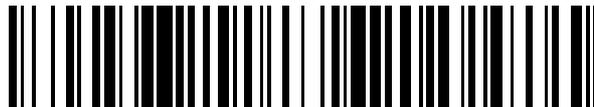


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 433 682**

51 Int. Cl.:

H02P 6/14 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **05.01.2007 E 07718317 (6)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **14.08.2013 EP 1974457**

54 Título: **Procedimiento de mando de una máquina eléctrica rotatoria polifásica**

30 Prioridad:

20.01.2006 FR 0600536

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
12.12.2013

73 Titular/es:

**VALEO EQUIPEMENTS ELECTRIQUES MOTEUR
(100.0%)**

**2, RUE ANDRÉ BOULLE
94046 CRÉTEIL CEDEX, FR**

72 Inventor/es:

**MASFARAUD, JULIEN;
DOFFIN, HUGUES y
BOUDJEMAI, FAROUK**

74 Agente/Representante:

PÉREZ BARQUÍN, Eliana

ES 2 433 682 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 de mando de una máquina eléctrica rotatoria polifásica

5 **Campo de la invención**

La invención se refiere a un procedimiento de mando de una máquina eléctrica rotatoria polifásica reversible, en la que al menos un circuito bobinado se alimenta a través de un puente de interruptores, tal como por ejemplo un alternador-arrancador.

10

Estado de la técnica

Una máquina eléctrica rotatoria comprende clásicamente un rotor y un estator. Uno de estos elementos es recorrido por una corriente continua y genera así un campo magnético constante y de orientación fija con respecto a este elemento. El otro elemento comprende una pluralidad de devanados distintos y espaciados angularmente; cada devanado es recorrido por una corriente desfasada con respecto a la de los otros devanados de manera que crea un campo magnético rotatorio. La coexistencia del campo de orientación fijo del elemento primero y del campo rotatorio del elemento segundo conllevan la rotación de estos elementos uno con respecto al otro, es decir, la rotación del rotor con respecto al estator.

15

20

Las diferentes corrientes se inyectan generalmente en los devanados del elemento polifásico a través de un puente formado por interruptores de potencia (en general diodos asociados a transistores de potencia).

25

Este puente de potencia es pilotado en general por un módulo electrónico que fija los instantes de apertura y de cierre de los interruptores y mando así como la fase de las diferentes corrientes a través de los devanados.

30

Con el fin de determinar los instantes de mando de los interruptores, el módulo electrónico utiliza normalmente señales representativas de la posición del rotor con respecto al estator, tal como por ejemplo sensores de posición regularmente repartidos por la circunferencia de la máquina rotatoria, que envía cada uno señales periódicas con la frecuencia de rotación del rotor y desfasadas una con respecto a la otra.

35

El documento FR-A-2026121 describe un procedimiento de mando de una máquina eléctrica rotatoria polifásica reversible (2), en la que al menos un circuito bobinado se alimenta a través de un puente (4) de interruptores, con las siguientes etapas:

- mando del puente (4) para liberar en el circuito bobinado una tensión periódica con un desajuste (α) de fase con respecto a una fuerza electromotriz inducida en dicho circuito bobinado, tal como se genera un par motor ($+M_n$), teniendo el desajuste (α) de fase inicialmente un valor primero (x);

40

- mando del puente (4) para liberar en el circuito bobinado una tensión periódica con un desajuste (α) de fase que conlleva la realización de un par comprendido entre dicho par motor ($+M_n$) y el opuesto ($-M_n$) de dicho par motor, tomando el desajuste una pluralidad de valores durante este mando;

45

- basculación del puente (4) en modo rectificación.

50

El documento FR-A-0260176 describe un procedimiento de mando de una máquina eléctrica reversible que puede funcionar ya sea con generador (alternador) ya sea con motor, destinada a un vehículo automóvil, comprendiendo esta máquina un inducido (4) y un inductor (1) bobinados, el inductor (1) siendo controlado, durante el funcionamiento con alternador por un regulador (2a). Durante el funcionamiento con motor, se controla la tensión de alimentación del inducido (4) y/o la excitación (1) con el fin de obtener las características deseadas en fuerza-velocidad.

55

En el caso en que la máquina eléctrica rotatoria es reversible, el puente de potencia juega el papel de un puente rectificador durante el funcionamiento en modo rectificación del puente de potencia que corresponde a un funcionamiento de tipo alternador de la máquina.

60

Con el fin de acercarse a un par óptimo en una zona más importante de velocidades de rotación, el documento WO 2004/100351 propone tratar las señales resultantes de los sensores por ponderación y suma, en la práctica por medio de un circuito analógico compuesto de condensadores y de resistencias, lo que permite realizar desajustes de fase continuamente variables en toda la zona de las velocidades de rotación.

65

Gracias a este tipo de solución, es posible suministrar un par consecuente igual para velocidades de rotación importantes, lo que puede ser por ejemplo utilizado para ayudar a un motor térmico durante las fases de aceleración de un vehículo.

