



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 347 003**

51 Int. Cl.:
H02M 7/219 (2006.01)
H02M 1/12 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **06804877 .6**
96 Fecha de presentación : **16.11.2006**
97 Número de publicación de la solicitud: **1952522**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **06.08.2008**

54 Título: **Método para el accionamiento de un circuito de convertidor y dispositivo para la ejecución del método.**

30 Prioridad: **21.11.2005 US 738065 P**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
22.10.2010

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
22.10.2010

73 Titular/es: **ABB SCHWEIZ AG.**
Brown Boveri Strasse, 6
5400 Baden, CH

72 Inventor/es: **Serpa, Leonardo;**
Kolar, Johann, Walter y
Round, Simon, Douglas

74 Agente: **Ungría López, Javier**

ES 2 347 003 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

Método para el accionamiento de un circuito de convertidor, así como un dispositivo para la ejecución del método.

5 **Campo técnico**

La invención se refiere al campo de la electrónica de potencia. Se basa en un método para el accionamiento de un circuito de convertidor, así como en un dispositivo para la ejecución del método de acuerdo con el preámbulo de las reivindicaciones independientes.

10 **Estado de la técnica**

Los circuitos de convertidor convencionales comprenden una unidad de convertidor con una pluralidad de conmutadores de semiconductor de potencia controlables, que están conectados de manera conocida para la conmutación de al menos dos niveles de tensión de activación. En cada conexión de fase de la unidad de convertidor puede estar conectado además, a modo de ejemplo, un filtro de LCL. En la Figura 1 se muestra una realización de un dispositivo para la ejecución de un método para el accionamiento de un circuito de convertidor de acuerdo con el estado de la técnica. En la misma, el circuito de convertidor presenta una unidad de convertidor 1. Con la unidad de convertidor 1 de acuerdo con la Figura 1 está unido un circuito de almacenamiento de energía 2, que se forma habitualmente por dos condensadores conectados en serie. Para el accionamiento del circuito de convertidor se proporciona un dispositivo, que presenta un equipo de regulación 15 para la producción de un vector de señal de histéresis x , que está unido a través de un circuito de control 3 para la formación de una señal de control S a partir del vector de señal de histéresis x con los conmutadores de semiconductor de potencia controlables de la unidad de convertidor 1. Mediante la señal de control S se controlan por tanto los conmutadores de semiconductor de potencia. El vector de señal de histéresis x se forma mediante un regulador de histéresis 6 a partir de un vector de corriente de conexión de fase de diferencia $\Delta i_{fi,i}$. El vector de corriente de conexión de fase de diferencia $\Delta i_{fi,i}$ a su vez se forma a partir de la sustracción de un vector de corriente de conexión de fase $i_{fi,i}$ de un vector de corriente de conexión de fase de referencia $i_{fi,i,ref}$, formándose el vector de corriente de conexión de fase de referencia $i_{fi,i,ref}$ mediante una primera unidad de cálculo 5 a partir de un valor de potencia activa de referencia P_{ref} , un valor de potencia reactiva de referencia Q_{ref} y un vector de flujo de fase $\psi_{g,\alpha\beta}$.

Es problemático en un método que se han mencionado anteriormente para el accionamiento de un circuito de convertidor que por la formación del vector de corriente de conexión de fase de referencia $i_{fi,i,ref}$ a partir del valor de potencia activa de referencia P_{ref} , a partir del valor de potencia reactiva de referencia Q_{ref} y a partir del vector de flujo de fase $\psi_{g,\alpha\beta}$, la frecuencia de conmutación de los conmutadores de semiconductor de potencia varía muy intensamente. Por una frecuencia de conmutación altamente variable de este tipo se aumentan significativamente las oscilaciones armónicas en las corrientes de conexión de fase $i_{fg,i}$ y en las tensiones de conexión de fase $u_{inv,i}$ de la unidad de convertidor. En la Figura 4 se representa a este respecto un desarrollo temporal correspondiente de una corriente de conexión de fase $i_{fg,1}$ afectada intensamente por oscilaciones armónicas para una fase. Durante la conexión del circuito de convertidor, a modo de ejemplo, a una red eléctrica de un consorcio, no se desean o no se permiten tales altos contenidos armónicos. Durante la conexión del circuito de convertidor, a modo de ejemplo, a una carga eléctrica, tales oscilaciones armónicas pueden conducir a daños o incluso destrucciones y, de este modo, son altamente indeseadas.

Se mencionan como estado de la técnica los documentos "A Comparative Study of Control Techniques for PWM rectifiers in AC Adjustable Speed Drivers", Malinowski, Trzynadlowski y "A Generalized Control Scheme for active front-end multilevel converters", Hernandez, Morán.

Representación de la invención

Por tanto, es objetivo de la invención indicar un método para el accionamiento de un circuito de convertidor, mediante el que se pueda mantener aproximadamente constante la frecuencia de conmutación de conmutadores de semiconductor de potencia controlables de una unidad de convertidor del circuito de convertidor.

Además, es el objetivo de la invención, indicar un dispositivo, con el que se pueda ejecutar el método de una manera particularmente sencilla.

Estos objetivos se resuelven por las características de la reivindicación 1 o de la reivindicación 9. En las reivindicaciones dependientes se indican perfeccionamientos ventajosos de la invención.

El circuito de convertidor presenta una unidad de convertidor con una pluralidad de conmutadores de semiconductor de potencia controlables y un circuito de almacenamiento de energía formado por dos condensadores conectados en serie. En el método de acuerdo con la invención para el accionamiento del circuito de convertidor se controlan en este caso los conmutadores de semiconductor de potencia controlables mediante una señal de control formada por un vector de señal de histéresis, formándose el vector de señal de histéresis a partir de un vector de corriente de conexión de fase de diferencia mediante un regulador de histéresis y formándose el vector de corriente de conexión de fase de diferencia a partir de la sustracción de un vector de corriente de conexión de fase de un vector de corriente de conexión de fase de referencia. El vector de corriente de conexión de fase de referencia se forma además a partir de un valor de potencia activa de referencia, un valor de potencia reactiva de referencia y un vector de flujo de fase. De acuerdo

con la invención, se sustrae para la formación del vector de corriente de conexión de fase de diferencia adicionalmente un valor de corrección de corriente, donde el valor de corrección de corriente se forma por la integración de un valor medio de tensión de conexión de fase, el valor medio de tensión de conexión de fase se forma por la determinación del valor medio aritmético de la tensión de conexión de fase con punto de referencia del punto de unión de los condensadores del circuito de almacenamiento de energía. El valor de corrección de corriente formado de esta manera provoca que la frecuencia de conmutación de los conmutadores de semiconductor de potencia controlables de la unidad de convertidor se pueda mantener ventajosamente aproximadamente constante. Por la frecuencia de conmutación en mayor medida constante a su vez se pueden mantener reducidas ventajosamente las oscilaciones armónicas en las corrientes de conexión de fase y en las tensiones de conexión de fase de la unidad de convertidor.

El dispositivo de acuerdo con la invención para la ejecución del método para el accionamiento del circuito de convertidor presenta un equipo de regulación que sirve para la producción de un vector de señal de histéresis, que está unido a través de un circuito de control para la formación de la señal de control con los conmutadores de semiconductor de potencia controlables, presentando el equipo de regulación un regulador de histéresis para la formación del vector de señal de histéresis a partir del vector de corriente de conexión de fase de diferencia, un primer sumador para la formación de un vector de corriente de conexión de fase de diferencia a partir de la sustracción del vector de corriente de conexión de fase del vector de corriente de conexión de fase de referencia y una primera unidad de cálculo para la formación del vector de corriente de conexión de fase de referencia a partir del valor de potencia activa de referencia, el valor de potencia reactiva de referencia y el vector de flujo de fase. Además, se añade al primer sumador para la formación del vector de corriente de conexión de fase de diferencia adicionalmente el valor de corrección de corriente para la formación del vector de corriente de conexión de fase de diferencia a partir de la sustracción del vector de corriente de conexión de fase y del valor de corrección de corriente del vector de corriente de conexión de fase de referencia. Además de eso, el equipo de regulación comprende un integrador para la formación del valor de corrección de corriente por la integración de un valor medio de tensión de conexión de fase y un formador de valor medio para la formación del valor medio de tensión de conexión de fase por la determinación del valor medio aritmético de las tensiones de conexión de fase con punto de referencia del punto de unión de los condensadores del circuito de almacenamiento de energía.

El dispositivo de acuerdo con la invención para la ejecución del método para el accionamiento del circuito de convertidor, por tanto, se puede realizar de forma muy sencilla y económica, debido a que la complejidad del circuito se puede mantener extremadamente reducida y, además, se necesita solamente un número reducido de elementos constructivos para la constitución. Por tanto, mediante este dispositivo, se puede ejecutar el método de acuerdo con la invención de forma particularmente sencilla.

Este y otros objetivos, ventajas y características de la presente invención se hacen evidentes a partir de la descripción detallada siguiente de realizaciones preferidas de la invención junto con el dibujo.

Breve descripción de los dibujos

Se muestra:

En la Figura 1, una realización de un dispositivo para la ejecución de un método para el accionamiento de un circuito de convertidor de acuerdo con el estado de la técnica,

En la Figura 2, una primera realización de un dispositivo de acuerdo con la invención para la ejecución del método de acuerdo con la invención para el accionamiento del circuito de convertidor,

En la Figura 3, una segunda realización de un dispositivo de acuerdo con la invención para la ejecución del método de acuerdo con la invención para el accionamiento del circuito de convertidor,

En la Figura 4, un desarrollo temporal de una corriente de conexión de fase para una fase en un método para el accionamiento del circuito de convertidor de acuerdo con el estado de la técnica,

En la Figura 5, un desarrollo temporal de la corriente de conexión de fase para una fase de acuerdo con el método de acuerdo con la invención y

En la Figura 6, una realización de una quinta unidad de cálculo.

