realización de la figura 3 se trata de un motor síncrono de tres ramales y seis impulsos con excitación permanente. Sin embargo, cabe consignar expresamente en este sitio que la presente invención se puede aplicar en principio a todas las clases de motores síncronos y que la disposición de circuito que se describe a continuación es tan sólo un ejemplo de realización preferido.

El motor síncrono presenta en su estator S tres devanados de estator conectados en estrella, los cuales, por un lado, están unidos en un punto neutro y , por otro lado, están unidos con un respectivo borne de conexión u, v, w del motor. El motor síncrono posee también un rotor que lleva un imán permanente. Los bornes de conexión u, v, w están unidos,

ES 2 279 593 T3

además, con la respectiva toma central entre un medio de conexión superior 3a y un medio de conexión inferior 3b del puente de potencia 2, los cuales están contruidos, por ejemplo, como transistores de potencia.

5 Los terminales de control de los transistores de potencia 3a, 3b están eléctricamente unidos con las salidas uh, ul, vh, vl, wh, wl de un sistema de control 1 del motor, por ejemplo un microcontrolador, siendo activados los terminales de control de los medios de conexión 3a, 3b preferiblemente a través de excitadores de puerta MOS no representados.

10 En paralelo con los terminales (Gnd, o sea, tierra, y +HV) de una fuente de corriente constante o de un convertidor de frecuencia de circuito intermedio está conectado un condensador 4 de circuito intermedio que sirve de condensador de alisado para la tensión +HV del circuito intermedio. Asimismo, en paralelo con los medios de conexión 3a, 3b están conectados sendos diodos de oscilación libres 5 con direcciones de paso opuestas.

15 Además, se toman los potenciales U.u, U.v y U.w de los bornes u, v, w del motor en la respectiva toma central de la rama de puente 3a, 3b y se alimentan éstos al controlador 1 del motor a través de una resistencia adecuada. Los potenciales en bornes U.u, U.v, U.w captados de esta manera sirven - como se describe seguidamente - de magnitudes de entrada para el reconocimiento de un paso por cero de la corriente del estator y de la posición de fase entre la corriente I.s del estator y la FEM inducida E.s.

20 En la figura 4 se representa ahora a título de ejemplo la evolución de forma sinusoidal o casi sinusoidal de la corriente I.s del estator, tal como ésta es obtenida en cada devanado del estator del motor síncrono en forma desfasada por medio de un control modulado en ancho de impulso (PWM) de los transistores de potencia 3a, 3b. Como ya se ha mencionado al principio, la generación de una corriente de estator I.s de forma casi sinusoidal por medio de una activación PWM ha sido explicada con más detalle, por ejemplo, en "Digitale Steuerung eines Dreiphasen-Induktionsmotors" de B. Maurice *et al.* en Design&Elektronik 8 del 07.04.1992, páginas 40-46. El circuito de control recurre en este caso a tablas almacenadas con valores para las relaciones de manipulación de las ramas del puente del motor síncrono.

30 El empleo de una corriente de estator de forma sinusoidal o casi sinusoidal es deseable especialmente a números de revoluciones como los que son necesarios, por ejemplo, para máquinas lavadoras o secadoras, a fin de evitar los ruidos no deseados que se presentan con el empleo de una corriente de estator dotada de huecos. Sin embargo, cuando se emplea una corriente de estator de forma casi sinusoidal, ya no es posible, como en el caso de la corriente de estator dotada de huecos, medir en el hueco de la corriente del estator la FEM inducida en el devanado del estator y emplear el resultado de medida para regular el motor síncrono.

35 Por este motivo, en la evolución de corriente de forma casi sinusoidal (línea de trazos) se pone a cero (línea continua) - como se representa esquemáticamente en la figura 4 - la corriente I.s del estator durante un período de tiempo determinado, es decir que se crea un hueco de corriente artificial μ en el cual se puede medir entonces la FEM E.s inducida en el respectivo devanado del estator. La duración del tiempo de exploración μ es, por ejemplo, constantemente de 50 μ s, mientras que la duración τ del período de la corriente de estator I.s de forma casi sinusoidal asciende, por ejemplo, en máquinas lavadoras a aproximadamente 60 ms para el lavado y a aproximadamente 3 ms para el centrifugado. Dado que el tiempo de exploración μ es muy corto en proporción a la duración τ del período de la corriente I.s, se influye sólo en medida poco importante sobre la evolución de la corriente y, por tanto, sobre el control del motor síncrono. Las condiciones reales se han representado en forma fuertemente marcada en la figura 4 para una mejor ilustración.

45 Para que la corriente I.s del estator se conmute o descienda con la mayor rapidez posible hasta el valor cero a fin de poder medir después la FEM E.s inducida en el devanado del estator, es ventajoso prever el hueco de corriente μ lo más cerca posible de un paso por cero σ de la corriente I.s del estator. Ventajosamente, esto tiene lugar a ser posible inmediatamente después de un paso por cero σ de la corriente, ya que en este caso se puede reconocer este paso por cero σ de la corriente vigilando la evolución de dicha corriente y se puede generar directamente a continuación un hueco de corriente artificial μ .

55 En el hueco de corriente artificial μ así generado se mide ahora la FEM E.s inducida en el devanado del estator por el giro del rotor, y con ayuda del signo y discrecionalmente de la magnitud de la FEM E.s y del paso por cero de la corriente se puede obtener la posición de fase entre la FEM E.s y la corriente I.s del estator. La obtención de la posición de fase se efectúa preferiblemente en todos los devanados del estator del motor síncrono polifásico, con lo que se puede lograr una mayor precisión del control.

60 El reconocimiento de un paso por cero σ de la corriente, la generación de un hueco de corriente artificial μ y la medición de la FEM inducida E.s durante el hueco de corriente μ serán explicados ahora en detalle con ayuda de las figuras 5A a D y con referencia a estados de funcionamiento diferentes del motor síncrono. Las explicaciones siguientes se refieren al motor síncrono de tres ramales y seis impulsos representado en la figura 3. No obstante, se ha de consignar expresamente una vez más en este punto que el procedimiento puede transferirse básicamente a todas las clases de motores síncronos.