No obstante, cuando se cambia directamente al funcionamiento en modo alternador en estas condiciones, por

ejemplo al final de la fase de aceleración del vehículo, la fuerza electromagnética aplicada al puente de potencia conlleva sin precauciones particulares un caudal importante en la red que puede revelarse inaceptable a velocidades de rotación elevadas.

- 5 Se debe esperar de este hecho una disminución suficientemente importante de la corriente continua ("debilitamiento de flujo" de la parte recorrida por esta corriente, a saber en general el rotor) antes de volver al modo alternador y el cambio de modo por lo tanto depende de la constante de tiempo de debilitamiento de flujo, lo que ya no es deseable.

Objeto de la invención

- 10 Con el fin de evitar particularmente estos problemas, la invención propone un procedimiento de mando de una máquina eléctrica rotatoria polifásica reversible según la reivindicación 1.

- 15 El modo de funcionamiento "motor" es así separado del modo "alternador" clásico (el puente funciona con rectificador) por un modo en el que el puente es controlado (con un par resistente), que puede por lo tanto ser denominado "modo alternador pilotado". La transición entre los dos modos se atenúa así.

- 20 La invención permite particularmente, durante el paso del modo de funcionamiento "motor" al modo de funcionamiento "alternador", controlar el decrecimiento de la corriente absorbida por el puente de interruptores y/o limitar un pico de tensión en un borne de la batería.

Según unos modos de realización, el dispositivo según la invención puede comprender una o varias de las siguientes características:

- 25 El desajuste de fase de la tensión liberada puede tomar una pluralidad de valores decrecientes en el tiempo entre el valor primero de desajuste de fase y un valor segundo de desajuste de fase, lo que permite hacer variar por etapas el par y atenúa incluso la transición entre los dos modos.

- 30 La utilización del primer desajuste de fase y la utilización del segundo desajuste se separan durante un tiempo comprendido entre 1 μ s y 100 μ s. El paso en modo alternador pilotado se hace por lo tanto muy rápidamente (particularmente con respecto al tiempo del debilitamiento de flujo mencionado más arriba).

- 35 La etapa de basculación puede ser posterior más de 10 ms a la etapa de reducción para aprovechar una parte del fenómeno de debilitamiento de flujo.

- La etapa de basculación es no obstante preferentemente posterior menos de 0,5 s en la etapa de reducción, lo que permite un basculación más rápido que la solución clásica que consiste en alcanzar el debilitamiento de flujo total.

- 40 La velocidad de rotación de la máquina rotatoria es en general (pero no necesariamente) esencialmente constante en el curso del conjunto de las etapas precitadas.

Por otro lado, se puede prever que dicho par de señal opuesto equivale al par ejercido por la máquina rotatoria en modo rectificación, lo que limita incluso los fenómenos transitorios.

45 Breve descripción de las figuras

Otras características y ventajas de la invención aparecerán a la luz de la descripción que sigue, hechas en referencia a los dibujos adjunto en los que:

- 50 - la figura 1 representa los elementos de circuito eléctrico de una máquina eléctrica rotatoria polifásica;

- la figura 2 representa un modo de realización del bloque de avance de fase de la figura 1;

- 55 - las figuras 3 y 4 representan modos posibles de realización de un circuito mezclador de la figura 2;

- la figura 5 representa una variante de realización del circuito mezclador;

- 60 - la figura 6 representa un ejemplo de transición de un modo motor a un modo alternador conforme a las enseñanzas de la invención.

Descripción detallada de modos de realización no limitativos de la invención

La figura 1 representa los elementos esenciales del circuito eléctrico de una máquina eléctrica rotatoria polifásica, por ejemplo reversible del tipo alternador-arrancador.

- 65 Tal máquina comprende un puente 10 de potencia que alimenta las tres fases de un estator trifásico 12 a partir de

una tensión generada entre los dos bornes B^+ , B^- de una batería de alimentación.

5 El puente 10 de potencia está formado por interruptores (no representados) que son controlados por señales de mando C de manera que los diferentes devanados del estator 12 sean recorridos por señales desajustadas de 120° una con respecto a la otra.

Las señales de mando C son generadas por un módulo electrónico de mando en la base de señales U, V, W resultantes de tres sensores lineales 14, 16, 18 equidistantes por la circunferencia de la máquina rotatoria.

10 Precisamente, las señales U, V, W resultantes de los sensores son tratadas por un bloque 30 de avance de fase que libera tres señales U' , V' , W' que corresponden a las señales U, V, W de sensores con un avance δ de fase con respecto a ellas.

15 Las señales U' , V' , W' generadas por el bloque 30 de avance de fase se utilizan por un circuito 20 de mando para formar las señales de mando C del puente 10 de potencia.

20 El avance δ de fase mencionado anteriormente depende por ejemplo de la velocidad de la máquina tal como medida por medio de señales U, V, W de sensores. El avance δ de fase puede en este caso ser determinado en tiempo real en el seno del bloque 30 de avance de fase como se describe después.

