

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 377 492**

51 Int. Cl.:

H02P 6/00 (2006.01)

H02P 6/08 (2006.01)

H02P 25/02 (2006.01)

H02M 1/42 (2007.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **10166480 .3**

96 Fecha de presentación: **18.06.2010**

97 Número de publicación de la solicitud: **2267883**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **29.12.2010**

54 Título: **Procedimiento y sistema de control para controlar un motor eléctrico sin escobillas**

30 Prioridad:
24.06.2009 EP 09163651

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
28.03.2012

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
28.03.2012

73 Titular/es:
ebm-papst Mulfingen GmbH & Co. KG
Bachmühle 2
74673 Mulfingen, DE

72 Inventor/es:
Wystup, Ralph y
Lipp, Helmut

74 Agente/Representante:
Isern Jara, Jorge

ES 2 377 492 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 sistema de control para controlar un motor eléctrico sin escobillas

5 La presente invención se refiere, en primer lugar, según el preámbulo de la reivindicación 1, a un procedimiento para el control de un motor eléctrico trifásico sin escobillas conmutado electrónicamente, siendo rectificadas una tensión alterna de red y alimentado, por medio de un circuito intermedio delgado con mínima reactancia de circuito intermedio, como tensión de circuito intermedio a un inversor controlable para la alimentación y conmutación del motor eléctrico.

10 Además, según el preámbulo de la reivindicación 4, la invención también se refiere a un sistema de control correspondiente, particularmente usando el procedimiento según la invención, con un rectificador de red, un circuito intermedio delgado conectado aguas abajo con mínima reactancia de circuito intermedio, y con un inversor alimentado por medio del circuito intermedio y controlable para la conmutación del motor eléctrico.

15 Los motores conmutados electrónicamente, los denominados motores EC, se usan, frecuentemente, como accionamiento de ventiladores. Dichos accionamientos se componen, en general, de un motor sincrónico excitado por imán permanente (PMSM) con sistema electrónico de potencia y señalización integrado. En este caso se trata, frecuentemente, de motores de inducido exterior.

Los motores eléctricos de este tipo pueden ser operados mediante una tensión alterna de red monofásica o trifásica, rectificando, primeramente, la tensión alterna a una tensión de circuito intermedio que, a continuación, para la alimentación y conmutación del motor es convertida por medio de un inversor controlado a una tensión de trabajo del motor.

20 Para conseguir un par del motor, a ser posible, uniforme y constante con ondulación mínima y, consecuentemente, un comportamiento acústico favorable (en particular, en accionamientos de ventiladores), la tensión de circuito intermedio debería ser una tensión continua constante, a ser posible. Para ello, hasta el presente, la tensión continua fuertemente pulsante y rectificadas por medio de un rectificador de red ha sido aplanada por medio de al menos un condensador de alisado y, dado el caso, una choque de filtro adicional. Con dicho propósito, el condensador de alisado debe presentar, realmente, una capacitancia relativamente grande (por ejemplo, varias centenas de μF), de modo que, habitualmente, se han usado condensadores electrolíticos (Elkos). Sin embargo, los mismos tienen en la práctica algunas desventajas, concretamente, en particular, un gran volumen y una vida útil reducida.

30 Por este motivo, existe hoy día la tendencia creciente de prescindir completamente de condensadores de alisado o al menos de los condensadores electrolíticos, usándose en el segundo caso condensadores de láminas con menor capacitancia (sólo hasta algunos μF) de mayor vida útil. En este caso se habla de "circuito intermedio delgado", prescindiendo totalmente o al menos en gran parte de un desacoplamiento de los lados de red y de motor por medio de componentes de acumulación, como condensadores o choques (reactancias). Esto significa que un circuito intermedio delgado no contiene una reactancia de circuito intermedio o sólo la contiene minimalizada.

35 Con dicha tecnología del "circuito intermedio delgado" aparecen problemas particulares, ante todo en la alimentación desde la red monofásica, porque la tensión continua rectificadas pulsa muy fuertemente con una frecuencia de 100 Hz cuya curva de tensión corresponde al valor de la tensión alterna de red sinusoidal. Ahora, si un motor conmutado electrónicamente (PMSM) fuese alimentado por una tensión continua fuertemente pulsante de este tipo, podría no aplicarse a los devanados de motor ninguna corriente de motor por debajo de una determinada tensión límite. El resultado sería una caída del par.

40 Para, a ser posible, mantener el par constante pese a la tensión continua del circuito intermedio ondulatoria, se conocen algunas posibilidades.

45 Es así que el par puede mantenerse constante mediante una regulación de la corriente. La desventaja es, en este caso, el hecho de que para ello deben detectarse las corrientes de motor y que una regulación de corriente demasiado rápida puede inducir a oscilar a un sistema compuesto de inductancia de red y capacitor de circuito intermedio. El resultado sería una pulsación aún mayor de la tensión de circuito intermedio.

50 Además, el uso de rectificadores controlados en combinación con el inversor del motor conmutado electrónicamente también es conocido (véase, por ejemplo, la cita literaria "Verlustarmer Umrichter ohne Zwischenkreis-Kondensator" de B. Piepenbreier y L. Sack en "Elektronik 2006 Nr. 1", páginas 61 a 67). Ello se realiza, concretamente, mediante inversores matriciales especiales con rectificadores controlados. La desventaja de esta disposición –que en principio funciona bien– son los costes extras por los semiconductores controlables adicionales, que se evidencian mucho, particularmente, en las grandes series de producción.

55 El documento JP 57 177292 A se refiere a un control de velocidad de un motor de corriente continua sin colectores, estando en el circuito intermedio dispuesto un chopper elevador (step-up chopper) y también un convertidor reductor (step-down chopper) para hacer más uniforme la tensión CC pulsante. Con este propósito, la tensión es reducida en ciertos momentos en la tensión de cresta y en ciertos momentos en el valor cero. Dicho documento se ocupa sólo

del control de velocidad y no de la tecnología de un "circuito intermedio delgado", sobre todo porque en el circuito intermedio se ha previsto un condensador de alisado y una inductancia adicional, de modo que no puede hablarse de un "circuito intermedio delgado".

5 Algo semejante es válido también para el documento US 4 855 652 A, según el cual, del mismo modo, se ha previsto en el circuito intermedio un chopper elevador (step-up chopper circuit) con una inductancia adicional.

10 Además, también la publicación US 2002/0089303 A1 describe un circuito de excitación para un motor conmutado electrónicamente con un chopper elevador para una tensión rectificadora pulsante, estando el chopper elevador, allí denominado "energy return stage", compuesto de un condensador, un elemento interruptor y una conexión en serie de una inductancia y un diodo. Por lo tanto, tampoco en este caso se ha abordado la temática especial de un "circuito intermedio delgado".

15 El documento EP 0 869 605 A2 describe un procedimiento para la reducción de consecuencias sobre el desarrollo temporal de una corriente tomada de una red al operar una carga inductiva, concretamente por medio de un rectificador mediante filtración activa de la armónica de una oscilación fundamental de red por medio de un convertidor step-up. Además, el documento da a conocer un dispositivo para el accionamiento de motores según dicho procedimiento. El objetivo consistiría en que, al operar una carga inductiva por medio de un rectificador deberían evitarse con seguridad consecuencias indeseadas sobre el desarrollo temporal de la corriente tomada de la red, concretamente mediante una disposición de filtros de pocas complicaciones y poco peso. Con este propósito, una inductancia necesaria para un convertidor step-up debería ser reemplazada, al menos en parte, por la carga inductiva misma. Si la carga es un motor, al menos un devanado del motor debería usarse como inductancia para el convertidor step-up. No obstante, en este caso se han dado a conocer condensadores que, de acuerdo con la habitual representación en esquemas de conexiones, deben ser calificados como condensadores electrolíticos. Por lo tanto, en los circuitos dados a conocer en dicho documento no se trata de un control de motor con un "circuito intermedio delgado". Por lo demás, todas las topologías de circuitos dadas a conocer no son aplicables a un motor trifásico.

25 La presente invención tiene el objetivo de optimizar la operación de un motor eléctrico conmutado electrónicamente con, especialmente, un "circuito intermedio delgado" de una manera técnicamente ventajosa y con medios realizables de manera sencilla y económica.

30 De acuerdo con la invención, ello se consigue mediante un procedimiento según la reivindicación 1. Un sistema de control apropiado para la aplicación del procedimiento es objeto de la reivindicación 4. En las reivindicaciones dependientes y en la descripción siguiente están contenidas configuraciones ventajosas de la invención.

35 Consiguientemente, según la invención la tensión continua pulsante, es decir no constante en el tiempo, generada inicialmente mediante la rectificación de la tensión alterna de red es aumentada dinámicamente respecto de sus valores instantáneos usando un chopper elevador de modo tal que la tensión de circuito intermedio resultante con ondulación reducida se encuentra siempre, a lo largo del tiempo, por encima de una tensión límite determinada. Como tensión límite se especifica aquella tensión que en el motor eléctrico respectivo es suficiente para siempre aplicar por medio del inversor sobre los devanados una corriente de motor durante toda la curva de fases. Con un diseño apropiado del chopper elevador y de su control puede generarse, ventajosamente, una tensión continua cuasiconstante de una tensión continua fuertemente pulsante. Con este propósito, la tensión continua pulsante es conectada a una inductancia con una relación de cadencia regulada en base a la tensión de circuito intermedio actual respectiva, y la tensión de circuito intermedio se suma por medio de un diodo de protección, conectado aguas abajo de la inductancia, y un condensador de circuito intermedio. Para el condensador de circuito intermedio es suficiente un condensador de láminas pequeño y económico, del tamaño de sólo algunos μF .

