



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 275 708**

51 Int. Cl.:
H02P 6/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Número de solicitud europea: **01959993 .5**

86 Fecha de presentación : **27.08.2001**

87 Número de publicación de la solicitud: **1317794**

87 Fecha de publicación de la solicitud: **11.06.2003**

54 Título: **Un método de controlar un motor eléctrico, sistema para controlar un motor eléctrico y motor eléctrico.**

30 Prioridad: **08.09.2000 BR 0004062**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
16.06.2007

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
16.06.2007

73 Titular/es: **WHIRLPOOL S.A.**
Avenida das Nações Unidas 12995 - 32º andar
04578-000 Sao Paulo SP, BR

72 Inventor/es: **Schwarz, Marcos, Guilherme y**
Andrich, Roberto

74 Agente: **Elzaburu Márquez, Alberto**

ES 2 275 708 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

Un método de controlar un motor eléctrico, sistema para controlar un motor eléctrico y motor eléctrico.

5 El presente invento se refiere a un sistema para controlar un motor eléctrico de un método de control digital para un motor eléctrico, particularmente para un motor de imán permanente del tipo de c.c. sin escobillas, así como a un motor eléctrico provisto de un sistema de control digital.

Descripción de la técnica anterior

10 Un motor de imán permanente del tipo de c.c. sin escobillas podría hacerse funcionar sin ninguna información referente a su posición, trabajando de ese modo como un motor de inducción. Sin embargo, con el fin de lograr un par y un rendimiento máximos, las intensidades de corriente de fase tienen que estar sincronizadas con las tensiones inducidas. Esto se puede hacer por medio de detectores acoplados físicamente al motor, como por ejemplo deyectores
15 tipo Hall, detectores ópticos, etc., o bien mediante la observación de las tensiones y/o intensidades de corriente inducidas. Los detectores acoplados tienen el inconveniente de añadir elementos "extra" al diseño del motor, aumentando considerablemente el coste final. Adicionalmente, las limitaciones de espacio y el propio entorno al que está sometido el motor pueden dar lugar a que el uso de estos tipos de detector no sea factible. Por ello, el uso de observadores de tensión y/o de intensidad de corriente es la mejor elección en la mayoría de los casos.

20 Ejemplos de técnicas de control que usan observadores de tensión y/o de intensidad de corriente se podrían encontrar en la patente brasileña PI 9904263- concedida a SCHWARTZ y colaboradores, en las patentes de EE.UU. 4.162.435 concedida a WRIGHT, patente de EE.UU. 4.159.990 concedida a LERDMAN, patente de EE.UU. 4.743.815 concedida a GEE y colaboradores, patente de EE.UU. 4.912.375 concedida a VUKOSAVIS, patente de EE.UU. 4.928.043 concedida a PLUNKETT, patente de EE.UU. 5.028.852 concedida a DUNFIELD, y patente de EE.UU. 5.420.492 concedida a SOOD, y también en las publicaciones de SATOSHI - 1991, ERTUGRUL - 1998 y BOLOGNANI - 1999.

30 En la patente de WRIGHT se usa una técnica de integración para determinar el instante de la conmutación. El devanado que no está activado se integra, por lo que se obtiene el flujo magnético, que se compara con un valor de referencia. Cuando el valor de la integral excede del valor de referencia, se efectúa la conmutación, y el valor de la integral vuelve a su valor inicial. Un inconveniente de esta técnica es la gran cantidad de hardware requerida para implementarla. La solución no se microprocesa.

35 En la patente de LERDMAN, se usa una técnica similar a la presentada en la patente de WRIGHT. El devanado no activado se integra y se compara con una referencia. Esta técnica tiene también el inconveniente de necesitar una gran cantidad de hardware. La solución no se microprocesa.

40 En la patente de SCHWARZ se emplea una técnica que usa un observador de valor de tensión constituido por una red, formada por comparadores de tensión, condensadores y resistencias. Con este observador se toman las tensiones de fase, formando así un neutro virtual (cero de tensión inducida), si el sistema está equilibrado. Luego se compara el cero con cada fase, generando una señal que está 30° en adelante del instante actual de cambio de posición. Después se compensa el adelanto mediante una red de condensadores, con el fin de alcanzar los instantes actuales de cambio de posición (conmutación). La solución se microprocesa, pero requiere muchos componentes externos.

45 En la patente de GEE se emplea una técnica de detección del cero de la tensión inducida (cruce por cero), en la que se considera como un cero la mitad del valor de la tensión en la barra de c.c. Se compara con el cero la tensión en el devanado no activado. El cero se alcanza siempre a los 30° del instante de la conmutación. De esta manera, queda un retardo después de la detección para determinar el instante de la conmutación. En el proceso de detección se usa un ciclo formado por resistencias, condensadores y comparadores. No existe modulación sobre el control de velocidad del motor. En su lugar, se usa un rectificador controlado de silicio (en adelante SCR) que controla la tensión de la barra colectora (en adelante bus). La solución se microprocesa. Un inconveniente de esta técnica es el uso de comparadores de tensión. Otro inconveniente es que, en los motores que tienen un número reducido de surcos en el estator (por ejemplo, 6 surcos para rotor de 4 polos, 9 surcos para rotor de 6 polos), el cruce por cero tiene una región plana que
50 hace difícil determinar el instante exacto en el que debería ocurrir.

55 En la patente de SATOSHI se emplea también un método de detección del cero. En este caso, se usan dos diodos para la detección. Se conecta un diodo a cada fase. Cuando una fase no está activada, se vigila la intensidad de corriente del diodo. El instante en el que se extingue la intensidad de corriente del diodo o el instante en el que esta corriente empieza a circular a través del diodo representa el cero de la tensión.

60 En la patente de VUKOSAVIC, se obtiene el tercer armónico de la tensión por medio de la suma de las tensiones de las fases. Luego se determina el instante de la conmutación como una función del ángulo de fase del tercer armónico. En este caso existe la ventaja de que la señal del tercer armónico no sufre ninguna distorsión en el caso de modulación de la tensión en el motor. Un inconveniente es la necesidad para el acceso al punto del neutro de la conexión en estrella del motor. La solución se microprocesa, pero otro inconveniente es la gran cantidad de hardware que se necesita fuera del microprocesador.

ES 2 275 708 T3

En la patente de PLUNIETT, lo mismo que en las de WRIGHT y LERDMAN, se hace la integración de la tensión de la fase no activada. El valor de la integración que representa el flujo magnético, se compara con un valor de referencia denominado punto cero. Este punto delimita la señal de tensión (valor cero de la tensión). Si, por ejemplo, la fase no activada está en elevación (hacia la tensión de bus), entonces los valores de tensión en la izquierda del punto cero se consideran negativos, y los de la derecha serán positivos. En este caso, cuando se inicia el proceso de integración, la tensión empieza a subir negativamente hasta que llega a su valor máximo negativo en el punto cero. Después del punto cero, el valor del módulo de la integral empieza a reducirse y el instante de conmutación ocurre cuando el valor de la integral llega a cero. La solución no se microprocesa. Un inconveniente es la gran cantidad de hardware requerido.

En la patente de DUNFIELD, se inyectan señales de alta frecuencia en la fase no activada y se miden los picos resultantes. Basándose en los valores medidos, se determina el instante de conmutación.

En la patente de SOOD, se usa un método que difiere bastante de los anteriormente citados. En este caso no es necesario alistar las tensiones en cada fase. Simplemente se usa la intensidad de corriente que circula por el bus de c.c. como información. El motor se activa inicialmente por imposición de tensión. El instante de la conmutación se ajusta luego de acuerdo con la forma de la intensidad de corriente leída. Se usa un microprocesador para hacer el análisis del formato de la intensidad de corriente.

Existen también en el mercado algunos microprocesadores diseñados para controlar motores, que disponen de periféricos para determinar el instante de la conmutación. Como ejemplos, se puede citar el microcontrolador ST 72141 fabricado por STMicroelectronics y los microcontroladores TMP88PH47, TMP88PH48, TMP88PH49 de Toshiba. Todos estos microprocesadores utilizan el método de detección del cero para determinar el instante de la conmutación.

En los microcontroladores fabricados por Toshiba, el cero se considera la mitad del valor de la tensión del bus de c.c., pero necesita comparadores, resistencias y condensadores externos para ayudar a la detección.

En los microcontroladores fabricados por STMicroelectronics el cero es la propia referencia del circuito digital. Necesita siempre la presencia de modulación en las fases, porque la lectura de la tensión de la fase no activada debería hacerse cuando todos los interruptores del inversor están abiertos. Solamente se requieren 3 resistencias y 3 condensadores para ayudar en la detección.

Los resúmenes de patentes japonesas volumen 1999, nº 09, de 31 de julio de 1999 (JP 11 098883 A (Fujitsu General Limited), 9 de abril de 1999 describen un método para controlar un motor eléctrico.

Los resúmenes de patentes japonesas volumen 016, nº 521 (E- 1285) de 27 de octubre de 1992 (JP 04 193094 A (Mitsubishi Heavy Ind Ltd), 13 de julio de 1992) describen un método para prevenir un desfase en retraso cuando se controla un motor eléctrico, que es causado a través de unos medios de histéresis para suprimir ruidos y por medio de una disminución de la anchura de tiempo de una punta de tensión generada en la tensión en bornes de los terminales de una bobina, por la atenuación con resistencias de la entrada negativa de un comparador en un circuito para detectar una posición, y por avanzar la fase de una temporización de comparación.

Breve descripción y objetivos del invento

En la técnica propuesta en el presente invento, se muestrean las tensiones de las tres fases del motor, se tratan matemáticamente, se suman a un parámetro proporcional a la velocidad del motor y que básicamente depende de la forma que constituye este motor, y se comparan entre sí. El instante de la conmutación se podría adelantar o retrasar simplemente cambiando dicho parámetro por medio de software. La totalidad del control y detección de la posición se lleva a cabo exclusivamente mediante un procesador de señal digital o un equipo equivalente, que en este caso se define como el conjunto de microcontrolador asociado a un convertidor analógico-digital (en adelante A/D). El método y el sistema de control del presente invento tienen el objetivo de eliminar los circuitos analógicos para determinar la posición del rotor y buscar la activación del motor con el ángulo correcto entre la intensidad y la tensión impuestas en los devanados del motor, permitiendo el control de este ángulo por medio de un parámetro insertado en el software.