25 En una variante, se puede prever que el circuito 20 de mando genera una señal unida a la consigna de avance δ de fase como la indicada en trazos de puntos en la figura 1. Para hacerlo, el circuito de mando comprende por ejemplo un microcontrolador (que incluye un microprocesador) que determina la velocidad de rotación de la máquina en la base de las señales U' , V' , W' y que deduce de ellas el desajuste δ de fase a utilizar, eventualmente igualmente en función de otras condiciones, tal como la fase de funcionamiento. El valor de desajuste δ asociado a una velocidad y condición de funcionamiento dados por ejemplo se memoriza en el seno del microcontrolador en una tabla de correspondencia.

30 Cuando la máquina funciona en modo alternador, el puente 10 de potencia juega el papel de puente rectificador que asegura la transmisión de la energía de la máquina (y particularmente del estator 12) a la batería (borne B^+ , B^-).

La figura 2 representa un modo de realización factible para el bloque 30 de avance de fase.

35 En este modo de realización, cada señal U, V, W resultante de un sensor 14, 16, 18 es aplicada a una entrada primera de un circuito llamado "mezclador" respectivamente 32, 32', 32" cuyos ejemplos de realización serán dados a continuación.

40 Cada circuito mezclador 32, 32', 32" recibe igualmente en una entrada segunda la señal V, W, U resultante de un sensor y que tiene un avance de fase de 120° con respecto a la señal U, V, W de sensor recibida por su entrada primera.

45 Así, cada circuito mezclador 32, 32', 32" recibe en su entrada primera una de las señales de sensores U, V, W y en su entrada segunda la señal de sensor V, W, U con anticipación de fase de 120° con respecto a la recibida en la entrada primera.

Cada circuito mezclador 32, 32', 32" recibe igualmente una señal PWM_α de mando formada de impulsos con una relación cíclica α . La señal PWM_α de mando controla la conmutación de elementos de conmutación de los circuitos mezcladores 32, 32', 32" como se describe más abajo.

50 En el modo de realización representado en la figura 2, la misma señal PWM_α de mando es aplicada en el conjunto de los tres mezcladores 32, 32', 32". En una variante, se podría naturalmente prever señales de mando específicas para cada circuito mezclador.

55 En el modo de realización representado en la figura 2, la señal PWM_α de mando es generada en un macho de microprocesador 34 cuya parte 35 es dedicada a la generación de esta señal PWM_α de mando (por parte, se entiende aquí una parte del programa que controla el microprocesador 34; en una variante, se podría considerar la realización de la misma función en lógica cableada).

60 Como es visible en la figura 2, el microprocesador 34 recibe igualmente las señales U, V, W resultantes de los sensores 14, 16, 18 a través de un primer circuito disparador 36 con histéresis. Las señales así recibidas están destinadas a un parte 33 del microprocesador 34 dedicado a la determinación de la velocidad de la máquina rotatoria.

65 La información de velocidad de rotación así determinada particularmente se utiliza en el microprocesador 34 para determinar el avance de fase a realizar por el bloque 30 de avance de fase en función del cual se determina la

relación cíclica α de la señal PWM $_{\alpha}$ a aplicar al circuito mezclador 32, 32', 32".

5 La relación entre la velocidad determinada por la parte de determinación de la velocidad 33 y la relación cíclica α (ya sea directamente, ya sea a través del desajuste δ de fase) se memoriza por ejemplo en una memoria asociada al microprocesador 34 en forma de una tabla de correspondencia.

10 El desajuste δ de fase deseado (y por consiguiente la relación cíclica α utilizada) puede naturalmente depender de otros parámetros que la velocidad de rotación de la máquina rotatoria, tal como por ejemplo el modo de funcionamiento de la máquina rotatoria. Se pueden en este caso prever varias tablas de correspondencia como las evocadas anteriormente, siendo utilizada cada tabla en un modo específico de funcionamiento de la máquina rotatoria.

15 Como se verá a continuación en vista de los ejemplos de realización de los circuitos mezcladores 32, 32', 32", estos últimos forman dos tipos de combinación diferentes de las señales que reciben en la entrada según la señal PWM $_{\alpha}$ de mando sea de nivel alto o de nivel bajo. (Se entiende aquí eventualmente por combinación, una combinación en la que una de las dos señales es de peso nulo, es decir, que sólo la otra señal transmite).

20 La alternancia de los dos tipos de combinación (señales K $_U$, K $_V$, K $_W$) se emite en la salida de cada circuito mezclador 32, 32', 32" con destino a un filtro de paso bajo cuya frecuencia de corte es inferior a la frecuencia de la señal PWM $_{\alpha}$ de mando (es decir, con la frecuencia de alternancia de los dos tipos de combinación) de tal manera que la señal filtrada forma en cada instante la media de las combinaciones de los dos tipos, ponderada por la duración de cada una, que depende naturalmente de la relación cíclica α de la señal PWM $_{\alpha}$ de mando.

25 La frecuencia de corte de cada filtro 38, 38', 38" de paso bajo es no obstante superior a la frecuencia de las señales U, V, W de manera que deja pasar este componente de la información. Vistas las velocidades de rotación clásicas de las máquinas rotatorias y la frecuencia de las señales de sensores que fluyen (típicamente entre 0 y 600 Hz), se utiliza por ejemplo una frecuencia de corte de 10 kHz, lo que permite utilizar, por ejemplo igualmente una frecuencia de 130 kHz para la señal de mando.