45 Debido a que la inductancia necesaria para la función del chopper elevador contradice en la realidad la "filosofía de un circuito intermedio delgado", se ha previsto, además, según la invención, que como inductancia para el chopper elevador se usen inductancias de dispersión de cabezas de bobina de motor, de todos modos existentes, necesariamente, en el motor eléctrico. De esta manera, dentro del circuito intermedio delgado puede prescindirse, ventajosamente, de una inductancia adicional, contrariamente al estado actual de la técnica según los documentos JP 57 177292 A, US 4 855 652 A y US 2002/0089303 A1 explicado anteriormente. Para poder usar las inductancias de dispersión del motor para el chopper elevador, sólo se realiza un funcionamiento del chopper elevador en las fases del control de conmutación del inversor en las que todos los devanados del motor eléctrico están cortocircuitados. En las demás fases restantes del control de conmutación, la generación del par es controlada, de manera habitual, mediante la modulación de faser espacial para generar el campo rotatorio.

55 Un sistema de control según la invención se compone, primeramente, de los componentes habituales para un control electrónico, concretamente un rectificador de red y un inversor conectado aguas abajo por medio de un circuito intermedio que, para la generación de corrientes de motor cuasisinoidales para la cadencia de tensión (modulación) respectiva, es controlado por un control de modulación por ancho de pulsos (PWM). Según la invención, el sistema de control presenta ahora un chopper elevador integrado con un control diseñado de manera tal que, en términos del procedimiento según la invención, una tensión continua pulsante rectificadora por medio del rectificador de red es incrementada dinámicamente respecto de sus valores instantáneos de modo tal que una

- tensión de circuito intermedio resultante con ondulación reducida se encuentra siempre a lo largo de su desarrollo temporal por encima de una tensión límite determinada. El chopper elevador presenta una inductancia en serie con un diodo de protección y con un condensador de circuito intermedio conectado aguas abajo, pudiendo la inductancia ser cargada de manera cadenciada con la tensión continua pulsante por medio de un conmutador controlable electrónicamente. El conmutador electrónico para la cadencia de la inductancia es controlado con modulación por ancho de pulsos por medio de un regulador de voltaje con frecuencia de impulsos variable, concretamente en función de la tensión de circuito intermedio actual respectiva y en función de la tensión límite predeterminada. En este caso, el control activa el chopper elevador sólo en las fases de conmutación en las cuales todos los devanados del motor eléctrico están cortocircuitados. De este modo, las inductancias de dispersión existentes de las cabezas de bobinas de motor pueden ser usadas como inductancias para el chopper elevador.
- Las inductancias de dispersión de cabeza de bobina usadas, según la invención, como inductancias de chopper elevador dependen, respecto del valor de su inductancia activa, en primer lugar del diseño del motor eléctrico respectivo o de su estator y sus devanados de estator. No obstante, en un perfeccionamiento ventajoso de la invención, las inductancias de dispersión de las cabezas de bobina de motor pueden ser influenciadas respecto de su inductancia efectiva, concretamente reducidas o aumentadas, mediante medidas adicionales. Para ello, medios magnéticamente activos con mayor o menor permeabilidad magnética pueden estar dispuestos al menos en un lado axial del motor o del estator en el sector de cabeza de bobina para influenciar la permeabilidad del entrehierro existente actual y el flujo de dispersión magnética. Algunos ejemplos de realización concretos de esta medida serán descritos más adelante en mayor detalle.
- A continuación, la invención se explicará en mayor detalle mediante los dibujos, a modo de ejemplo. Muestran:
- La figura 1, un diagrama de circuito de un sistema de control con chopper elevador integrado,
- la figura 2, un diagrama de tensiones para una descripción funcional,
- la figura 3, un diagrama de circuito simplificado para una explicación de la función del chopper elevador,
- la figura 4, un diagrama de circuito de una realización del sistema de control según la invención,
- la figura 5, diagramas de circuito equivalentes de un devanado de motor trifásico en un estado cortocircuitado,
- la figura 6, un diagrama básico de circuito de un inversor en una representación de conmutador equivalente,
- la figura 7, una tabla con estados de conmutación para la conmutación de un motor eléctrico mediante modulación de fasor espacial para la formación del campo rotatorio,
- la figura 8, un diagrama para la representación de fasores espaciales de la figura 7 en un sistema cartesiano de estator fijo,
- la figura 9, un diagrama como en la figura 8 para explicación adicional de la formación de un fasor espacial rotando en forma circular,
- la figura 10, un diagrama de control de una secuencia de conmutación posible para un fasor espacial,
- la figura 11, un diagrama de circuito del sistema de control según la invención, muy simplificado respecto de la figura 4, en modo chopper elevador (fase de cortocircuito de los devanados),
- las figuras 12 – 27, vistas a modo de ejemplos para la explicación de medidas adicionales posibles para la influencia de las inductancias de dispersión de cabezas de bobinado, concretamente:
- la figura 12, una vista en perspectiva de un estator del motor eléctrico en una primera realización para la influencia de las inductancias de dispersión de las cabezas de bobina,
- la figura 13, un despiece de la figura 12,
- la figura 14, una alternativa de la figura 12,
- la figura 15, un despiece de la figura 14,
- la figura 16, una sección axial diametral a través del estator según la figura 14, la figura 17, una vista sobre el interior de un componente de las realizaciones según las figuras 14 a 16,
- la figura 18, una vista lateral esquemática con sentido de observación radial desde fuera sobre el estator en el sector de uno de los devanados del estator,
- la figura 19 una vista X-X según la figura 18,
- las figuras 20, 21, vistas análogas a las figuras 18 y 19 en un perfeccionamiento,
- la figura 22, una vista en perspectiva del estator en una realización de acuerdo con las figuras 20 y 21 y
- la figura 23, una vista en detalle, seccionada radialmente y ampliada, de la figura 22 y
- las figuras 24 – 27, cada una sección radial esquemática a través de la cabeza de bobina en el sector de uno de los devanados de estator, en diversas variantes.

En las diferentes figuras del dibujo se muestran las mismas piezas, componentes y tamaños siempre con las mismas referencias.

Como resulta, primeramente, de la figura 1, un sistema de control para el control de un motor eléctrico 2 sin colector conmutable electrónicamente (EC-PMSM = motor sincrónico electrónicamente conmutable excitado por imán permanente) se compone de una alimentación de tensión de red 4 que rectifica por medio de un rectificador de red 6 una tensión alterna de red U_N a una tensión continua pulsante U_G (véase para ello el diagrama de la figura 2). La alimentación de tensión de red 4 alimenta por medio de un circuito intermedio 8 un inversor controlado 10 (etapa final de potencia) que de manera de suyo conocida es controlada mediante una unidad de control 12 para la alimentación y conmutación y, particularmente, también para el ajuste de velocidad del motor 2.

En la figura 1, en el sector de la alimentación de tensión de red 4, se ha dibujado, adicionalmente, un filtro de red 14 que reduce oscilaciones de corriente de alta frecuencia y, por lo tanto, mejora la compatibilidad electromagnética (EMV). Del motor eléctrico 2, preferentemente trifásico, sólo se muestran tres devanados de estator U, V, W en esquemas eléctricos equivalentes, estando previsto, en este caso, una conexión en estrella con un punto neutro común 16. Por razones de claridad no han sido representados en los dibujos otros componentes del motor eléctrico 2, como su rotor de imán permanente. El inversor 10 se compone de un circuito puente (puente integral trifásico) con seis conmutadores electrónicos T1 a T6.

Según la invención, ahora el sistema de control presenta, integrado al circuito intermedio 8, un chopper elevador 18 (muchas veces también denominado convertidor elevador) que convierte la tensión continua U_G fuertemente pulsante en una tensión de circuito intermedio U_Z casi constante o, en todo caso, presentando una ondulación residual insignificante, para la alimentación del inversor 10 (véase la figura 2). Para ello, la tensión continua pulsante U_G es aumentada dinámicamente con respecto a sus valores instantáneos por medio de un chopper elevador 18 (esbozado en la figura 2 mediante algunas flechas de trazos discontinuos) de tal modo que la tensión de circuito intermedio U_Z resultante de ello se encuentra con ondulación reducida siempre, a través de su desarrollo temporal, por encima de una tensión límite determinada. En la figura 2 se encuentran dibujadas, a modo de ejemplo, dos tensiones límite diferentes U_1 y U_2 por medio de líneas rectas de trazos. La tensión límite respectiva es especificada respecto del motor; se trata de aquella tensión mínima que es necesaria para, a través del tiempo, aplicar siempre una corriente de motor al motor 2.