Otro objetivo del invento es permitir la detección de la posición del rotor para potencias bastante altas, incluso en situaciones en las que la desmagnetización termina 30 grados eléctricos a partir del instante de la última conmutación, es decir, después del instante del cruce por cero de la tensión en la fase no activada.

El método y el sistema tienen también el objetivo de abarcar un intervalo amplio de velocidades de rotación, permitiendo el par total desde el 2% de la velocidad de rotación máxima (por debajo de este valor las tensiones a la entrada de los aparatos de medida son muy bajas). El sistema y el método tienen además el objetivo de usar solamente un procesador de señal digital y tres divisores resistivos con filtros resistencia-condensador (en adelante RC) de primera calidad para leer las tensiones en las fases del motor, sin requerir necesariamente la presencia de modulación, por ejemplo, modulación de anchura de impulso (en adelante PWM) de la tensión en las fases.

Otro objetivo del método y sistema propuestos es aceptar formas de onda trapezoidales de las tensiones inducidas con un nivel menor de 120°, que se encuentran cuando se emplean diferentes formas constructivas del motor.

ES 2 275 708 T3

Otro objetivo del método y sistema propuestos es aceptar la modulación PWM en las fases del motor con relación cíclica del 100%.

5 Un objeto más del sistema y método propuestos es trabajar con la técnica de control mediante la imposición de tensión y la imposición de intensidad en los devanados del motor.

10 Uno de los objetivos del presente invento se logra por medio de un método de controlar un motor eléctrico de n fases que comprende un microcontrolador; un conjunto de voltímetros asociado al microcontrolador; un conjunto de interruptores conectados a una tensión eléctrica de bus, y asociados al microcontrolador; cuyo microcontrolador activa selectivamente al menos un par de interruptores, aplicando una tensión de bus al menos a dos fases del motor, cuyo método comprende las etapas siguientes: el microcontrolador lee, por medio del conjunto de voltímetros, las señales de las tensiones eléctricas correspondientes a las tensiones de alimentación de las fases del motor, obtener un valor medio mediante el promedio de los valores de las señales de las tensiones eléctricas, obteniéndose las tensiones por muestreo del período, distribuidas igualmente dentro de un período de tiempo, y comparando el microcontrolador las tensiones correspondientes a las tensiones en las fases con parámetros pre-establecidos y activando los interruptores tan pronto como los parámetros pre-establecidos son obtenidos por las tensiones, caracterizado porque la etapa de comparación incluye comparar el valor promedio de los valores de tensión muestreados en cada voltímetro con la media de los valores de tensión muestreados en cada uno de los otros voltímetros, sumándose o restándose el valor medio de una de las fases de un parámetro proporcional a la velocidad de variación de la rotación del motor.

20 Otro objetivo del presente invento se logra por medio de un sistema para controlar un motor eléctrico de N fases que comprende: un microcontrolador, un conjunto de interruptores conectados a una tensión eléctrica de bus, y asociados al microcontrolador; cuyo microcontrolador está dispuesto para activar selectivamente al menos un par de interruptores, aplicando una tensión de bus al menos a dos fases del motor, estando dispuesto además el microcontrolador para obtener un valor promedio mediante la media de los valores de las señales de las tensiones eléctricas, cuyas tensiones se obtienen por muestreo del período, distribuidas igualmente dentro de un período de tiempo; cuyo sistema comprende además un conjunto de voltímetros asociados al microcontrolador estando conectado el conjunto de voltímetros a las entradas de alimentación de las fases del motor, comprendiendo el microcontrolador, guardadas en su memoria, relaciones pre-establecidas entre las tensiones, y siendo capaz de comparar el valor medido por los voltímetros con las relaciones pre-establecidas de las tensiones medidas por el conjunto de voltímetros; cuyo sistema se caracteriza porque el microcontrolador está dispuesto para comparar el valor promedio de los valores de tensión muestreados en cada voltímetro con la media de los valores de tensión muestreados en cada uno de los otros voltímetros, sumándose o restándose el valor promedio de una de las fases de un parámetro proporcional a la velocidad de rotación del motor.

35 Breve descripción de los dibujos

A continuación se describe el invento con más detalle con referencia a una realización representada en el dibujo.

40 - La Figura 1 representa (a) un diagrama de bloques de un sistema para activar un motor de imán permanente de c.c. sin escobillas, trifásico, de 4 polos, con tensiones con formas de onda trapezoidales de nivel de 120 grados eléctricos y (b) el respectivo diagrama de tiempos;

45 - La Figura 2 representa una superposición de las tensiones inducidas (E_N) por fase, con forma trapezoidal y nivel de 120 grados eléctricos, y de la tensión en el punto común ($V_{COMÚN}$) de un motor ideal de imán permanente del tipo de c.c. sin escobillas;

50 - La Figura 3 representa una superposición de las tensiones V_N y de la tensión en el punto común ($V_{COMÚN}$) indicadas en la Figura 1 y en la Figura 7 para el caso en que las tensiones inducidas (E_N) sean trapezoidales con nivel de 120 grados eléctricos;

55 - La Figura 4 representa una superposición de las tensiones inducidas (E_N) por fase, con forma de onda trapezoidal y un nivel inferior a 120 grados eléctricos, y de la tensión en el punto común ($V_{COMÚN}$) de un motor del tipo de c.c. sin escobillas; esta Figura identifica también la obtención del parámetro $H(r)$;

- La Figura 5 representa una superposición de la tensión V_N y de la tensión en un punto común ($V_{COMÚN}$) indicada en la Figura 1 y en la Figura 7 para el caso en que las tensiones inducidas (V_N) tengan formas de onda trapezoidales con un nivel inferior a 120 grados eléctricos;

60 - La Figura 6 representa la señal de orden de ejecución de los interruptores SW_{2N} a cada posición, las tensiones en las entradas de las fases del motor (F_N) e indica los instantes de conmutación de la posición 2 a la posición 3 y de la posición 3 a la posición 4;

65 - La Figura 7 representa el sistema usado en el presente invento, formado por una unidad rectificadora (40), un filtro rectificador (50), un conjunto de interruptores SW_{2N} conectados entre un potencial V_{BUS} y la tierra GND, un motor eléctrico del tipo de c.c. de imán permanente sin escobillas (20), y un conjunto de voltímetros D_N , un procesador de señal digital (10) + (30);

ES 2 275 708 T3

- La Figura 8 representa la señal de orden de ejecución de los interruptores SW_{2N} , la tensión en una de las fases del motor F_N , la tensión a muestrear f_N , la tensión V_N en el correspondiente devanado del motor, y $f_{N-PROMEDIO}$ resultado del muestreo de la tensión f_N , de acuerdo con el sistema del presente invento;

5 - La Figura 9 representa en un detalle los instantes de muestreo de la tensión f_N en una de las fases del motor, así como la $f_{N-PROMEDIO}$ resultado del tratamiento matemático de las muestras de tensión f_N , para un sistema en el que se aplica la modulación PWM a la tensión en las fases del motor;

10 - La Figura 10 representa (a) las formas de onda experimentales para un motor con un estator de devanados trifásicos de 6 ranuras concentradas con 4 polos, así como (b) una ampliación que muestra el instante de la toma de muestras de la fase A y la media obtenida mediante el tratamiento matemático de las muestras.

Descripción detallada de las figuras

15 La Figura 1(a) muestra la configuración básica de un inversor y (b) las formas de onda ideales cuando se activa una onda trapezoidal en un motor de 4 polos trifásico de imán permanente del tipo de c.c. sin escobillas. En el funcionamiento normal, el control analiza la entrada del observador de tensión y/o de intensidad y activa los interruptores $SW1...SW6$ en la secuencia indicada en la Figura 1 de acuerdo con la posición detectada. En el caso de una sobreintensidad de corriente, indicado por el observador de intensidad, todos los interruptores se abren para proteger al sistema.

20 Con referencia a la Figura 7, el sistema de control del presente invento se realiza totalmente mediante un microcontrolador 10, un convertidor A/D provisto de al menos tres entradas para leer las tensiones f_N en los voltímetros D_N que corresponden a las tensiones en las fases F_N . Evidentemente, el microcontrolador 10 se podría sustituir por un dispositivo equivalente que tenga las mismas características que un microcontrolador asociado a elementos periféricos o a un procesador de señal digital.

30 La Figura 2 muestra las formas ideales de onda superpuestas inducidas por un motor eléctrico de imán permanente trifásico del tipo de c.c. sin escobillas, con tensión trapezoidal y nivel de 120 grados eléctricos. El nivel se define en esta memoria como el ángulo en grados eléctricos en el que las tensiones inducidas permanecen en un valor más alto (nivel positivo) o más bajo (nivel negativo) y aproximadamente constante. En esta figura se pueden ver las siguientes relaciones entre tensiones de fase para cada etapa (posición) de 60 grados eléctricos.

TABLA 1

Relaciones entre tensiones inducidas en el motor

35 Posición 1 $\leftrightarrow E_A \geq E_C > E_B$

40 Posición 2 $\leftrightarrow E_A > E_B \geq E_C$

Posición 3 $\leftrightarrow E_B \geq E_A > E_C$

Posición 4 $\leftrightarrow E_B > E_C \geq E_A$

Posición 5 $\leftrightarrow E_C \geq E_B > E_A$

45 Posición 6 $\leftrightarrow E_C > E_A > E_B$

50 De esta manera, se puede ver que cada posición presenta una relación bien definida entre las tensiones inducidas en las fases del motor. Por ejemplo, en el caso de que la posición actual sea la posición 1, la posición 2 debería iniciarse cuando la tensión inducida en la fase C (E_C) sea igual a la tensión inducida en la fase B (E_B) (véase Figura 2) y ésta sea menor que la tensión inducida en la fase A (E_A). Del mismo modo, la posición 3 debería iniciarse cuando la tensión inducida en la fase B (E_B) sea igual a la tensión inducida en la fase A (E_A) y ésta sea mayor que la tensión inducida en la fase C (E_C).