30 La señal filtrada F $_U$, F $_V$, F $_W$ emitida por cada filtro 38, 38', 38" de paso bajo es por lo tanto una combinación de las señales de sensores recibidas en la entrada del circuito mezclador 32, 32', 32" correspondiente en la que la influencia de cada una de las señales recibidas en la entrada del circuito mezclador 32, 32', 32" correspondiente depende de la relación cíclica de la señal PWM $_{\alpha}$ de mando. Se obtiene así una señal cuya fase está comprendida entre las fases de las señales en la entrada y regulable por modificación de la relación cíclica α de la señal PWM $_{\alpha}$ de mando.

35 Las señales filtradas F $_U$, F $_V$, F $_W$ se aplican respectivamente a una entrada primera de segundos circuitos disparadores 40, 40', 40" con histéresis correspondientes que reciben cada uno una segunda entrada entre la media de las señales U, V, W de sensores determinada por un circuito medio 42 y por un filtro 43 de paso bajo del mismo tipo que los filtros 38, 38', 38" de paso bajo precedentemente mencionados. Se liberan gracias a la utilización de los disparadores con histéresis 40, 40', 40" de los desajustes de tensión generados en los circuitos mezcladores 32, 32', 32".

40 Se obtienen así en la salida unos disparadores 40, 40', 40" con histéresis de las señales U', V', W' que corresponden respectivamente a las señales U, V, W de sensores en la entrada con un avance de fase que depende de la relación cíclica α de la señal PWM $_{\alpha}$ de mando.

45 La figura 3 representa un primer ejemplo factible para la puesta en marcha de cada uno de los circuitos mezcladores 32, 32', 32" descritos anteriormente. Este ejemplo se escribe como puesta en marcha del circuito mezclador 32 (que recibe en la entrada la señal U y la señal V con anticipación de fase de 120° con respecto a la señal U), pero se aplica idéntico a los mezcladores 32', 32" aplicando respectivamente en la entrada las señales V y W, y las señales W y U.

50 En este ejemplo de realización, la señal primera (aquí la señal U) se aplica a un nodo que forma la salida a través de un resistor R1, mientras que la segunda señal K $_U$ (aquí la señal V) se aplica a este mismo nodo a través de la asociación en serie de un resistor R2 y de un interruptor K $_0$ conmutado en mando de la señal PWM $_{\alpha}$ de mando.

55 Se obtiene así en la salida (es decir, al nivel del nodo precitado) una señal K $_U$ que depende solamente de la señal U de sensor durante las fases de la señal PWM $_{\alpha}$ de mando que fuerza la abertura del interruptor K $_0$, mientras que la señal de salida K $_U$ depende a la vez de las señales U y V (ponderada además según los resistores R1 y R2) durante las fases de señal PWM $_{\alpha}$ de mando que provocan el cierre del interruptor K $_0$. Esta solución permite por lo tanto obtener según el filtrado de paso bajo una señal filtrada F $_U$.

60 Se ve así claramente que se obtiene, para unos valores de la relación cíclica α variante entre 0 y 1, una señal en la salida F $_U$ cuya fase varía entre la de la señal U misma (cuando $\alpha=0$) y una fase próxima a la de la señal V (ella

misma con anticipación de fase de 120° con respecto a la señal U) cuando $\alpha=1$, eligiendo valores adecuados para R1 y R2 (cuanto más grande es R1 con respecto a R2, más se aproxima el avance de fase de F_U a 120° para $\alpha=1$).

La figura 4 representa un segundo ejemplo de realización para los circuitos mezcladores 32, 32', 32" de la figura.

5 Como precedentemente, el ejemplo descrito se aplica al circuito mezclador 32 pero se aplicaría idéntico al circuito mezclador 32', 32".

10 En este segundo ejemplo, la señal U de sensor es transmitida a un nodo que forma salida a través de la asociación en serie de un resistor R1 y de un interruptor K_1 , mientras que la señal V de sensor es transmitida al nodo que forma salida a través de la asociación en serie de un resistor R2 y de un interruptor K_0 .

15 El interruptor K_0 es conmutado en función de la señal PWM_α de mando mientras que el interruptor K_1 recibe la misma señal PWM_α de mando a través de un inversor de tal manera que el interruptor K_1 es conmutado a la inversa del interruptor K_0 .

20 En las fases en las que la señal PWM_α de mando provoca la abertura del interruptor K_0 , provoca así el cierre del interruptor K_1 de tal forma que la señal K_U de salida (en el nodo que forma salida) no depende más que de la señal U de sensor.

A la inversa, cuando la señal PWM_α de mando conlleva el cierre del interruptor K_0 , conlleva igualmente la abertura del interruptor K_1 de tal forma que la señal K_U de salida no depende más que de la señal V de sensor.

25 Esta solución permite obtener para la señal filtrada F_U .

Como precedentemente, haciendo variar la relación cíclica α entre 0 y 1, se obtiene un avance de fase de la señal F_U con respecto a la señal U variable, entre 0° (para $\alpha=0$) y esta vez precisamente 120° (para $\alpha=1$).

