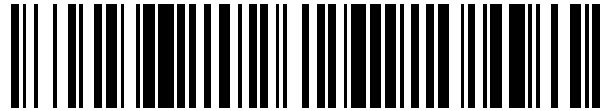


19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 676 018**

51 Int. Cl.:

**H02M 1/12** (2006.01)  
**H02M 5/458** (2006.01)  
**H02M 7/46** (2006.01)  
**H02M 7/23** (2006.01)  
**H02P 5/74** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **06.01.2017 E 17150492 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **02.05.2018 EP 3208924**

54 Título: **Procedimiento y sistema de control para una instalación de control de motor eléctrico**

30 Prioridad:

**18.02.2016 FR 1651320**

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

**16.07.2018**

73 Titular/es:

**SCHNEIDER TOSHIBA INVERTER EUROPE SAS  
(100.0%)  
33, rue André Blanchet  
27120 Pacy sur Eure, FR**

72 Inventor/es:

**MESSAOUDI, MEHDI y  
BOULHARTS, HOCINE**

74 Agente/Representante:

**CARPINTERO LÓPEZ, Mario**

**ES 2 676 018 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 una instalación de control de motor eléctrico

**Campo técnico de la invención**

5 La presente invención hace referencia a un procedimiento de control implementado para una instalación de control de motor eléctrico y a un sistema de control empleado en dicha instalación para implementar dicho procedimiento.

**Estado de la técnica**

Se conoce el empleo de unas instalaciones de control con varios convertidores para controlar uno o varios motores eléctricos. De este modo, se distinguen diferentes arquitecturas:

- 10
- En una primera arquitectura, la instalación incluye al menos dos convertidores de tipo ondulator conectados en paralelo a un mismo bus continuo de alimentación, estando cada uno de estos ondulator destinado al control de un motor eléctrico distinto.
  - En una segunda arquitectura, la instalación incluye un primer convertidor de tipo rectificador activo conectado a la red y un segundo convertidor de tipo ondulator destinado al control de un motor eléctrico.

15 De manera convencional, los instantes de controles de los transistores de cada convertidor están determinados por modulación de ancho de pulso (a continuación, MAP). Una MAP de tipo intersectiva consiste en comparar una portadora triangular simétrica o asimétrica con una o varias moduladoras. Para un transistor de potencia de un convertidor, las intersecciones entre una portadora y una o varias moduladoras definen los instantes de conmutación al cierre y a la apertura del transistor.

20 Se conoce que el aumento de la frecuencia de corte aplicada a un convertidor arrastra una subida de la corriente de modo común. La corriente de modo común generada puede tomar diferentes trayectos entre el sistema y cada motor eléctrico. Estos trayectos están creados por unos acoplamientos capacitivos generados:

- Entre los conductores del cable que conectan cada convertidor a su carga eléctrica,
- Entre los arrollamientos del motor y el estátor y
- Entre los transistores de cada convertidor y el disipador conectado a la tierra.

25 Cuando la instalación incluye, de este modo, dos convertidores según una de las dos arquitecturas descritas más arriba, la tensión de modo común total es la suma de las perturbaciones proporcionadas por cada uno de los convertidores.

30 Habitualmente, se usa un filtro para reducir las perturbaciones generadas. El filtro puede estar compuesto por componentes pasivos y/o activos. En una solución de filtrado con componentes pasivos, esta debe estar dimensionada para:

- Arrastrar una atenuación necesaria de las perturbaciones con vistas a respetar unos umbrales estándar predefinidos de perturbaciones electromagnéticas,
- Garantizar que su inductancia de modo común no se sature nunca.

35 Para filtrar estas tensiones de modo común, el filtro CEM presente a la entrada se sobredimensiona a menudo para responder a estas dos sollicitaciones y, de este modo, responder en el caso más desfavorable de saturación del núcleo magnético de la inductancia del filtro.

En una instalación realizada según una arquitectura con rectificador activo tal como se ha descrito más arriba, se han desarrollado diferentes soluciones para reducir la corriente de modo común. Estas soluciones consisten, por ejemplo, en una acción sobre los controles del rectificador y del ondulator.

40 El documento JP2003018853 propone, por ejemplo, un método para reducir la corriente de modo común en un variador de velocidad sincronizando la conmutación al cierre (o a la apertura) de tres transistores de potencia (altos o bajos) del paso rectificador con la conmutación al cierre (o a la apertura) de los tres transistores correspondientes (respectivamente altos o bajos) del paso ondulator. Esta solución permite reducir la dimensión del filtro empleado para filtrar la corriente de modo común y, por lo tanto, disminuir los costes del convertidor.

45 La patente de los Estados Unidos US6.185.115 describe igualmente un método que permite sincronizar las conmutaciones del paso rectificador con las conmutaciones del paso ondulator, de manera que se reduzca la tensión de modo común. El método propuesto consiste en sincronizar la conmutación de un solo brazo de conmutación del paso ondulator, en frente ascendente y descendente, con la conmutación de un solo brazo de conmutación del paso rectificador, lo que permite, para un periodo de corte, pasar solamente de doce frentes de

50 tensión a ocho frentes de tensión sobre todos los brazos de conmutación.

La solicitud de patente europea EP2442436A2 describe igualmente un método de sincronización de las conmutaciones entre el paso rectificador y el paso ondulator. El método permite sincronizar cada conmutación de un

transistor del paso rectificador con una conmutación del paso ondulator, permitiendo, de este modo, reducir la tensión de modo común total generada.

5 No obstante, las soluciones descritas en estas patentes anteriores no son forzosamente satisfactorias y no pueden aplicarse para unas instalaciones de control que presentan una arquitectura con al menos dos onduladores en paralelo conectados a un mismo bus continuo de alimentación.

La finalidad de la invención es, por lo tanto, proponer un procedimiento de control que permita limitar al máximo la generación de tensión de modo común, de manera que se emplee un filtro de modo común dimensionado de manera adaptada y que pueda adaptarse a unas instalaciones de control con al menos dos convertidores dispuestos según diferentes topologías.

10 Los documentos de los Estados Unidos US2006034364 y US2009140829 forman parte de la técnica anterior para la presente solicitud.

**Descripción de la invención**

Esta finalidad se alcanza por un procedimiento de control implementado para una instalación de control de motor eléctrico, incluyendo dicha instalación de control:

- 15 - Varias fases de entrada destinadas a estar conectadas a una red eléctrica que proporciona una tensión alterna,
- Un filtro de modo común conectado sobre las fases de entrada, que incluye al menos una inductancia,
- Un bus continuo de alimentación dispuesto para proporcionar una tensión continua,
- 20 - Un primer convertidor conectado a dicho bus continuo de alimentación y controlado para aplicar unos primeros frentes de tensión a un motor eléctrico a partir de una primera modulación de ancho de pulso, obtenida comparando una primera portadora, denominada portadora de referencia, aplicada a una primera frecuencia de corte, a una primera moduladora,
- Un segundo convertidor conectado a dicho bus continuo de alimentación y controlado a partir de una segunda modulación de ancho de pulso obtenida comparando una segunda portadora, aplicada a una segunda frecuencia de corte, a una segunda moduladora,
- 25 - Estando dicha segunda portadora destinada a estar defasada con respecto a la portadora de referencia en un ángulo de defase.