55 Con referencia a la Figura 3 y a la Figura 7, se puede observar, con respecto a la tierra del circuito GND, las tensiones V_A , V_B y V_C en el punto común del motor $V_{COMÚN}$:

$$V_A = E_A + V_{COMÚN} \quad (1)$$

60 $V_B = E_B + V_{COMÚN} \quad (2)$

$$V_C = E_C + V_{COMÚN} \quad (3)$$

65 La tensión en el punto común del motor $V_{COMÚN}$ para el caso de la tensión trapezoidal con nivel de 120 grados es la mitad del valor de la tensión de bus;

ES 2 275 708 T3

$$V_{\text{COMÚN}} = V_{\text{BUS}}/2. \quad (4)$$

Así, las tensiones V_A , V_B y V_C están dispuestas simétricamente entre la tensión V_{BUS} y la tierra GND. Si la variación de velocidad del motor se efectúa variando directamente la tensión de bus V_{BUS} , es decir, sin modulación PWM, y el motor funciona en vacío, estas tensiones tendrán el valor de nivel positivo igual a la tensión de bus V_{BUS} y el valor de nivel negativo igual al valor de tierra GND según se ha ilustrado en la Figura 3. En esta figura se puede ver que las relaciones entre las tensiones V_A , V_B y V_C son iguales a las relaciones entre las tensiones inducidas E_A , E_B y E_C indicadas en la Tabla 1 Se puede escribir la tabla siguiente

TABLA 2

Relaciones entre las tensiones V_N en las fases del motor

Posición 1	↔	$V_A \geq V_C > V_B$
Posición 2	↔	$V_A > V_B \geq V_C$
Posición 3	↔	$V_B \geq V_A > V_C$
Posición 4	↔	$V_B > V_C \geq V_A$
Posición 5	↔	$V_C \geq V_B > V_A$
Posición 6	↔	$V_C > V_A > V_B$

Para un sistema real, la obtención de tensiones inducidas con un nivel de 120 grados restringe enormemente el proyecto y la construcción del motor. Así, con referencia a la Figura 4, se considera una forma de onda de tensión genérica (nivel inferior a 120 grados). En este caso, las relaciones entre las tensiones inducidas, para cada posición, indicadas en la Tabla 2, continúan siendo ciertas. Sin embargo, nótese que para el caso de nivel de 120 grados, en el instante de conmutación, caracterizado por la igualdad de dos fases, esta igualdad se produce con ambas fases o bien de un valor máximo (nivel positivo) o bien de un valor mínimo (nivel negativo). Por otra parte, en el caso de un nivel inferior a 120 grados, la igualdad entre dos fases cualesquiera (instante de conmutación) ocurre siempre a una diferencia de tensión de $2H$ del valor positivo o negativo.

En la Figura 5, se pueden observar las tensiones V_A , V_B y V_C para el caso de un nivel inferior a 120 grados. En esta situación continúan siendo ciertas las relaciones de la Tabla 2. Nótese que la tensión en el punto común del motor $V_{\text{COMÚN}}$ ya no permanece fija en la mitad de la tensión de bus $V_{\text{BUS}}/2$. El nivel reducido causa una fluctuación de amplitud H alrededor de este valor $V_{\text{BUS}}/2$. Esta distorsión en la tensión en el punto común del motor $V_{\text{COMÚN}}$ da lugar a que la forma de las ondas V_N sea diferente de la forma de las tensiones inducidas E_N . En este caso, la igualdad entre dos de las tensiones V_N (instante de conmutación) ocurre siempre en una diferencia H del nivel positivo o negativo y no de $2H$, como en el caso de las tensiones inducidas E_N .

Para la activación del motor, no se puede tener un acceso directo simultáneo a las N tensiones inducidas E_N . Por tanto, no es posible utilizar directamente las relaciones de la Tabla 1. Además, con el fin de leer estas tensiones, sería necesario tener acceso al punto común del motor, lo cual encarece el circuito de detección y también el proyecto del motor.

Incluso no se puede acceder simultáneamente a las tensiones V_N que se referencian a la tierra GND, debido a las inductancias L_N y resistencias R_N (véase Figura 7) del devanado del motor. Por tanto, tampoco se pueden aplicar las relaciones de la Tabla 2. El punto de detección usado en el presente invento son las entradas de alimentación de las fases del motor F_N (véase Figura 7). Para comprender el método de detección usando estas entradas, se debe observar la Figura 6. Esta figura ilustra las formas de onda de las entradas F_N , obtenidas para el caso de que el nivel de la tensión inducida del motor es menor de 120 grados. En este caso se considera el motor funcionando en vacío y sin modulación de la tensión de bus V_{BUS} . Analizando, a título de ejemplo, la conmutación desde la posición 2 hasta la posición 3: cuando el motor está funcionando en la posición 2, el interruptor SW_1 conecta la entrada F_A a la tensión de bus V_{BUS} , el interruptor SW_6 conecta la entrada F_C a la tierra GND. La entrada F_B está abierta. Por tanto, no hay circulación de corriente en la resistencia R_B y en la inductancia L_B de este devanado, y se tiene que la tensión V_B es el valor de tensión en esta entrada. Resumiendo, en la posición 2, se tiene:

$$\begin{aligned} F_A &= V_{\text{BUS}} \\ F_B &= V_B \\ F_C &= 0 \text{ (TIERRA)} \end{aligned}$$

El instante de la conmutación a la posición 3 debería ocurrir cuando la tensión V_B es igual a la tensión V_A . Sin embargo, observando la Figura 6, se puede ver que en el instante de la conmutación, V_A es igual a $V_{\text{BUS}} - H$ (considerando el motor virtualmente en vacío). De este modo, se puede escribir la siguiente relación a cumplirse en el instante de la conmutación desde la posición 2 hasta la posición 3:

ES 2 275 708 T3

Comutación 2 → 3: $F_B \geq F_A - H > F_V$

Se deduce que en la posición 3:

$$F_A = V_A$$

$$F_B = V_{BUS}$$

$$F_C = 0 \text{ (TIERRA)}$$

El instante de conmutación a la posición 4 debería ocurrir cuando la tensión V_A sea igual a la tensión V_C . Observando la Figura 6, se ve que, en el instante de conmutación V_C , $GND + H$ es válido (considerando el motor virtualmente en vacío). Por tanto, se puede escribir la siguiente relación a satisfacerse en el instante de la conmutación desde la posición 3 hasta la posición 4:

Comutación 3 → 4 $F_B > F_G + H \geq F_A$

Extendiendo el mismo razonamiento para las otras conmutaciones, se llega a la tabla siguiente:

TABLA 3

Relaciones entre las tensiones F_N en los instantes de conmutación

$$\text{Comutación 6} \rightarrow 1 \Leftrightarrow F_A \geq F_C - H > F_B$$

$$\text{Comutación 1} \rightarrow 2 \Leftrightarrow F_A > F_B + H \geq F_C$$

$$\text{Comutación 2} \rightarrow 3 \Leftrightarrow F_B \geq F_A - H > F_C$$

$$\text{Comutación 3} \rightarrow 4 \Leftrightarrow F_B > F_C + H \geq F_A$$

$$\text{Comutación 4} \rightarrow 5 \Leftrightarrow F_C \geq F_B - H > F_A$$

$$\text{Comutación 5} \rightarrow 6 \Leftrightarrow F_C > F_A + H \geq F_B$$

Comparando las tablas 2 y 3, se pueden ver, como diferencias, la sustitución de las tensiones V_N por las tensiones F_N y la inclusión del parámetro H . Como varía la velocidad de rotación del motor, la amplitud de sus tensiones inducidas varía proporcionalmente y, como resultado, se produce la variación del parámetro H . Por tanto, una vez que se ha obtenido el parámetro H para una velocidad de rotación r_0 ($H(r_0)$), se puede obtener su valor para una rotación r cualquiera mediante la expresión:

$$H(r) = (r/r_0) \cdot H(r_0) \tag{5}$$

La obtención del parámetro H para un motor cualquiera se podría hacer de una manera muy sencilla:

- a) imponiendo una velocidad de rotación r_0 al motor, manteniendo al mismo tiempo a todos los interruptores SW_{2N} desconectados;
- b) leyendo las tensiones inducidas E_N ; esto es posible en esta situación, puesto que no circulará corriente a través de las resistencias R_N e inductancias L_N de los devanados.
- c) leyendo el parámetro $H(r_0)$ como siendo la mitad de la diferencia entre el valor de pico de las tensiones inducidas E_p y la tensión E^* que corresponde a la tensión en la que los módulos de tensión reducida en dos fases son iguales entre sí (véase Figura 4);

$$H(r_0) = (E_p - E^*)/2 \tag{6}$$

- d) usando la expresión (6) para obtener $H(r)$ para una velocidad de rotación cualquiera r .

Hasta ahora se ha considerado al motor funcionando en vacío. En el caso de funcionamiento normal del motor, la presencia de corriente en los devanados ocasiona que las tensiones inducidas E_N y por consiguiente las tensiones V_N experimenten una reducción de amplitud, reduciendo también la velocidad de rotación r . De este modo, las amplitudes máximas de las tensiones V_N son menores que la tensión de bus V_{BUS} y sus amplitudes mínimas son mayores que la tierra GND . Por tanto, se debería aumentar el valor de $H(r)$ para compensar esta variación de corriente. Este aumento debería ser proporcional al valor de la intensidad de corriente. Si no se desea utilizar el valor de la intensidad de corriente en el algoritmo de control, se puede añadir la multiplicación por un factor constante $k_i > 1$, durante la

ES 2 275 708 T3

obtención del parámetro $H(r)$ en la etapa anteriormente descrita para compensar las variaciones de intensidad de corriente. Se obtiene así:

$$H(r) = (r/r_0) \cdot H(r) \cdot K_i \quad (7)$$

De este modo, con el motor funcionando en vacío, se tiene siempre el instante de conmutación un poco adelantado con respecto al instante correcto. Cuando aumenta la intensidad de la corriente del motor, el instante de conmutación se retrasa. El valor de K_i se puede ajustar experimentalmente de tal manera que se garantice el buen funcionamiento del motor en la condición de máxima intensidad de corriente. Como sugerencia inicial, se podría usar el valor $K_i = 1,3$.