65 En cada una de las figuras 5A a D se han representado sobre un eje de tiempo común: a) la FEM E.u inducida en el devanado u del estator; b) la corriente de estator I.u que circula en el devanado u del estator; c) las señales de activación uh y ul de los dos medios de conexión del devanado de estator u; d) el potencial U.u en el borne u

ES 2 279 593 T3

del motor que se alimenta como señal de control al controlador del motor; e) las señales de activación v_h y v_l de los dos medios de conexión del devanado v del estator; f) el potencial $U.v$ en el borne v del motor que se alimenta como señal de control al controlador del motor; g) las señales de activación w_h y w_l de los dos medios de conexión del devanado w del estator; y h) el potencial $U.w$ en el borne w del motor que se alimenta como señal de control al controlador del motor. Se representa en cada caso solamente una estrecha ventana de tiempo en las proximidades de un paso por cero de la corriente $I.u$ del estator de aproximadamente algunos centenares de μs . Durante este corto período de tiempo no se puede reconocer como tal la evolución de forma casi sinusoidal de la corriente $I.u$ del estator, y la FEM $E.u$ inducida en el devanado u del estator puede suponerse como constante. De manera análoga, se vigilan preferiblemente también los pasos por cero de las corrientes $I.v$ e $I.w$ del estator en los otros dos devanados v y w del estator y se obtienen respectivas posiciones de fase entre la FEM inducida $E.v$ o $E.w$ y la corriente de estator $I.v$ o $I.w$.

En la figura 5A se representa primeramente el caso de un paso por cero negativo de la corriente (cambio de signo de la corriente de estator $U.u$ de $+$ a $-$), en el que la FEM inducida $E.u$ es todavía positiva. Esto significa que la FEM $E.u$ y, por tanto, el rotor R están retrasados con respecto a la corriente de estator $I.u$ en el devanado u del estator.

Para captar un paso por cero de la corriente del estator es posible prever en la vía de corriente de cada devanado del estator un amperímetro que retransmita los valores de medida de corriente captados al controlador 1 del motor. Sin embargo, para poder prescindir, especialmente por motivos de costes, de tales componentes electrónicos adicionales, el reconocimiento de un paso por cero en la corriente $I.u$ del estator se efectúa de la manera siguiente.

Cuando se activan los transistores de potencia 3a, 3b de una rama de puente, se intercalan los llamados tiempos muertos, durante los cuales no están conectados en conducción ni el transistor de potencia superior ni el inferior. Se pretende impedir así con seguridad una conexión solapada de dos medios de conexión en una rama de puente, lo que ocasionaría un cortocircuito. Durante los tiempos muertos se determina el potencial de tensión $U.s$ en la correspondiente fase o borne u del motor por medio de la dirección de la corriente $I.s$ del estator en la misma fase.

Cuando la corriente $I.s$ del estator entra en el devanado del estator, se conmuta entonces la corriente durante el tiempo muerto al diodo de oscilación libre 5 del medio de conexión inferior 3b de la rama de puente correspondiente y el potencial $U.s$ en el borne de la fase correspondiente del motor corresponde al polo negativo del circuito intermedio de tensión, en este caso Gnd. Por el contrario, cuando la corriente $I.s$ sale del devanado del estator, se conmuta la corriente durante el tiempo muerto, a través del diodo de oscilación libre 5 del medio de conexión superior 3a de la rama correspondiente del puente, al polo positivo del circuito intermedio de tensión (+HV). Cuando pasa por cero la corriente, se tiene que la corriente del estator varía su polaridad y, por tanto, se varía también el potencial de tensión $U.s$ durante el tiempo muerto en el borne correspondiente del motor.

Esto se muestra en la figura 5A en los segmentos de tiempo T-1 y T. Durante el primer tiempo muerto (segmento de tiempo T-1), en el que ambos medios de conexión 3a, 3b de la rama de puente asociada al borne u del motor no están conectados en conducción (uh y ul DES, es decir, desconectados), es positiva la corriente $I.u$ del estator, es decir que ésta entra en el devanado u del estator. Por tanto, dicha corriente se conmuta, a través del diodo de oscilación libre 5 del medio de conexión inferior 3b de la rama de puente correspondiente, al polo negativo (Gnd) del circuito intermedio de tensión. De manera correspondiente, en el segmento de tiempo T-1 se capta un potencial en borne $U.u = Gnd$. Después de este tiempo muerto tiene lugar en la ventana de tiempo representada en la figura 5A un paso por cero negativo de la corriente $I.u$ del estator, es decir que la corriente $I.s$ del estator varía su polaridad de $+$ a $-$. Por tanto, durante el siguiente tiempo muerto (segmento de tiempo T) de esta rama de puente es negativa la corriente $I.u$ del estator, es decir que ésta sale del devanado u del estator. Se conmuta ahora la corriente, a través del diodo de oscilación libre 5 del medio de conexión superior 3a de la rama de puente correspondiente, al polo positivo (+HV) del circuito intermedio de tensión. De manera correspondiente, en el segmento de tiempo T se capta un potencial en borne $U.u = +HV$. Por tanto, en los dos segmentos de tiempo T-1 y T de los dos tiempos muertos directamente consecutivos el potencial en borne $U.u$ tiene un potencial de tensión opuesto, con lo que se reconoce en el controlador 1 del motor que entre los dos segmentos de tiempo T-1 y T ha tenido lugar un paso por cero de la corriente $I.u$ del estator. Dado que el potencial en borne $U.u$ en los segmentos de tiempo T-1 y T ha cambiado de Gnd a +HV, se trata en este caso de un paso por cero negativo de la corriente $I.u$ del estator.

No es absolutamente necesario que el potencial en borne $U.u$ sea captado y evaluado durante cada tiempo muerto de la rama de puente correspondiente. No obstante, cuanto más frecuentemente se capte y evalúe el potencial en borne $U.u$ en los tiempos muertos, tanto más rápidamente puede reconocerse un paso por cero de la corriente $I.s$ del estator y tanto más cerca puede generarse un hueco de corriente artificial en tal paso por cero de la corriente, con lo que se puede hacer más corta la longitud del hueco de corriente o la variación de la evolución de la corriente, tal como se describirá aún más abajo con mayor detalle.

Por tanto, según la invención, el paso por cero de una corriente de estator se puede reconocer tanto por medio de amperímetros adecuados como por detección de la variación del potencial en bornes entre dos tiempos muertos.

Inmediatamente después de reconocer un paso por cero de la corriente $I.u$ del estator en el segmento de tiempo T se conectan en forma no conductora (uh y ul DES) en el segmento de tiempo T+1 ambos medios de conexión 3a, 3b de la rama de puente del borne u del motor y se conectan los otros dos bornes v y w del motor, independientemente de sus estados de conexión precedentes, a un potencial de tensión común, es decir que se cortocircuitan. Convenientemente,

ES 2 279 593 T3

se conectan para ello los dos bornes v y w del motor, a través de los medios de conexión 3a, 3b de las ramas de puente correspondientes, al polo negativo (Gnd) o al polo positivo (+HV) del circuito intermedio de tensión.