30 El procedimiento de control de la invención consiste en determinar un ángulo de defase óptimo a partir de la primera frecuencia de corte y de la segunda frecuencia de corte, correspondiendo dicho ángulo de defase óptimo al ángulo de defase para el que el flujo magnético máximo visto por la inductancia del filtro de modo común es lo más escaso posible, permitiendo, de este modo, evitar cualquier saturación del núcleo magnético de la inductancia.

Según una particularidad, el procedimiento incluye una etapa de determinación de una ratio entre la primera frecuencia de corte y la segunda frecuencia de corte.

35 Según otra particularidad, el procedimiento incluye una etapa de lectura de una tabla de datos preestablecida que almacena varios valores de ratio y para cada valor de ratio, un valor de ángulo de defase óptimo teórico correspondiente al flujo magnético máximo.

Según una primera variante de realización, el ángulo de defase óptimo corresponde a dicho ángulo de defase óptimo teórico si la instalación de control presenta una arquitectura simétrica con respecto a la tierra.

40 Según una segunda variante de realización, el ángulo de defase óptimo corresponde a dicho ángulo de defase óptimo teórico al que se añade un valor de corrección si la instalación de control presenta una arquitectura asimétrica con respecto a la tierra.

Según una particularidad, el valor de corrección está determinado a partir de una diferencia entre un flujo magnético teórico y un flujo magnético real medido para la inductancia del filtro de modo común.

45 Según otra particularidad, el procedimiento incluye una etapa de detección de paso de la primera portadora a un valor mínimo y una etapa de sincronización de la segunda portadora con respecto a la primera portadora para tener en cuenta el ángulo de defase óptimo determinado.

Según otra variante de realización, el ángulo de defase óptimo corresponde al ángulo de defase óptimo teórico al que se añade un valor de 180 ° si el segundo convertidor de la instalación de control es del tipo rectificador activo.

50 Según otra variante de realización, si la instalación de control incluye un tercer convertidor controlado a partir de una tercera modulación de ancho de pulso, obtenida comparando una tercera portadora, aplicada a una tercera frecuencia de corte, a una tercera moduladora, el procedimiento consiste en:

- Determinar una primera ratio entre la frecuencia de corte de la primera portadora y la frecuencia de corte de la segunda portadora,
- Determinar una segunda ratio entre la frecuencia de corte de la primera portadora y la frecuencia de corte de la

tercera portadora,

- Determinar un conjunto de dos ángulos de defase óptimos teóricos asociado a un conjunto formado por la primera ratio y por la segunda ratio determinada.

5 La invención se refiere igualmente a un sistema de control destinado a implementar el procedimiento de control tal como se ha definido más arriba, incluyendo dicho sistema al menos una unidad de control e incluyendo un módulo de determinación de un ángulo de defase óptimo teórico a partir de la primera frecuencia de corte y de la segunda frecuencia de corte, correspondiendo dicho ángulo de defase óptimo a aplicar al ángulo de defase para el que el flujo magnético máximo visto por la inductancia del filtro de modo común es lo más escaso posible.

10 Según una particularidad, el sistema incluye un módulo de determinación de una ratio entre la primera frecuencia de corte y la segunda frecuencia de corte.

Según otra particularidad, el sistema incluye un módulo de lectura de una tabla de datos preestablecida que almacena varios valores de ratio y para cada valor de ratio, un valor de ángulo de defase óptimo teórico correspondiente a dicho flujo magnético máximo determinado.

15 Según una primera variante de realización, el ángulo de defase óptimo corresponde a dicho ángulo de defase óptimo teórico si la instalación de control presenta una arquitectura simétrica con respecto a la tierra.

Según otra variante de realización, el ángulo de defase óptimo corresponde a dicho ángulo de defase óptimo teórico al que se añade un valor de corrección si la instalación de control presenta una arquitectura asimétrica con respecto a la tierra.

20 Según una particularidad, el valor de corrección está determinado a partir de una diferencia entre un flujo magnético teórico y un flujo magnético real medido para la inductancia del filtro de modo común.

Según otra particularidad, el sistema incluye un módulo de detección de paso de la primera portadora a un valor mínimo y un módulo de sincronización de la segunda portadora con respecto a la primera portadora para tener en cuenta el ángulo de defase óptimo determinado.

25 Según otra variante de realización, el ángulo de defase óptimo corresponde al ángulo de defase óptimo teórico al que se añade un valor de  $180^\circ$  si el segundo convertidor de la instalación de control es del tipo rectificador activo.

Según otra variante de realización, si la instalación de control incluye un tercer convertidor controlado a partir de una tercera modulación de ancho de pulso, obtenida comparando una tercera portadora, aplicada a una tercera frecuencia de corte, a una tercera moduladora, el sistema incluye:

- Un módulo de determinación de una primera ratio entre la frecuencia de corte de la primera portadora y la frecuencia de corte de la segunda portadora,
- Un módulo de determinación de una segunda ratio entre la frecuencia de corte de la primera portadora y la frecuencia de corte de la tercera portadora,
- Un módulo de determinación de un conjunto de dos ángulos de defase óptimos teóricos asociado a un conjunto formado por la primera ratio y por la segunda ratio determinada.

35 **Breve descripción de las figuras**

Otras características y ventajas se mostrarán en la descripción detallada que sigue hecha con respecto a los dibujos adjuntos en los que:

40 - Las figuras 1A y 1B representan la arquitectura de una instalación de control de motor eléctrico con dos onduladores en paralelo conectados a un mismo bus continuo de alimentación y destinados cada uno al control de un motor eléctrico distinto. La figura 1C permite ilustrar las tensiones de modo común generadas por una instalación del tipo de la representada en las figuras 1A y 1B.

45 - La figura 2 representa la arquitectura de una instalación de control de motor eléctrico que presenta un rectificador activo y un ondulator conectado a un motor eléctrico.

- Las figuras 3A y 3B ilustran la variación del flujo magnético en función del defase aplicado entre dos portadoras.

50 - La figura 4 representa la curva de variación del flujo máximo visto por la inductancia del filtro de modo común en función del ángulo de defase aplicado entre las dos portadoras.

- La figura 5 representa un ejemplo de tabla de datos que muestra el defase a aplicar entre dos portadoras en función de la ratio entre las dos frecuencias de corte.

55 - La figura 6 ilustra de manera esquemática el principio de la invención en un primer caso de funcionamiento.

- La figura 7 ilustra de manera esquemática el principio de la invención en un segundo caso de funcionamiento.

**Descripción detallada de al menos un modo de realización**

La invención tiene como propósito proponer un procedimiento de control que podrá adaptarse a diferentes arquitecturas de instalaciones de control de motor eléctrico. Podrá adaptarse a unas arquitecturas que presentan al menos dos convertidores.

Para simplificar, la invención se describirá más abajo para unas instalaciones con dos convertidores, pero hay que comprender que el principio podrá aplicarse para unas instalaciones con más de dos convertidores. Las particularidades de funcionamiento relacionadas con una instalación con más de dos convertidores se detallarán a continuación.