El principio de funcionamiento general de un chopper elevador o convertidor elevador es explicado en base a la figura 3. Básicamente, se trata de un transformador de tensión continua que puede convertir una tensión continua U_- en una tensión de salida U_A más elevada. Con dicho propósito, una inductancia L (bobina) está conectada en serie con un diodo de protección D, aguas abajo de la cual un condensador de carga C se suma a la tensión de salida U_A . Con este propósito, la inductancia L es conectada por medio de un interruptor S con una frecuencia de impulsos determinada de forma alternante a la tensión continua U_+ , en cada caso almacenando energía en la inductancia L. En caso que el interruptor S estuviese abierto, la inductancia L mantendría el flujo de corriente, de modo que el condensador de carga C es cargado por medio del diodo D a la tensión de salida U_A para el suministro de una carga R.

En el caso del sistema de control según la invención y de su chopper elevador 18 integrado se ha previsto, no obstante, pasando por encima del principio de funcionamiento general, que el conmutador electrónico T9 aquí existente es controlado de manera particular por un regulador de voltaje 20, concretamente mediante una cadencia PWM variable respecto de la frecuencia de impulsos, siendo la frecuencia de impulsos controlada dinámicamente en función del desarrollo temporal no constante de la tensión continua U_G pulsante y del valor real, detectado en cada caso, de la tensión de circuito intermedia U_Z y de la tensión límite U_1 y/o U_2 , de modo tal que la tensión continua U_G pulsante es, en cada caso, aumentada dinámicamente respecto de sus valores instantáneos, de modo tal que la tensión de circuito intermedio U_Z resultante se encuentre siempre por encima de la tensión límite U_1/U_2 respectiva.

Para el almacenamiento sumatorio de la tensión de circuito intermedio U_Z se encuentra dispuesto un condensador de circuito intermedio C_{Zk} aguas abajo del diodo de protección D. Adicionalmente, un segundo condensador C_0 se encuentra situado, preferentemente, directamente aguas abajo del rectificador de red 6. No obstante, la suma de las dos capacitancias C_0 y C_{Zk} paralelas en el sistema de control con chopper elevador 18 es claramente inferior que una capacitancia que sería necesaria para mantener la tensión de circuito intermedio U_Z sin el chopper elevador 18 según la invención por encima de la tensión límite U_1/U_2 respectiva. La capacitancia C_0 en la salida del rectificador de red 6 sirve para la mejor regulabilidad del chopper elevador 18, y se encuentra en el intervalo de sólo unos pocos μF .

En la realización según la figura 1, la reactancia en el circuito intermedio 8 es aumentada mediante la inductancia L adicional situada en el circuito intermedio 8. En realidad, esto está en contradicción con el "circuito intermedio delgado" pretendido básicamente que debería contener una reactancia reducida a ser posible.

Consecuentemente, según la invención se ha previsto de acuerdo con la figura 4 realizar el chopper elevador 18 con las inductancias de dispersión de las cabezas de bobina de los devanados del motor presentes, de todos modos, en el motor 2. De este modo, pueden suprimirse, ventajosamente, inductancias adicionales en el circuito intermedio 8, pudiendo la reactancia de circuito intermedio mantenida reducida ventajosamente.

El principio general para esta configuración según la dimensión puede ser definido de manera tal que en las inductancia de dispersión de las cabezas de bobina del estator es almacenada energía magnética para utilizarla para la elevación de la tensión de circuito intermedio U_z .

5 Dicha configuración, así como los antecedentes técnicos, se explican ahora en mayor detalle en base a las figuras 4 a 11.

10 El motor eléctrico trifásico 2 se muestra en la figura 4 (y también en la figura 1) como esquema equivalente con sus impedancias de devanado R_1, L_1, L_{s1} a R_3, L_3, L_{s3} y con las fuerzas electromotoras EMK_1 a EMK_3 inducidas. Las inductancias de devanado se dividen, en cada caso, en una parte simétrica L_1 a L_3 y una parte asimétrica L_{s1} a L_{s3} . Si los bobinados están cortocircuitados por medio de sus bornes, en el punto neutro 16 puede medirse solamente la parte asimétrica de las inductancias de devanado conectadas en paralelo, particularmente debido a las inductancia de dispersión de las cabezas de bobinado. Se suprimen las inductancia simétricas porque sus flujos magnéticos se neutralizan mutuamente en el caso de un cortocircuito de bornes. Dicha circunstancia se muestra en la figura 5. La figura 5a muestra los tres conductores de devanado U, V, W con sus impedancias y fuerzas electromotoras participantes. Mediante el cortocircuito de los conductores de devanado se produce, efectivamente, el esquema equivalente mostrado en la figura 5b, siendo efectivas ya sólo las partes resistivas R_1 a R_3 y las inductancias de dispersión L_{s1} a L_{s3} . Las demás partes se anulan mutuamente.

Ahora, según la invención, como inductancia L para el chopper elevador 18 debería usarse sólo la parte de las inductancia de dispersión L_{s1} a L_{s3} según la figura 5b.

20 Para ello, según la invención, se ha previsto operar el chopper elevador 18 solamente en las fases de control de conmutación del inversor 10 en las cuales, por medio de un conmutador correspondiente T_1 a T_6 del inversor 10, todos los conductores de devanado U, V, W del motor eléctrico 2 están cortocircuitados. En las demás fases restantes del control de conmutación se produce, entonces, un habitual control del inversor 10 para la generación del par mediante una habitual modulación del faser espacial para la generación de un campo rotatorio.}

25 Para prever dichas fases operativas entrelazadas, el sistema de control puede estar configurado de acuerdo con el ejemplo de realización mostrado en la figura 4. En comparación con las formas de realización según la figura 1, en la figura 4 se ha previsto, adicionalmente, que la unidad de control 12 del inversor 10 active el regulador de voltaje 20 del chopper elevador 18 por medio de una línea de control 22 adicional en las fases de conmutación en las cuales los conductores de devanado U, V, W están cortocircuitados. En dichas fases el inversor 10 se separa, adicionalmente, del circuito intermedio 8 por medio de un conmutador T_7 . Además, en la realización mostrada el inversor 10 también es separado de masa por medio del conmutador T_8 , debido a los diodos de protección paralelos a los conmutadores T_4 a T_6 formados de transistores bipolares. El conmutador T_8 está configurado como interruptor unipolar. En la realización mostrada, un transistor bipolar convencional con un puente de diodos D_1 a D_4 se ha previsto como conmutador T_8 . Este modo especial de conexión puede ser eliminado si en esta posición se use, directamente, un interruptor unipolar sin diodos de protección, particularmente un TEC (transistor de efecto de campo). Por lo demás, el conmutador T_8 también puede suprimirse completamente si para los conmutadores "inferiores" T_4 a T_6 del inversor 10 se usan, directamente, interruptores unipolares (como TEC). Entonces, para el normal funcionamiento de conmutación, el regulador de voltaje 20 para el chopper elevador 18 es desactivado por medio de la línea de control 22, y la tensión de circuito intermedio del condensador de circuito intermedio C_{zk} es conmutada al inversor 10 por medio del conmutador T_7 y, dado el caso, el conmutador T_8 . Los conmutadores T_7 y, dado el caso, T_8 son controlados, preferentemente, por medio de una conexión de control 24 por el regulador de voltaje 20, en función de su estado operativo.

45 Por razones de claridad se describe ahora el modo de funcionamiento del control de conmutación habitual por medio de la modulación de faser espacial, que sirve para la generación de un sistema de campo rotatorio trifásico para poner en rotación el motor eléctrico 2 o su rotor. Con este propósito, en la figura 6 los conmutadores T_1 a T_6 de la figura 4 han sido reemplazados por conmutadores S_u, S_v, S_w . Estos conmutadores y los interruptores adicionales (transistores) T_7 a T_9 según la figura 4 pueden adoptar los estados según la figura 7. De este modo se generan fasores espaciales de tensión rotatorios R_0 a R_7 .

50 Si las combinaciones de conmutadores de acuerdo con R_1 a R_6 son conmutados sucesivamente, con la ayuda de la disposición espacial de los conductores de devanado puede formarse un así denominado faser giratorio, también llamado faser espacial, para las tensiones de conductores en el sistema cartesiano de coordenadas fijo respecto del estator. Inicialmente, dicho faser espacial de tensión gira abruptamente y es la causa de un faser espacial de corriente en los devanados de motor que forma una carga total de corriente. Dicha carga total de corriente forma junto con el campo rotatorio del rotor el momento de torsión del entrehierro que acciona el motor.

55 En la figura 8 se muestran dos correspondientes fasores espaciales de tensión para los estados de conmutación R_1 a R_6 según la figura 7. Los dos fasores espaciales R_0 y R_7 según la figura 7 no forman un campo rotatorio y se extienden en la figura 8 perpendicular al plano de dibujo a través del origen del sistema de coordenadas.

Como en cada momento sólo un faser espacial se encuentra activo, se genera por medio de la conmutación, primeramente, un faser espacial discontinuo que provoca un campo rotatorio hexagonal (conexión de todas las puntas de fasores), hecho que conduciría a una ondulación de par no deseada.