Se resumen en una lista las referencias usadas en el dibujo y su significado en la lista de referencias. Por regla general, en las figuras, las mismas partes están provistas de las mismas referencias. Las realizaciones que se describen representan de forma ilustrativa el objeto de la invención y no tienen ningún efecto limitante.

Modos de realizar la invención

En la Figura 2, se muestra una primera realización de un dispositivo de acuerdo con la invención para la ejecución del método de acuerdo con la invención para el accionamiento de un circuito de convertidor. El circuito de convertidor presenta, de acuerdo con la Figura 2, una unidad de convertidor 1 con una pluralidad de conmutadores de semiconductor de potencia controlables y un circuito de almacenamiento de energía 2 formado por dos condensadores conectados

en serie. En la Figura 2, la unidad de convertidor 1 está realizada de forma ilustrativa con tres fases. Se debe mencionar que la unidad de convertidor 1 puede estar configurada en general como cualquier unidad de convertidor 1 para la conmutación de ≥ 2 niveles de tensión de activación (circuito de convertidor de multi-nivel) con referencia a la tensión del circuito de almacenamiento de energía 2 unido con la unidad de convertidor 1.

5 En el método de acuerdo con la invención para el accionamiento del circuito de convertidor se controlan en este caso los conmutadores de semiconductor de potencia controlables de la unidad de convertidor 1 mediante una señal de control S formada a partir de un vector de señal de histéresis x. Para la formación de la señal de control sirve habitualmente una tabla de asignación (look up table), en la que los vectores de señal de histéresis x están asignados
10 fijamente a señales de control S correspondientes, o un modulador, que se basa en la modulación por ancho de pulsos. Se debe mencionar que todos los vectores con el índice i presentan componentes de vector de forma correspondiente al número i fases, es decir, con i = 3 fases, los vectores correspondientes también presentan i = 3 componentes de vector. El vector de señal de histéresis x se forma además a partir de un vector de corriente de conexión de fase de diferencia $\Delta i_{fi,i}$ mediante un regulador de histéresis 6 y el vector de corriente de conexión de fase de diferencia $\Delta i_{fi,i}$, a su vez, se forma a partir de la sustracción de un vector de corriente de conexión de fase $i_{fi,i}$ de un vector de corriente de conexión de fase de referencia $i_{fi,i,ref}$, donde el vector de corriente de conexión de fase de referencia $i_{fi,i,ref}$ se forma a partir de un valor de potencia activa de diferencia P_{dif} , un valor de potencia reactiva de diferencia Q_{dif} y un vector de flujo de fase $\psi_{g,\alpha\beta}$. Los componentes de vector del vector de corriente de conexión de fase $i_{fi,i}$ se miden típicamente mediante sensores de corriente en las conexiones de fase correspondientes de la unidad de convertidor 1. De acuerdo
20 con la invención se sustrae adicionalmente para la formación del vector de corriente de conexión de fase de diferencia $\Delta i_{fi,i}$ un valor de corrección de corriente i_0 y el valor de corrección de corriente i_0 se forma por integración de un valor medio de tensión de conexión de fase $u_{inv,A}$, donde el valor medio de tensión de conexión de fase $u_{inv,A}$ se forma por la determinación del valor medio aritmético de las tensiones de conexión de fase $u_{inv,iM}$ con punto de referencia del punto de unión M de los condensadores del circuito de almacenamiento de energía 2. El valor de corrección de corriente i_0
25 provoca que la frecuencia de conmutación de los conmutadores de semiconductor de potencia controlables de la unidad de convertidor 1 se pueda mantener ventajosamente aproximadamente constante. Por la frecuencia de conmutación en mayor medida constante a su vez se pueden mantener reducidas ventajosamente las oscilaciones armónicas en las corrientes de conexión de fase $i_{fi,i}$ y en las tensiones de conexión de fase $u_{inv,i}$ de la unidad de convertidor 1. En la Figura 5 se representa a este respecto un desarrollo temporal de la corriente de conexión de fase $i_{fi,1}$ para una fase de acuerdo con el método de acuerdo con la invención, donde se puede reconocer una reducción obvia de las oscilaciones armónicas en el desarrollo con respecto al desarrollo de acuerdo con la Figura 4 en un método convencional.

El vector de flujo de fase $\psi_{g,\alpha\beta}$ se forma preferiblemente a partir del vector de corriente de conexión de fase $i_{fi,i}$ a partir de la señal de control S y a partir de un valor de tensión continua u_{DC} actual del circuito de almacenamiento de energía 2. A continuación, se profundiza en esto con más detalle. Se debe mencionar que todos los vectores con el índice $\alpha\beta$ presentan como componentes de vector un componente de α de la transformación de vector espacial de la magnitud correspondiente y un componente de β de la transformación de vector espacial de la magnitud correspondiente.

40 La transformación de vector espacial se define generalmente como a continuación

$$\bar{y} = y_\alpha + jy_\beta$$

45 y

$$y_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}}(y_1 - \frac{1}{2}y_2 + y_3)$$

$$y_\beta = \sqrt{\frac{1}{2}}(y_2 - y_3)$$

60 donde \bar{y} es una magnitud compleja, y_α , el componente de α de la transformación de vector espacial de la magnitud \bar{y} e y_β , el componente de β de la transformación de vector espacial de la magnitud, \bar{y} , e y_1, y_2, y_3 son componentes de vector del vector y correspondiente a la magnitud compleja \bar{y} . Se producen todas las transformaciones de vector espacial de magnitudes, que ya se han mencionado y a continuación todavía se mencionarán, de acuerdo con fórmulas que se han indicado anteriormente, donde la producción se puede realizar de forma separada en una unidad de cálculo que se proporciona especialmente con esta finalidad o, en la unidad de cálculo, en la que se necesita el componente de
65 α y el componente de β correspondiente para un cálculo de otra magnitud.

ES 2 347 003 T3

El flujo de fase ψ_g se da en una notación compleja generalmente con

$$\bar{\psi}_g = \int \bar{u}_{inv} \cdot dt - L_g \cdot i_{fj}$$

donde

$$u_{inv, \alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} u_{DC} \cdot f_1(S)$$

y

$$u_{inv, \beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} u_{DC} \cdot f_2(S)$$

y L_g es una inductancia de la red y $f_1(S)$, $f_2(S)$ son funciones de conmutación que se pueden predefinir de la señal de control S. Con las fórmulas que se han indicado anteriormente se puede formar de este modo de forma muy sencilla el vector de flujo de fase $\psi_{g,\alpha\beta}$ es decir, particularmente sus componentes $\psi_{g,\alpha}$, $\psi_{g,\beta}$.

De acuerdo con la realización de acuerdo con la Figura 2, el valor de potencia activa de diferencia P_{dif} corresponde con un valor de potencia activa de referencia P_{ref} que se puede predefinir y, el valor de potencia reactiva de diferencia Q_{dif} , con un valor de potencia reactiva de referencia Q_{ref} que se puede predefinir.

En el dispositivo de acuerdo con la Figura 2, el equipo de regulación 15 presenta además del regulador de histéresis 6 que se ha mencionado para la formación del vector de señal de histéresis x a partir del vector de corriente de conexión de fase de diferencia $\Delta i_{fi,i}$ también un primer sumador 16 para la formación del vector de corriente de conexión de fase de diferencia $\Delta i_{fi,i}$ a partir de la sustracción del vector de corriente de conexión de fase $i_{fi,i}$ del vector de corriente de conexión de fase de referencia $i_{fi,i,ref}$ y una primera unidad de calculo 5 para la formación del vector de corriente de conexión de fase de referencia $i_{fi,i,ref}$ a partir del valor de potencia activa de referencia P_{dif} , el valor de potencia reactiva de diferencia Q_{dif} y un vector de flujo de fase $\psi_{g,\alpha\beta}$. De acuerdo con la invención, se añade al primer sumador 16 para la formación del vector de corriente de conexión de fase de diferencia $\Delta i_{fi,i}$ adicionalmente el valor de corrección de corriente i_0 para la formación del vector de corriente de conexión de fase de diferencia $\Delta i_{fi,i}$ a partir de la sustracción del vector de corriente de conexión de fase $i_{fi,i}$ y del valor de corrección de corriente i_0 del vector de corriente de conexión de fase de referencia $i_{fi,i,ref}$. Además de eso, el equipo de regulación 15 comprende de acuerdo con la Figura 2 de acuerdo con la invención un integrador 8 para la formación del valor de corrección de corriente i_0 por la integración del valor medio de tensión de conexión de fase $u_{inv,A}$ y un formador de valor medio 7 para la formación del valor medio de tensión de conexión de fase $u_{inv,A}$ por la determinación del valor medio aritmético de las tensiones de conexión de fase $u_{inv,iM}$ con punto de referencia del punto de unión M de los condensadores del circuito de almacenamiento de energía 2. De este modo, se puede realizar el dispositivo de acuerdo con la invención para la ejecución del método para el accionamiento del circuito de convertidor de forma muy sencilla y económica, debido a que la complejidad del circuito se puede mantener extremadamente reducida y, además, solamente se necesita un número reducido de elementos constructivos para la constitución. Por lo tanto, se puede ejecutar mediante este dispositivo el método de acuerdo con la invención de forma particularmente sencilla.

De acuerdo con la Figura 2, el equipo de regulación 15 presenta una segunda unidad de cálculo 4 para la formación del vector de flujo de fase $\psi_{g,\alpha\beta}$ a partir del vector de corriente de conexión de fase $i_{fi,i}$, a partir de la señal de control S y a partir del valor de tensión continua u_{DC} actual del circuito de almacenamiento de energía 2.