Si se ajusta K_i en un valor menor que 1, se tendrá una reducción en el valor $H(r)$ y por consiguiente se producirá un retraso en el instante de conmutación. Por tanto, además de usarse para compensar por el aumento en la intensidad de la corriente, esta constante se podría usar para permitir adelantar y retrasar el instante de conmutación.

En relación con el algoritmo de detección, es necesario tener en cuenta el factor de escala del sistema de adquisición indicado en la Figura 7. Los voltímetros D_N presentan un factor de escala K_r dado por

$$K_D = R_1 / (R_1 + R_2) \quad (8)$$

De este modo, en la entrada del convertidor A/D 30 se conectan las tensiones f_N dadas por:

$$f_N = K_D \cdot F_N \quad (9)$$

El parámetro $H(r)$ debería también escalarse mediante el factor de escala K_p . Mediante la adición del factor de escala K_p a la Tabla 3 y sustituyendo H por $H(r)$, se llega a la siguiente tabla para usar en el algoritmo de control:

TABLA 4

Relaciones a probar en el microcontrolador para detectar posición

Commutation 6 → 1	⇒ $f_a \geq f_c - K_D \cdot H(r) > f_b$
Commutation 1 → 2	⇒ $f_a > f_b + K_D \cdot H(r) \geq f_c$
Commutation 2 → 3	⇒ $f_b \geq f_a - K_D \cdot H(r) > f_c$
Commutation 3 → 4	⇒ $f_b > f_c + K_D \cdot H(r) \geq f_a$
Commutation 4 → 5	⇒ $f_c \geq f_b - K_D \cdot H(r) > f_a$
Commutation 5 → 6	⇒ $f_c > f_a + K_D \cdot H(r) \geq f_b$

(Commutation = conmutación)

En la aplicación final, la variación de la velocidad de rotación del motor se podría obtener variando directamente la tensión V_{BUS} (véase Figura 4), o mediante la modulación de la tensión aplicada al motor por medio de los interruptores SW_1, SW_2, \dots, SW_6 .

Por ejemplo, en el caso de que la modulación se realice por medio de los interruptores SW_1, SW_3 y SW_5 , la tensión en la fase A (y también en las fases restantes) tendrá la forma indicada en la Figura 8.

El filtro R_1C presente en D_N (véase Figura 4) atenúa las variaciones de tensión en esta fase. De este modo, se obtiene una forma de onda similar a f_a indicada en la Figura 6.

En este caso, con el fin de hacer las comparaciones entre las tensiones observadas en cada fase, de acuerdo con la Tabla 4, es necesario filtrar totalmente la modulación presente en f_a, f_b y f_c . Para ello, se calcula la media de las tensiones en cada período de modulación T . La frecuencia de muestreo usada para medir la tensión f_N debería sincronizarse con la frecuencia de modulación F .

En cada período de modulación, se muestrean siempre k valores, igualmente espaciados, de cada fase, es decir, la frecuencia de muestreo viene dada por:

$$F_s = k \cdot F \quad (10)$$

La suma de estos k valores dividida por el número de muestreos representa el valor promedio aproximado de la tensión a lo largo del período de modulación T . Esta operación se realiza en cada muestreo de la tensión f_N , permitiendo

ES 2 275 708 T3

obtener el valor promedio de $f_{N-PROMEDIO}$, cada ciclo de muestreo de la tensión f_N , es decir, en una frecuencia k veces tan alta como el período de modulación PWM de la tensión en las fases del motor.

Con el fin de evitar la necesidad de esperar un período completo T para tener disponible el valor promedio, se ha adoptado el procedimiento siguiente: en cada período de muestreo $T_s = 1/F_s$, se suma el valor muestreado a las muestras anteriores $k - 1$ y el resultado se divide por k . Dicho de un modo más sencillo, la técnica propuesta para determinar el valor de $f_{N-PROMEDIO}$ consiste en la media aritmética de las últimas k muestras.

Esta técnica aporta una resolución óptima en la determinación del instante correcto de modulación para el motor, incluso para frecuencias de conmutación relativamente bajas PWM.

A título de ejemplo, la Figura 9 representa la ampliación del detalle indicado en la Figura 8. En este ejemplo, se consideran 5 muestras por período de modulación ($k = 5$). Después de la quinta muestra del período de modulación n , se tendrá como valor promedio:

$$(11) f_{n-AVERAGE 5} (n) = \frac{f_{a5}(n) + f_{a4}(n) + f_{a3}(n) + f_{a2}(n) + f_{a1}(n)}{5}$$

(Average = promedio)

Entrando en el período de modulación $n + 1$, el valor máximo de f_a será:

$$(12) f_{n-AVERAGE 1} (n+1) = \frac{f_{a1}(n+1) + f_{a5}(n) + f_{a4}(n) + f_{a3}(n) + f_{a2}(n)}{5}$$

y entonces:

$$(12) f_{n-AVERAGE 2} (n+1) = \frac{f_{a2}(n+1) + f_{a1}(n+1) + f_{a5}(n) + f_{a4}(n) + f_{a3}(n)}{5}$$

(AVERAGE = PROMEDIO)

De este modo, en cada período de muestreo T_s , se tiene el valor de f disponible. Es importante observar que la frecuencia de corte del filtro R_1C debería ser menor que la mitad de la frecuencia de muestreo ($F_C < F_s/2$), respetando así el criterio de Nyquist. Como una buena estimación se puede usar $1/4$ de la frecuencia de muestreo, o menos. Para la frecuencia de muestreo se puede utilizar, por ejemplo, $4 \cdot F$ o más, con el fin de tener un buen promedio. Por tanto, como una sugerencia:

$$F_s \leq 4 \cdot F \quad (14)$$

$$F_c \leq 2 \cdot F_s \quad (15)$$

En la Figura 8, la línea de trazos indica el valor promedio $f_{a-PROMEDIO}$ obtenido con la técnica propuesta. Nótese que la forma de $f_{a-PROMEDIO}$ en la Figura 6 es la misma de F_A en la Figura 6, donde no hay modulación PWM de la tensión en la fase del motor.

Entonces se obtiene que, con la técnica propuesta, el efecto de la modulación PWM sobre las tensiones de las fases se filtra virtualmente en su totalidad, sin presentar un inconveniente significativo entre el valor real de la media y los valores calculados, permitiendo de ese modo usar las relaciones indicadas en la Tabla 4, de donde se obtiene los valores promedio (véase Tabla 6) para determinar el aumento de conmutación del motor.

ES 2 275 708 T3

TABLA 5

Tabla final de comparaciones para usar en el algoritmo

5	Commutation 6 → 1 ⇔ $f_{a-AVERAGE} \geq f_{c-AVERAGE} - K_D \cdot H(r) > f_{b-AVERAGE}$
	Commutation 1 → 2 ⇔ $f_{a-AVERAGE} > f_{b-AVERAGE} + K_D \cdot H(r) \geq f_{c-AVERAGE}$
	Commutation 2 → 3 ⇔ $f_{b-AVERAGE} \geq f_{a-AVERAGE} - K_D \cdot H(r) > f_{c-AVERAGE}$
	Commutation 3 → 4 ⇔ $f_{b-AVERAGE} > f_{c-AVERAGE} + K_D \cdot H(r) \geq f_{a-AVERAGE}$
10	Commutation 4 → 5 ⇔ $f_{c-AVERAGE} \geq f_{b-AVERAGE} - K_D \cdot H(r) > f_{a-AVERAGE}$
	Commutation 5 → 6 ⇔ $f_{c-AVERAGE} > f_{a-AVERAGE} + K_D \cdot H(r) \geq f_{b-AVERAGE}$

(Commutation = Conmutación, Average = promedio)

15 Un punto importante a tener en cuenta en el uso de la técnica de filtración propuesta para la observación de las tensiones inducidas en las fases del motor es que este proceso permite vigilar la posición del rotor k veces en cada período de modulación PWM de la tensión aplicada en las fases del motor. De este modo, aún en el caso de usar una frecuencia de modulación baja (por ejemplo 1 KHz o menor) todavía se obtiene una buena resolución durante la detección de la posición del motor y del instante adecuado de conmutación.

20 A título de ejemplo, considérese la Figura 10a. Esta figura presenta los resultados experimentales obtenidos en el control de un motor de imán permanente de 4 polos, tipo c.c. sin escobillas con 6 ranuras, siendo $F = 1,2$ KHz, $F_c = 3,3$ KHz, $F_s = 6 \cdot F = 19,2$ KHz. La velocidad de rotación es de 1600 rpm. En la Figura 10b se presentan a escala ampliada 2 ciclos de PWM y también se han indicado los instantes de muestreo. Según se ha comentado anteriormente, aunque la frecuencia de modulación es baja, la técnica matemática de filtración propuesta en este invento permite vigilar el cambio de posición 16 veces en cada período T. De este modo, se tiene una resolución excelente en la detección de la posición. Es importante notar que las amplitudes de las señales representadas en la Figura 10a están a escalas diferentes, sirviendo únicamente como una referencia cualitativa.

30 Con referencia a la Figura 10, el pico de tensión observado en la fase A después de la conmutación 5 → y la ausencia de tensión después de la conmutación 2 →3 caracterizan el período de desmagnetización de esta fase. La desmagnetización es el período requerido para el caso de extinción de la intensidad de la corriente que circula en una fase determinada, tras la terminación del período de aplicación de la corriente en esta fase, es decir, después de la conmutación desde una posición x a la posición siguiente x + 1. La desmagnetización causa una distorsión en la forma de onda de la tensión observada en los terminales del motor. Para prevenir que esta distorsión afecte a la detección de la posición, existe un determinado período de retardo T_D después de cada conmutación, en el que no se realiza la conmutación entre las tensiones F_N . Una ventaja del método del presente invento en comparación con el método tradicional de detectar el cero de las tensiones inducidas es que, en el método de detección del cero, el período de desmagnetización no puede exceder de 30 grados eléctricos, dado que en este caso no se puede detectar el cero que ocurre exactamente después de 30 grados. En el método del presente invento, la desmagnetización podría exceder de 30 grados sin causar ningún problema en absoluto en la detección, y para ello es suficiente ajustar convenientemente el período de retardo T_D .