5 Para producir un par constante, el fasor espacial debe circular sin discontinuidades. Ellos se consigue formando un fasor resultante de dos fasores espaciales respectivamente adyacentes, los así llamados fasores elementales, que se desplaza sobre una trayectoria circular. La formación de un fasor espacial resultante se produce porque los fasores elementales adyacentes son conectados y desconectados rápidamente, formándose, por lo tanto, un fasor espacial resultante en la media aritmética. Este proceso se visualiza en la figura 9. Una típica secuencia de conmutación para la formación de un fasor espacial circulante se ilustra, a modo de ejemplo, en la figura 10.

De acuerdo con la invención, para el chopper elevador 18 sólo es necesario el fasor cero R7. Básicamente, sin embargo, el fasor cero R0 también podría ser usado de forma adicional o alternativa.

10 Por lo tanto, de modo ventajoso es posible, en el intervalo de tiempo en el que esté activo el fasor espacial cero R7, integrar funciones adicionales como, en particular, la operación del chopper elevador 18, sin interferir en la generación de un campo rotatorio circular. Para ello es condición que todos los procesos que provienen del chopper elevador 18, en particular el flujo de corriente a través de los devanados de motor cortocircuitados y la carga magnética resultante, hayan finalizado antes del comienzo de los estados de fasores espaciales R1 a R6 formadores de campos rotatorios.

15 Para clarificar la función del chopper elevador 18 según la figura 4 en el estado de fasor espacial R7, el circuito en la figura 11 se encuentra dibujado en dicho estado. Para simplificar se ilustran solamente los componentes activos en dicha fase. Debido a que en esta fase los conmutadores T7 y T8 están desconectados permanentemente, también el inversor 10 con estos interruptores superiores e inferiores T1 a T3 y T4 a T6 está desconectado del circuito intermedio 8. En consecuencia, en el circuito intermedio 8 sólo se encuentra el circuito equivalente de los devanados cortocircuitados según la figura 5b y forma, de este modo, la inductancia L para el chopper elevador 18. El conmutador T9 es controlado por el regulador de voltaje 20, pulsado de la manera ya descrita anteriormente mediante modulación por ancho de pulsos, de modo que la tensión del circuito intermedio U_z en el condensador de circuito intermedio C_{zk} puede ser controlado mediante el chopper elevador 18 dentro de cierto intervalo. La resistencia de carga R_L dibujada adicionalmente en la figura 11 básicamente representa el motor, cargando el condensador C_{zk} de manera similar al modo en el cual el motor cargaría el circuito intermedio 8 durante los estados de fasor espacial R1 a R6 formadores de campos rotatorios. Durante los estados formadores de campos rotatorios, el chopper elevador 18 está inactivo, y el condensador de circuito intermedio C_{zk} alimenta, entonces, el motor por medio de los conmutadores T7 y T8 conectados.

20 Mediante la configuración descrita según la invención puede usarse, ventajosamente, el choppeado elevador, independientemente de la generación de campo rotatorio regular, para aumentar la tensión del circuito intermediario por encima de un valor crítico y, en este caso, reducir la ondulación de la tensión de circuito intermedio con reactancias disminuidas en el circuito intermedio.

25 En un perfeccionamiento de la inversión, las inductancias de dispersión de la cabeza de bobinado pueden ser influenciadas "artificialmente", concretamente reducidas o aumentadas intercalando, por ejemplo, elementos de ferrita (chapas) en el sector de cabeza de bobinado de manera, por ejemplo, radial. Algunos ejemplos de medidas para la influencia sobre las inductancias de dispersión se explican en base a las figuras 12 a 23.

30 En las figuras 12 a 23 se visualizan, en cada caso, un estator 30 del motor eléctrico 2. De la manera habitual, el estator 30 se compone de un núcleo de estator ferromagnético 32, generalmente implementado como paquete de chapas, y devanados de motor 34 arrollados en ranuras de estator que, fuera del núcleo de estator 32, forman cabezas de bobina conducidas sobre sus caras frontales. Estos sectores de los devanados de motor 34 producen las inductancia de dispersión de cabeza de bobinado descritas anteriormente.

35 Debido a que en el uso conforme con la invención de las cabezas de bobina de los devanados de rotor 34 como inductancia para un chopper elevador 18, todos los conductores están cortocircuitados en sus extremos iniciales y terminales, a través de todos los conductores fluye una corriente aproximadamente igual. Por lo tanto, resulta una compensación de los campos en el núcleo de estator 32 ferromagnético y se presentan solamente las inductancias de dispersión de las cabezas de bobina de los conductores, conectados en paralelo, hacia fuera como inductancia resultante para el chopper elevador 18. Sin embargo, para un funcionamiento apropiado del chopper elevador 18 en los intervalos de tiempo del estado de fasor espacial R7 (fasor cero superior) es ventajoso cuando la inductancia resultante se encuentre dentro de determinados límites, para conseguir un rendimiento energético suficiente y potencias de salida posibles con ello. A continuación se explican algunas posibilidades de influenciar las inductancias de dispersión, variables en función del diseño del estator 30 y de los devanados de motor 34.

40 Como resulta, primeramente, de las figuras 12 y 13, el estator 30 puede presentar, al menos en una de sus dos caras de cabeza de bobina opuestas axialmente, un anillo compensatorio 36 con forma de disco anular de un material de elevada permeabilidad magnética, que cubre el sector de cabeza de bobina. Este anillo compensatorio 36 forma, por lo tanto, un elemento de reflujo magnético blando. En el ejemplo ilustrado, el estator 30 presenta, en cada caso, en ambas caras axiales un anillo compensatorio 36 de este tipo. Mediante el/cada anillo de compensación 36 se consigue una compensación de los flujos de dispersión con corrientes rectificadas en todos los conductores (semejante a la compensación en el interior del núcleo de estator 32), de modo que se reduce la inductancia resultante.

En el otro ejemplo de realización según las figuras 14 a 17, el estator 30 está provisto adicionalmente -también en al menos una de las caras de cabeza de bobina opuestas axialmente- de un material de relleno de alta permeabilidad magnética entre los devanados de motor 34, por ejemplo de manera fundida o moldeada por inyección. Puede tratarse, por ejemplo, de una resina de moldeo mezclada con polvo de hierro (polvos de ferrita). De este modo, los anillos de compensación 36a pueden estar formados, directamente, por medio de moldeo por inyección o fundición, aún cuando en las figuras 15 y 17 los mismos han sido mostrados separadamente. Mediante dicho "llenado alrededor" del núcleo de estator 32 devanado se consigue un ajuste perfeccionado entre los devanados de motor 34 y el material magnéticamente permeable, de modo que se minimizan los entrehierros. De este modo se consigue un efecto considerablemente mayor de la compensación, de modo que la inductancia L resultante puede ser reducida aún más.

Alternativamente a las medidas explicadas hasta ahora, también es posible conseguir un aumento de las inductancias de dispersión. Para ello se remite a las figuras 18 a 23 según las cuales el estator 30 -nuevamente al menos en una de sus dos caras de cabeza de bobinado axiales opuestas- presenta, en cada caso, entre el/cada devanado de motor 34 y el núcleo de estator 32 ferromagnético, elementos de inserción 38 de un material de alta o baja permeabilidad magnética. Por medio de dicha medida se produce una formación reforzada de flujos de dispersión (es decir, flujos que, en el caso de corrientes rectificadas, no son compensados en los conductores) mediante una distancia (magnética) aumentada entre el devanado 34 respectivo y el núcleo de estator 32. Dependiendo de la permeabilidad magnética del material usado para las piezas de inserción 38, el flujo magnético de dispersión todavía puede ser incrementado (una mayor permeabilidad produce un mayor flujo magnético de dispersión), debido a que una parte de la longitud de las líneas de campo de dispersión magnéticas atraviesa un material de una permeabilidad mayor que aire.

En otra configuración de esta medida, según las figuras 20 a 23 puede estar previsto que las piezas de inserción 38 estén realizadas como anillos magnéticamente cerrados que encierran en forma radial y axial los devanados de motor 34 individuales en el sector de cabeza de bobina. Ello se puede conseguir, por ejemplo, disponiendo, respectivamente, tiras de chapa prolongadas entre el devanado 34 y el núcleo de estator 32. En este caso, los extremos prolongados son llevados alrededor de la cabeza de bobina y doblados uno contra el otro encima del devanado, para formar un anillo cerrado magnéticamente. De este modo, el campo de dispersión es conducido dentro de dicho anillo. Debido a la permeabilidad aumentada del material, el flujo de dispersión es aumentado y, por lo tanto, aumentada la inductancia resultante. Mediante la formación de un anillo permeable magnético cerrado se consigue un efecto mayor del aumento de inductancia que por el solo aumento de distancia y/o inserción de material magnético permeable en el espacio producido.