En la Figura 3, se muestra una segunda realización de un dispositivo de acuerdo con la invención para la ejecución del método de acuerdo con la invención para el accionamiento del circuito de convertidor. En la misma, está conectado un filtro de LCL $L_{f,i}$, C_{fi} , $L_{fg,i}$ en cada conexión de fase de la unidad de convertidor 1. El índice i representa a su vez el número de i fases. Por lo tanto, cada filtro de LCL presenta una primera inductancia del filtro L_f , una segunda inductancia del filtro L_{fg} , así como una capacitancia del filtro C_f , donde la primera inductancia del filtro L_f está unida con la conexión de fase correspondiente de la unidad de convertidor 1, con la segunda inductancia del filtro L_{fg} y con la capacitancia del filtro C_f . Además, las capacitancias del filtro C_f de los filtros de LCL individuales están unidas entre sí.

De acuerdo con el método, se forma en el caso de la realización de acuerdo con la Figura 3 un valor de potencia activa de diferencia P_{dif} a partir de la sustracción de un valor de potencia activa de atenuación P_d de la suma de un valor de potencia activa de referencia P_{ref} y al menos un valor de potencia activa de oscilación armónica de compensación

ES 2 347 003 T3

P_h con referencia a la oscilación fundamental del vector de corriente de salida del filtro $i_{fg,i}$ de los filtros de LCL, donde el valor de potencia activa de atenuación P_d se forma a partir de una suma ponderada con un factor de atenuación k_d ajustable de una multiplicación de un componente de α de la transformación de vector espacial de corrientes de capacitancia del filtro $i_{Cf\alpha}$ de los filtros de LCL con un componente de α de la transformación de vector espacial $i_{fi\alpha}$ de los componentes del vector de corriente de conexión de fase $i_{fi,i}$ y una multiplicación de un componente de β de la transformación de vector espacial de corrientes de capacitancia del filtro $i_{Cf\beta}$ de los filtros de LCL con un componente de β de la transformación de vector espacial $i_{fi\beta}$ de los componentes del vector de corriente de conexión de fase $i_{fi,i}$. El valor de potencia reactiva de referencia Q_{dif} se forma además a partir de la sustracción de la suma de un valor de potencia reactiva de referencia Q_{ref} y al menos un valor de potencia reactiva de oscilación armónica de compensación Q_h con referencia a la oscilación fundamental del vector de corriente de salida del filtro $i_{fg,i}$ de los filtros de LCL, donde el valor de potencia reactiva de atenuación Q_d se forma a partir de una diferencia ponderada con el factor de atenuación k_d ajustable de una multiplicación del componente de β de la transformación de vector espacial de corrientes de capacitancia del filtro $i_{Cf\beta}$ de los filtros de LCL con el componente de α de la transformación de vector espacial $i_{fi\alpha}$ de los componentes del vector de corriente de conexión de fase $i_{fi,i}$ y una multiplicación del componente de α de la transformación de vector espacial de corrientes de capacitancia del filtro $i_{Cf\alpha}$ de los filtros de LCL con el componente de β de la transformación de vector espacial $i_{fi\beta}$ de los componentes del vector de corriente de conexión de fase $i_{fi,i}$. De acuerdo con la Figura 3, las corrientes de capacitancia del filtro se miden mediante sensores de corriente en los capacitancias del filtro $C_{f,i}$ correspondientes y son componentes de vector del vector de corriente de capacitancia del filtro $i_{Cf,i}$ que se representa en la Figura 3.

La formación del valor de potencia activa de atenuación P_d se desarrolla de acuerdo con la fórmula

$$P_d = k_d \cdot (i_{Cf\alpha} \cdot i_{fi\alpha} + i_{Cf\beta} \cdot i_{fi\beta})$$

El valor de potencia activa de referencia P_{ref} de acuerdo con la Figura 3 se puede ajustar libremente y es el valor teórico de la potencia activa, que debe aplicarse en la salida de los filtros de LCL.

La formación del valor de potencia reactiva de atenuación Q_d tiene un desarrollo de acuerdo con la fórmula

$$Q_d = k_d \cdot (i_{Cf\beta} \cdot i_{fi\alpha} - i_{Cf\alpha} \cdot i_{fi\beta})$$

El valor de potencia reactiva de referencia Q_{ref} de acuerdo con la Figura 3 se puede ajustar libremente y es el valor teórico de la potencia reactiva, que debe aplicarse en la salida de los filtros de LCL.

Se debe mencionar que la formación del valor de potencia activa de atenuación P_d y del valor de potencia reactiva de atenuación Q_d se puede evitar calculando solamente a partir del componente de α de la transformación de vector espacial de corrientes de capacitancia del filtro $i_{Cf\alpha}$ de los filtros de LCL y a partir del componente de β de la transformación de vector espacial de corrientes de capacitancia del filtro $i_{Cf\beta}$ de los filtros de LCL por el filtrado adecuado un vector de corriente de atenuación, que se incluye después directamente en la formación del vector de corriente de conexión de fase de referencia $i_{fi,i,ref}$ y, de este modo, en la formación del vector de corriente de conexión de fase de diferencia $\Delta i_{fi,i}$. Esto implica un ahorro de tiempo de cálculo, debido a que el cálculo del valor de potencia activa de atenuación P_d y del valor de potencia reactiva de atenuación Q_d se puede omitir ventajosamente.

Por el valor de potencia activa de atenuación P_d y el valor de potencia reactiva de atenuación Q_d se pueden atenuar ventajosamente activamente distorsiones, es decir, oscilaciones indeseadas, en las corrientes de salida del filtro $i_{fg,i}$ y tensiones de salida del filtro, de manera que estas distorsiones se reducen intensamente y, en el mejor caso, se suprimen en mayor medida. Otra ventaja se sitúa en que no se tiene que conectar ninguna resistencia de atenuación discreta, que requiere espacio, realizada de forma compleja y, de este modo, cara, en la respectiva conexión de fase, para poder atenuar eficazmente las distorsiones indeseadas. La adición o combinación de al menos un valor de potencia activa de oscilación armónica de compensación P_h para la formación del valor de potencia activa de diferencia P_{dif} y al menos un valor de potencia reactiva de oscilación armónica de compensación Q_h para la formación del valor de potencia reactiva de diferencia Q_{dif} provoca ventajosamente una reducción activa de oscilaciones armónicas y, de este modo, en total, una mejora adicional en la reducción de oscilaciones armónicas.

De acuerdo con la Figura 3, el equipo de regulación 15 presenta un segundo sumador 13 para la formación del valor de potencia activa de diferencia P_{dif} a partir de la sustracción del valor de potencia activa de atenuación P_d de la suma de un valor de potencia activa de referencia P_{ref} y al menos un valor de potencia activa de oscilación armónica de compensación P_h con referencia a la oscilación fundamental del vector de corriente de salida del filtro $i_{fg,i}$ de los filtros de LCL, presentando el equipo de regulación 15 una tercera unidad de cálculo 9 para la formación del valor de potencia activa de atenuación P_d a partir de la suma ponderada con un factor de atenuación k_d ajustable de una multiplicación del componente de α de la transformación de vector espacial de corrientes de capacitancia del filtro $i_{Cf\alpha}$ de los filtros de LCL con el componente de α de la transformación de vector espacial $i_{fi\alpha}$ de los componentes del vector de corriente de conexión de fase $i_{fi,i}$ y la multiplicación del componente de β de la transformación de vector espacial de corrientes de capacitancia del filtro $i_{Cf\beta}$ de los filtros de LCL con el componente de β de la transformación de vector

ES 2 347 003 T3

espacial $i_{\tilde{h}\beta}$ de los componentes del vector de corriente de conexión de fase $i_{\tilde{h}i}$. Además, el equipo de regulación 15 comprende un tercer sumador 14 para la formación del valor de potencia reactiva de diferencia Q_{dif} a partir de la sustracción de la suma de un valor de potencia reactiva de referencia Q_{ref} y al menos un valor de potencia reactiva de oscilación armónica de compensación Q_h con referencia a la oscilación fundamental del vector de corriente de salida del filtro $i_{\tilde{f}g,i}$ de los filtros de LCL, sirviendo la tercera unidad de cálculo 9 adicionalmente para la formación del valor de potencia reactiva de atenuación Q_d a partir de una diferencia ponderada con un factor de atenuación k_d ajustable de una multiplicación del componente de β de la transformación de vector espacial de corrientes de capacitancia del filtro $i_{\text{Cf}\beta}$ de los filtros de LCL con el componente de α de la transformación de vector espacial $i_{\tilde{h}\alpha}$ de los componentes del vector de corriente de conexión de fase $i_{\tilde{h}i}$ y una multiplicación del componente de α de la transformación de vector espacial de corrientes de capacitancia del filtro $i_{\text{Cf}\alpha}$ de los filtros de LCL con el componente de β de la transformación de vector espacial $i_{\tilde{h}\beta}$ de los componentes del vector de corriente de conexión de fase $i_{\tilde{h}i}$. También se puede concebir que el valor de potencia activa de atenuación P_d y el valor de potencia reactiva de atenuación Q_d se forman solamente a partir del componente de α de la transformación de vector espacial de corrientes de capacitancia del filtro $i_{\text{Cf}\alpha}$ de los filtros de LCL con un componente de α de la transformación de vector espacial $i_{\tilde{h}\alpha}$ de los componentes del vector de corriente de conexión de fase $i_{\tilde{h}i}$ y una multiplicación de un componente de β de la transformación de vector espacial de corrientes de capacitancia del filtro $i_{\text{Cf}\beta}$ de los filtros de LCL.