5 Para conseguir una atenuación rápida de la corriente I.u del estator hasta el valor cero se procede, en el caso de un paso por cero negativo de la corriente I.u del estator según las figuras 5A y B, a conectar los dos bornes v y w del motor que están en cortocircuito en el segmento de tiempo T+1, por cierre del respectivo medio de conexión inferior 3b (vl y wl CON, es decir, conectados), al polo negativo (Gnd) del circuito intermedio de tensión. Por el contrario, cuando se produce un paso por cero positivo de la corriente I.u del estator, se conectan entonces, según las figuras 5C y D, los dos bornes v y w del motor que están en cortocircuito en el segmento de tiempo T+1, por cierre del respectivo medio de conexión superior 3a (vh y wh CON), al polo positivo (+HV) del circuito intermedio de tensión. De este modo, la corriente I.u del estator tiene que arrancar cada vez en contra de un potencial lo más alto posible, con lo que ésta se conmuta al valor cero en un tiempo correspondiente corto.

15 Una vez que se ha atenuado la corriente I.u del estator hasta el valor cero (segmento de tiempo T+2), los dos medios de conexión 3a, 3b del borne u del motor permanecen conectados en forma conductora durante la medición de la FEM E.u inducida en el devanado u del estator. Igualmente, los medios de conexión 3a, 3b de los otros dos bornes v y w del motor permanecen conectados durante el segmento de tiempo T+2 de forma inalterada en comparación con el segmento de tiempo T+1. El potencial de tensión U.u en el punto del puente del borne u del motor en comparación con el potencial común (Gnd) de los otros dos bornes v y w del motor es en este caso precisamente 3/2·E.u, tal como demuestra la consideración siguiente.

25 La figura 6 muestra las condiciones en el segmento de tiempo T+2 para el caso representado en la figura 5A, es decir que los dos medios de conexión 3a, 3b del borne u del motor están conectados en forma no conductora y en el devanado u del estator no circula corriente (I.u = 0). Asimismo, los dos bornes v y w del motor están unidos uno con otro y conectados al potencial negativo (Gnd) del circuito intermedio de tensión.

Dado que se trata de un sistema FEM simétrico de forma sinusoidal, se cumple:

$$E.u + E.v + E.w = 0 \quad (1)$$

30 Asimismo, se cumplen en las mallas M₁, M₂ y M₃ las relaciones:

$$M_1: \phi_Y = -L.v \cdot dI/dt - R.v \cdot I - E.v \quad (2)$$

$$35 \quad M_2: \phi_Y = L.w \cdot dI/dt + R.w \cdot I - E.w \quad (3)$$

$$M_3: \phi_u = E.u + \phi_Y \quad (4)$$

40 en donde ϕ_Y es el potencial en el punto neutro con respecto a Gnd y ϕ_u es el potencial del borne u del motor con respecto al potencial común (Gnd) de los bornes v y w del motor, es decir que corresponde al potencial en borne U.u. En el supuesto de que los devanados de estator son de estructura idéntica, es decir que se cumple $L.v = L.w$ y $R.v = R.w$, se puede deducir que

$$45 \quad (2) + (3): \quad 2 \cdot \phi_Y = -E.v - E.w \quad (5)$$

$$(1) \text{ en } (5): \quad 2 \cdot \phi_Y = E.u$$

$$50 \quad \Rightarrow \phi_Y = 1/2 \cdot E.u \quad (6)$$

$$(6) \text{ en } (4): \quad \phi_u = E.u + 1/2 \cdot E.u$$

$$55 \quad \Rightarrow \phi_u = 3/2 \cdot E.u \quad (7)$$

60 Esto significa que en el segmento de tiempo T+2, es decir, durante el hueco artificialmente generado de la corriente de estator I.u, se puede obtener directamente la FEM E.u inducida en el devanado u del estator por captación del potencial $U.u = \phi_u$ en el borne u del motor.

65 Cuando, como en el caso de la figura 5A, se trata de un paso negativo de la corriente I.u del estator y de un valor positivo de ϕ_u o de E.u, se sigue de ello directamente que la FEM E.u inducida en el devanado u del estator va retrasada con respecto a la corriente I.u del estator. Si, aparte del signo de la FEM inducida E.u, se capta también su valor absoluto, se puede derivar de esto, además, el grado de desviación de las fases entre E.u e I.u.

La regulación del motor síncrono se efectúa ahora de tal manera que la FEM E.u inducida en el devanado u del estator se acerca lo más posible al valor cero durante el hueco de la corriente I.u del estator. Como valor de ajuste

ES 2 279 593 T3

para esta regulación puede emplearse, por ejemplo, la frecuencia con la que se conecta el campo del estator, o bien la amplitud de la corriente I.u del estator.

5 En contraste con la figura 5A, en la figura 5B se muestra un caso en el que la FEM inducida E.u es ya negativa al producirse un paso por cero negativo de la corriente I.u del estator, es decir que la FEM E.u y, por tanto, el rotor se adelantan a la corriente I.u del estator.

10 Como en la figura 5A, se reconoce también en este caso durante el tiempo muerto en el segmento de tiempo T un paso por cero negativo de la corriente I.u del estator entre los dos segmentos de tiempo T-1 y T. A continuación, se conmuta también la corriente I.u del estator al valor cero, a cuyo fin en el segmento de tiempo T+1 se conectan en forma no conductora (uh y ul DES) los dos medios de conexión 3a, 3b de la rama de puente del borne u del motor y se conectan conjuntamente (vl y wl CON) los otros dos bornes v y w del motor, independientemente de sus estados de conexión precedentes, al polo negativo (Gnd) del circuito intermedio de tensión.

15 Después de la atenuación de la corriente I.u del estator se mide en el segmento de tiempo T+2 el potencial U.u en el borne u del motor en comparación con el potencial en bornes común $U.v = U.w = \text{Gnd}$. En la constelación de la figura 5B se obtiene un potencial $\phi_u = -3/2 \cdot E.u$. Sin embargo, no se puede medir este potencial ϕ_u , ya que éste es mantenido en Gnd por el diodo de oscilación libre 5 del medio de conexión inferior 3b de la rama de puente correspondiente del devanado u del estator. Por este motivo, es necesario en este caso conmutar (vh y wh CON) las ramas de puente de los otros dos bornes v y w del motor al potencial de alimentación +HV del circuito intermedio de tensión. Se puede medir ahora en el segmento de tiempo T+3, en la rama de puente del borne u del motor, el potencial $\phi_u = +HV - 3/2 \cdot E.u$, a partir del cual se puede obtener directamente la FEM inducida E.u.

25 En contraste con la figura 5A, se representa en la figura 5C una constelación de casos en la que la FEM inducida E.u es aún negativa cuando se produce un paso por cero positivo de la corriente I.u del estator, es decir que la FEM E.u y, por tanto, el rotor se retrasan con respecto a la corriente I.u del estator.