45 Es importante notar que, tanto el filtro R₁C como el proceso del cálculo matemático de la media causan un retardo del resultado. Sin embargo, este retardo, aunque es corto y tiene poca influencia, se puede compensar simplemente ajustando el parámetro H(r).

50 Si la PWM de modulación es el 100%, la tensión V_{BUS} será continua, y no es necesario realizar el muestreo; en este caso particular, es posible llevar a cabo la detección de la posición simplemente observando las tensiones en las fases y luego comparando estos valores de acuerdo con la Tabla 4. El ritmo de muestreo en situaciones en las que el muestreo sea menor del 100% debería ser adecuado para garantizar una buena resolución en la máxima velocidad de rotación del motor. En esta velocidad de rotación, la frecuencia eléctrica del motor vendrá dada por:

$$55 \quad F_{EL} = \frac{n \cdot p}{60} = \frac{4500 \cdot 2}{60} = 150 \text{ Hz} \quad (16)$$

donde:

60 n = velocidad de rotación del motor en rpm; y

p = número de pares de polos.

65 Como cada período eléctrico presenta 6 posiciones diferentes, se tendrá un período mínimo por posición para este motor de:

ES 2 275 708 T3

$$T_{\text{POS MINIMUM}} = \frac{1}{6.150 \text{ Hz}} = 1.11 \text{ ms} \quad (17)$$

5 (POS MINIMUM = POSICIÓN MÍNIMA)

De este modo, un buen valor a usar para mantener una buena resolución en la máxima velocidad de rotación es de 10 muestras por posición. Entonces se obtiene el siguiente valor para la frecuencia de muestreo

10

$$F_s = \frac{10}{T_{\text{POS MINIMUM}}} = 9.09 \text{ kHz} \quad (18)$$

15

Evidentemente, el objeto del presente invento es aplicable a motores de construcción similar a la de los motores de imán permanente y que tengan cualquier número de polos y fases, siendo necesario únicamente conformarse a la aplicación particular.

20

Habiéndose descrito una realización preferida, deberá entenderse que el alcance del presente invento abarca otras variaciones posibles, que están limitadas solamente por el contenido de las reivindicaciones adjuntas, que incluyen los equivalentes posibles.

25

30

35

40

45

50

55

60

65

ES 2 275 708 T3

REIVINDICACIONES

1. Un método de controlar un motor eléctrico de n fases (F_N) que comprende:

5 - un microcontrolador (10);

- un conjunto de voltímetros (D_N) asociados al microcontrolador (10);

10 - un conjunto de interruptores (SW_{2N}) conectados a una tensión eléctrica de bus (V_{BUS}), y asociados al microcontrolador (10);

- activando selectivamente el microcontrolador (10) al menos a un par de interruptores (SW_{2N}), aplicando una tensión de bus (V_{BUS}) al menos a dos fases (F_N) del motor (20), cuyo método comprende las etapas siguientes:

15 - leer el microcontrolador (10), por medio del conjunto de voltímetros (D_N), las señales de las tensiones eléctricas (f_N) correspondientes a las tensiones de alimentación en las fases (F_N) del motor (20),

20 - obtener un valor promedio ($f_{N-PROMEDIO}$) por la media de los valores de las señales de las tensiones eléctricas (f_N), cuyas tensiones (f_N) se obtienen por muestreo en un período (T_S), en muestras igualmente distribuidas dentro de un período de tiempo (T),

- comparar el microcontrolador (10) las tensiones (f_N) correspondientes a las tensiones en las fases (F_N) con parámetros pre-establecidos y activar los interruptores (SW_{2N}) tan pronto como se obtengan los parámetros pre-establecidos mediante las tensiones (f_N),

25 - **caracterizado** porque la etapa de comparación incluye:

30 - comparar el valor promedio ($f_{N-PROMEDIO}$) de los valores de tensión (f_N) muestreados en cada voltímetro (D_N) con el promedio de los valores de tensión ($f_{N-PROMEDIO}$) muestreados en cada uno de los demás voltímetros (D_N), en el que el valor promedio ($f_{N-PROMEDIO}$) de una de las fases se suma o se resta de un parámetro ($H(r)$) proporcional a la velocidad de rotación del motor (20).

2. Un método de acuerdo con la reivindicación 1, **caracterizado** porque, antes de la etapa de leer las tensiones (f_N), los valores se convierten mediante un convertidor A/D (30).

3. Un método de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 ó 2, **caracterizado** porque:

40 - los interruptores (SW_{2N}) comprenden interruptores (SW_1) a (SW_6) y el voltímetro (D_N) comprende los voltímetros (D_A) hasta (D_C), y la etapa de comparar las tensiones (f_N) correspondientes a las tensiones en las fases (F_N);

45 - una primera combinación de interruptores (SW_1) y (SW_4) se activa cuando el valor promedio de la tensión ($f_{a-PROMEDIO}$) en el voltímetro (D_A) es mayor o igual al valor promedio de la tensión ($f_{c-PROMEDIO}$) en el voltímetro (D_C) restado del parámetro ($H(r)$), y el valor promedio de la tensión ($f_{c-PROMEDIO}$) en el voltímetro (D_C) restado del parámetro ($H(r)$) es mayor que el valor promedio de tensión ($f_{b-PROMEDIO}$) en el voltímetro (D_B);

50 - una segunda combinación de interruptores (SW_1) y (SW_6) se activa cuando el valor promedio de la tensión ($f_{a-PROMEDIO}$) en el voltímetro (D_A) es mayor que el valor promedio de la tensión ($f_{b-PROMEDIO}$) en el voltímetro (D_B) sumado al parámetro ($H(r)$), y el valor promedio de la tensión ($f_{b-PROMEDIO}$) en el voltímetro (D_B) sumado al parámetro ($H(r)$) es mayor o igual al valor promedio de la tensión ($f_{c-PROMEDIO}$) en el voltímetro (D_C),

55 - una tercera combinación de interruptores (SW_3) y (SW_6) se activa cuando el valor promedio de la tensión ($f_{b-PROMEDIO}$) en el voltímetro (D_B) es mayor o igual al valor promedio de la tensión ($f_{a-PROMEDIO}$) en el voltímetro (D_A) restado del parámetro ($H(r)$), y el valor promedio de la tensión ($f_{a-PROMEDIO}$) en el voltímetro (D_A) restado del parámetro ($H(r)$) es mayor que el valor promedio de la tensión ($f_{c-PROMEDIO}$) en el voltímetro (D_C);

60 - una cuarta combinación de interruptores (SW_2) y (SW_3) se activa cuando el valor promedio de la tensión ($f_{b-PROMEDIO}$) en el voltímetro (D_B) es mayor que el valor promedio de la tensión ($f_{c-PROMEDIO}$) en el voltímetro (D_C) sumado al parámetro ($H(r)$) y el valor promedio de la tensión ($f_{c-PROMEDIO}$) en el voltímetro (D_C) sumado al parámetro ($H(r)$) es mayor o igual al valor promedio de la tensión ($f_{a-PROMEDIO}$) en el voltímetro (D_A);

65 - una quinta combinación de interruptores (SW_2) y (SW_5) se activa cuando el valor promedio de la tensión ($f_{c-PROMEDIO}$) en el voltímetro (D_C) es mayor o igual al valor promedio de la tensión ($f_{b-PROMEDIO}$) en el

ES 2 275 708 T3

voltímetro (D_B) restado del parámetro ($H(r)$), y el valor promedio de la tensión ($f_{b-PROMEDIO}$) en el voltímetro (D_B) restado del parámetro $H(r)$) es mayor que el valor promedio de la tensión ($f_{a-PROMEDIO}$) en el voltímetro (D_A);

- 5 - una sexta combinación de interruptores (SW_4) y (SW_6) se activa cuando el valor promedio de la tensión ($f_{c-PROMEDIO}$) en el voltímetro (D_C) es mayor que el valor promedio de la tensión ($f_{a-PROMEDIO}$) en el voltímetro (D_A) sumado al parámetro $H(r)$, y el valor promedio de la tensión $f_{a-PROMEDIO}$ en el voltímetro (D_A) sumado al parámetro $H(r)$ es mayor o igual al valor promedio de la tensión ($f_{b-PROMEDIO}$) en el voltímetro (D_B).

10

4. Un método de acuerdo con la reivindicación 3, **caracterizado** porque, cuando se activan las combinaciones de interruptores (SW_1) a (SW_6), el parámetro ($H(r)$) es el resultado de la multiplicación del parámetro ($H(r)$) por un factor de escala (K_D).

- 15 5. Un método de acuerdo con la reivindicación 4, **caracterizado** porque la etapa de comparar la media ($f_{N-PROMEDIO}$) de los valores de las tensiones (f_N) muestreadas en cada voltímetro (D_N) con la media de los valores de tensiones ($f_{N-PROMEDIO}$) muestreados en cada uno de los demás voltímetros (D_N) se realiza en cada ciclo de muestreo (T_S) de las tensiones (f_N) en los voltímetros (D_N).

- 20 6. Un método de acuerdo con la reivindicación 5, **caracterizado** porque el muestreo de las tensiones (f_N) en los voltímetros (D_N) corresponde a la tensión en las fases del motor (F_N) se realiza k veces dentro del período de tiempo (T).

- 25 7. Un método de acuerdo con la reivindicación 6, **caracterizado** porque el período de tiempo (T) es igual al período de modulación PWM en las fases del motor cuando se aplica esta modulación PWM.

8. Un método de acuerdo con la reivindicación 7, **caracterizado** porque el valor promedio ($f_{N-PROMEDIO}$) de la tensión muestreada en cada uno de los voltímetros (D_N) de tensión (f_N) de las fases del motor se obtiene calculando la media aritmética de las últimas k muestras.