Una primera arquitectura de instalación con dos convertidores está representada en la figura 1A e incluye:

- Varias fases de entrada conectadas a una red eléctrica de alimentación R, por ejemplo, tres fases de entrada si está conectado sobre una red trifásica.
- Un rectificador REC pasivo, por ejemplo, de tipo puente de diodos, que permite transformar la tensión alterna proporcionada por la red en una tensión continua.
- Un bus continuo de alimentación dotado de una primera línea de alimentación L1 con potencial positivo y de una segunda línea de alimentación L2 con potencial negativo entre las que está aplicada la tensión continua. Al menos un condensador de bus Cbus conectado entre la primera línea de alimentación L1 y la segunda línea de alimentación L2 y destinado a retener constante la tensión continua sobre el bus.
- Un primer convertidor CONV1 de tipo ondulator conectado al bus continuo de alimentación y que comprende varios brazos de conmutación conectados en paralelo entre las dos líneas de alimentación. Cada brazo de conmutación incluye al menos dos transistores, por ejemplo, de tipo IGBT, conectados en serie.
- Unas primeras fases de salida U, V, W, estando cada primera fase de salida conectada a un punto medio situado entre dos transistores de un brazo de conmutación distinto del primer convertidor, de manera que se conecte a un primer motor eléctrico M1.
- Un segundo convertidor CONV2 de tipo ondulator conectado al bus continuo de alimentación, en paralelo del primer convertidor CONV1 y que comprende igualmente varios brazos de conmutación conectados en paralelo entre las dos líneas de alimentación. Cada brazo de conmutación incluye al menos dos transistores, por ejemplo, de tipo IGBT, conectados en serie.
- Unas segundas fases de salida X, Y, Z, estando cada segunda fase de salida conectada a un punto medio situado entre dos transistores de un brazo de conmutación distinto del segundo convertidor, de manera que se conecte a un segundo motor eléctrico M2.

En la figura 1B, la instalación de control está conectada directamente a una fuente de tensión continua y, por lo tanto, no necesita rectificador. La arquitectura aguas abajo con dos convertidores de la figura 1A permanece, por su parte, idéntica y la solución de la invención descrita más abajo es válida para una instalación conectada a una fuente de tensión alterna (figura 1A) y a una fuente de tensión continua (figura 1B).

Conservando las mismas referencias que en la figura 1A para los elementos comunes e idénticos, una segunda arquitectura de instalación representada en la figura 2 incluye:

- Varias fases de entrada conectadas a una red eléctrica de alimentación R, por ejemplo, tres fases de entrada si está conectado sobre una red trifásica.
- Un primer convertidor CONV10 formado por un rectificador activo que permite transformar la tensión alterna proporcionada por la red en una tensión continua. Incluye varios brazos de conmutación dotados cada uno, por ejemplo, de al menos dos transistores de potencia, por ejemplo, de tipo IGBT. En inglés, este tipo de convertidor con un paso rectificador activo a la entrada se llama comúnmente "Active front end".
- Un bus continuo de alimentación dotado de una primera línea de alimentación L1 con potencial positivo y de una segunda línea de alimentación L2 con potencial negativo entre las que está aplicada la tensión continua.
- Al menos un condensador de bus Cbus conectado entre la primera línea de alimentación y la segunda línea de alimentación y destinado a retener constante la tensión continua sobre el bus.
- Un segundo convertidor CONV20, formado por un ondulator conectado al bus continuo de alimentación y que comprende varios brazos de conmutación conectados en paralelo entre las dos líneas de alimentación L1, L2 del bus. Cada brazo de conmutación incluye al menos dos transistores, por ejemplo, de tipo IGBT, conectados en serie.
- Unas fases de salida U1, V1, W1 conectadas cada una a un punto medio situado entre dos transistores de un brazo de conmutación distintos del ondulator y destinadas a estar conectado a un motor eléctrico M3.

En las figuras adjuntas, los convertidores representados están conectados en trifásico y son con dos niveles, es decir, que incluyen dos transistores de potencia controlados por brazo de conmutación. Por supuesto, la invención podrá aplicarse para unas arquitecturas que incluyan unos convertidores con tres niveles o más.

De manera convencional, los controles de los transistores de cada convertidor CONV1, CONV2, CONV10, CONV20 están realizados por modulación de ancho de pulso (a continuación, MAP y nombrado PWM para "Pulse Width

Modulation" en inglés). Una MAP de tipo intersectiva consiste en comparar una portadora triangular simétrica o asimétrica con una o varias moduladoras. Para un transistor de potencia del paso ondulatorio o del paso rectificador, las intersecciones entre una portadora y una o varias moduladoras definen los instantes de conmutación al cierre y a la apertura del transistor.

5 Para el control de sus convertidores, la instalación representada en la figura 1A o en la figura 2 incluye un sistema de control adaptado. El sistema de control podrá incluir una unidad de control común para todos los convertidores o una unidad de control distinta asociada a cada convertidor. En la continuación de la descripción y de manera no limitativa, consideraremos una solución en la que una unidad de control distinta está dedicada al control de un convertidor particular. Dos unidades de control UC1, UC2 distintas se emplean, de este modo, para controlar  
10 respectivamente el primer convertidor CONV1 y el segundo convertidor CONV2 de la instalación según la arquitectura de la figura 1A. Dos unidades de control UC10, UC20 distintas se emplean, de este modo, para controlar respectivamente el primer convertidor CONV10 y el segundo convertidor CONV20 de la instalación según la arquitectura de la figura 2.

15 Cada unidad de control UC1, UC2, UC10, UC20 determina los instantes de conmutación por la modulación de ancho de pulso y envía las órdenes de control correspondientes a los transistores del convertidor al que está asociada. Cada transistor está asociado a un dispositivo de control de rejilla que recibe las órdenes de control de su unidad de control. Cada unidad de control incluye, en concreto, un microprocesador y unos medios de memorización.

20 En las dos arquitecturas, un filtro de modo común  $F_{MC}$  que incluye una inductancia de modo común está posicionado sobre las fases de entrada conectadas a la red, con el fin de filtrar las perturbaciones electromagnéticas generadas por las conmutaciones de los convertidores. Este tipo de filtro es bien conocido y no se detallará en la presente solicitud. De manera conocida, incluye, en concreto, una inductancia que presenta un núcleo magnético alrededor del que están realizados tres arrollamientos conectados cada uno en serie sobre una fase de entrada distinta.

25 En una arquitectura con dos convertidores conectados al bus continuo de alimentación, el flujo visto por la inductancia del filtro de modo común situado a la entrada es función del conjunto de las tensiones de modo común generadas por los diferentes convertidores.

Según la invención, se llega, en efecto, a mostrar que el flujo visto por la inductancia de modo común es función de la integral de las tensiones de modo común.

Con referencia a la figura 1C que representa, de manera simplificada, la arquitectura de la figura 1A y de la figura 1B, esta tensión de modo común  $V_{MC\_L}$  vista por la inductancia es función:

- 30 - De las tensiones de modo común  $V_{MC1}$ ,  $V_{MC2}$  generadas por cada uno de los dos convertidores del sistema,  
- De las capacidades parásitas  $C1$ ,  $C2$  presentes entre los conductores de potencia y la tierra.

35 Ahora bien, resulta que el flujo magnético máximo generado en la inductancia del filtro evoluciona con el tiempo de forma no dominada, pudiendo arrastrar la saturación de su núcleo magnético. Para remediar la probabilidad de saturación del núcleo magnético de la inductancia, la solución más sencilla consiste en sobredimensionar el filtro para responder en el caso más desfavorable.

En las figuras 1A y 2, el trayecto seguido por la corriente de modo común  $I_{MC}$  está representado por los trazos en punteado.

La invención descrita más abajo permite, no obstante, limitar el sobredimensionamiento del filtro proponiendo dominar el flujo visto por la inductancia del filtro de modo común  $F_{MC}$ .