30 La figura 5 representa una variante de realización de un circuito mezclador, según la cual el circuito mezclador recibe en la entrada las tres señales U, V, W de sensores.

La señal U de sensor es transmitida a un nodo que forma salida a través de un resistor R1.

35 La señal V de sensor (con anticipación de fase de 120° con respecto a la señal U) es transmitida al nodo que forma salida a través de la asociación en serie de un resistor R2 y de un primer interruptor K_2 controlado por una señal $PWM_{\alpha 1}$ de mando primera.

40 La señal W de sensor es en cuanto a ella transmitida al nodo que forma salida a través de una asociación en serie del mismo tipo, a saber un resistor R3 y un interruptor K_3 segundo controlado por una señal $PWM_{\alpha 2}$ de mando.

Se obtiene por lo tanto, después del filtrado de paso bajo como se describe precedentemente, una señal F_U .

45 El avance de la señal en la salida de fase puede así variar entre 0° y un valor ligeramente inferior a 240° (eligiendo valores de resistencia para los resistores R1, R2, R3 que hacen insignificante la señal U en el nodo de salida K_U cuando el interruptor K_3 se cierra).

50 La figura 6 representa un ejemplo posible de puesta en marcha de una transición entre un modo motor de alternador-arrancador y un modo alternador en el que las corrientes de bobina son controladas por los diodos del puente de potencia (modo rectificación), pasando por un modo alternador pilotado en el que los interruptores del puente 10 de potencia son siempre controlados por el circuito 20 de mando.

55 En las fases iniciales de esta transición, el alternador-arrancador funciona en modo motor, por ejemplo para ayudar a la rotación del motor térmico al que está asociado. En esta fase de funcionamiento, la consigna de desajuste δ de fase permite una activación con anticipación de fase de la tensión con respecto a la fuerza electromotriz, si bien que la corriente puede crecer suficientemente sin ser amortiguada y generar así un par importante igual a velocidades de rotación relativamente elevadas. Esta consigna de desajuste de fase tiene por valor inicial δ_0 .

60 Por ejemplo, para una velocidad de rotación de 6000 r.p.m., se obtiene un par máximo para un avance de fase δ del orden de 75° (por ejemplo comprendido entre 70° y 80°).

El procedimiento de transición hacia el modo alternador comienza entonces en un instante T_0 por la disminución, por ejemplo por cojinetes sucesivos, de la consigna de avance de fase δ hasta un valor δ_2 .

65 El paso de la consigna del valor δ_0 al valor δ_2 se efectúa por ejemplo en una duración de 10 μs , pasando por ejemplo por una decena de valores intermedios. La disminución del valor del avance δ de fase a partir del valor inicial δ_0

provoca una disminución del par motor engendrado por la máquina eléctrica, y esto hasta que el avance de fase alcanza un valor δ_1 a la que el par suministrado por la máquina eléctrica se anula.

5 Se puede así definir una fase P_1 de la transición, durante la que los valores de avance de fase varían entre δ_0 y δ_1 y que permiten por lo tanto la realización de un par motor cada vez más débil: la fase P_1 puede así ser calificada de modo motor.

10 Como ya se ha mencionado, la disminución del avance δ de fase se persigue por debajo del valor δ_1 de manera que la máquina eléctrica genera un par cada vez más resistente: la corriente continua I_{DC} es por lo tanto invertida y provoca una carga de la batería: se trabaja entonces en modo "alternador pilotado" P_2 .

15 En el caso de una rotación a 6000 r.p.m. estudiada aquí, el cambio del sentido de la corriente continua I_{DC} se produce para un desajuste δ_1 de fase del orden de 25° (en general entre 20° y 30°). Se puede, en este caso igualmente, estabilizar el funcionamiento en modo alternador pilotado con un valor de desajuste δ_2 de fase comprendido entre 0° y -30° .

20 Así ha podido pasar en un tiempo relativamente breve P_6 (aquí $10 \mu s$) de un funcionamiento de tipo motor a un funcionamiento de tipo alternador. En el transcurso de esta fase P_6 , la corriente del rotor ha sido mantenida y la disminución, y después la inversión, del par se ha traducido en un cambio de señal de la corriente continua I_{DC} .

Así, a partir del momento de la decisión del paso en modo alternador (instante T_0 mencionado más arriba), el cambio del sentido de la corriente continua I_{DC} (periodo P_6) es relativamente rápido, del orden de $10 \mu s$, lo que permite obtener a corto plazo una corriente continua I_1 disponible para alimentar la red eléctrica del vehículo (periodo P_7).

25 Se puede señalar que en modo motor P_1 y en modo alternador pilotado P_2 , el desajuste δ de fase permite controlar la corriente continua I_{DC} (periodo P_4).

30 Una vez estabilizado el funcionamiento en modo alternador pilotado P_2 (es decir, que la máquina genera una corriente aproximadamente estable como se indica en el periodo P_7), se procede a partir de un instante T_1 al debilitamiento de flujo del rotor, lo que corresponde a la disminución de la corriente en este con una constante de tiempo relativamente importante (en general del orden de 100 ms).