De acuerdo con la Figura 3, se adiciona para la formación del valor de potencia reactiva de diferencia Q_{dif} adicionalmente un valor de potencia reactiva de compensación Q_{comp} , donde el valor de potencia reactiva de compensación Q_{comp} se forma por un filtrado de paso bajo de un valor de potencia reactiva de capacitancia del filtro Q_{Cf} estimado. De este modo, se evita ventajosamente que se apliquen porcentajes de potencia reactiva indeseados de los filtros de LCL, particularmente de las capacitancias del filtro $C_{f,i}$ de los filtros de LCL en la salida de los filtros de LCL, de manera que se puede garantizar que se ajusta en la salida de los filtros de LCL solamente un valor de potencia reactiva correspondiente al valor de potencia reactiva de referencia Q_{ref} ajustado. Al tercer sumador se añade de acuerdo con la Figura 3 para la formación del valor de potencia reactiva de diferencia Q_{dif} adicionalmente el valor de potencia reactiva de compensación Q_{comp} , donde el valor de potencia reactiva de compensación Q_{comp} está formado por filtrado de paso bajo de un valor de potencia reactiva de capacitancia del filtro Q_{Cf} estimado mediante un filtro de paso bajo 12. El valor de potencia reactiva de capacitancia del filtro Q_{Cf} estimado se forma además a partir del componente de α de la transformación de vector espacial de las corrientes de capacitancia del filtro $i_{\text{Cf}\alpha}$, a partir del componente de β de la transformación de vector espacial de las corrientes de capacitancia del filtro $i_{\text{Cf}\beta}$, a partir de un vector de flujo de capacitancia del filtro $\psi_{\text{Cf},\alpha\beta}$ estimado y a partir del ángulo de oscilación fundamental ωt con referencia a la oscilación fundamental del vector de corriente de salida del filtro $i_{\tilde{f}g,i}$, lo que ilustra particularmente la siguiente fórmula.

$$Q_{\text{Cf}} = \omega \cdot (\psi_{\text{Cf}\alpha} \cdot i_{\text{Cf}\alpha} + \psi_{\text{Cf}\beta} \cdot i_{\text{Cf}\beta})$$

El equipo de regulación 15 presenta para la formación del valor de potencia reactiva de capacitancia del filtro Q_{Cf} estimado de acuerdo con la Figura 1 una corta unidad de cálculo 10, mediante la que se calcula el valor de potencia reactiva de capacitancia del filtro Q_{Cf} estimado de acuerdo con la fórmula que se ha mencionado anteriormente.

El vector de flujo de capacitancia del filtro $\psi_{\text{Cf},\alpha\beta}$ estimado se forma de acuerdo con la Figura 3 a partir del valor de tensión continua u_{DC} actual del circuito de almacenamiento de energía 2, a partir de la señal de control S, a partir del componente de α de la transformación de vector espacial $i_{\tilde{h}\alpha}$ del componente del vector de corriente de conexión de fase $i_{\tilde{h}i}$ y a partir del componente de β de la transformación de vector espacial $i_{\tilde{h}\beta}$ de los componentes del vector de corriente de conexión de fase $i_{\tilde{h}i}$. La segunda unidad de cálculo 4 sirve de este modo adicionalmente para la formación del vector de flujo de capacitancia del filtro $\psi_{\text{Cf},\alpha\beta}$ estimado a partir del valor de tensión continua u_{DC} actual del circuito de almacenamiento de energía 2, a partir de la señal de control S, a partir del componente de α de la transformación de vector espacial $i_{\tilde{h}\alpha}$ de los componentes del vector de corriente de conexión de fase $i_{\tilde{h}i}$ y a partir del componente de β de la transformación de vector espacial $i_{\tilde{h}\beta}$ de los componentes del vector de corriente de conexión de fase $i_{\tilde{h}i}$.

El componente α de la transformación de vector espacial $\psi_{\text{Cf},\alpha}$ del vector de flujo de capacitancia del filtro $\psi_{\text{Cf},\alpha\beta}$ se forma por lo tanto de acuerdo con la siguiente fórmula.

$$\psi_{\text{Cf}\alpha} = \int u_{\text{inv},\alpha} dt - L_f \cdot i_{\tilde{f}\alpha}$$

De forma correspondiente, se forma el componente de β de la transformación del vector espacial $\psi_{\text{Cf}\beta}$ del vector de flujo de capacitancia del filtro $\psi_{\text{Cf},\alpha\beta}$ de acuerdo con la siguiente fórmula.

$$\psi_{\text{Cf}\beta} = \int u_{\text{inv},\beta} dt - L_f \cdot i_{\tilde{f}\beta}$$

De acuerdo con la Figura 3, se forma el valor de potencia activa de oscilación armónica de compensación P_h y el valor de potencia reactiva de oscilación armónica de compensación Q_h respectivamente a partir del componente

ES 2 347 003 T3

de α de la transformación de vector espacial de las corrientes de salida del filtro $i_{fg\alpha}$ a partir del componente de β de la transformación de vector espacial de las corrientes de salida del filtro $i_{fg\beta}$, a partir de un componente de α de la transformación de vector espacial de flujos de salida del filtro $\psi_{L\alpha}$, a partir de un componente de β de la transformación de vector espacial de flujos de salida del filtro $\psi_{L\beta}$ y a partir del ángulo de oscilación fundamental ωt con referencia a la oscilación fundamental del vector de corriente de salida del filtro $i_{fg,i}$.

El componente α de la transformación de vector espacial de flujos de salida del filtro $\psi_{L\alpha}$ se forma a partir de un componente de α de la transformación de vector espacial de flujos de capacitancia del filtro $\psi_{Cf\alpha}$ estimados y a partir del componente de α de la transformación de vector espacial de corrientes de salida del filtro $i_{fg\alpha}$, lo que se ilustra particularmente por la siguiente fórmula

$$\psi_{L\alpha} = \psi_{Cf\alpha} - L_{fg} \cdot i_{fg\alpha}$$

Además, el componente de β de la transformación de vector espacial de flujos de salida del filtro $\psi_{L\beta}$ se forma a partir de un componente de β de la transformación de vector espacial de flujos de capacitancia del filtro $\psi_{Cf\beta}$ estimados y a partir del componente de β de la transformación de vector espacial de corrientes de salida del filtro $i_{fg\beta}$, lo que se ilustra particularmente por la siguiente fórmula.

$$\psi_{L\beta} = \psi_{Cf\beta} - L_{fg} \cdot i_{fg\beta}$$

El cálculo del componente de α de la transformación de vector espacial de flujos de salida del filtro $\psi_{L\alpha}$ y del componente de β de la transformación de vector espacial de flujos de salida del filtro $\psi_{L\beta}$ se realiza, a modo de ejemplo, en la segunda unidad de cálculo 4 o se puede realizar también en la quinta unidad de cálculo 11, sin embargo, no se ha representado en la Figura 3 por motivos de claridad.

El equipo de regulación 15 presenta una quinta unidad de cálculo 11 para la formación del valor de potencia activa de oscilación armónica de compensación P_h y del valor de potencia reactiva de oscilación armónica de compensación Q_h respectivamente a partir del componente de α de la transformación de vector espacial de las corrientes de salida del filtro $i_{fg\alpha}$, a partir del componente de β de la transformación de vector espacial de las corrientes de salida del filtro $i_{fg\beta}$, a partir del componente de α de la transformación de vector espacial de flujos de salida del filtro $\psi_{L\alpha}$, a partir del componente de β de la transformación de vector espacial de flujos de salida del filtro $\psi_{L\beta}$ y a partir del ángulo de oscilación fundamental ωt con referencia a la oscilación fundamental del vector de corriente de salida del filtro $i_{fg,i}$. El cálculo del vector de corriente de salida del filtro $i_{fg,i}$ se realiza de forma muy sencilla a partir del vector de corriente de conexión de fase $i_{fi,i}$ y a partir del vector de corriente de capacitancia del filtro $i_{Cfi,i}$, como se muestra en la Figura 3. El ángulo de oscilación fundamental ωt se pone a disposición para las unidades de cálculo 9, 10 y 11 por la segunda unidad de cálculo 4 de acuerdo con la Figura 3 de un circuito de regulación de fase (bucle de enganche de fase, abreviado: PLL (del inglés *Phase locked loop*)) de la segunda unidad de cálculo 4. En la Figura 6 se muestra una realización de la quinta unidad de cálculo 11. De acuerdo con la Figura 6, se forman en la quinta unidad de cálculo 11 en primer lugar el componente de α de la transformación de vector espacial de las corrientes de salida del filtro $i_{fg\alpha}$ y el componente de β de la transformación de vector espacial de las corrientes de salida del filtro $i_{fg\beta}$ a partir del vector de corriente de salida del filtro $i_{fg,i}$ añadido por transformación de vector espacial. Después, el componente de α de la transformación de vector espacial de las corrientes de salida del filtro $i_{fg\alpha}$ y el componente de β de la transformación de vector espacial de las corrientes de salida del filtro $i_{fg\beta}$ se someten a una transformación de Park-Clarke, se someten a un filtrado de paso bajo y se emiten como componente de d y la componente de q de la transformación de Park-Clarke de al menos una oscilación armónica seleccionada deseada de las corrientes de salida del filtro i_{hd} , i_{hq} con referencia a la oscilación fundamental de las corrientes de salida del filtro i_{fg1} , i_{fg2} , i_{fg3} . El índice h representa la h-ésima oscilación armónica de esta magnitud y las que se indican a continuación, donde $h = 1,2,3,\dots$

La transformación de Park-Clarke se define generalmente

$$\bar{a} = (a_d + ja_q)e^{j\omega t}$$

donde \bar{a} es una magnitud compleja, a_d , el componente de d de la transformación de Park-Clarke de la magnitud \bar{a} y a_q , el componente de q de la transformación de Park-Clarke de la magnitud \bar{a} . Ventajosamente, no sólo se transforman durante la transformación de Park-Clarke la oscilación fundamental de la magnitud compleja \bar{a} , sino, también cualquier oscilación armónica que se produce de la magnitud compleja \bar{a} . De acuerdo con la Figura 6, el componente de d y el componente de q de la transformación de Park-Clarke de la h-ésima oscilación armónica seleccionada deseada de las corrientes de salida del filtro i_{hd} , e i_{hq} se regula respectivamente hacia un valor de referencia i_{hd}^* , i_{hq}^* correspondiente que se puede predefinir, preferiblemente de acuerdo con una característica proporcional-integral, y, después, se somete a una transformación de Park-Clarke inversa, por lo que se forman un componente de α de la transformación de vector espacial de la h-ésima oscilación armónica de corrientes de salida del filtro de referencia i_{hd}^* y un componente de β de la transformación de vector espacial de la h-ésima oscilación armónica de corrientes de salida del filtro de