Finalmente, de forma alternativa o adicional a las medidas descritas previamente, las inductancias de dispersión de las cabezas de bobina también pueden ser influenciadas por diseños especiales de la geometría del devanado mismo. A este respecto se remite a las figuras 24 a 27. Por medio de una configuración selectiva de las cabezas de bobina, es decir de un cuerpo de bobina 40 y/o del devanado 34 aplicado, se pretende conseguir una influencia sobre los flujos de dispersión formados, es decir de los flujos que en los conductores no se compensan con corrientes rectificadas. De este modo, el cuerpo de bobina 40 puede mantener como soporte del devanado 34 una forma especial, hecho que conduce a una modificación de la geometría del devanado y/o a una modificación de las distancias entre el núcleo de estator 32 ferromagnético y los distintos arrollamientos del devanado 34. Consecuentemente, es influenciada la formación de los flujos de dispersión y el efecto como inductancia de dispersión. Además, con igual forma del cuerpo de bobina 40 puede ser modificada la forma del devanado 34 y, por lo tanto, producida una variación de la inductancia de dispersión. Algunas modificaciones se ilustran, a modo de ejemplo, en las figuras 24 a 27. En este caso, la figura 24 muestra una modificación del cuerpo de bobina 40 con una modificación resultante de la geometría de devanado y distancia al núcleo de estator 32 ferromagnético. Las figuras 25 a 27 muestran modificaciones posibles de la forma de devanado 34 con el mismo cuerpo de bobina 40, por ejemplo con un contorno exterior 42 (figura 25) recto y perpendicular a un eje del motor, con un contorno exterior 44 (figura 26) decreciente radialmente en forma oblicua hacia el interior o exterior y/o con un contorno exterior 46 escalonado (figura 27).

Finalmente, debe llamarse la atención sobre el hecho de que pueden aplicarse todas las medidas descritas en base a las figuras 12 a 27 tanto en forma individual como en una combinación arbitraria y/o razonable.

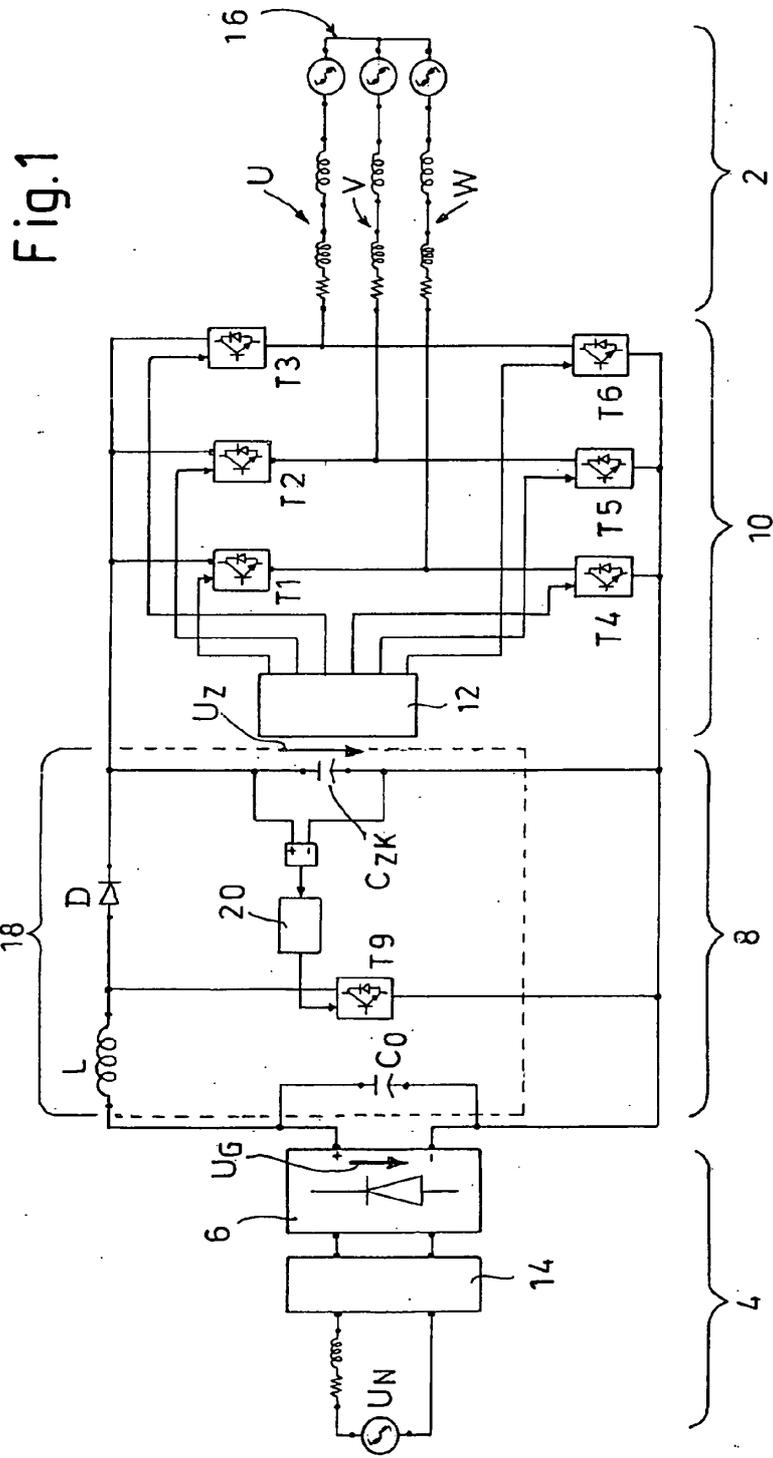
La invención no está limitada a los ejemplos de realización mostrados y descritos, sino que comprende también todas las realizaciones de igual efecto y acción en el sentido de la invención. Además, hasta el momento la invención tampoco está limitada a las combinaciones de características definidas en la reivindicación independiente respectiva, sino que también puede estar definida por cualquier otra combinación de determinadas características de todas las características individuales dadas a conocer. Ello significa que, básicamente, virtualmente cada característica individual de la reivindicación independiente respectiva puede ser dejada de lado o bien ser reemplazada, como mínimo, por una característica individual dada a conocer en otra parte de la solicitud. En tal sentido, las reivindicaciones deben entenderse solamente como un primer intento de formulación para una invención.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento para el control de un motor eléctrico (2) trifásico sin escobillas conmutado electrónicamente, estando rectificada una tensión alterna de red (U_N) y alimentada, por medio de un circuito intermedio delgado (8) con mínima reactancia de circuito intermedio, como tensión de circuito intermedio (U_Z) a un inversor (10) controlable para la alimentación y conmutación del motor eléctrico (2), caracterizado porque una tensión continua pulsante (U_G) producida, primeramente, por medio de la rectificación de la tensión alterna de red (U_N) es aumentada dinámicamente respecto de sus valores instantáneos de tal modo, que la tensión de circuito intermedio (U_Z) resultante se encuentra con ondulación reducida siempre, a través de su desarrollo temporal, por encima de una tensión límite (U_1/U_2) determinada, siendo convertida la tensión continua pulsante (U_G) en la tensión de circuito intermedio (U_Z) usando un chopper elevador (18), estando la tensión continua pulsante (U_G) conectada a una inductancia (L) con una relación de cadencia regulada en base a la tensión de circuito intermedio (U_Z) actual respectiva, siendo la tensión de circuito intermedio (U_Z) sumada por medio de un diodo de protección (D), conectado aguas abajo de la inductancia (L), y un condensador de circuito intermedio (C_{Zk}) y siendo las inductancias de dispersión ($L_{s1} - L_{s3}$) de cabezas de bobina de motor existentes en el motor (2) usadas como inductancia (L) para el chopper elevador (18) siendo un funcionamiento de chopper elevador realizado sólo en las fases del control de conmutación del inversor (10) en las que todos los devanados (U, V, W) del motor eléctrico (2) están cortocircuitados, y produciéndose en las demás fases restantes de la conmutación un control habitual de los devanados (U, V, W) para la generación del par.
2. Procedimiento según la reivindicación 1, caracterizado porque la respectiva tensión de circuito intermedio (U_Z) actual es alimentada como valor real a un regulador de voltaje (20) que controla con modulación por ancho de pulsos un conmutador electrónico (T9) para la cadencia de la inductancia (L) de un chopper elevador (18) en función del valor real de la tensión de circuito intermedio (U_Z) y de la tensión límite (U_1/U_2) predeterminada.
3. Procedimiento según las reivindicaciones 1 o 2, caracterizado porque las inductancias de dispersión ($L_{s1} - L_{s3}$) de las cabezas de bobina de motor pueden ser influenciadas respecto de su inductancia efectiva (L), concretamente reducidas o aumentadas, mediante medidas adicionales.
4. Sistema de control de un motor eléctrico (2) trifásico sin escobillas conmutado electrónicamente, en particular usando el procedimiento según una de las reivindicaciones precedentes, con un rectificador de red (6), un circuito intermedio delgado (8), conectado aguas abajo, con mínima reactancia de circuito intermedio, y con un inversor (10) alimentado por medio del circuito intermedio y controlable para la conmutación del motor eléctrico (2), caracterizado por un chopper elevador (18) integrado con un control (20) diseñado de manera tal que una tensión continua pulsante (U_G) rectificadas por medio del rectificador de red (6) es incrementada dinámicamente respecto de sus valores instantáneos de modo tal que una tensión de circuito intermedio (U_Z) resultante con ondulación reducida se encuentra siempre, a lo largo de su desarrollo temporal, por encima de una tensión límite (U_1/U_2) determinada, presentando el chopper elevador (18) una inductancia (L) en serie con un diodo de protección (D) y con un condensador de circuito intermedio (U_1/U_2) conectado aguas abajo, pudiendo la inductancia (L) ser cargada de manera cadenciada con la tensión continua (U_G) pulsante por medio de un conmutador (T9) controlable electrónicamente, estando la inductancia (L) formada de inductancias de dispersión ($L_{s1} - L_{s3}$) de cabezas de devanado de motor existentes en el motor eléctrico (2) y el control (20) activa el chopper elevador (18) solamente en las fases de conmutación en las que todos los devanados (U, V, W) del motor eléctrico (2) están cortocircuitados.
5. Sistema de control según la reivindicación 4, caracterizado por un regulador de voltaje (20) que en función de la tensión de circuito intermedio (U_Z) actual respectiva y en función de la tensión límite (U_1/U_2) predeterminada controla el conmutador electrónico (T9) con modulación por ancho de pulsos para la cadencia de la inductancia (L) con una cadencia de pulsos variable.
6. Sistema de control según las reivindicaciones 4 o 5, caracterizado por medios adicionales para influenciar la inductancia (L) activa de las inductancias de dispersión ($L_{s1} - L_{s3}$) de cabeza de bobina dispuestas en el sector de cabeza de bobina del motor eléctrico (2).
7. Sistema de control según la reivindicación 6, caracterizado porque el motor eléctrico (2) presenta en al menos una de sus dos caras de cabeza de bobina opuestas axialmente, un anillo compensatorio (36) de un material de elevada permeabilidad magnética, que cubre el sector de cabeza de bobina.
8. Sistema de control según las reivindicaciones 6 o 7, caracterizado porque el motor eléctrico (2) está provisto en al menos una de sus dos caras de cabeza de bobina opuestas axialmente, entre los devanados de motor (34) de un material de relleno de elevada permeabilidad magnética.
9. Sistema de control según una de las reivindicaciones 6 a 8, caracterizado porque el motor eléctrico (2) presenta al menos en una de sus dos caras de cabeza de bobinado axiales opuestas, en cada caso axialmente entre el devanado de motor (34) y un núcleo de estator (32) ferromagnético, elementos de inserción (38) de un material de alta o baja permeabilidad magnética.