30 Al igual que en la figura 5A, se reconoce también en este caso durante el tiempo muerto en el segmento de tiempo T un paso por cero (aquí positivo) de la corriente I.u del estator entre los dos segmentos de tiempo T-1 y T. A continuación, se conmuta la corriente I.u del estator al valor cero, a cuyo fin en el segmento de tiempo T+1 se conectan en forma no conductora (uh y ul DES) los dos medios de conexión 3a, 3b de la rama de puente del borne u del motor y se conectan conjuntamente (vh y wh CON) los otros dos bornes v y w del motor, independientemente de sus estados de conexión precedentes, al polo positivo (+HV) del circuito intermedio de tensión.

35 Después de la atenuación de la corriente I.u del estator se mide en el segmento de tiempo T+2 el potencial U.u en el borne u del motor con respecto al potencial en bornes común $U.v$ o $U.w$. En la constelación de la figura 5C se obtiene un potencial $\phi_u = +HV - 3/2 \cdot E.u$ más negativo que el potencial en bornes $U.v = U.w = +HV$, a partir del cual se pueden obtener directamente la FEM inducida E.u.

40 Como último paso se muestra en la figura 5D un caso en el que es ya positiva la FEM inducida E.u cuando se produce un paso por cero positivo de la corriente I.u del estator, es decir que la FEM E.u y, por tanto, el rotor se adelantan a la corriente I.u del estator.

45 Al igual que en la figura 5C, se reconoce también en este caso durante el tiempo muerto en el segmento de tiempo T un paso por cero positivo de la corriente I.u del estator entre los dos segmentos de tiempo T-1 y T. A continuación, se conmuta también la corriente I.u del estator al valor cero, a cuyo fin en el segmento de tiempo T+1 se conectan en forma no conductora (uh y ul DES) los dos medios de conexión 3a, 3b de la rama de puente del borne u del motor y se conectan conjuntamente (vh y wh CON) los otros dos bornes v y w del motor, independientemente de sus estados de conexión precedentes, al polo positivo (+HV) del circuito intermedio de tensión.

50 Después de la atenuación de la corriente I.u del estator se mide en el segmento de tiempo T+2 el potencial U.u en el borne u del motor con respecto al potencial en bornes común $U.v = U.w = +HV$. En la constelación de la figura 5D se obtiene un potencial $\phi_u = +HV + 3/2 \cdot E.u$. Sin embargo, no se puede medir este potencial ϕ_u , ya que es mantenido en el potencial de alimentación +HV por el diodo de oscilación libre 5 del medio de conexión superior 3a de la rama de puente correspondiente del borne u del motor. Por este motivo, es necesario en este caso conmutar (vl y wl CON) las ramas de puente de los otros dos bornes v y w del motor al potencial de tierra Gnd del circuito intermedio de tensión. En la rama de puente del borne u del motor se puede medir ahora en el segmento de tiempo T+3 el potencial $\phi_u = +3/2 \cdot E.u$, a partir del cual se puede obtener directamente la FEM inducida E.u.

60 En la captación del potencial en borne U.u - descrita con referencia a las figuras 5A a D - durante el hueco de la corriente I.u del estator (segmento de tiempo T+2 o T+3) no sólo se evalúa el signo/la polaridad de la FEM inducida E.u, sino que también se evalúa la magnitud/la amplitud de E.u, por ejemplo a través de un convertidor A/D previsto en el controlador 1 del motor. De este modo, se puede derivar el desplazamiento de fase actual entre la corriente I.u del estator y la FEM inducida E.u y se puede lograr una eficiente regulación del motor síncrono.

65 En contraste con esto, se puede trabajar también como diseño más sencillo del circuito del regulador sin una captación de amplitud de la FEM inducida E.u y se puede evaluar solamente el signo de ésta. En este caso, para medir

ES 2 279 593 T3

la FEM inducida $E.u$ se pueden conectar en cualquier caso (v_l y w_l CON) los devanados v , w del estator que están en cortocircuito al polo negativo (Gnd) del circuito intermedio de tensión.

5 Cuando la FEM inducida $E.u$ es positiva, el potencial en borne $U.u$ medido en el borne abierto u del motor es también positivo ($U.u = + 3/2 \cdot E.u$), tal como ocurre en el segmento de tiempo T+2 de la figura 5A y en el segmento de tiempo T+3 de la figura 5D. Por el contrario, cuando la FEM inducida $E.u$ es negativa, se conecta entonces el potencial en borne negativo $\bar{U}.u$ ($U.u = + 3/2 \cdot E.u$) al polo negativo (Gnd) del circuito intermedio de tensión a través del diodo de oscilación libre correspondiente 5 del medio de conexión inferior 3b de la rama de puente correspondiente, tal como ocurre en el segmento de tiempo T+2 de la figura 5B y en el segmento de tiempo T+3 de la figura 5C. Por este motivo,
10 la magnitud del potencial en borne negativo $\bar{U}.u$ con respecto al polo negativo (Gnd) del circuito intermedio de tensión asciende como máximo a la tensión de paso del diodo de aproximadamente 1 V.

En esta regulación significada del motor síncrono el controlador 1 del motor consulta los potenciales de tensión captados $U.u$, $U.v$, $U.w$ solamente en cuanto a si son mayores o menores que el potencial de masa (Gnd). Cuando la
15 FEM inducida $E.u$ es sensiblemente mayor que la tensión de alimentación (V_{cc}) del controlador 1 del motor, lo que ocurre en la mayoría de las aplicaciones en la red de baja tensión, el controlador 1 del motor puede consultar también de forma más sencilla los potenciales de tensión captados $U.u$, $U.v$, $U.w$ para ver si son mayores o menores que $V_{cc}/2$.