ES 2 347 003 T3

referencia $i_{h\beta}^*$. Finalmente, el valor de potencia activa de oscilación armónica de compensación P_h y el valor de potencia reactiva de oscilación armónica de compensación Q_h se calcula respectivamente a partir del componente de α de la transformación de vector espacial de la h-ésima oscilación armónica de corrientes de salida del filtro de referencia $i_{h\alpha}^*$, del componente de β de la transformación de vector de espacial de la h-ésima oscilación armónica de corrientes de salida del filtro de referencia $i_{h\beta}^*$, del componente de α de la transformación de vector espacial de los flujos de salida del filtro $\Psi_{L\alpha}$ y a partir del componente de β de la transformación de vector espacial de los flujos de salida del filtro $\Psi_{L\beta}$, lo que se ilustra particularmente por las siguientes fórmulas.

$$P_h = \omega \cdot (\Psi_{L\alpha} \cdot i_{h\beta}^* - \Psi_{L\beta} \cdot i_{h\alpha}^*)$$

$$Q_h = \omega \cdot (\Psi_{L\alpha} \cdot i_{h\alpha}^* + \Psi_{L\beta} \cdot i_{h\beta}^*)$$

Todas las etapas del método de acuerdo con la invención se pueden realizar como software, donde la misma se puede cargar entonces, a modo de ejemplo, sobre un sistema de ordenador, particularmente con un procesador de señal digital y procesarse sobre el mismo. Los tiempos de retardo digitales que se producen en un sistema de este tipo, particularmente para el cálculo, se pueden tener en cuenta generalmente, a modo de ejemplo, por adición de un término adicional con respecto a la frecuencia de oscilación fundamental ωt en la transformación de Park-Clarke. Además, el dispositivo de acuerdo con la invención que se ha descrito anteriormente con detalle, también puede estar realizado en un sistema de ordenador, particularmente en un procesador de señal digital.

En total, se ha podido mostrar que el dispositivo de acuerdo con la invención, particularmente el que se muestra en las Figuras 2 y 3, para la ejecución del método de acuerdo con la invención para el accionamiento del circuito de convertidor se puede realizar de forma muy sencilla y económica, debido a que la complejidad del circuito es extremadamente reducida y, además, solamente se necesita un número reducido de elementos constructivos para la constitución. De este modo, con este dispositivo se puede ejecutar el método de acuerdo con la invención de forma particularmente sencilla.

Lista de referencias

- 1 Unidad de convertidor
- 2 Circuito de almacenamiento de energía
- 3 Circuito de control
- 4 Segunda unidad de cálculo
- 5 Primera unidad de cálculo
- 6 Regulador de histéresis
- 7 Formador de valor medio
- 8 Integrador
- 9 Tercera unidad de cálculo
- 10 Cuarta unidad de cálculo
- 11 Quinta unidad de cálculo
- 12 Filtro de paso bajo
- 13 Segundo sumador
- 14 Tercer sumador
- 15 Equipo de regulación
- 16 Primer sumador

REIVINDICACIONES

1. Método para el accionamiento de un circuito de convertidor, en el que el circuito de convertidor presenta una
 5 unidad de convertidor (1) con una pluralidad de conmutadores de semiconductor de potencia controlables y un circuito de almacenamiento de energía (2) formado por dos condensadores conectados en serie,

en el que se controlan los conmutadores de semiconductor de potencia controlables mediante una señal de control
 (S) formada a partir de un vector de señal de histéresis (x), y el vector de señal de histéresis (x) se forma a partir de
 10 un vector de corriente de conexión de fase de diferencia ($\Delta i_{fi,i}$) mediante un regulador de histéresis (6), y el vector de corriente de conexión de fase de diferencia ($\Delta i_{fi,i}$) se forma a partir de la sustracción de un vector de corriente de conexión de fase ($i_{fi,i}$) de un vector de corriente de conexión de fase de referencia ($i_{fi,i,ref}$), formándose el vector de corriente de conexión de fase de referencia ($i_{fi,i,ref}$) a partir de un valor de potencia activa de diferencia (P_{dif}), un valor de potencia reactiva de diferencia (Q_{dif}) y un vector de flujo de fase ($\Psi_{g,\alpha\beta}$),

15 **caracterizado**

por que para la formación del vector de corriente de conexión de fase de diferencia ($\Delta i_{fi,i}$) se sustrae adicionalmente un valor de corrección de corriente (i_0),

20 por que el valor de corrección de corriente (i_0) se forma por integración de un valor medio de tensión de conexión de fase ($u_{inv,A}$) y

por que el valor medio de tensión de conexión de fase ($u_{inv,A}$) se forma por la determinación del valor medio aritmético de la tensión de conexión de fase ($u_{inv,IM}$) con punto de referencia del punto de unión (M) de los condensadores del circuito de almacenamiento de energía (2).

2. Método de acuerdo con la reivindicación 1, **caracterizado** por que el vector de flujo de fase ($\Psi_{g,\alpha\beta}$) se forma a partir del vector de corriente de conexión de fase ($i_{fi,i}$), a partir de la señal de control (S) y a partir de un valor de tensión continua (u_{DC}) actual del circuito de almacenamiento de energía (2).

3. Método de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 ó 2, **caracterizado** por que en cada conexión de fase de la unidad de convertidor (1) se conecta un filtro de LCL ($L_{fi,i}, C_{fi,i}, L_{fg,i}$), por que el valor de potencia activa de diferencia (P_{dif}) se forma a partir de la sustracción de un valor de potencia activa de atenuación (P_d) de la suma de un valor de potencia activa de referencia (P_{ref}) y al menos un valor de potencia activa de oscilación armónica de compensación (P_h) con referencia a la oscilación fundamental del vector de corriente de salida del filtro ($i_{fg,i}$) de los filtros de LCL, formándose el valor de potencia activa de atenuación (P_d) a partir de una suma ponderada con un factor de atenuación (K_d) ajustable de una multiplicación de un componente de α de la transformación de vector espacial de corrientes de capacitancia del filtro ($i_{Cf\alpha}$) de los filtros de LCL con un componente de α de la transformación de vector espacial ($i_{fi,\alpha}$) de los componentes del vector de corriente de conexión de fase ($i_{fi,i}$), y una multiplicación del componente de β de la transformación de vector espacial de corrientes de capacitancia del filtro ($i_{Cf\beta}$) de los filtros de LCL con un componente de β de la transformación de vector espacial ($i_{fi,\beta}$) de los componentes del vector de corriente de conexión de fase ($i_{fi,i}$), por que el valor de potencia reactiva de diferencia (Q_{dif}) se forma a partir de la sustracción de la suma de un valor de potencia reactiva de referencia (Q_{ref}) y al menos un valor de potencia reactiva de oscilación armónica de compensación (Q_h) con referencia a la oscilación fundamental del vector de corriente de salida del filtro ($i_{fg,i}$) de los filtros de LCL, formándose el valor de potencia reactiva de atenuación (Q_d) a partir de una diferencia ponderada con un factor de atenuación (k_d) ajustable de una multiplicación del componente de β de la transformación de vector espacial de corrientes de capacitancia del filtro ($i_{Cf\beta}$) de los filtros de LCL con el componente de α de la transformación de vector espacial ($i_{fi,\alpha}$) de los componentes del vector de corriente de conexión de fase ($i_{fi,i}$) y una multiplicación del componente de α de la transformación de vector espacial de corrientes de capacitancia del filtro ($i_{Cf\alpha}$) de los filtros de LCL con el componente de β de la transformación de vector espacial ($i_{fi,\beta}$) de los componentes del vector de corriente de conexión de fase ($i_{fi,i}$).

4. Método de acuerdo con la reivindicación 3, **caracterizado** por que para la formación del valor de potencia reactiva de diferencia (Q_{dif}) se adiciona adicionalmente un valor de potencia reactiva de compensación (Q_{comp}), formándose el valor de potencia reactiva de compensación (Q_{comp}) por el filtrado de paso bajo de un valor de potencia reactiva de capacitancia del filtro (Q_{Cf}) estimado.

5. Método de acuerdo con la reivindicación 4, **caracterizado** por que el valor de potencia reactiva de capacitancia del filtro (Q_{Cf}) estimado se forma a partir del componente de α de la transformación de vector espacial de las corrientes de capacitancia del filtro ($i_{Cf\alpha}$), a partir del componente de β de la transformación de vector espacial de las corrientes de capacitancia del filtro ($i_{Cf\beta}$), a partir de un vector de flujo de capacitancia del filtro ($\Psi_{Cf,\alpha\beta}$) estimado y a partir del ángulo de oscilación fundamental (ωt) con referencia a la oscilación fundamental del vector de corriente de salida del filtro ($i_{fg,i}$).

6. Método de acuerdo con la reivindicación 5, **caracterizado** por que el vector de flujo de capacitancia del filtro ($\Psi_{Cf,\alpha\beta}$) se forma a partir de un valor de tensión continua (u_{DC}) actual del circuito de almacenamiento de energía (2), a partir de la señal de control (S), a partir del componente de α de la transformación de vector espacial ($i_{fi,\alpha}$) de los

ES 2 347 003 T3

componentes del vector de corriente de conexión de fase ($i_{fi,i}$) y a partir del componente de β de la transformación de vector espacial ($i_{f\beta}$) de los componentes del vector de corriente de conexión de fase ($i_{fi,i}$).