30

9. Un método de acuerdo con la reivindicación 8, **caracterizado** porque el valor ($H(r_0)$) es el resultado de la mitad de la diferencia entre el valor máximo de una tensión inducida (E_p) observada en una fase, en una velocidad de rotación (r_0) del motor (20), y una tensión (E^*) observada en dos fases, cuando estos valores de la tensión inducida (E_N) en las dos fases son iguales entre sí.

35

10. Un método de acuerdo con la reivindicación 9, **caracterizado** porque el parámetro ($H(r)$) a sumar o restar del valor promedio ($f_{N-PROMEDIO}$) de la tensión muestreada en el voltímetro (D_N) de tensión de una de las fases es igual a la relación entre una velocidad de rotación dada (r) y la velocidad de rotación (r_0) multiplicada por el valor ($H(r_0)$) medido en la velocidad de rotación (r_0) y multiplicado por la constante de ajuste (k_i).

40

11. Un método de acuerdo con la reivindicación 10, **caracterizado** porque el uso del parámetro ($H(r)$) es proporcional a la velocidad de rotación (r) para desfazar el instante de activación de una nueva combinación de interruptores (SW_{2N}).

- 45 12. Un sistema para controlar un motor eléctrico (20) de N fases que comprende:

un microcontrolador (10), un conjunto de interruptores (SW_{2N}) conectados a una tensión eléctrica de bus (V_{BUS}), y asociados al microcontrolador (10):

- 50 estando dispuesto el microcontrolador (10) para activar selectivamente al menos un par de los interruptores (SW_{2N}), aplicando la tensión de bus (V_{BUS}) al menos a dos fases (F_N) del motor (20):

estando dispuesto además el microcontrolador (10) para obtener un valor promedio (F_N) mediante la media de los valores de las señales de las tensiones eléctricas (F_N), cuyas tensiones (F_N) se obtienen por muestreo del período (TS) distribuido igualmente dentro de un período de tiempo (T);

55

comprendiendo además el sistema un conjunto de voltímetros (D_N) asociados al microcontrolador (10), cuyo conjunto de voltímetros (D_N) está conectado a las entradas de alimentación de las fases (F_N) del motor (20);

- 60 comprendiendo el microcontrolador (10), guardadas en su memoria, relaciones pre-establecidas entre las tensiones (f_N) y siendo capaz de comparar el valor medido por los voltímetros (D_N) con relaciones pre-establecidas del sistema **caracterizado** porque:

el microcontrolador está dispuesto para comparar el valor promedio ($f_{N-PROMEDIO}$) de los valores de tensión (f_N) muestreados en cada voltímetro (D_N) con el promedio de los valores de tensión ($f_{N-PROMEDIO}$) muestreados en cada uno de los demás voltímetros (D_N), en el que el valor promedio ($f_{N-PROMEDIO}$) de una de las fases que se suma o se resta de un parámetro ($H(r)$) es proporcional a la velocidad de rotación del motor (20).

65

ES 2 275 708 T3

13. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 12, **caracterizado** porque un convertidor A/D (30) está asociado al microcontrolador (10) para convertir las señales leídas por el conjunto de voltímetros (D_N).

5 14. Un sistema de acuerdo con las reivindicaciones 12 ó 13, **caracterizado** porque el conjunto de voltímetros (D_N) comprende un divisor resistivo asociado a un condensador, con el fin de formar un filtro RC que presenta un factor de escala (KD) de relación entre la tensión (f_N) y la tensión en la fase (F_N).

10 15. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 14, **caracterizado** porque un microcontrolador (10) lee el valor de la tensión (f_N) por medio de una frecuencia de muestreo (T_s) k veces tan alta como la frecuencia de modulación PWM.

16. Un motor eléctrico (20) de N fases que comprende un sistema como se ha reivindicado en una cualquiera de las reivindicaciones 12 a 15.

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

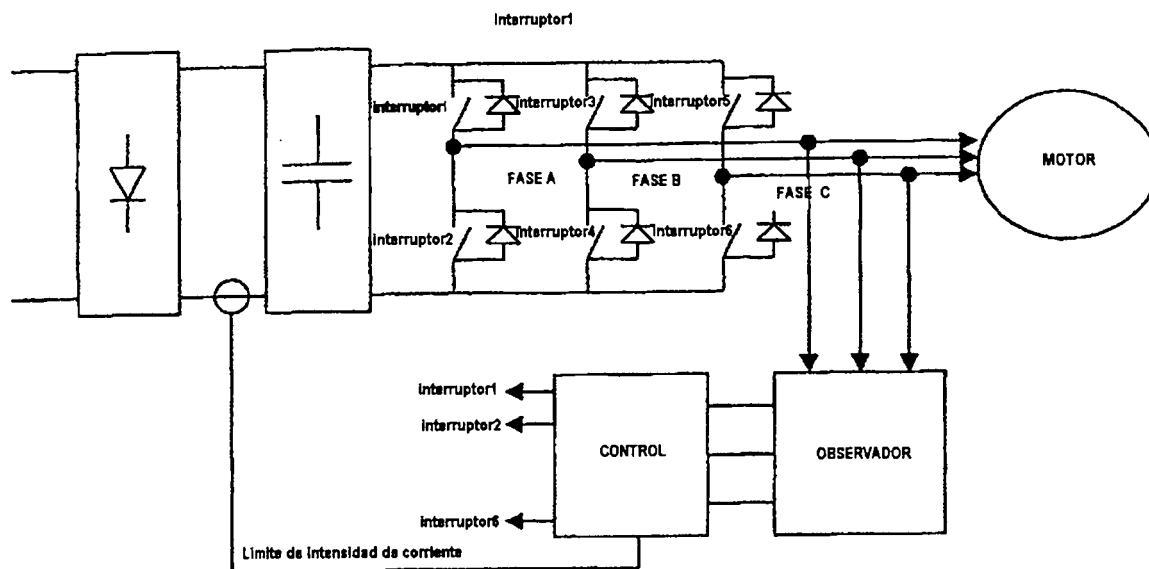


FIG.1a

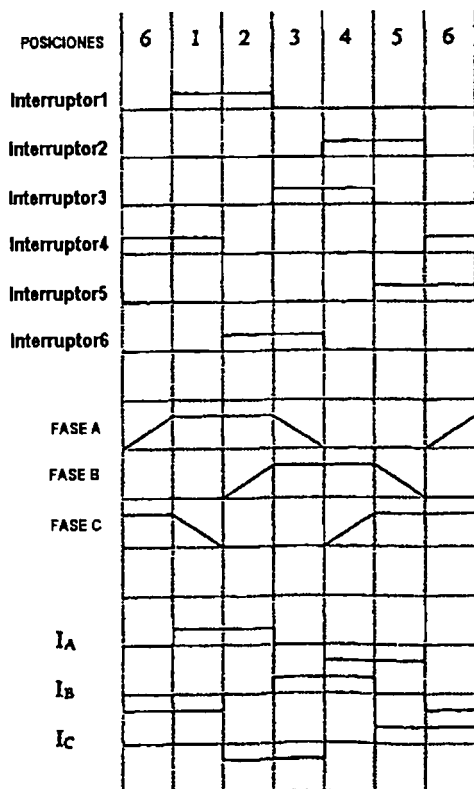
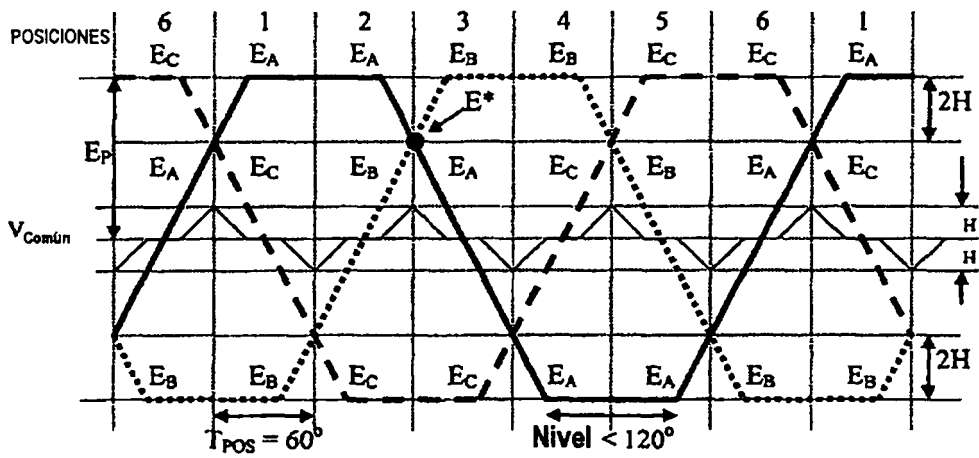
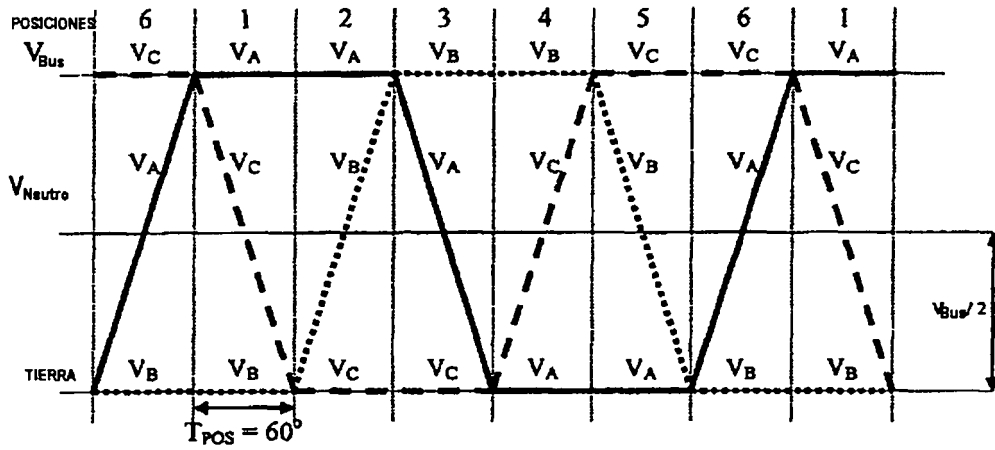
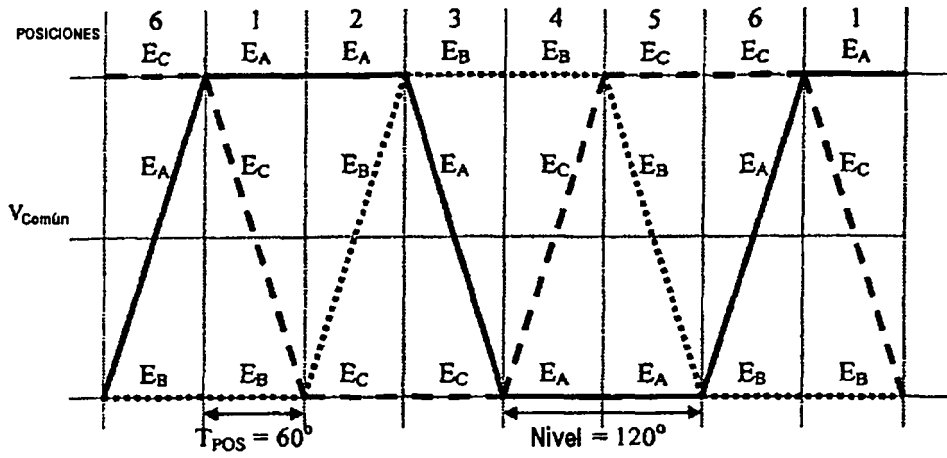