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

REIVINDICACIONES

- 5 1. Procedimiento para obtener la posición de giro momentánea del rotor de un motor síncrono con respecto al campo magnético rotatorio del estator por captación de la tensión (E.s) - inducida en al menos un devanado del estator por el rotor - en un hueco de la corriente de estator (I.s) que circula por este devanado del estator, **caracterizado** porque, cuando se emplea una corriente de estator (I.s) de forma sinusoidal o casi sinusoidal, se genera artificialmente el hueco de la corriente del estator para captar la tensión (E.s) inducida por el rotor y durante el hueco de la corriente de estator (I.s) en un devanado del estator se cortocircuitan los otros devanados del estator.
- 10 2. Procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado** porque se genera el hueco de corriente en las proximidades de un paso por cero de la corriente (I.s) del estator.
- 15 3. Procedimiento según la reivindicación 1 ó 2, **caracterizado** porque, después de reconocer un paso por cero de la corriente del estator, se lleva dicha corriente (I.s) del estator al valor cero.
- 20 4. Procedimiento según la reivindicación 3, **caracterizado** porque el reconocimiento de un paso por cero de la corriente (I.s) del estator se efectúa con los pasos de procedimiento siguientes:
- captación del potencial en borne (U.s) durante un tiempo muerto (T-1) de la activación del devanado de estator correspondiente;
 - captación del potencial en borne (U.s) durante un tiempo muerto siguiente (T) de la activación del devanado de estator correspondiente;
 - 25 - comparación de los potenciales en borne (U.s) captados durante los dos tiempos muertos (T-1, T) y reconocimiento de un paso por cero de la corriente (I.s) del estator al producirse una variación del potencial en borne entre los dos tiempos (T-1, T).
- 30 5. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado** porque la tensión (E.s) - inducida en dicho un devanado del estator - en el hueco de la corriente de estator (I.s) es captada por medición del potencial en borne (U.s) del devanado de estator correspondiente con respecto al potencial en bornes común de los otros devanados del estator.
- 35 6. Procedimiento según la reivindicación 5, **caracterizado** porque los devanados de estator que están en cortocircuito se unen conjuntamente con el polo negativo (Gnd) o con el polo positivo (+HV) del circuito intermedio de tensión.
- 40 7. Procedimiento según la reivindicación 6, **caracterizado** porque se conectan los devanados de estator que están en cortocircuito al polo positivo (+HV) del circuito intermedio de tensión en presencia de un paso por cero positivo captado de la corriente y al polo negativo (Gnd) de dicho circuito intermedio en presencia de un paso por cero negativo captado de la corriente.
- 45 8. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado** porque solamente se capta el signo de la tensión (E.s) inducida en el devanado del estator.
- 50 9. Procedimiento según una de las reivindicaciones 1 a 7, **caracterizado** porque se captan el signo y la amplitud de la tensión (E.s) inducida en el devanado del estator.
- 55 10. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado** porque la captación de la tensión (E.s) inducida por el rotor se efectúa en cada devanado del estator del motor síncrono.
- 60 11. Dispositivo para regular motores síncronos con un controlador de motor (1) y con varios devanados de estator, cada uno de los cuales está unido con un borne correspondiente (u, v, w) del motor, para la puesta en práctica del procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado** porque, cuando se emplea una corriente de estator (I.s) de forma sinusoidal o casi sinusoidal, se genera artificialmente el hueco de la corriente del estator para captar la tensión (E.s) inducida por el rotor, al menos uno de los bornes (u, v, w) del motor está unida con el controlador (1) de dicho motor para captar el potencial en borne (U.s), y durante el hueco de la corriente del estator en un devanado del estator se cortocircuitan los otros devanados del estator.
- 65 12. Dispositivo según la reivindicación 11, **caracterizado** porque el controlador (1) del motor presenta un convertidor A/D para captar la amplitud del potencial en borne (U.s).