40 La invención se describirá más precisamente para la primera arquitectura de la instalación que está representada en la figura 1A. No obstante, hay que comprender que la solución será idéntica para su variante de la figura 1B y para la segunda arquitectura de instalación representada en la figura 2 y que será reproducible para cualquier arquitectura que incluya más de dos convertidores conectados en paralelo.

45 Para ello, la invención consiste en actuar sobre el ángulo de defase  $\Psi$  entre las portadoras empleadas para el control de cada uno de los dos convertidores CONV1, CONV2 de la instalación.

Para el control de cada transistor del primer convertidor, una primera modulación de ancho de pulso se aplica por la primera unidad de control UC1, empleando al menos una primera portadora generada a una primera frecuencia de corte  $f_{sw1}$ , y una primera moduladora.

50 Para el control de cada transistor del segundo convertidor, una segunda modulación de ancho de pulso se aplica por la segunda unidad de control UC2, empleando al menos una segunda portadora generada a una segunda frecuencia de corte  $f_{sw2}$ , y una segunda moduladora.

Las figuras 3A y 3B ilustran la variación del flujo máximo  $\Phi_{m\acute{a}x}$  vista por la inductancia del filtro de modo común cuando el primer convertidor CONV1 se controla con una primera portadora P1 generada a una primera frecuencia

de corte  $f_{sw1}$  y el segundo convertidor CONV2 se controla con una segunda portadora P2 generada a una segunda frecuencia de corte  $f_{sw2}$ , estando las dos portadoras defasadas en un ángulo de defase diferente  $\Psi_1, \Psi_2$  entre la figura 3A y la figura 3B. En la figura 3A, el ángulo de defase es no nulo y en la figura 3B, el ángulo de defase se elige, por ejemplo, nulo. Entre las dos figuras, se observa la influencia del ángulo de defase entre las portadoras sobre el valor del flujo máximo visto por la inductancia del filtro. En la figura 3A, el flujo máximo detectado es, en efecto, más escaso que en la figura 3B.

La finalidad de la invención es, por lo tanto, determinar un ángulo de defase óptimo  $\Psi_{opt}$  a aplicar entre la primera portadora y la segunda portadora para que el flujo máximo  $\Phi_{m\acute{a}x}$  visto por la inductancia del filtro de modo común sea lo más escaso posible, permitiendo, de este modo, evitar cualquier saturación de su núcleo magnético. Una de las dos portadoras se definirá como la portadora de referencia y la otra estará defasada con respecto a esta en el ángulo de defase óptimo  $\Psi_{opt}$  determinado.

El ángulo de defase óptimo  $\Psi_{opt}$  a aplicar entre las dos portadoras está determinado a partir de una ratio, designada  $k_i$ , entre las dos frecuencias de corte  $f_{sw1}, f_{sw2}$ . Esta ratio tomará varios valores distintos según el valor de la primera frecuencia de corte y el valor de la segunda frecuencia de corte. Está definida de manera arbitraria por la siguiente relación:

$$k_i = \frac{f_{sw1}}{f_{sw2}}$$

Con:

- $i$  que va de 1 a  $n$  y  $n$  superior o igual a 2,
- $f_{sw1}$  la frecuencia de corte de la primera portadora,
- $f_{sw2}$  la frecuencia de corte de la segunda portadora.

Según el valor tomado por cada frecuencia de corte, el valor de la ratio  $k_i$  va, por lo tanto, a variar. Para cada ratio entre las dos frecuencias de corte, es posible aplicar varios ángulos de defase entre las dos portadoras. Para cada uno de estos ángulos de defase, el flujo máximo visto por la inductancia del filtro de modo común será potencialmente diferente. Un ángulo de defase óptimo teórico  $\Psi_{i\_opt\_te}$  estará asociado, de este modo, a cada valor de la ratio  $k_i$  para la que el flujo máximo visto por la inductancia de modo común es teóricamente mínimo si el montaje de la arquitectura es simétrico con respecto a la tierra.

Preferentemente, los ángulos de defase óptimos teóricos  $\Psi_{i\_opt\_te}$  están almacenados, por ejemplo, en relación con cada ratio  $k_i$  en una tabla de datos preestablecida. La figura 5 muestra una representación de la tabla de datos que pone en relación cada ángulo de defase  $\Psi_{i\_opt\_te}$  en función de una ratio  $k_i$  entre la primera frecuencia de corte y la segunda frecuencia de corte.

La tabla de datos preestablecida estará preferentemente memorizada en los medios de memorización de una o de las dos unidades de control UC1, UC2. La tabla de datos podrá establecerse durante una fase de aprendizaje o por simulación, antes de inyectarse en los medios de memorización. Para establecerla, se tratará, entonces, para cada valor de ratio  $k_i$  entre las dos frecuencias de corte:

- de barrer los diferentes valores posibles del ángulo de defase,
- para cada ángulo de defase, de determinar, por medición o por cálculo, el flujo magnético visto por la inductancia del filtro de modo común,
- para cada ángulo de defase, de determinar el flujo magnético máximo visto por la inductancia del filtro de modo común,
- de memorizar el ángulo de defase óptimo teórico  $\Psi_{i\_opt\_te}$  para el que el valor del flujo magnético máximo es mínimo.

Partiendo de estos principios generales, se distinguen dos casos:

- Un primer caso en el que las capacidades parásitas C1 y C2 son iguales, es decir, que el montaje es simétrico con respecto a la tierra,
- Un segundo caso en el que las capacidades parásitas son diferentes, es decir, que el montaje es asimétrico con respecto a la tierra.

En el primer caso, los cables, los motores eléctricos y la conexión a la tierra se consideran como idénticos. De este modo, el flujo visto por la inductancia del filtro de modo común  $F_{MC}$  es función de la suma de las tensiones de modo común generadas por cada convertidor CONV1, CONV2 y varía en función de las dos frecuencias de corte  $f_{sw1}, f_{sw2}$  aplicadas a las dos portadoras definidas más arriba.

En este primer caso, el ángulo de defase óptimo  $\Psi_{opt}$  a aplicar entre las dos portadoras corresponde directamente al ángulo de defase óptimo teórico  $\Psi_{i\_opt\_te}$  que está asociado a la ratio  $k_i$  determinada entre las dos frecuencias de corte.

5 Para este primer caso, el procedimiento de control de la invención sigue, de este modo, las etapas descritas más abajo en relación con la figura 6. De manera no limitativa, se considera, por ejemplo, que las diferentes etapas del procedimiento se implementan por la primera unidad de control UC1, asociada al control del primer convertidor CONV1. Pero hay que comprender que podría tratarse de la segunda unidad de control. La primera portadora está definida, por lo tanto, arbitrariamente como la portadora de referencia.

10 - La primera unidad de control UC1 asociada al primer convertidor CONV1 incluye un módulo informático de lectura dispuesto para leer el valor de la primera frecuencia de corte  $f_{sw1}$  de la primera portadora generada para el control del primer convertidor y para enviar una petición con destino a la segunda unidad de control UC2 con vistas a obtener el valor de la segunda frecuencia de corte  $f_{sw2}$  de la segunda portadora aplicada por la segunda unidad de control UC2 para el control del segundo convertidor CONV2. A recepción de la petición, la segunda unidad de control UC2 envía el valor de la segunda frecuencia de corte  $f_{sw2}$  a la primera unidad de control UC1.

15 - La primera unidad de control UC1 está dispuesta para activar un módulo de cálculo M1 de la ratio  $k_i$  entre los dos valores de frecuencia de corte obtenidos.