35 La reducción de la corriente en el rotor I_{rotor} puede hacer necesaria una ligera corrección del desajuste δ de fase como se indica en la figura 6 (donde el valor de δ disminuye ligeramente en el final de periodo de funcionamiento en modo alternador pilotado P_2).

40 Cuando el rotor es debilitado de flujo, es decir que la corriente en este llega al nivel de lo que debería ser en funcionamiento alternador, se puede poner fin al mando del puente 10 de potencia por el circuito 20 de mando en un instante T_2 , de manera que la máquina funciona como un alternador clásico, en modo rectificación: se trata del modo alternador P_3 en el que la conducción en las bobinas es controlada por los diodos del puente de potencia. La corriente continua I_{DC} depende entonces de la corriente rotor I_{rotor} (periodo P_5), y ya no del desajuste δ de fase.

45 El instante T_2 es por ejemplo predefinido 100 ms después del instante T_1 con el fin de permitir un debilitamiento de flujo suficiente antes de pasar a modo alternador P_3 .

50 En el ejemplo de transición que acaba de ser descrito, comienza el debilitamiento de flujo del rotor en un instante T_1 posterior a la entrada en el modo alternador pilotado P_2 que se acompaña del cambio de señal de la corriente continua I_{DC} . En una variante, se podrá proceder más pronto al debilitamiento de flujo del rotor, a saber por ejemplo desde la activación de la fase de transición en el instante P_0 .

Los ejemplos que preceden no representan más que modos posibles de puesta en marcha de la invención que está limitada por las reivindicaciones.

REIVINDICACIONES

- 1.- Procedimiento de mando de una máquina eléctrica rotatoria polifásica reversible, en la que al menos un circuito bobinado (12) se alimenta a través de un puente (10) de interruptores, caracterizado por las siguientes etapas:
- 5 - mando (P_1) del puente (10) para liberar en el circuito bobinado (12) una tensión periódica con un desajuste (δ) de fase con respecto a una fuerza electromotriz inducida en el circuito bobinado, tal que se genera un par motor, teniendo el desajuste de fase inicialmente un valor primero (δ_0);
- 10 - mando (P_2) del puente (10) para liberar en dicho circuito bobinado (12) una tensión periódica con dicho desajuste (δ) de fase que conlleva la realización de un par comprendido entre dicho par motor y el opuesto de dicho par motor, tomando el desajuste de fase una pluralidad de valores durante este mando;
- 15 - basculación (T_2) del puente (10) en modo rectificación;
- reducción de la corriente de inducción (I_{rotor}), estando comprendida dicha etapa de reducción entre la etapa (P_2) de mando del puente con un desajuste segundo de fase y la etapa (T_2) de basculación del puente en modo rectificación.
- 2.- Procedimiento de mando según la reivindicación 1, caracterizado porque el desajuste (δ) de fase de la tensión liberada toma una pluralidad de valores decrecientes en el tiempo entre el valor primero de desajuste (δ_0) de fase y un valor segundo de desajuste (δ_2) de fase.
- 20 3.- Procedimiento de mando según la reivindicación 1 ó 2, caracterizado porque la utilización del desajuste primero (δ_0) de fase y la utilización del desajuste segundo (δ_2) se separan por un tiempo comprendido entre 1 μ s y 100 μ s.
- 25 4.- Procedimiento según una de las reivindicaciones precedentes, caracterizado porque la etapa (T_2) de basculación es posterior más de 10 ms a la etapa (T_1) de reducción.
- 5.- Procedimiento según una de las reivindicaciones precedentes, caracterizado porque la etapa (T_2) de basculación es posterior menos de 0,5 s a la etapa (T_1) de reducción.
- 30 6.- Procedimiento según una de las reivindicaciones precedentes, caracterizado porque la velocidad de rotación de la máquina rotatoria es esencialmente constante en el transcurso del conjunto de las etapas precitadas.
- 35 7.- Procedimiento según una de las reivindicaciones precedentes, caracterizado porque dicho par de señal opuesto vale entorno a un par ejercido por la máquina rotatoria en modo rectificación.
- 8.- Procedimiento según la reivindicación 2, caracterizado por el hecho de que el desajuste (δ) de fase disminuye por cojinetes sucesivos entre los valores primero y segundo de desajuste de fase.