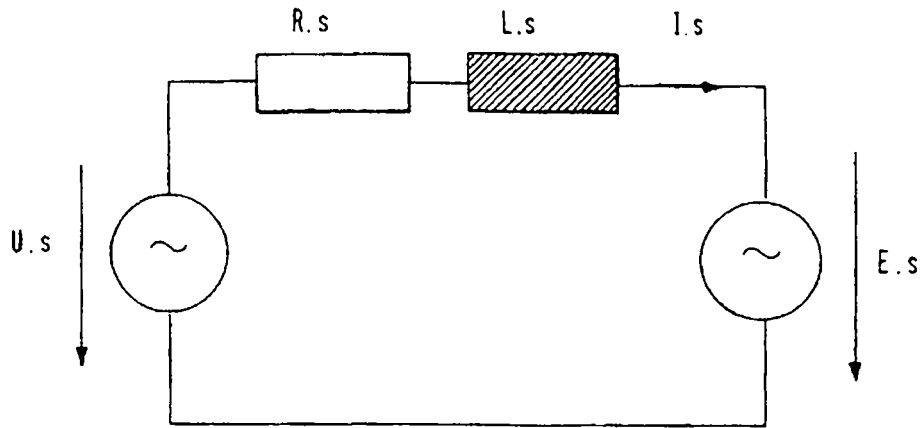


FIG.1

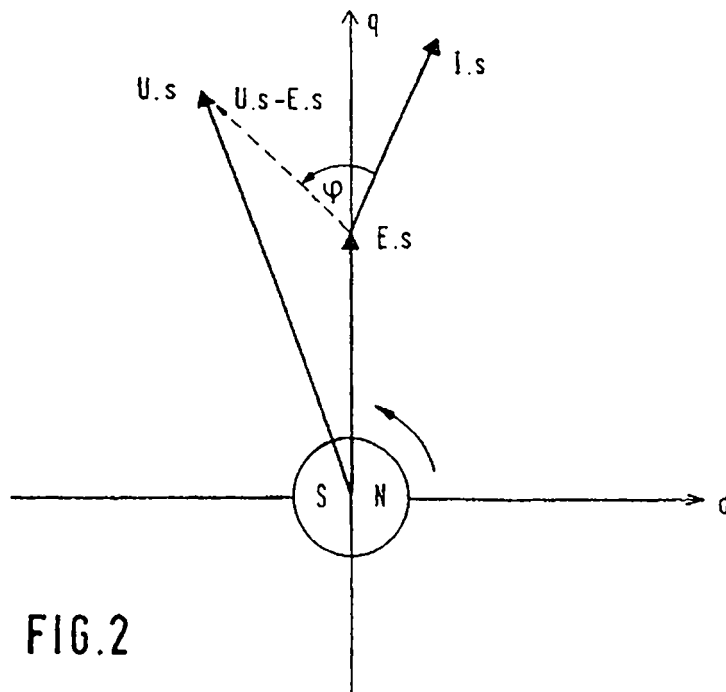


FIG.2

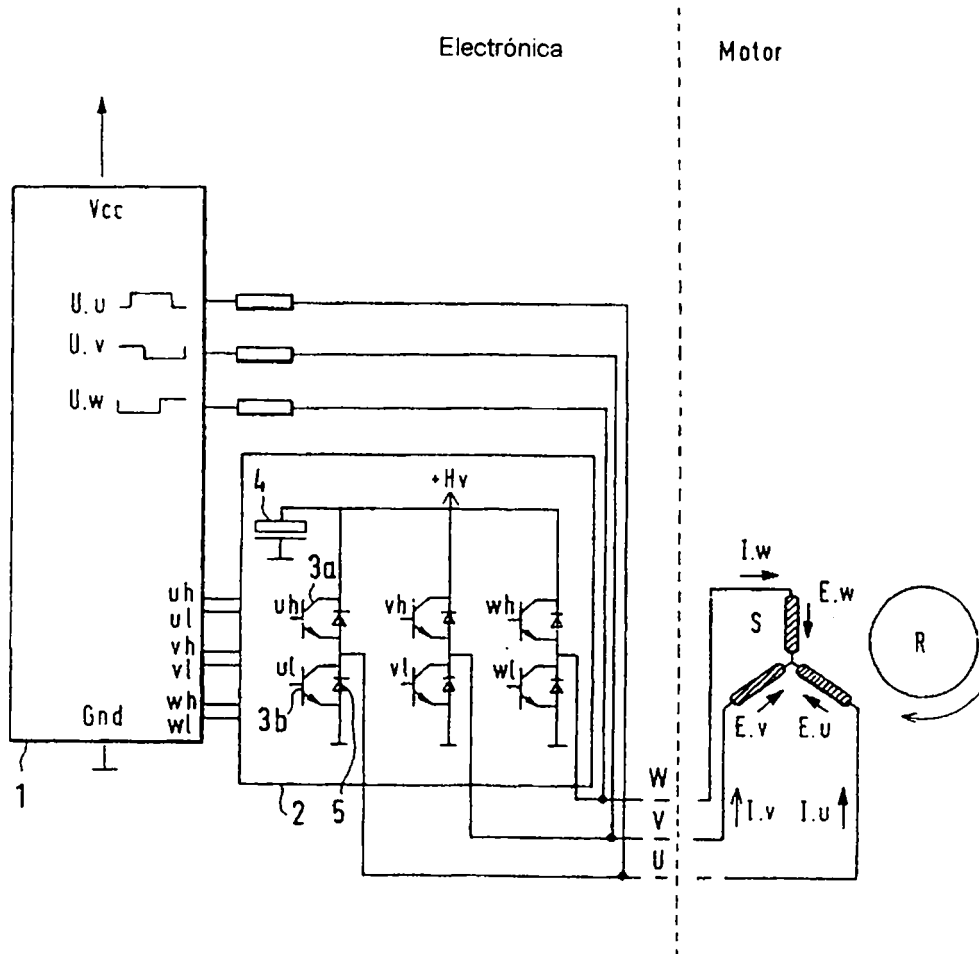
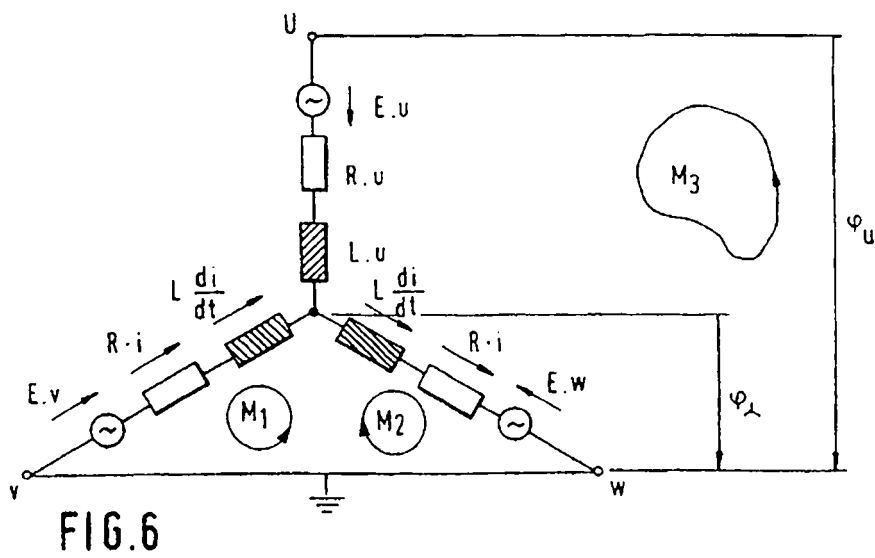
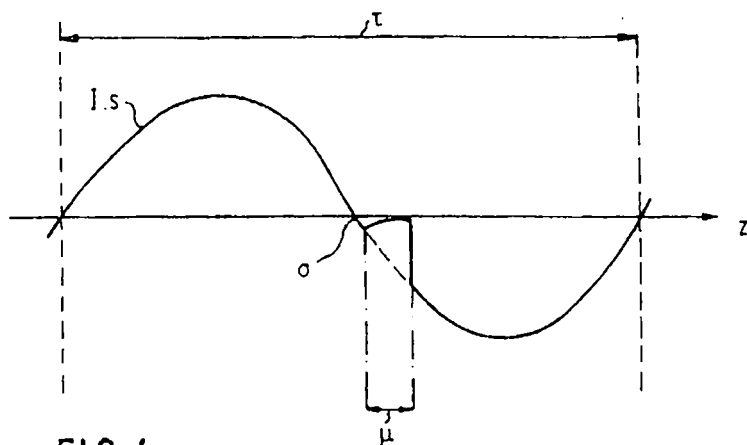