10. Sistema de control según la reivindicación 9, caracterizado porque las piezas de inserción (38) están realizadas como anillos magnéticamente cerrados que encierran los devanados de motor (34) individuales en el sector de cabeza de bobina.

5 11. Sistema de control según una de las reivindicaciones 4 a 10, caracterizado por un diseño geométrico de los devanados de motor (34) en el sector de cabeza de bobina para influenciar la inductancia (L) activa de las inductancias de dispersión (Ls1 - Ls3) de cabeza de bobina.



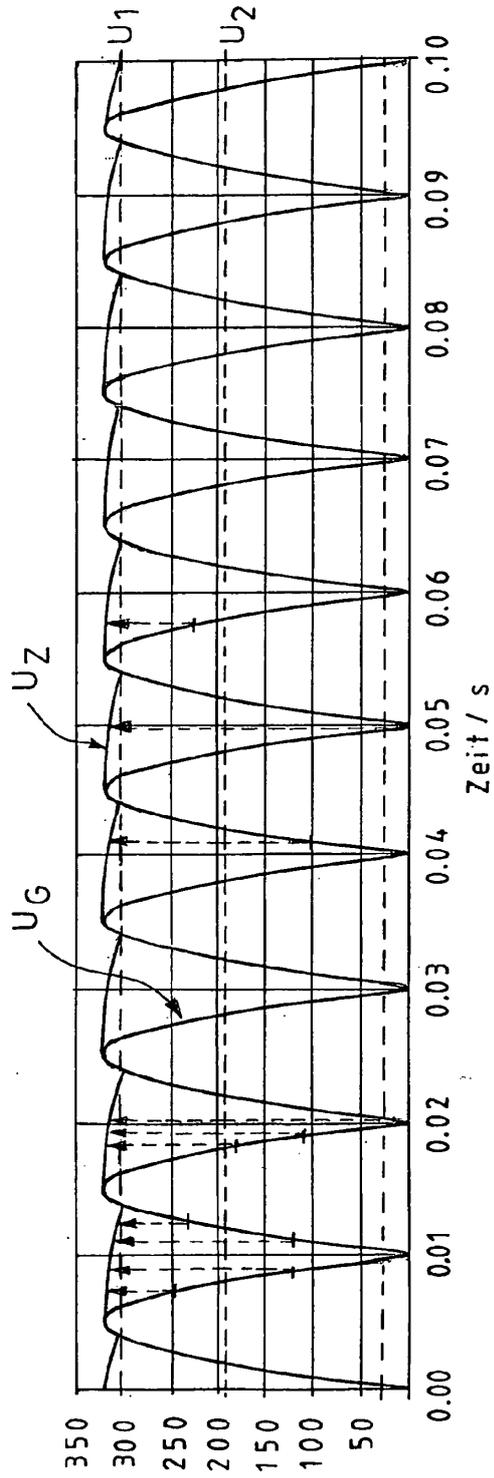


Fig.2

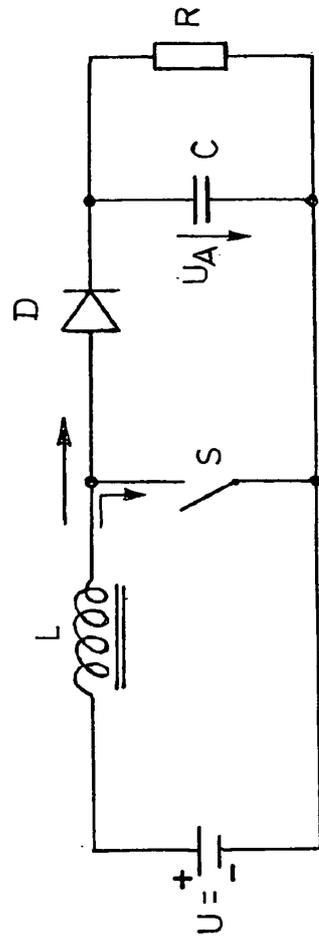


Fig.3

Fig.5a

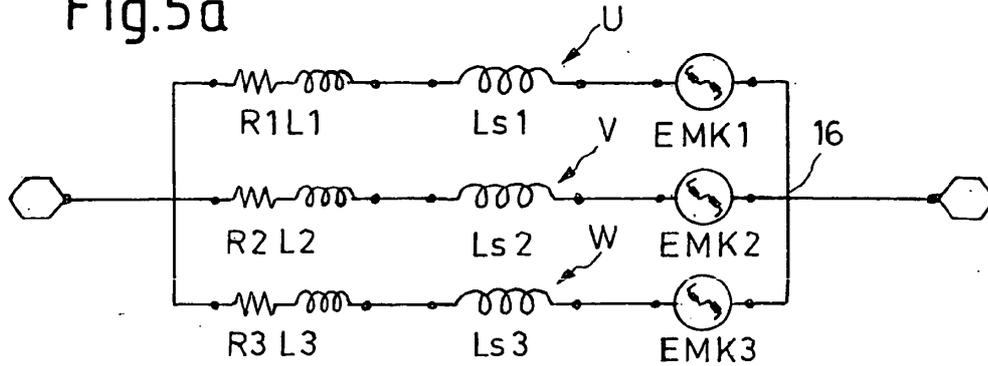


Fig.5b

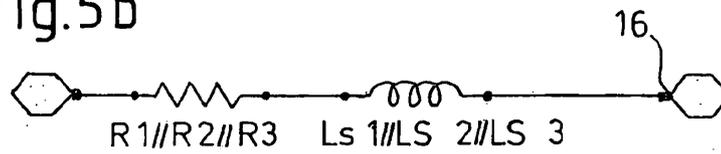
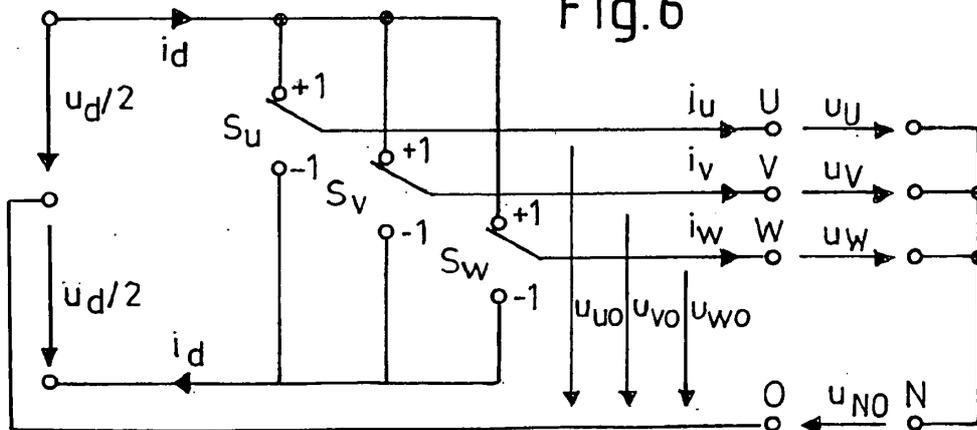