FIG.1b



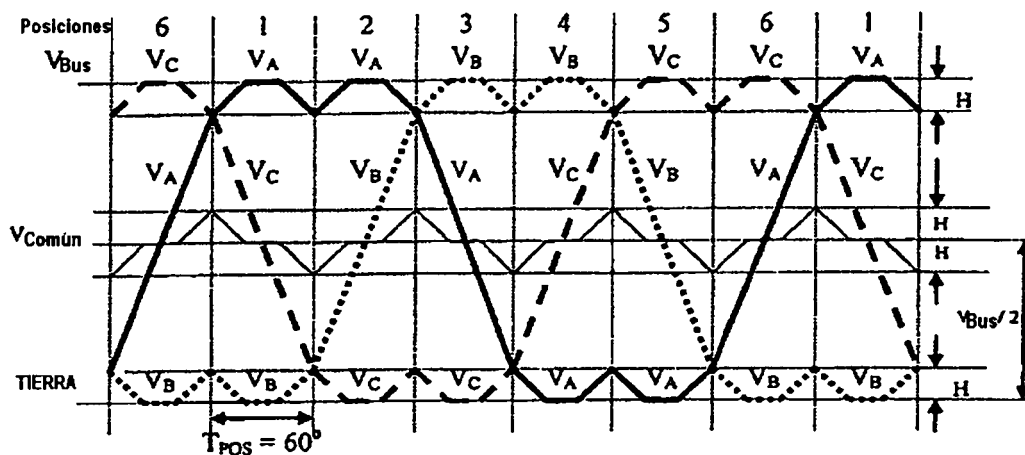


FIG. 5

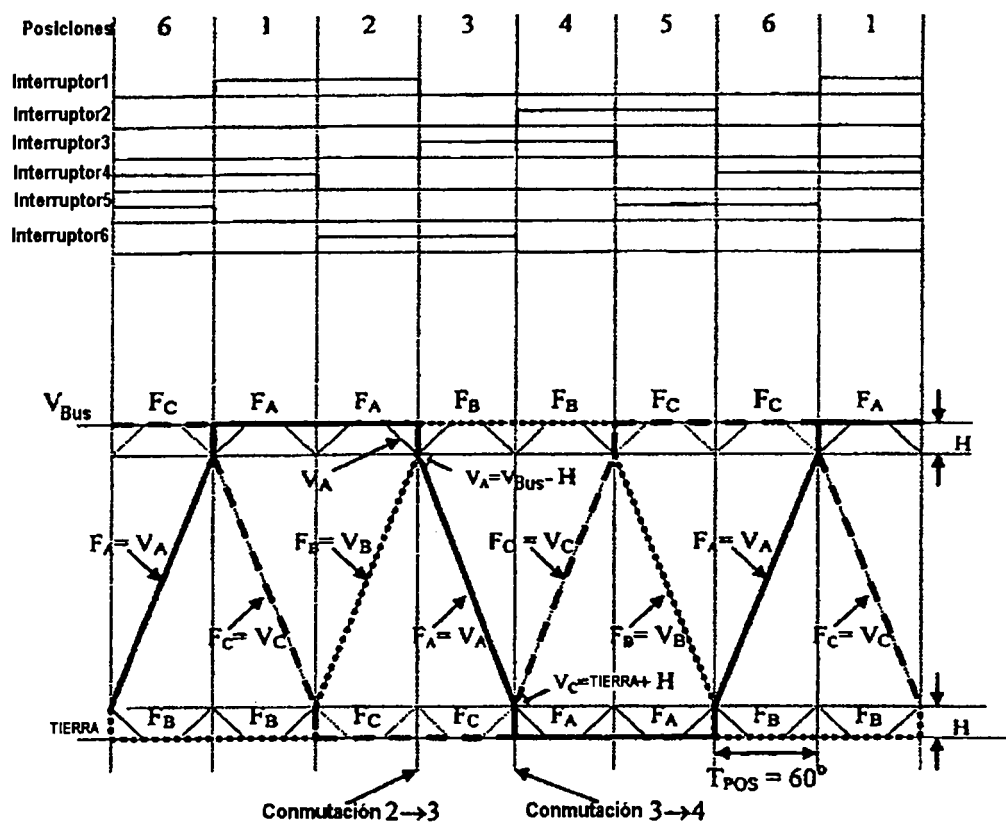


FIG. 6

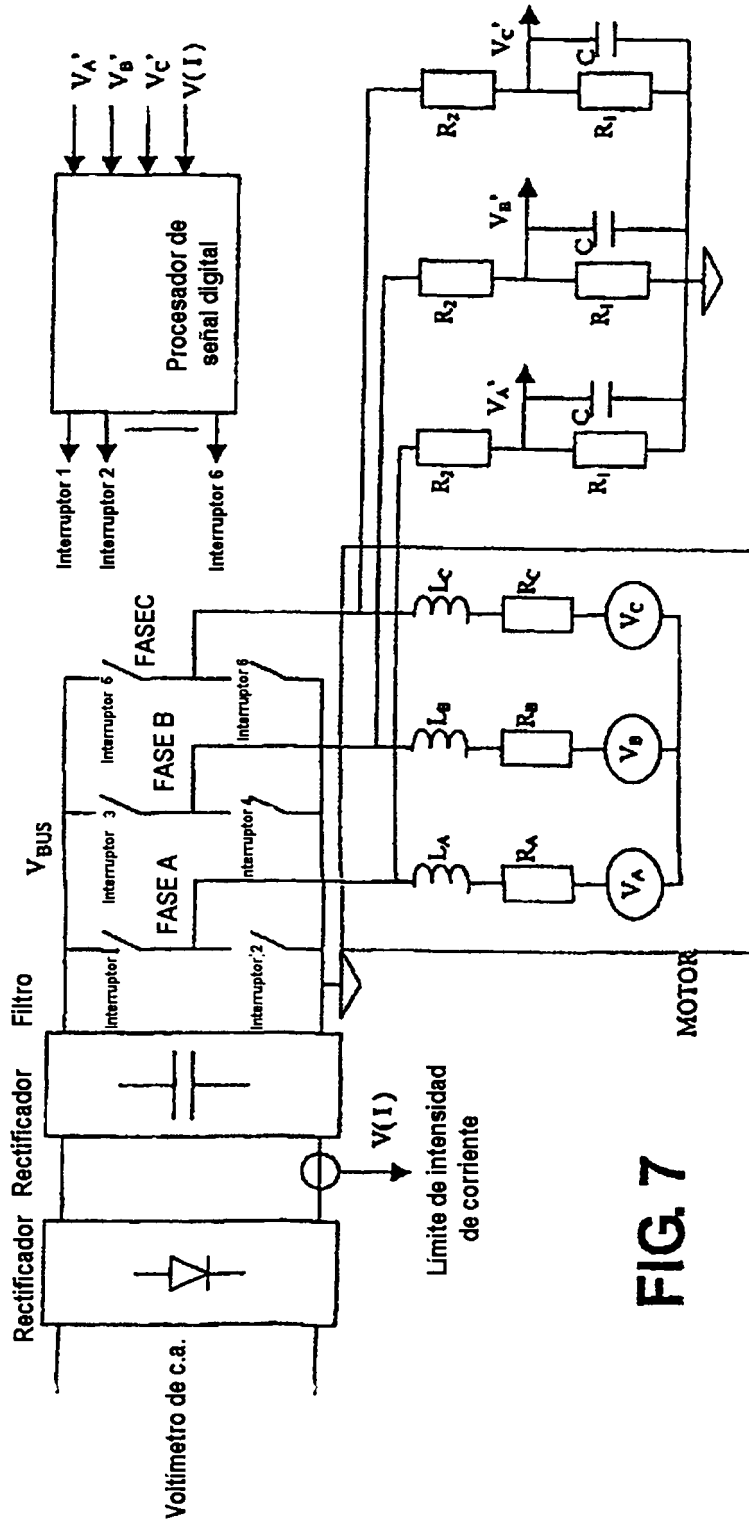


FIG. 7