FIG. 3



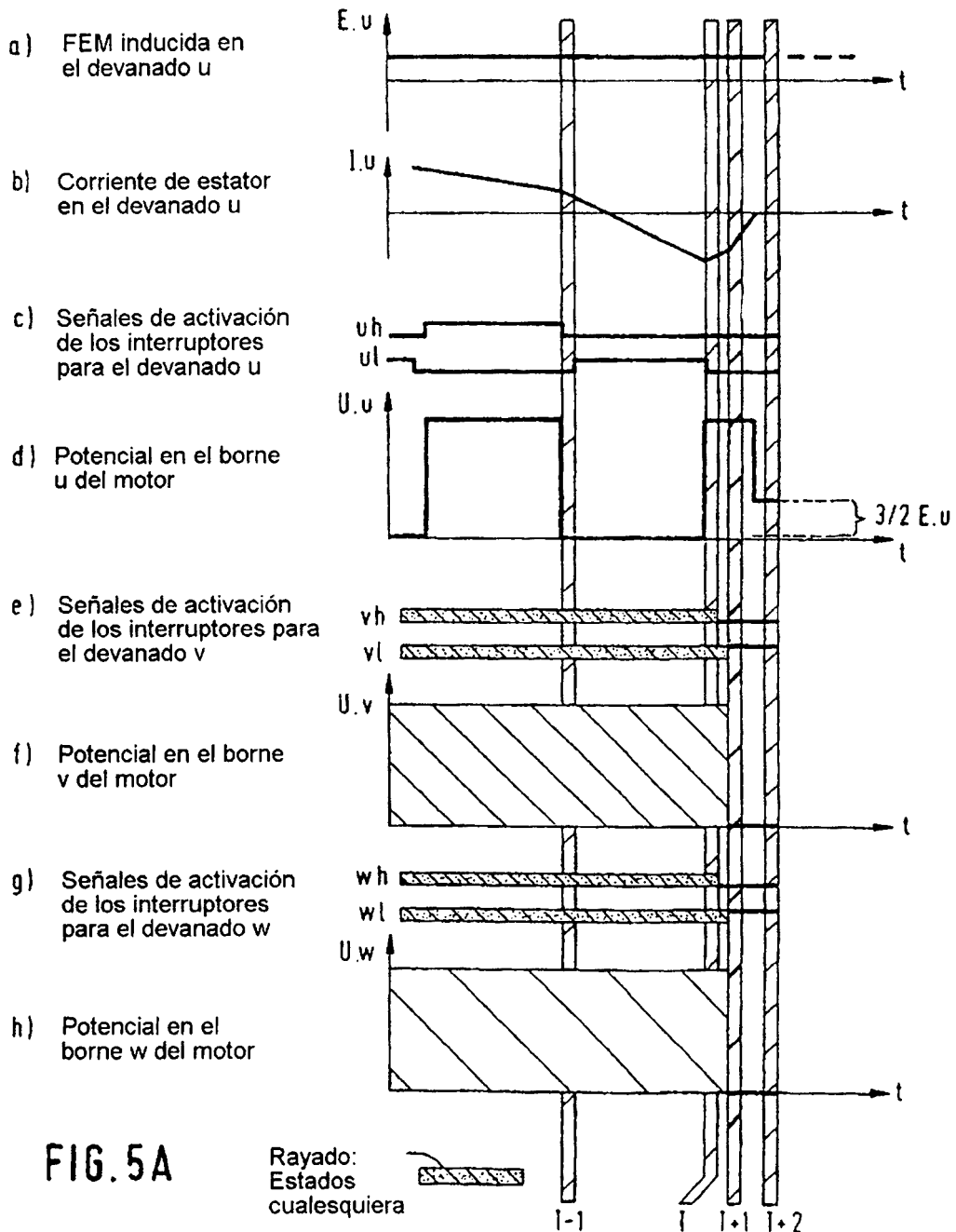
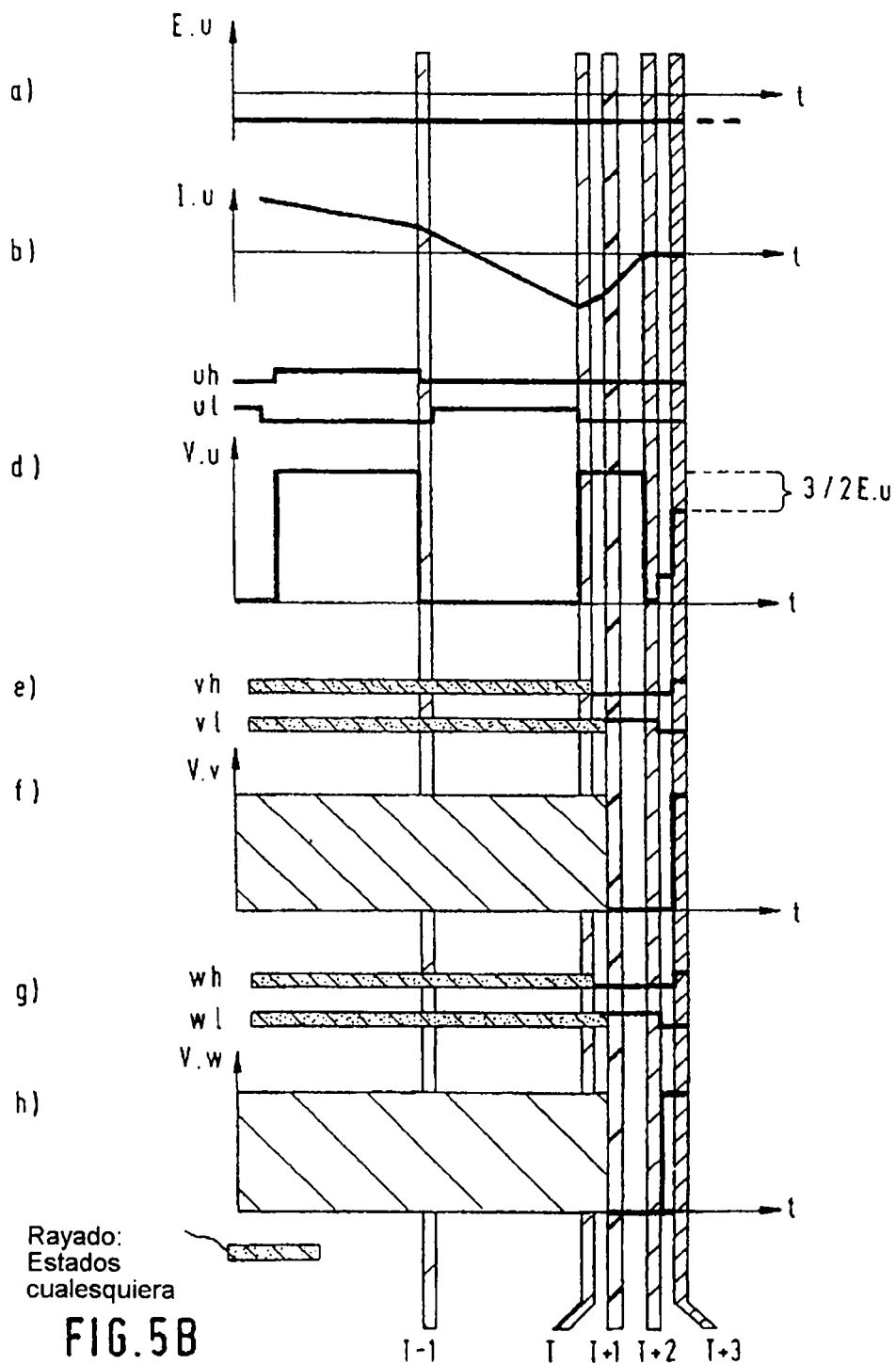