20 - A partir de la ratio  $k_i$  calculada, la primera unidad de control UC1 ejecuta un módulo de determinación M2 de un ángulo de defase óptimo  $\Psi_{opt}$  a aplicar entre la primera portadora, que forma la portadora de referencia, y la segunda portadora. Como se ha descrito más arriba, el ángulo de defase óptimo  $\Psi_{opt}$  podrá obtenerse leyendo directamente la tabla de datos preestablecida (figura 5).

- La primera unidad de control UC1 está dispuesta para aplicar el ángulo de defase óptimo  $\Psi_{opt}$  determinado entre las dos portadoras. Para esto:

- La primera unidad de control UC1 ejecuta un módulo de detección dispuesto para detectar un instante en el que la primera portadora P1 pasa a un valor mínimo.

25 - A partir del instante determinado, la primera unidad de control UC1 lanza un contador, con el fin de esperar una duración correspondiente al ángulo de defase óptimo  $\Psi_{opt}$  a aplicar. Cuando se alcanza la duración, la primera unidad de control UC1 ejecuta un módulo de sincronización que emite un bit de sincronización Sinc con destino a la segunda unidad de control UC2.

30 - A la recepción del bit de sincronización Sinc, la segunda unidad de control UC2 ejecuta un módulo de reinicialización de la segunda portadora P2, estando este módulo dispuesto para forzar a la segunda portadora P2 al valor mínimo.

- Estas etapas de más arriba deben implementarse de nuevo si la ratio  $k_i$  entre las dos frecuencias de corte se modifica.

35 La figura 4 permite ilustrar la variación del flujo máximo obtenido en función del ángulo de defase óptimo  $\Psi_i$  aplicado entre las portadoras. De este modo, se puede ver que existe un flujo mínimo para uno o varios valores de ángulo de defase óptimo entre las portadoras.

40 En una instalación de control realizada según la segunda arquitectura descrita más arriba, es decir, con un primer convertidor CONV10 de tipo rectificador activo y un segundo convertidor CONV20 de tipo ondulator conectado al motor eléctrico, el ángulo de defase óptimo teórico  $\Psi_{i\_opt\_te}$  determinado según el método descrito más arriba deberá corregirse en un valor de 180°. Por supuesto, esto será válido si el primer convertidor CONV10 y el segundo convertidor CONV20 son idénticos.

En el segundo caso mencionado más arriba, los montajes ya no son idénticos con respecto a la tierra, lo que significa que los motores y/o los cableados de los dos convertidores son diferentes, generando unos valores de capacidades parásitas distintos.

45 En este segundo caso, el ángulo de defase óptimo  $\Psi_{opt}$  a aplicar no será el ángulo de defase óptimo teórico  $\Psi_{i\_opt\_te}$  deducido directamente a partir de la ratio entre las dos frecuencias de corte, ya que las capacidades parásitas C1, C2 tienen unos valores distintos. Por lo tanto, se tratará de implementar una función de corrección del ángulo de defase óptimo teórico  $\Psi_{i\_opt\_te}$  que se ha deducido de la ratio entre las dos frecuencias de corte. Esta corrección podrá implementarse en tiempo real durante el funcionamiento del sistema o determinarse previamente a este funcionamiento por simulación o implementando una fase de aprendizaje. Entonces, podrá, por ejemplo, aplicarse y memorizarse en los medios de memorización de la unidad de control una nueva tabla de valores que asocia un ángulo de defase óptimo teórico corregido a cada valor de ratio  $k_i$ .

50 Para determinar la corrección a aplicar, la primera unidad de control UC1 debe determinar el flujo magnético real que circula en la inductancia del filtro de modo común. Este flujo magnético real puede obtenerse:



- Por medición directa al nivel de la inductancia empleando un sensor de flujo magnético,
- Por medición indirecta a partir de las tensiones en los bornes de la inductancia del filtro de modo común. Para una inductancia con tres arrollamientos, se tiene:

$$V_{MC\_bobina} = \frac{V_1 + V_2 + V_3}{3}$$

5 Con V1, V2 y V3 la tensión en los bornes de cada arrollamiento de la inductancia.

Y se deduce de ello el flujo magnético a partir de la siguiente relación:

$$\Phi = \frac{1}{N} \int V_{MC\_bobina} dt$$

10 Con referencia a la figura 7, considerando una corrección del ángulo de defase óptimo teórico  $\Psi_{i\_opt\_te}$  realizada en tiempo real, el procedimiento de la invención implementado en el sistema de control, sigue, de este modo, las siguientes etapas:

- La primera unidad de control UC1 asociada al primer convertidor CONV1 incluye un módulo informático de lectura dispuesto para leer el valor de la primera frecuencia de corte  $f_{sw1}$  de la primera portadora P1 generada para el control del primer convertidor CONV1 y para enviar una petición con destino a la segunda unidad de control UC2 con vistas a obtener el valor de la segunda frecuencia de corte  $f_{sw2}$  de la segunda portadora P2 aplicada por la segunda unidad de control UC2 para el control del segundo convertidor CONV2. A recepción de la petición, la segunda unidad de control UC2 envía el valor de la segunda frecuencia de corte a la primera unidad de control.
- La primera unidad de control UC1 está dispuesta para activar un módulo de cálculo M10 de la ratio ki entre los dos valores de frecuencia de corte obtenidos.
- A partir de la ratio ki calculada, la primera unidad de control UC1 ejecuta un módulo de determinación del ángulo de defase óptimo teórico  $\Psi_{i\_opt\_te}$  a aplicar entre las dos portadoras. Como se ha descrito más arriba, el ángulo de defase teórico  $\Psi_{i\_opt\_te}$  podrá obtenerse leyendo la tabla de datos preestablecida (figura 5). A este ángulo de defase óptimo teórico  $\Psi_{i\_opt\_te}$  corresponde un flujo mínimo teórico  $\Phi_{i\_te}$ , que se almacenará, por ejemplo, en la tabla de datos y se leerá por la primera unidad de control UC1.
- En paralelo, la primera unidad de control determina un flujo mínimo real  $\Phi_{med}$  a partir del flujo magnético determinado según uno de los dos métodos descritos más arriba, es decir, por medición directa o indirecta durante una duración de tratamiento predefinida, por ejemplo, igual a un segundo, siendo esta duración válida sean las que sean las frecuencias de corte de los diferentes convertidores.
- La primera unidad de control ejecuta un módulo de comparación M30 dispuesto para comparar el flujo mínimo teórico  $\Phi_{i\_te}$  al flujo mínimo real  $\Phi_{med}$  con vistas a determinar una diferencia D. La diferencia D se inyecta, por ejemplo, en un módulo de corrección M40, por ejemplo, de tipo corrector proporcional integral, con vistas a deducir de ello el valor de corrección Vcorr a aplicar al ángulo de defase óptimo teórico  $\Psi_{i\_opt\_te}$ . El valor de corrección se añade al ángulo de defase óptimo teórico  $\Psi_{i\_opt\_te}$  con vistas a obtener un ángulo de defase corregido que corresponde al ángulo de defase óptimo  $\Psi_{opt}$  que permite obtener el flujo mínimo real.
- La primera unidad de control UC1 aplica, a continuación, este ángulo de defase óptimo  $\Psi_{opt}$  determinado entre las dos portadoras P1, P2. Para esto:
  - La primera unidad de control UC1 ejecuta un módulo de detección dispuesto para detectar un instante de detección en el que la primera portadora P1 pasa a un valor mínimo.
  - A partir del instante de detección determinado, la primera unidad de control UC1 lanza un contador, con el fin de esperar una duración correspondiente al ángulo de defase óptimo  $\Psi_{opt}$  a aplicar. Cuando se alcanza la duración, la primera unidad de control UC1 emite un bit de sincronización con destino a la segunda unidad de control UC2.
  - A la recepción del bit de sincronización, la segunda unidad de control UC2 ejecuta un módulo de reinicialización de la segunda portadora P2 que está dispuesto para forzar a la segunda portadora al valor mínimo.
- Estas etapas de más arriba deben implementarse de nuevo si la ratio entre las dos frecuencias de corte se modifica.