7. Método de acuerdo con una de las reivindicaciones 3 a 6, **caracterizado** por que el valor de potencia activa de oscilación armónica de compensación (P_h) y el valor de potencia reactiva de oscilación armónica de compensación (Q_h) se forma respectivamente a partir del componente de α de la transformación de vector espacial de las corrientes de salida del filtro ($i_{fg\alpha}$), a partir del componente de β de la transformación de vector espacial de las corrientes de salida del filtro ($i_{fg\beta}$), a partir de un componente de α de la transformación de vector espacial de flujos de salida del filtro ($\Psi_{L\alpha}$), a partir de un componente de β de la transformación de vector espacial de flujos de salida del filtro ($\Psi_{L\beta}$) y a partir del ángulo de oscilación fundamental (ωt) con referencia a la oscilación fundamental del vector de corriente de salida del filtro ($i_{fg,i}$).

8. Método de acuerdo con la reivindicación 1, **caracterizado** por que el valor de potencia activa de diferencia (P_{dif}) corresponde con un valor de potencia activa de referencia (P_{ref}) que se puede predefinir, y

por que el valor de potencia reactiva de diferencia (Q_{dif}) corresponde con un valor de potencia reactiva de referencia (Q_{ref}) que se puede predefinir.

9. Dispositivo para la ejecución de un método para el accionamiento de un circuito de convertidor, en el que el circuito de convertidor presenta una unidad de convertidor (1) con una pluralidad de conmutadores de semiconductor de potencia controlables y un circuito de almacenamiento de energía (2) formado por dos condensadores conectados en serie,

con un equipo de regulación (15) que se sirve para la producción de un vector de señal de histéresis (x), que está unido a través de un circuito de control (3) para la formación de una señal de control (S) con los conmutadores de semiconductor de potencia controlables, presentando el equipo de regulación (15) un regulador de histéresis (6) para la formación de un vector de señal de histéresis (x) a partir de un vector de corriente de conexión de fase de diferencia ($\Delta i_{fi,i}$), un primer sumador (16) para la formación del vector de corriente de conexión de fase de diferencia ($\Delta i_{fi,i}$) a partir de la sustracción de un vector de corriente de conexión de fase ($i_{fi,i}$) de un vector de corriente de conexión de fase de referencia ($i_{fi,i,ref}$) y una primera unidad de cálculo (5) para la formación del vector de corriente de conexión de fase de referencia ($i_{fi,i,ref}$) a partir de un valor de potencia activa de diferencia (P_{dif}), un valor de potencia reactiva de diferencia (Q_{dif}) y un vector de flujo de fase ($\Psi_{g,\alpha\beta}$),

caracterizado

por que se añade al primer sumador (16) para la formación del vector de corriente de conexión de fase de diferencia ($\Delta i_{fi,i}$) adicionalmente un valor de corrección de corriente (i_0) para la formación del vector de corriente de conexión de fase de diferencia ($\Delta i_{fi,i}$) a partir de la sustracción del vector de corriente de conexión de fase ($i_{fi,i}$) y del valor de corrección de corriente (i_0) del vector de corriente de conexión de fase ($i_{fi,i,ref}$),

por que el equipo de regulación (15) comprende un integrador (8) para la formación del valor de corrección de corriente (i_0) por integración de un valor medio de tensión de conexión de fase ($u_{inv,A}$), y un formador de valor medio (7) para la formación del valor medio de tensión de conexión de fase ($u_{inv,A}$) por la determinación del valor medio aritmético de las tensiones de conexión de fase ($u_{inv,iM}$) con punto de referencia del punto de unión (M) de los condensadores del circuito de almacenamiento de energía (2).

10. Dispositivo de acuerdo con la reivindicación 9, **caracterizado** por que la unidad de regulación (15) presenta una segunda unidad de cálculo (4) para la formación del vector de flujo de fase ($\Psi_{g,\alpha\beta}$) a partir del vector de corriente de conexión de fase ($i_{fi,i}$), a partir de la señal de control (S) y a partir de un valor de tensión continua (u_{DC}) actual del circuito de almacenamiento de energía (2).

11. Dispositivo de acuerdo con la reivindicación 9 ó 10, **caracterizado** por que en cada conexión de fase de la unidad de convertidor (1) está conectado un filtro de LCL ($L_{r,i}$, C_{fi} , $L_{fg,i}$),

por que el equipo de regulación (15) presenta un segundo sumador (13) para la formación del valor de potencia activa de diferencia (P_{dif}) de la sustracción de un valor de potencia activa de atenuación (P_d) de la suma de un valor de potencia activa de referencia (P_{ref}) y al menos un valor de potencia activa de oscilación armónica de compensación (P_h) con referencia a la oscilación fundamental del vector de corriente de salida del filtro ($i_{fg,i}$) de los filtros de LCL, presentando el equipo de regulación (15) una tercera unidad de cálculo (9) para la formación del valor de potencia activa de atenuación (P_d) a partir de una suma ponderada con un factor de atenuación (k_d) ajustable de una multiplicación de un componente de α de la transformación de vector espacial de corrientes de capacitancia del filtro ($i_{Cf\alpha}$) de los filtros de LCL con un componente de α de la transformación de vector espacial ($i_{fi\alpha}$) de los componentes del vector de corriente de conexión de fase ($i_{fi,i}$) y una multiplicación del componente de β de la transformación de vector espacial de corrientes de capacitancia del filtro ($i_{Cf\beta}$) de los filtros de LCL con un componente de β de la transformación de vector espacial ($i_{f\beta}$) de los componentes del vector de corriente de conexión de fase ($i_{fi,i}$)

por que el equipo de regulación (15) presenta un tercer sumador (14) para la formación del valor de potencia reactiva de diferencia (Q_{dif}) a partir de la sustracción de la suma de un valor de potencia reactiva de referencia (Q_{ref})

y al menos un valor de potencia reactiva de oscilación armónica de compensación (Q_h) con referencia a la oscilación fundamental del vector de corriente de salida del filtro ($i_{fg,i}$) de los filtros de LCL, sirviendo la tercera unidad de cálculo (9) adicionalmente para la formación del valor de potencia reactiva de atenuación (Q_a) a partir de una diferencia ponderada con el factor de atenuación (k_i) ajustable de una multiplicación del componente de β de la transformación de vector espacial de corrientes de capacitancia del filtro ($i_{Cf\beta}$) de los filtros de LCL con el componente de α de la transformación de vector espacial ($i_{fi\alpha}$) de los componentes del vector de corriente de conexión de fase ($i_{fi,i}$) y una multiplicación del componente de α de la transformación de vector espacial de corrientes de capacitancia del filtro ($i_{Cf\alpha}$) de los filtros LCL con el componente de β de la transformación de vector espacial ($i_{fi\beta}$) de los componentes del vector de corriente de conexión de fase ($i_{fi,i}$).

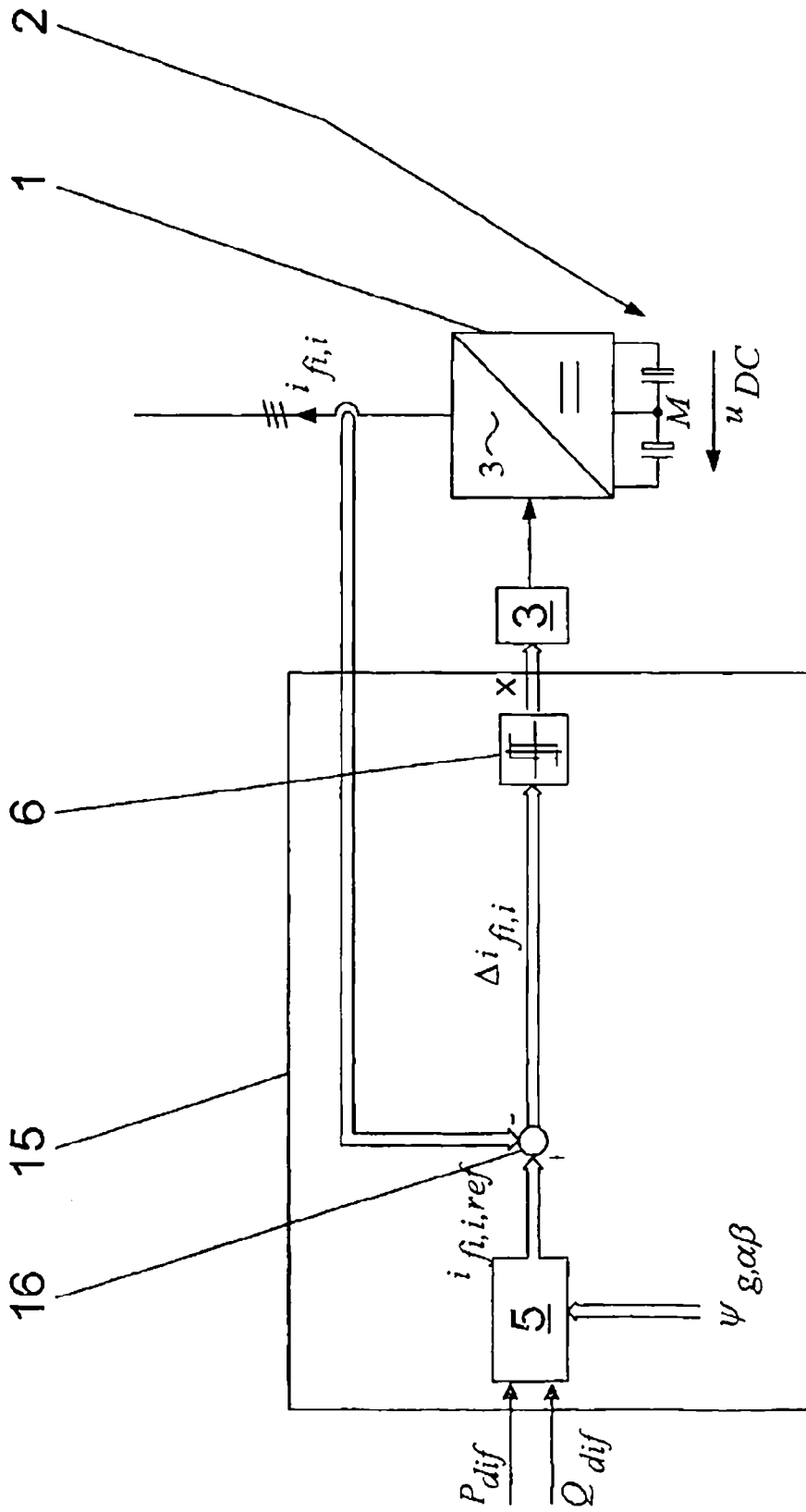
12. Dispositivo de acuerdo con la reivindicación 11, **caracterizado** por que se añade al tercer sumador para la formación del valor de potencia reactiva de diferencia (Q_{dif}) adicionalmente un valor de potencia reactiva de compensación (Q_{comp}), formándose el valor de potencia reactiva de compensación (Q_{comp}) sometiendo un valor de potencia reactiva de capacitancia del filtro (Q_{Cf}) estimado a un filtrado de paso bajo mediante un filtro de paso bajo (12).