Fig.6



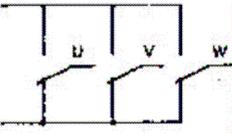
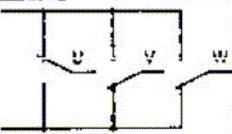
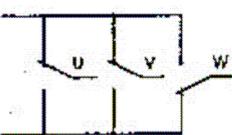
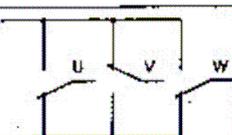
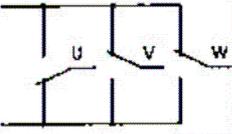
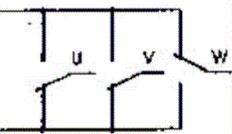
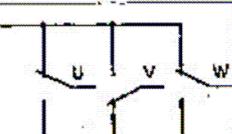
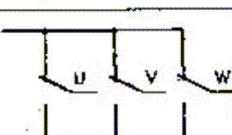
Fasor espacial	Longitud del fasor espacial en el sistema de coordenadas de estator fijo	Ángulo del fasor espacial	Posición de conmutación	T7	T8	T9
R0	0	---		1	1	0
R1	U_d	0		1	1	0
R2	U_d	$\frac{\pi}{3}$ (60°)		1	1	0
R3	U_d	$\frac{2\pi}{3}$ (120°)		1	1	0
R4	U_d	π (180°)		1	1	0
R5	U_d	$\frac{4\pi}{3}$ (240°)		1	1	0
R6	U_d	$\frac{5\pi}{3}$ (300°)		1	1	0
R7	0	---		0	0	PWM

Fig.7

Fig.8

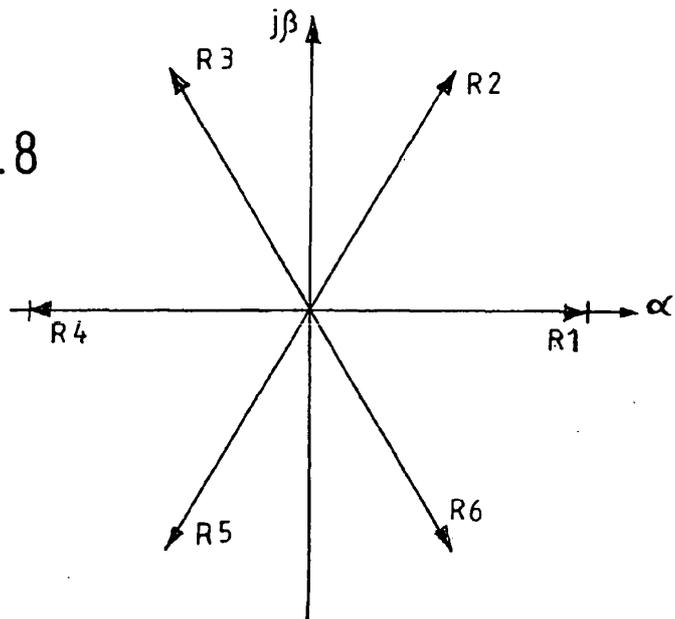


Fig.9

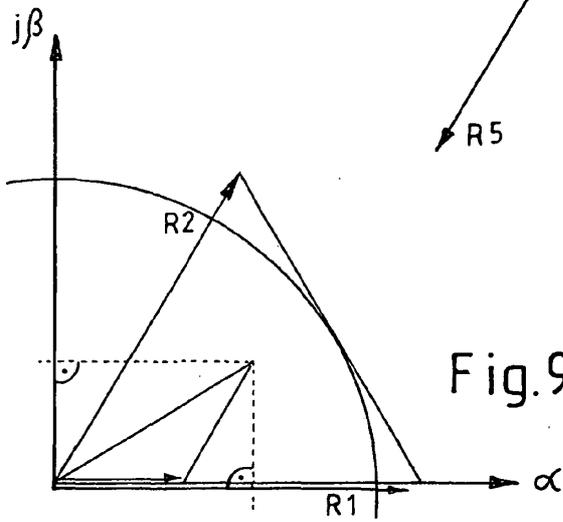
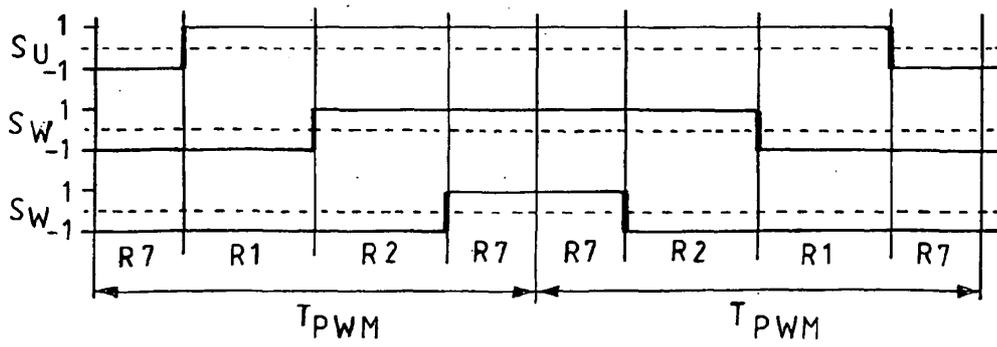