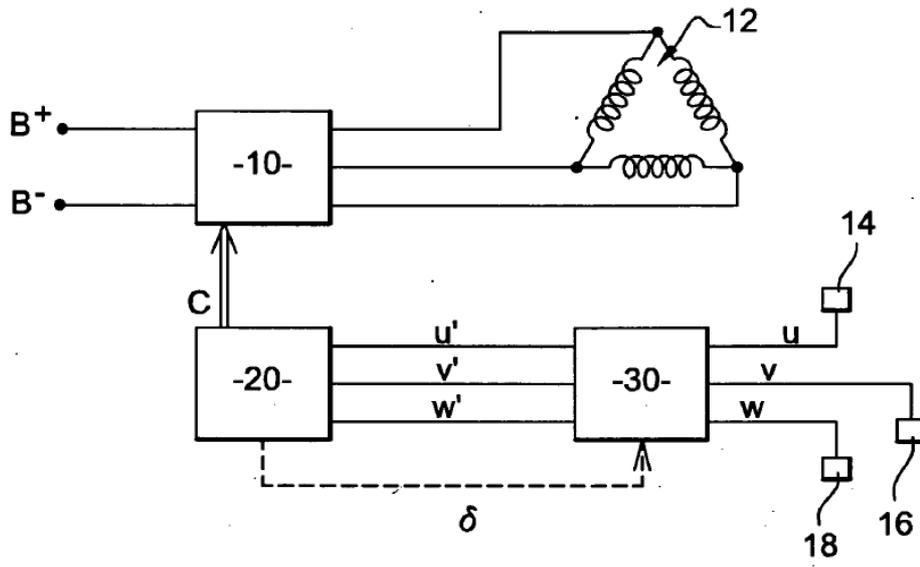


Fig. 1

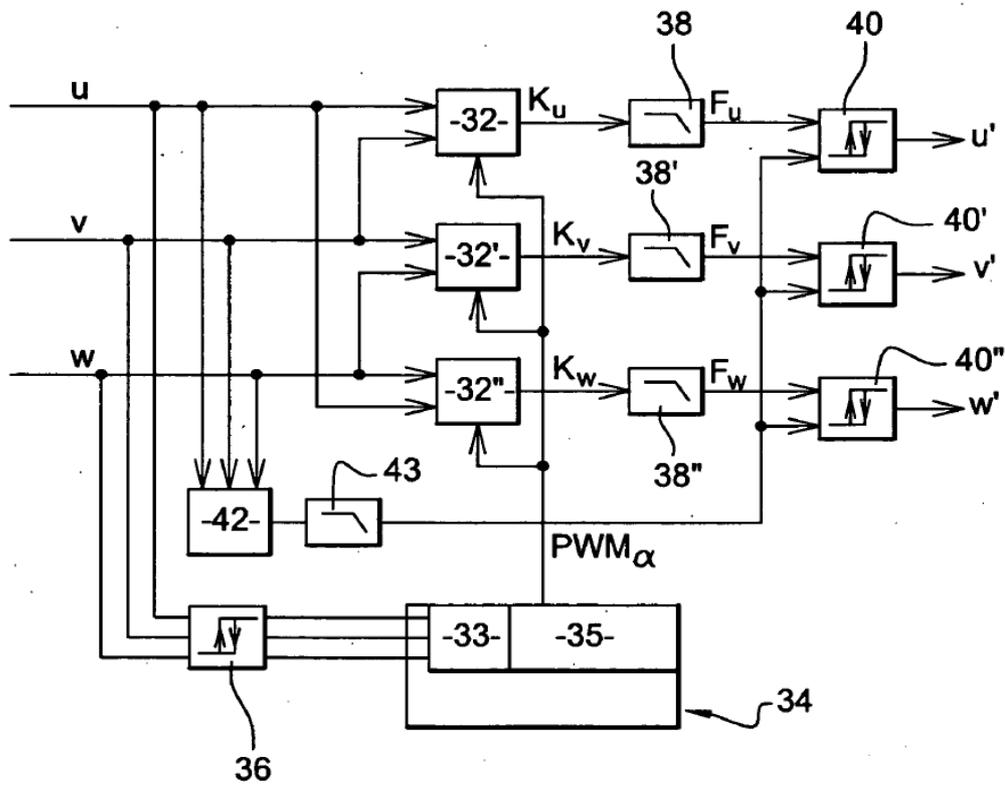


Fig. 2

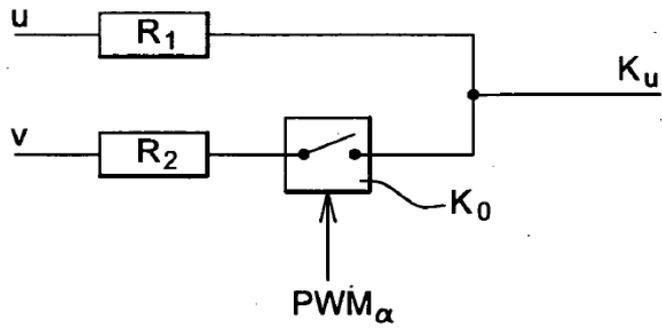


Fig. 3