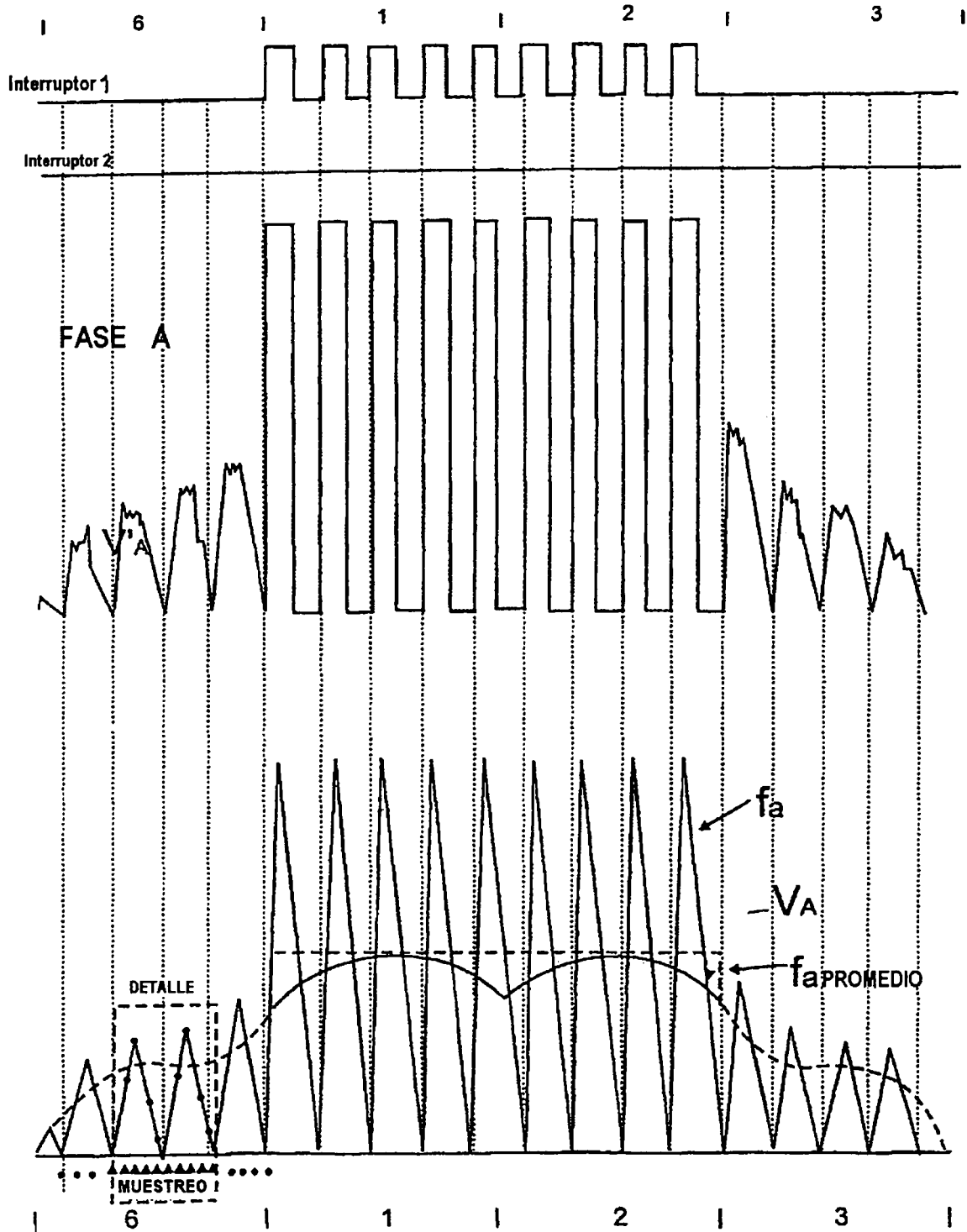


FIG.8

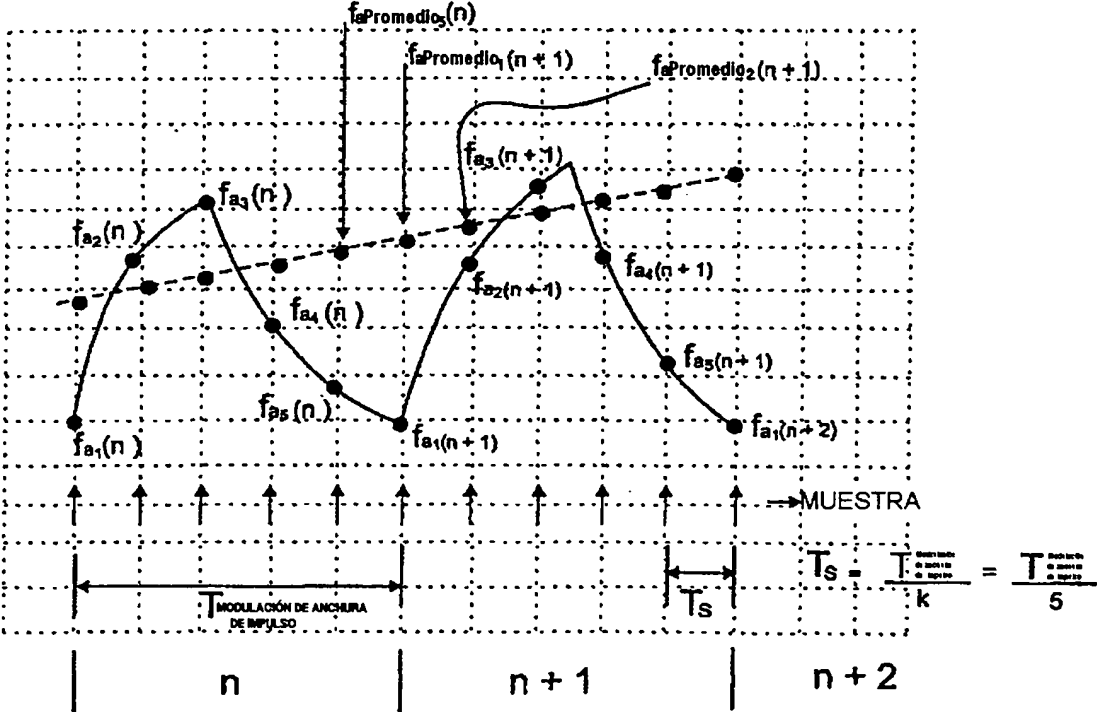


FIG.9

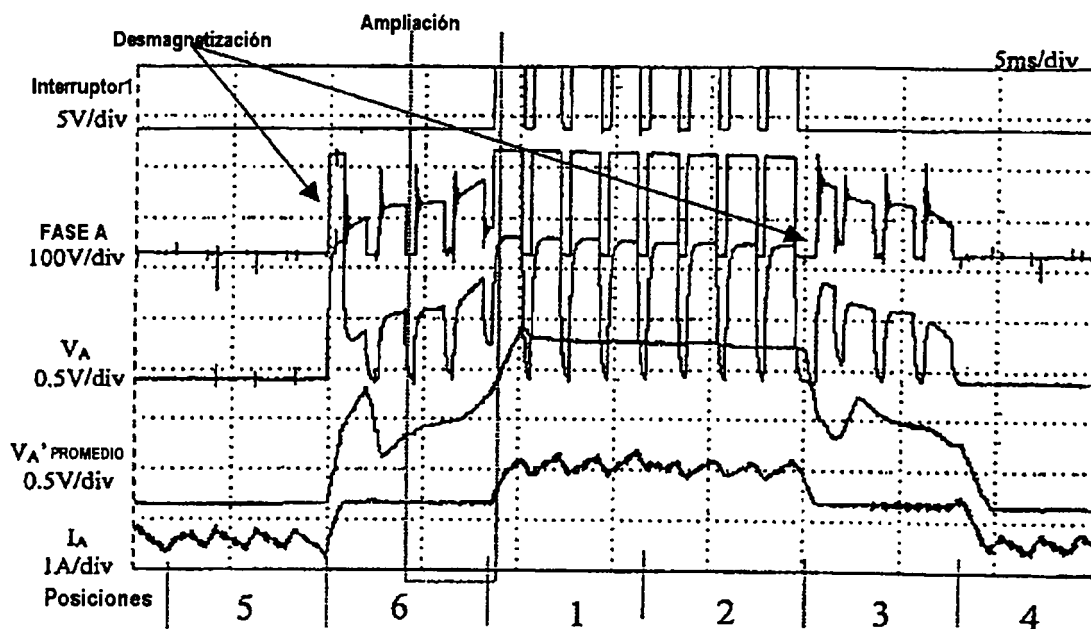


FIG. 10a

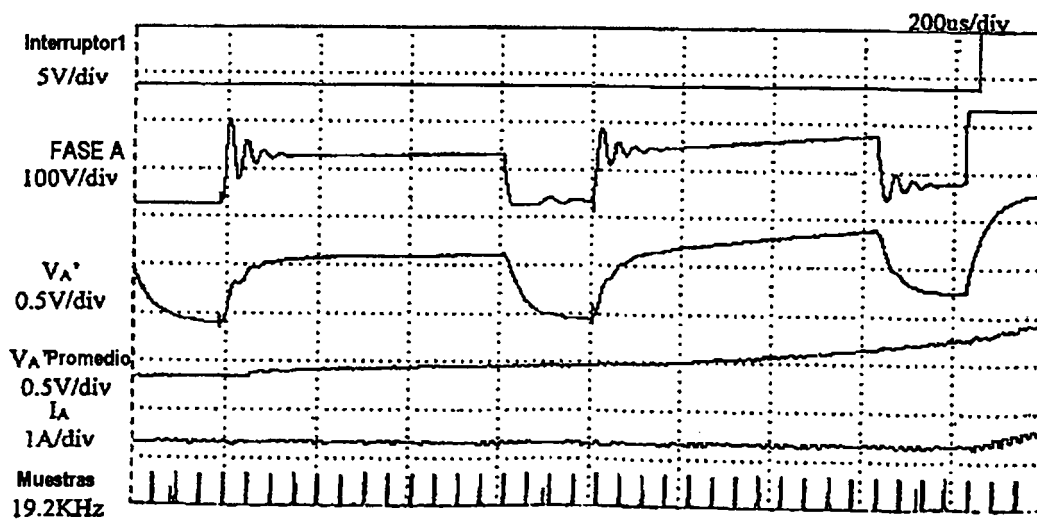


FIG. 10b