5 Los dos métodos descritos más arriba, para un montaje simétrico o asimétrico con respecto a la tierra, son aplicables de manera similar si la instalación incluye más de dos convertidores. En una arquitectura con más de dos convertidores, se trata de determinar el ángulo de defase óptimo a aplicar a cada portadora de cada convertidor con respecto a la portadora de referencia. El conjunto de los ángulos de defase óptimos corresponde a un valor de flujo mínimo visto por la inductancia del filtro de modo común. Este conjunto está conectado a un conjunto de ratios, estando cada ratio del conjunto determinada a partir de una frecuencia de corte de una portadora asociada a un convertidor distinto y de la frecuencia de corte de la portadora de referencia. De este modo, para cada conjunto de ratios, existe un conjunto de ángulos de defase óptimos a aplicar que permite obtener un flujo magnético mínimo. La asociación entre cada conjunto de ratios y un conjunto de ángulos de defase óptimos está memorizada, por ejemplo, en una tabla de datos. Como anteriormente, esta tabla de datos podrá establecerse durante una fase de aprendizaje o por simulación barriendo los diferentes parámetros y seleccionando los conjuntos para los que el flujo magnético es mínimo.

10 La presente invención presenta, de este modo, numerosas ventajas. Permite:

- 15 - Optimizar el valor del flujo máximo visto por la inductancia del filtro de modo común para una arquitectura de un sistema de control con varios onduladores conectados en paralelo a un mismo bus continuo de alimentación.
- Optimizar el valor del flujo máximo visto por la inductancia del filtro de modo común para una arquitectura de un sistema de control con un rectificador activo y un ondulator.
- Optimizar el valor del flujo máximo visto por la inductancia del filtro de modo común para una arquitectura simétrica o asimétrica con respecto a la tierra.
- 20 - Salir de un estado de saturación de la inductancia aplicando el procedimiento de la invención de manera puntual.
- Dimensionar el filtro de modo común de manera óptima, evitando, de este modo, unos problemas de coste y de espacio necesario.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de control implementado para una instalación de control de motor eléctrico, incluyendo dicha instalación de control:

- 5 - Varias fases de entrada destinadas a estar conectadas a una red eléctrica que proporciona una tensión alterna,
- Un filtro de modo común ( $F_{MC}$ ) conectado sobre las fases de entrada, que incluye al menos una inductancia,
- Un rectificador (REC, CONV10) que permite transformar la tensión alterna proporcionada por la red en una tensión continua,
- Un bus continuo de alimentación dispuesto para proporcionar una tensión continua,
- 10 - Un primer convertidor (CONV1, CONV20) conectado a dicho bus continuo de alimentación y controlado para aplicar unos primeros frentes de tensión a un motor eléctrico a partir de una primera modulación de ancho de pulso, obtenida comparando una primera portadora, denominada portadora de referencia, aplicada a una primera frecuencia de corte, a una primera moduladora,
- Un segundo convertidor (CONV2, CONV10) conectado a dicho bus continuo de alimentación y controlado a partir de una segunda modulación de ancho de pulso obtenida comparando una segunda portadora, aplicada a una segunda frecuencia de corte, a una segunda moduladora,
- 15 - Estando dicha segunda portadora destinada a estar defasada con respecto a la portadora de referencia en un ángulo de defase óptimo,
- **caracterizado porque** el procedimiento de control consiste en determinar el ángulo de defase óptimo a partir de la primera frecuencia de corte y de la segunda frecuencia de corte, correspondiendo dicho ángulo de fase óptimo al ángulo de defase para el que el flujo magnético máximo, visto por la inductancia del filtro de modo común, es lo más escaso posible.
- 20

2. Procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado porque** incluye una etapa de determinación de una ratio ( $k_i$ ) entre la primera frecuencia de corte y la segunda frecuencia de corte.

3. Procedimiento según la reivindicación 2, **caracterizado porque** incluye una etapa de lectura de una tabla de datos preestablecida que almacena varios valores de ratio ( $k_i$ ) y para cada valor de ratio, un valor de ángulo de defase óptimo teórico  $\Psi_{i\_opt\_te}$  correspondiente a un flujo magnético máximo.

4. Procedimiento según la reivindicación 3, **caracterizado porque** el ángulo de defase óptimo corresponde a dicho ángulo de defase óptimo teórico  $\Psi_{i\_opt\_te}$  si la instalación de control presenta una arquitectura simétrica con respecto a la tierra.

5. Procedimiento según la reivindicación 3, **caracterizado porque** el ángulo de defase óptimo corresponde a dicho ángulo de defase óptimo teórico  $\Psi_{i\_opt\_te}$  al que se añade un valor de corrección ( $V_{corr}$ ) si la instalación de control presenta una arquitectura asimétrica con respecto a la tierra.

6. Procedimiento según la reivindicación 5, **caracterizado porque** el valor de corrección ( $V_{corr}$ ) está determinado a partir de una diferencia entre un flujo magnético teórico ( $\Phi_{L\_te}$ ) y un flujo magnético real ( $\Phi_{med}$ ) medido para la inductancia del filtro de modo común.

7. Procedimiento según una de las reivindicaciones 4 a 6, **caracterizado porque** incluye una etapa de detección de paso de la primera portadora (P1) a un valor mínimo y una etapa de sincronización de la segunda portadora (P2) con respecto a la primera portadora para tener en cuenta el ángulo de defase óptimo ( $\Psi_{opt}$ ) determinado.

8. Procedimiento según la reivindicación 3, **caracterizado porque** el ángulo de defase óptimo corresponde al ángulo de defase óptimo teórico al que se añade un valor de  $180^\circ$  si el segundo convertidor de la instalación de control es del tipo rectificador activo.

9. Procedimiento según la reivindicación 3, **caracterizado porque**, si la instalación de control incluye un tercer convertidor controlado a partir de una tercera modulación de ancho de pulso, obtenida comparando una tercera portadora, aplicada a una tercera frecuencia de corte, a una tercera moduladora, el procedimiento consiste en:

- 45 - Determinar una primera ratio entre la frecuencia de corte de la primera portadora y la frecuencia de corte de la segunda portadora,
- Determinar una segunda ratio entre la frecuencia de corte de la primera portadora y la frecuencia de corte de la tercera portadora,
- Determinar un conjunto de dos ángulos de defase óptimos teóricos asociado a un conjunto formado por la primera ratio y por la segunda ratio determinada.
- 50

10. Sistema de control destinado a implementar el procedimiento de control tal como se ha definido en una de las reivindicaciones anteriores, incluyendo dicho sistema al menos una unidad de control (UC1, UC10, UC2, UC20) y estando **caracterizado porque** incluye un módulo de determinación de un ángulo de defase óptimo a partir de la primera frecuencia de corte y de la segunda frecuencia de corte, correspondiendo dicho ángulo de defase óptimo a aplicar al ángulo de defase para el que un flujo magnético máximo visto por la inductancia del filtro de modo común es lo más escaso posible.