13. Dispositivo de acuerdo con la reivindicación 12, **caracterizado** por que el equipo de regulación (15) presenta una cuarta unidad de cálculo (10) para la formación del valor de potencia reactiva de capacitancia del filtro (Q_{Cf}) estimado a partir del componente de α de la transformación de vector espacial de las corrientes de capacitancia del filtro ($i_{Cf\alpha}$), a partir del componente de β de la transformación de vector espacial de las corrientes de capacitancia del filtro ($i_{Cf\beta}$), a partir de un vector de flujo de capacitancia del filtro ($\Psi_{Cf,\alpha\beta}$) estimado y a partir del ángulo de oscilación fundamental (ωt) con la referencia a la oscilación fundamental del vector de corriente de salida del filtro ($i_{fg,i}$).

14. Dispositivo de acuerdo con la reivindicación 12, **caracterizado** por que la segunda unidad de cálculo (4) sirve adicionalmente para la formación del vector de flujo de capacitancia del filtro ($\Psi_{Cf,\alpha\beta}$) estimado a partir de un valor de tensión continua (u_{DC}) actual del circuito de almacenamiento de energía (2), a partir de la señal de control (S), a partir del componente de α de la transformación de vector espacial ($i_{fi\alpha}$) de los componentes del vector de corriente de conexión de fase ($i_{fi,i}$) y a partir del componente de β de la transformación de vector espacial ($i_{fi\beta}$) de los componentes del vector de corriente de conexión de fase ($i_{fi,i}$).

15. Dispositivo de acuerdo con una de las reivindicaciones 11 a 14, **caracterizado** por que el equipo de regulación (15) presenta una quinta unidad de cálculo (11) para la formación del valor de potencia activa de oscilación armónica de compensación (P_h) y del valor de potencia reactiva de oscilación armónica de compensación (Q_h) respectivamente a partir de un componente de α de la transformación de vector espacial de las corrientes de salida del filtro ($i_{fg\alpha}$), a partir del componente de β de la transformación de vector espacial de las corrientes de salida del filtro ($i_{fg\beta}$), a partir de un componente de α de la transformación de vector espacial de flujos de salida del filtro ($\Psi_{L\alpha}$), a partir de un componente de β de la transformación de vector espacial de flujos de salida del filtro ($\Psi_{L\beta}$) y partir del ángulo de oscilación fundamental (ωt) con referencia a la oscilación fundamental del vector de corriente de salida del filtro ($i_{fg,i}$).

16. Dispositivo de acuerdo con la reivindicación 9, **caracterizado** por que el valor de potencia activa de diferencia (P_{dif}) corresponde con un valor de potencia activa de referencia (P_{ref}) que se puede predefinir, y por que el valor de potencia reactiva de diferencia (Q_{dif}) corresponde con un valor de potencia reactiva de referencia (Q_{ref}) que se puede predefinir.