FIG. 5A



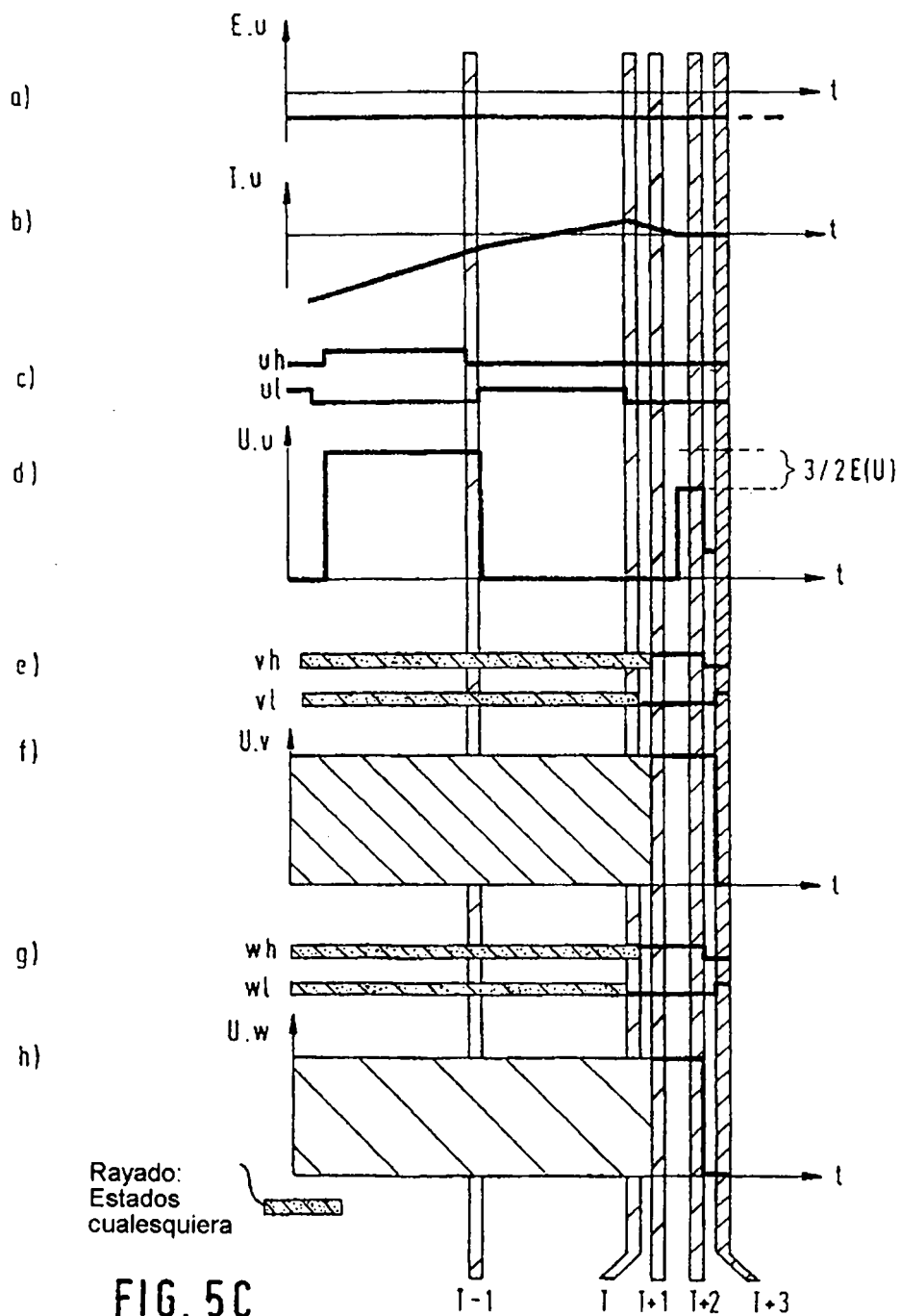


FIG. 5C

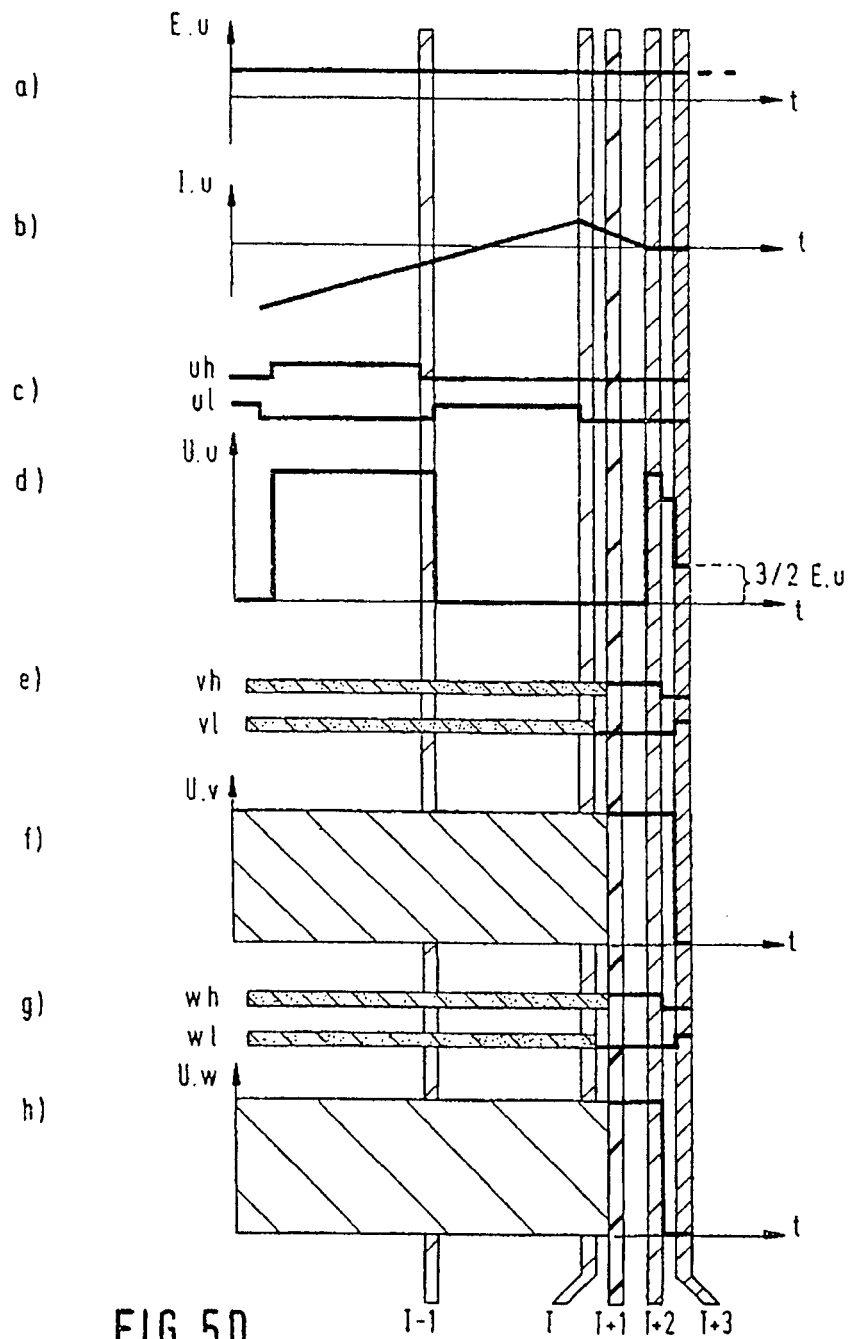


FIG. 50

Rayado:
Estados
cualesquiera