55

11. Sistema según la reivindicación 10, **caracterizado porque** incluye un módulo de determinación de una ratio ( $k_i$ ) entre la primera frecuencia de corte y la segunda frecuencia de corte.
- 5 12. Sistema según la reivindicación 11, **caracterizado porque** incluye un módulo de lectura de una tabla de datos preestablecida que almacena varios valores de ratio ( $k_i$ ) y para cada valor de ratio, un valor de ángulo de defase óptimo teórico ( $\Psi_{i\_opt\_te}$ ) correspondiente a dicho flujo magnético máximo determinado.
13. Sistema según la reivindicación 12, **caracterizado porque** el ángulo de defase óptimo corresponde a dicho ángulo de defase óptimo teórico ( $\Psi_{i\_opt\_te}$ ) si la instalación de control presenta una arquitectura simétrica con respecto a la tierra.
- 10 14. Sistema según la reivindicación 12, **caracterizado porque** el ángulo de defase óptimo corresponde a dicho ángulo de defase óptimo teórico ( $\Psi_{i\_opt\_te}$ ) al que se añade un valor de corrección ( $V_{corr}$ ) si la instalación de control presenta una arquitectura asimétrica con respecto a la tierra.
15. Sistema según la reivindicación 14, **caracterizado porque** el valor de corrección ( $V_{corr}$ ) está determinado a partir de una diferencia entre un flujo magnético teórico ( $\Phi_{i\_te}$ ) y un flujo magnético real ( $\Phi_{med}$ ) medido para la inductancia del filtro de modo común.
- 15 16. Sistema según una de las reivindicaciones 12 a 15, **caracterizado porque** incluye un módulo de detección de paso de la primera portadora (P1) a un valor mínimo y un módulo de sincronización de la segunda portadora (P2) con respecto a la primera portadora para tener en cuenta el ángulo de defase óptimo ( $\Psi_{opt}$ ) determinado.
- 20 17. Sistema según la reivindicación 12, **caracterizado porque** el ángulo de defase óptimo corresponde al ángulo de defase óptimo teórico al que se añade un valor de  $180^\circ$  si el segundo convertidor de la instalación de control es del tipo rectificador activo.
18. Sistema según la reivindicación 12, **caracterizado porque**, si la instalación de control incluye un tercer convertidor controlado a partir de una tercera modulación de ancho de pulso, obtenida comparando una tercera portadora, aplicada a una tercera frecuencia de corte, a una tercera moduladora, el sistema incluye:
- 25 - Un módulo de determinación de una primera ratio entre la frecuencia de corte de la primera portadora y la frecuencia de corte de la segunda portadora,  
 - Un módulo de determinación de una segunda ratio entre la frecuencia de corte de la primera portadora y la frecuencia de corte de la tercera portadora,  
 - Un módulo de determinación de un conjunto de dos ángulos de defase óptimos teóricos asociado a un conjunto formado por la primera ratio y por la segunda ratio determinada.
- 30