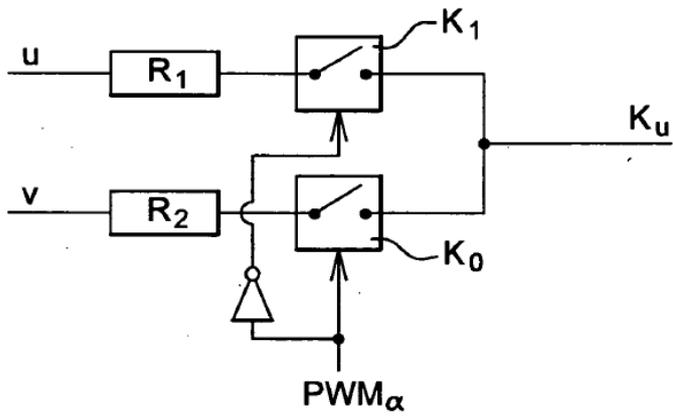


Fig. 4

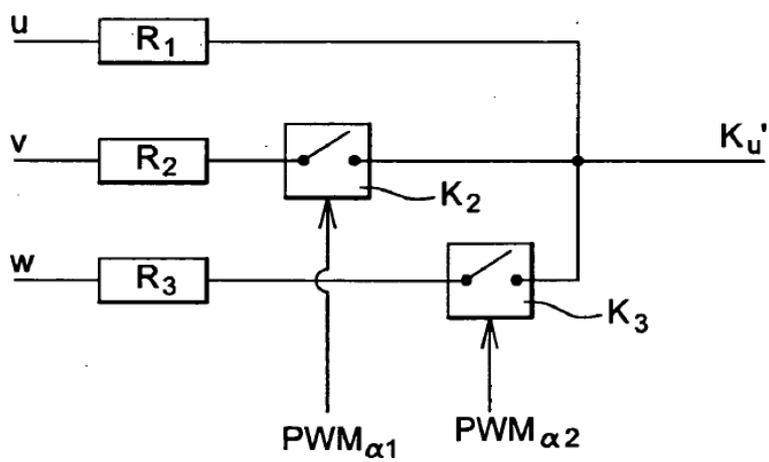


Fig. 5

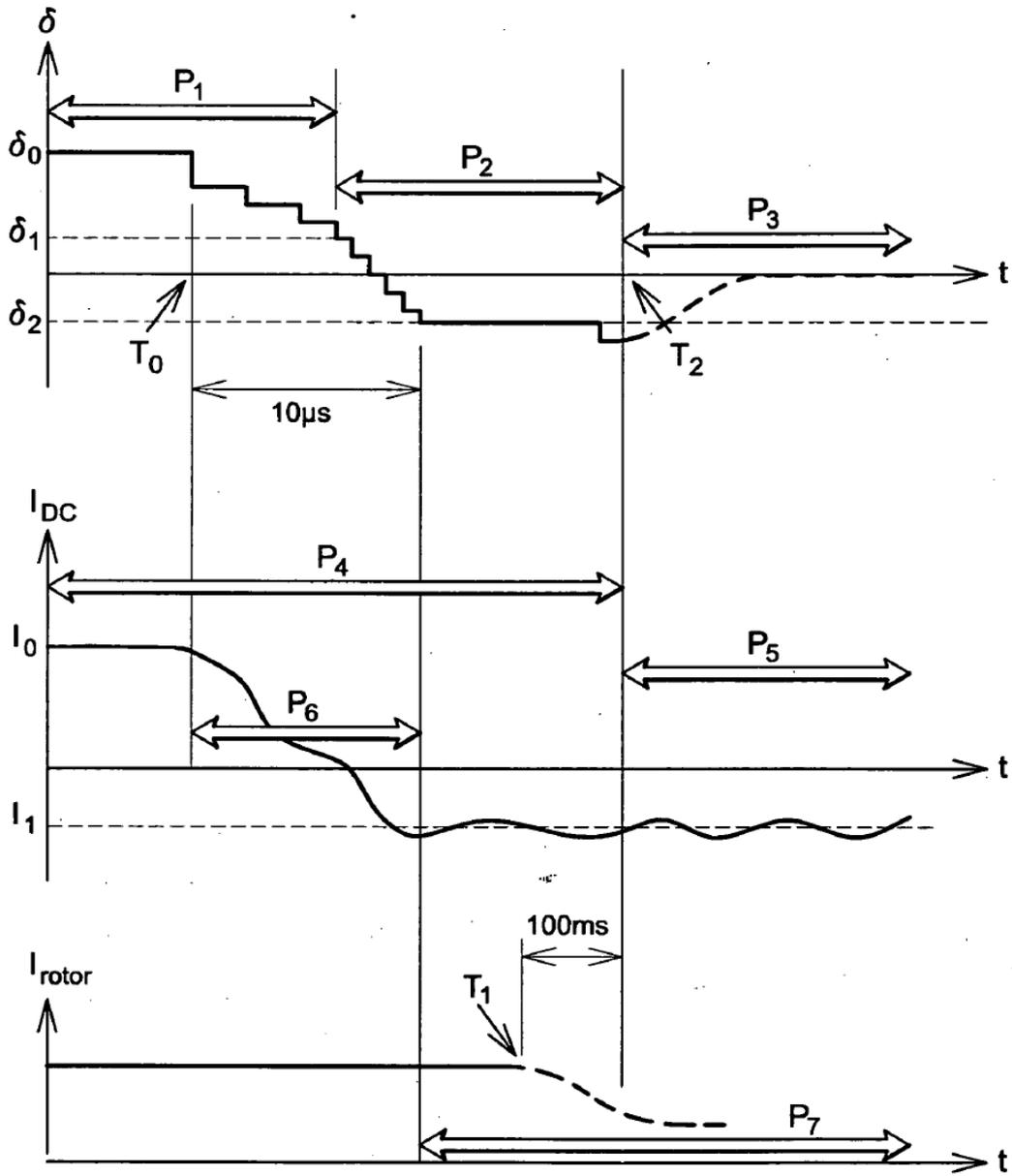


Fig. 6