Estado de la técnica

Fig. 1

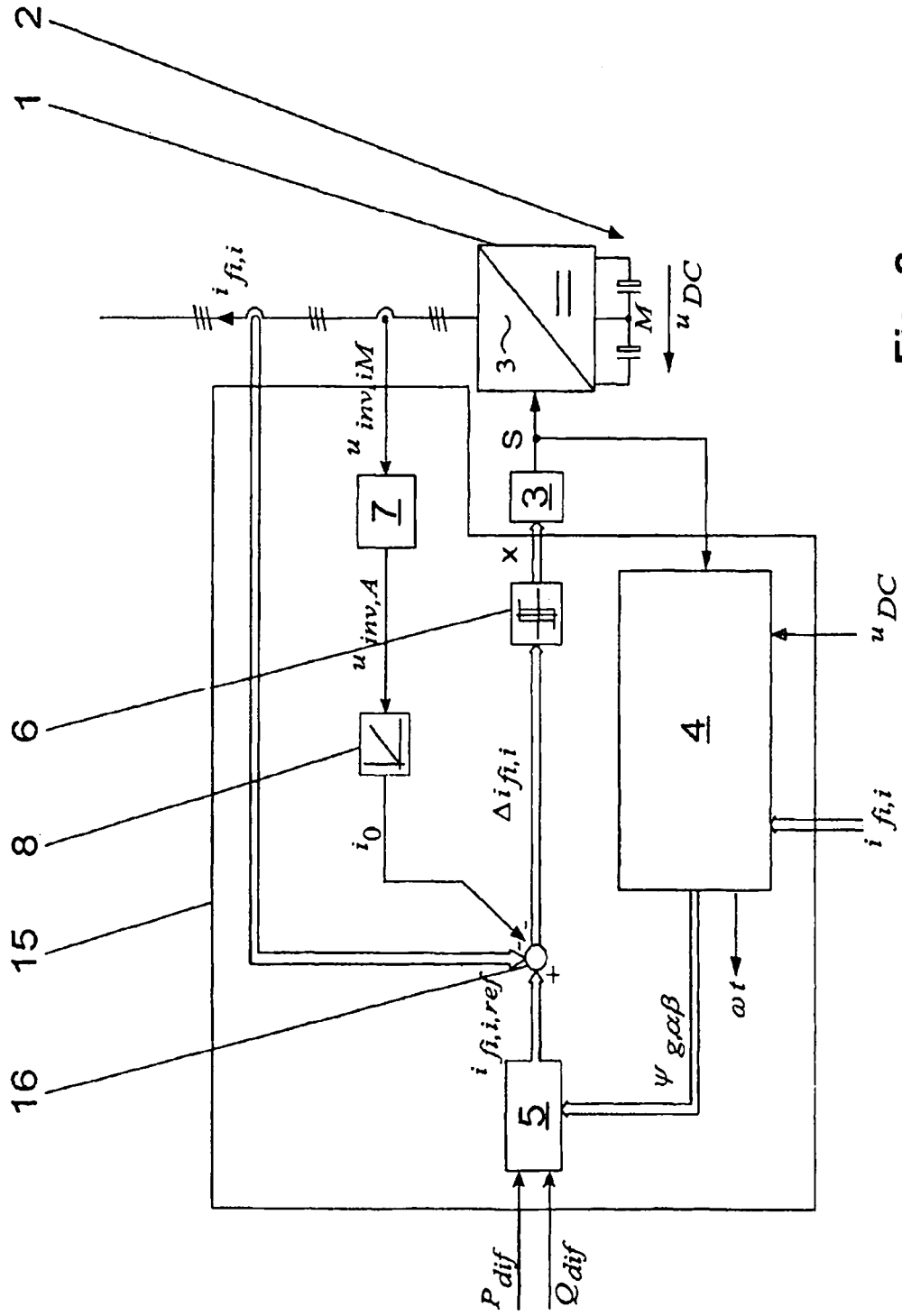


Fig. 2

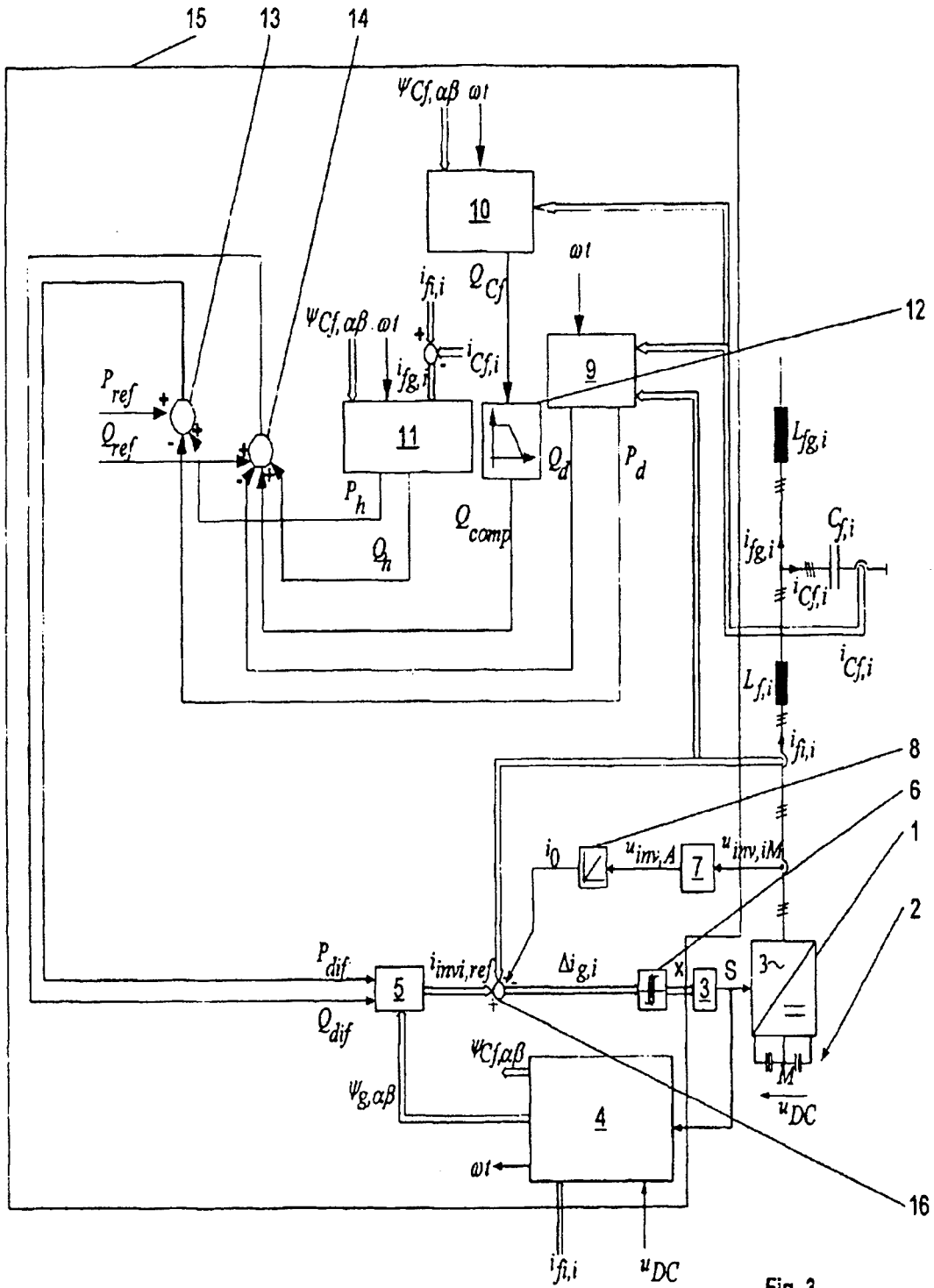


Fig. 3

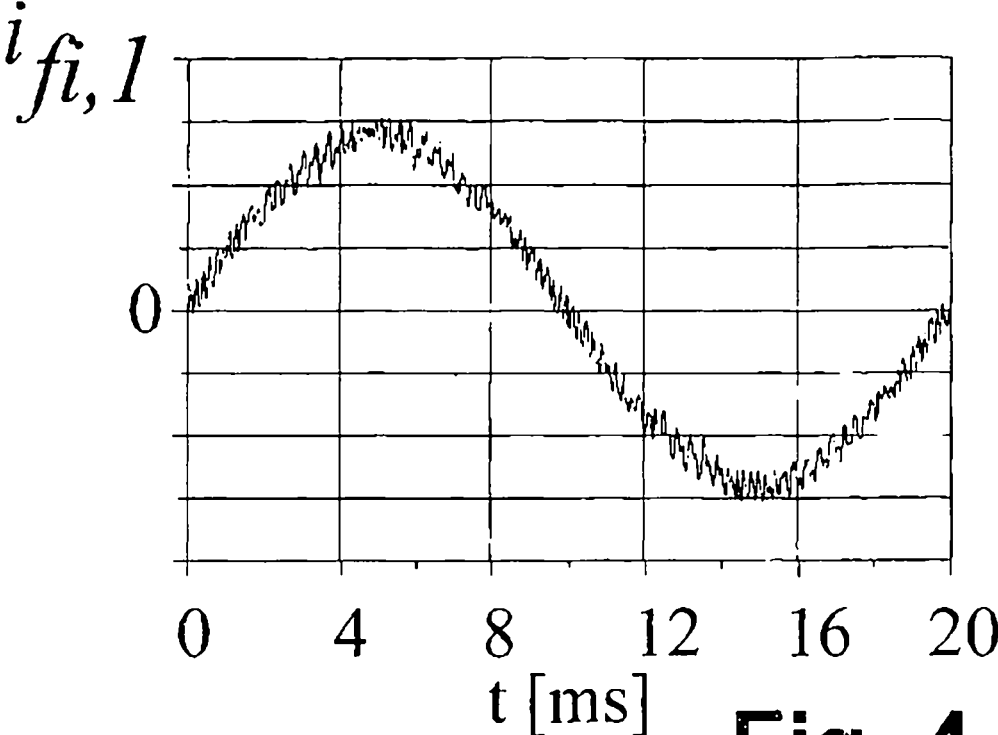


Fig. 4

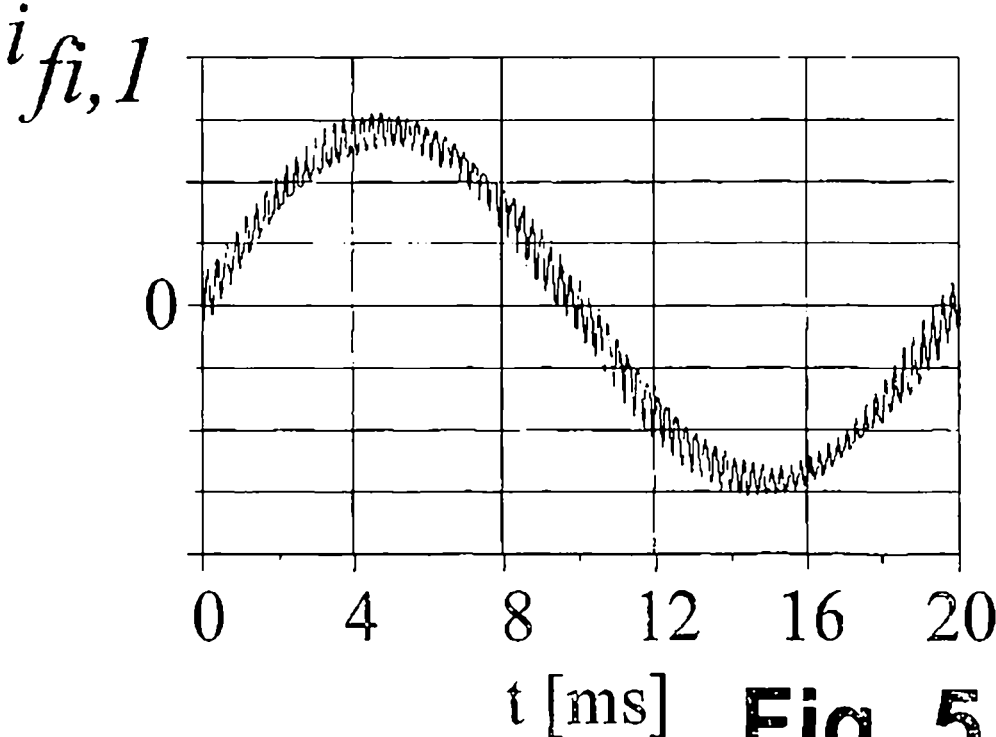


Fig. 5

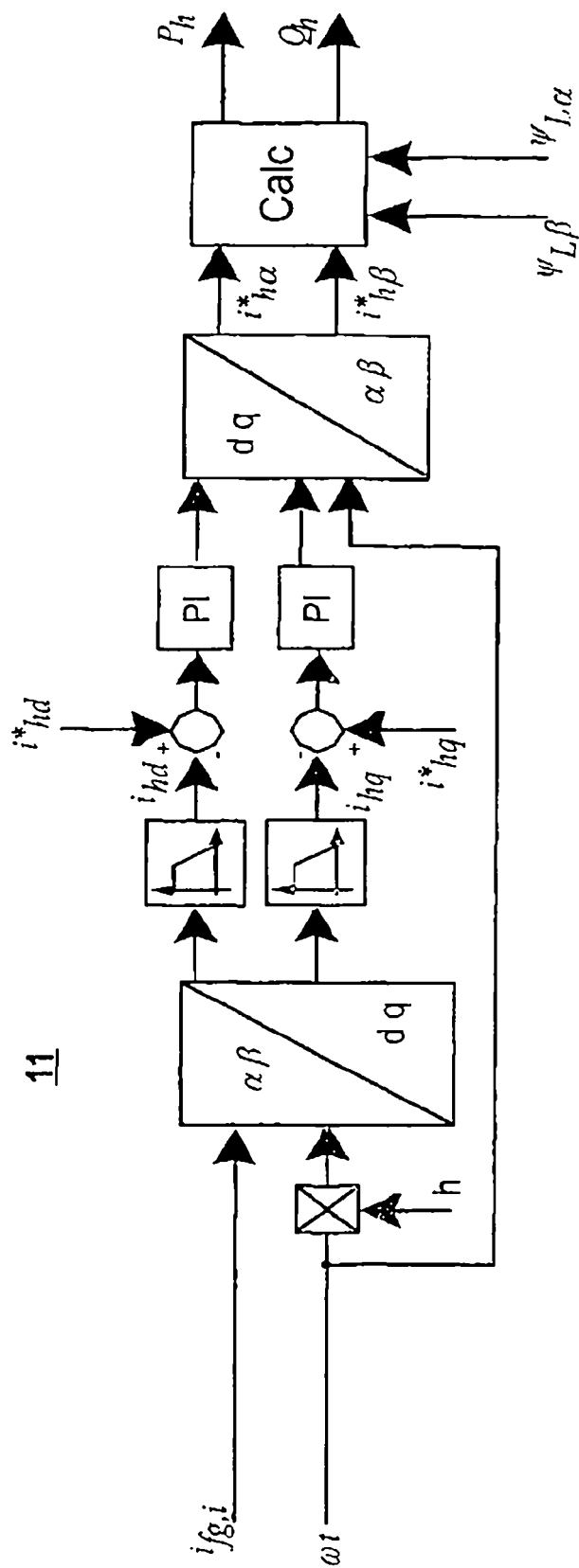


Fig. 6