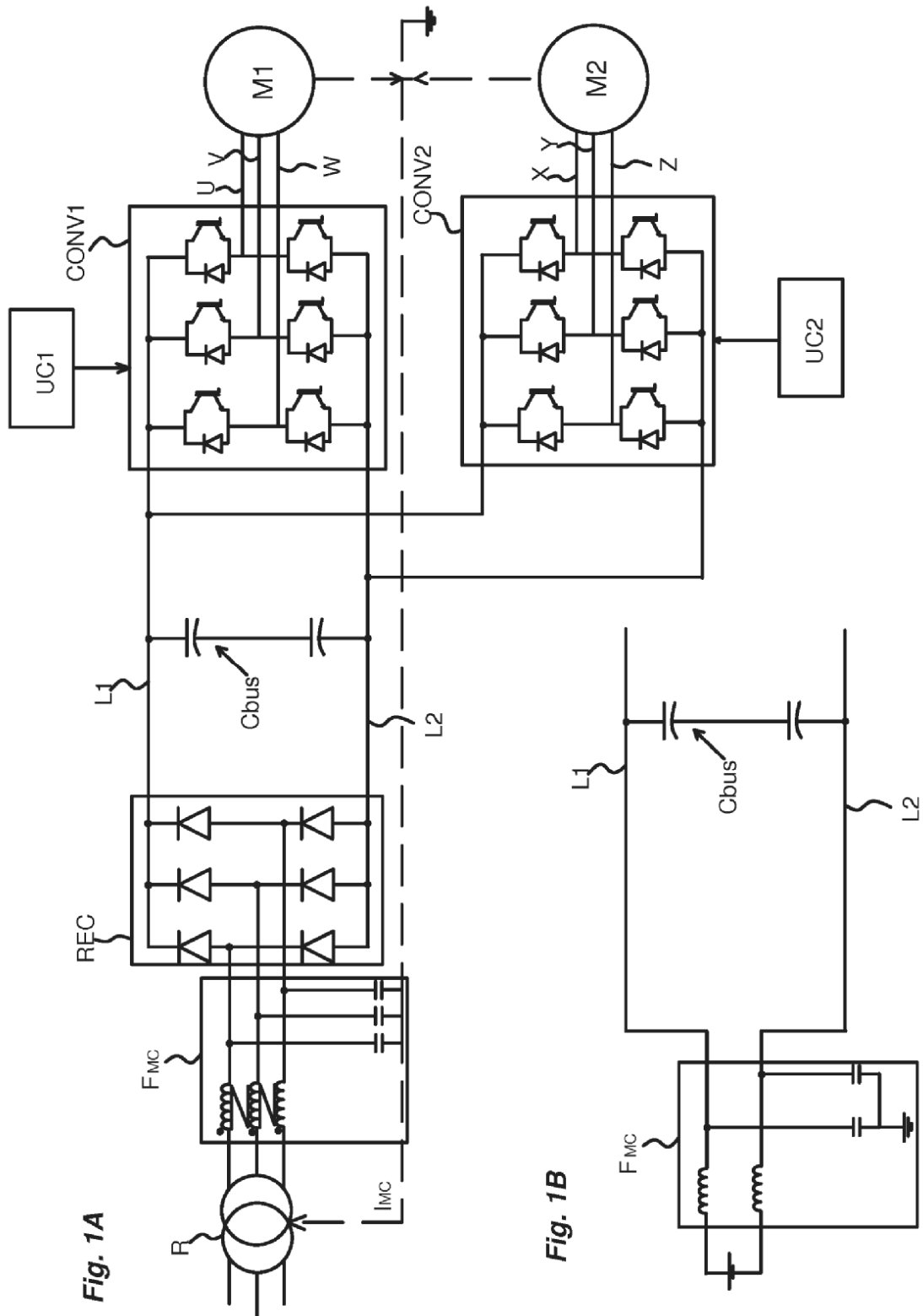


Fig. 1A

Fig. 1B

Fig. 1C

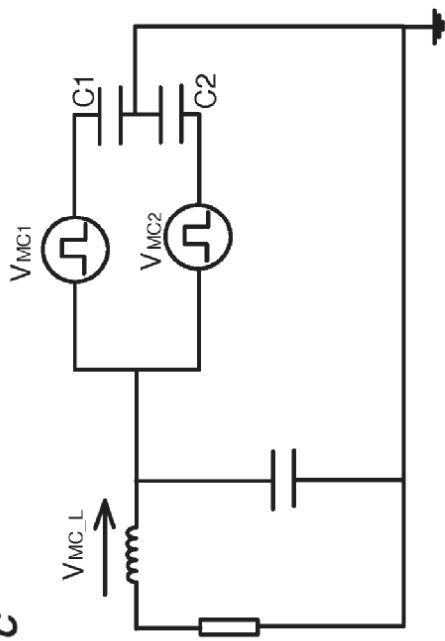
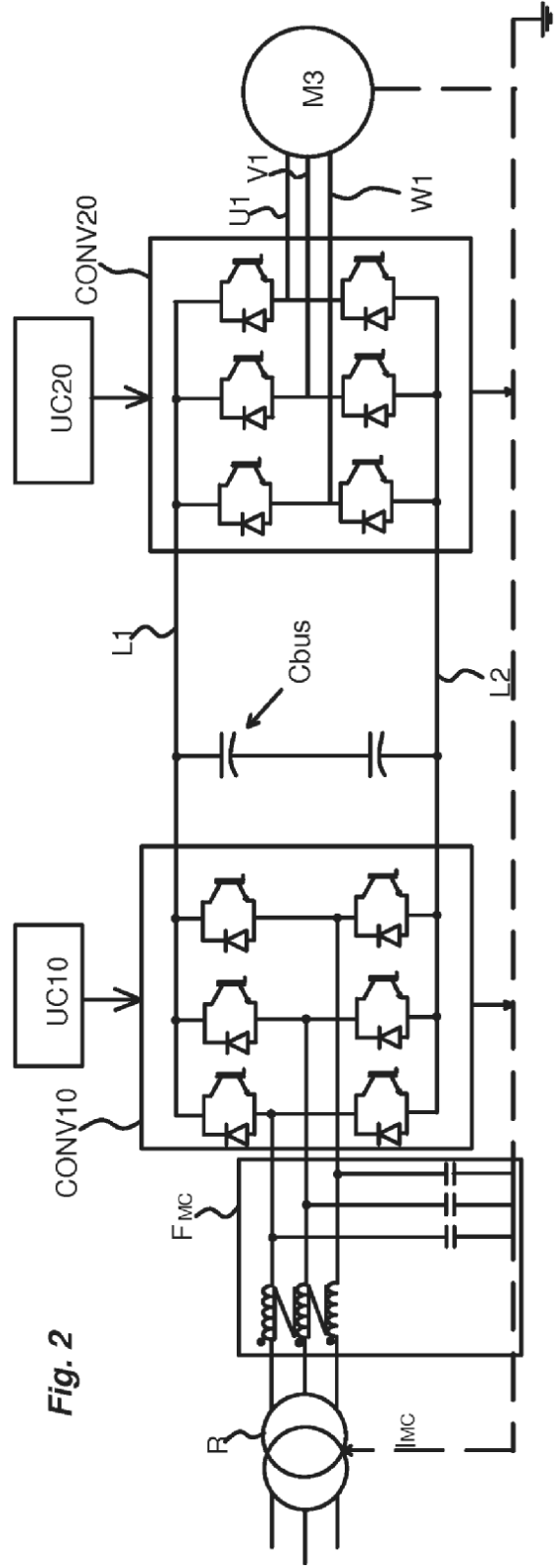
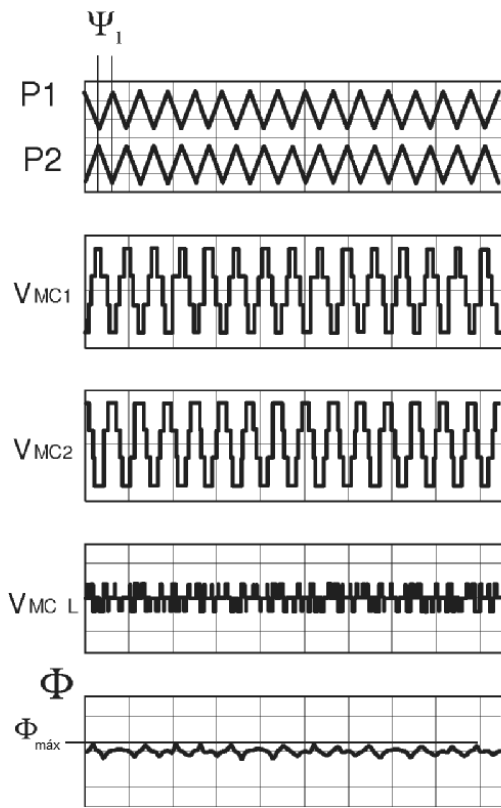


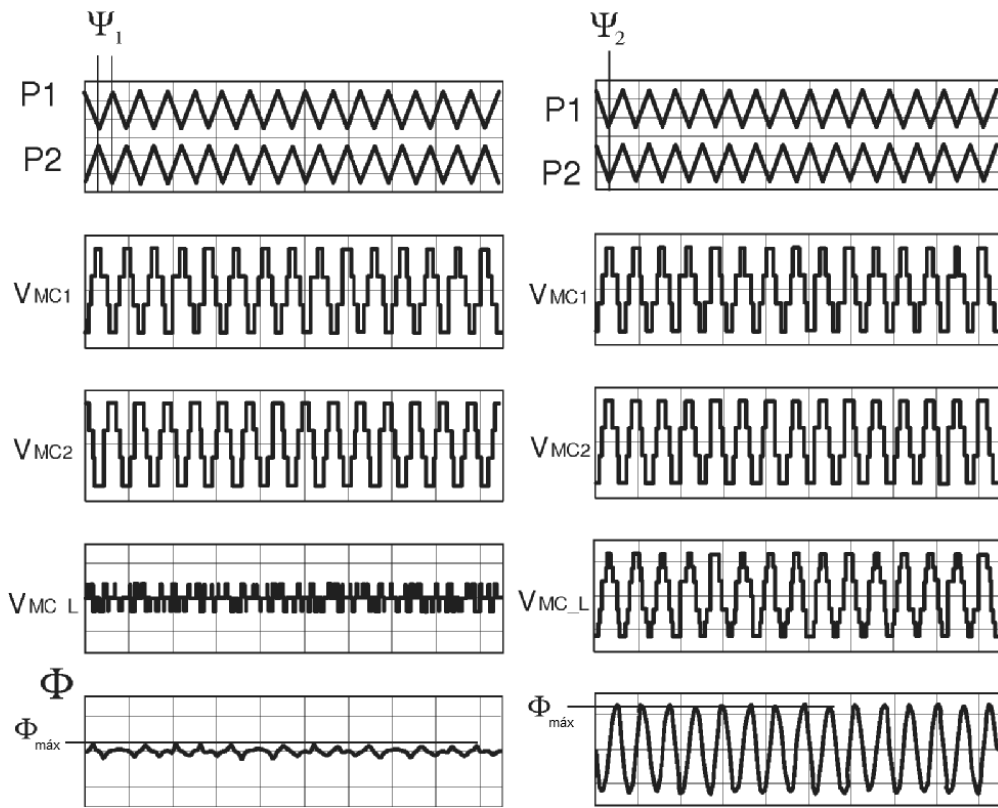
Fig. 2



**Fig. 3A**



**Fig. 3B**



**Fig. 4**