Fig.10



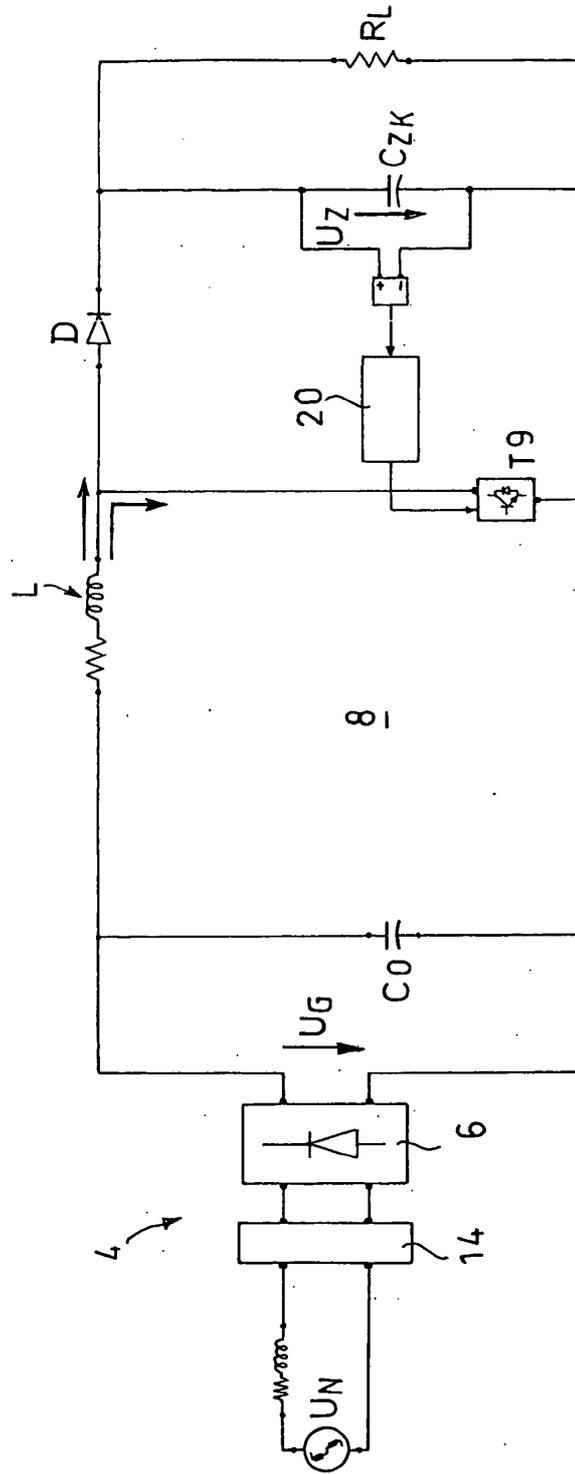
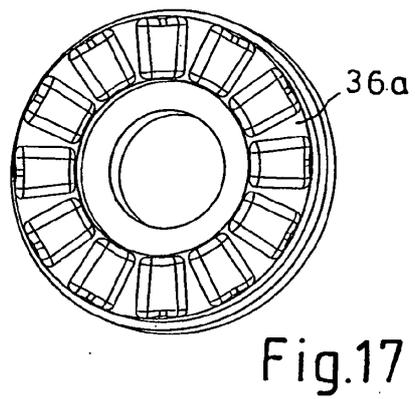
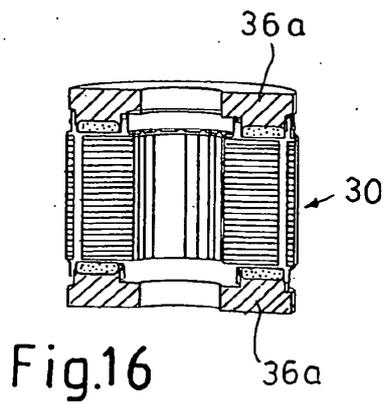
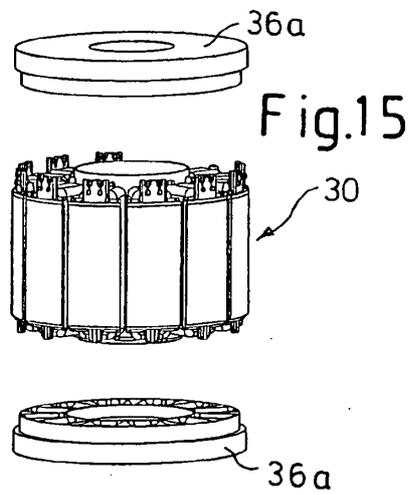
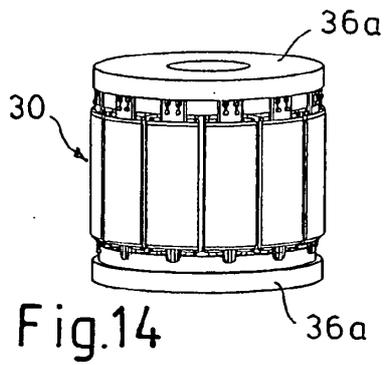
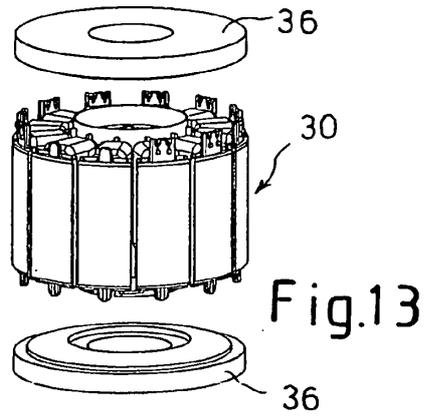
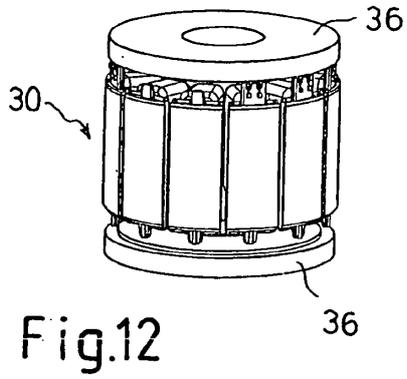
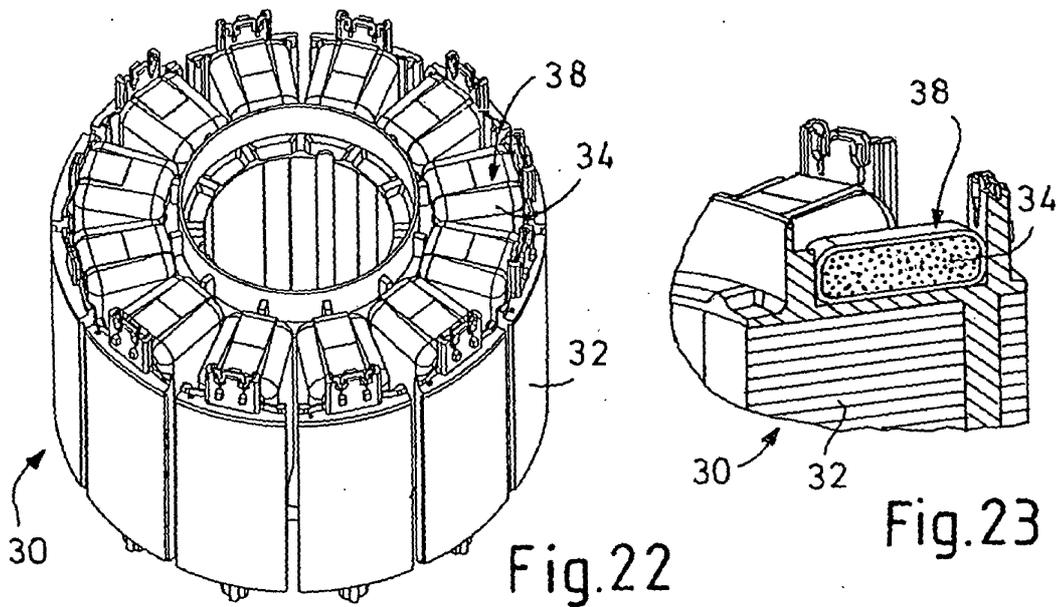
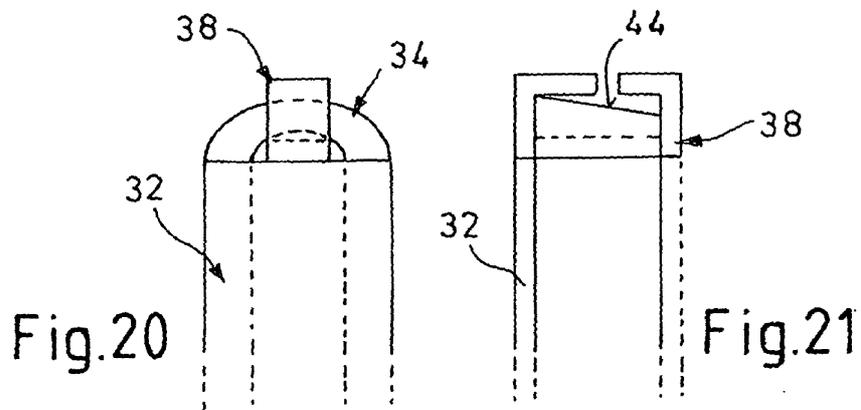
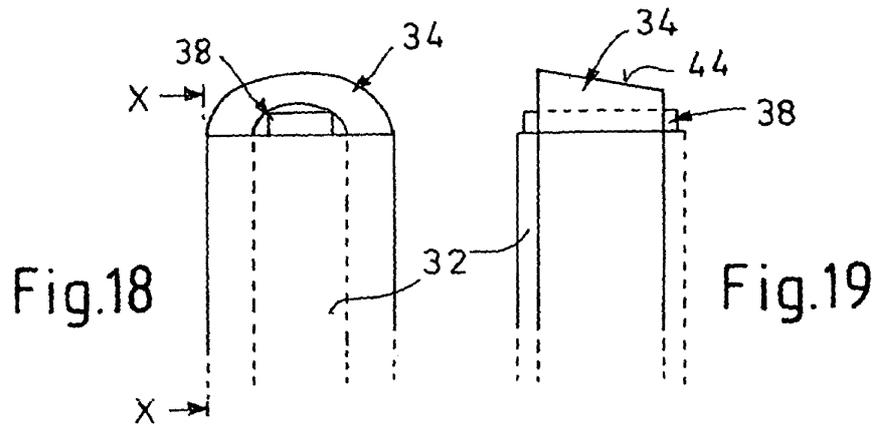


Fig.11





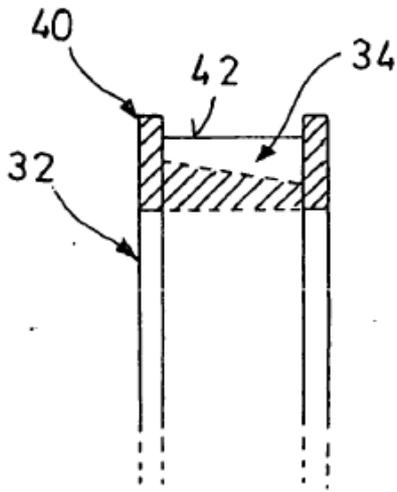


Fig.24

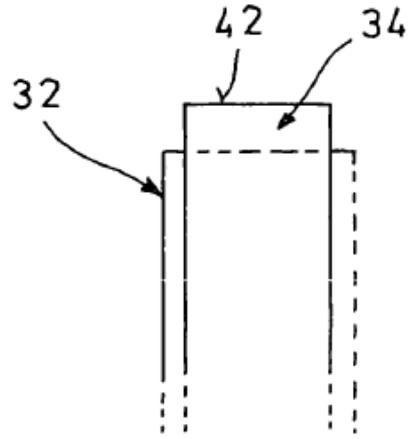


Fig.25

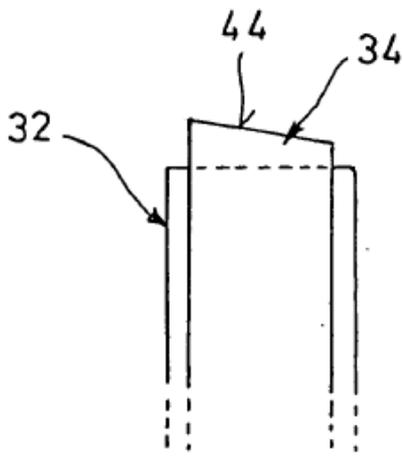


Fig.26

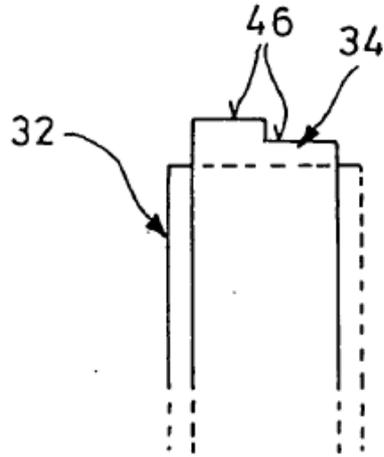


Fig.27