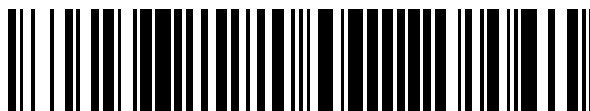


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 718 807**

51 Int. Cl.:

H02M 7/487 (2007.01)

H02M 1/12 (2006.01)

H02J 3/38 (2006.01)

H02M 1/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **07.06.2012 E 12171143 (6)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **23.01.2019 EP 2672621**

54 Título: **Procedimiento de amortiguación de secuencia cero y equilibrado de tensión en un convertidor de tres niveles con condensadores de enlace de CC divididos y filtro LCL virtualmente conectado a tierra**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
04.07.2019

73 Titular/es:
**ABB RESEARCH LTD. (100.0%)
Affolternstrasse 44
8050 Zürich, CH**

72 Inventor/es:
**ESCOBAR, GERARDO;
PETTERSSON, SAMI y
HO, NGAI-MAN**

74 Agente/Representante:
CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 718 807 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín Europeo de Patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre Concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Procedimiento de amortiguación de secuencia cero y equilibrado de tensión en un convertidor de tres niveles con condensadores de enlace de CC divididos y filtro LCL virtualmente conectado a tierra

Campo de la invención

- 5 La presente divulgación se refiere a inversores de múltiples niveles y, en particular, a minimizar la tensión de modo común y los desequilibrios en las tensiones de enlace de CC.

Información de antecedentes

- 10 El equilibrio de las tensiones de los condensadores es un problema que puede surgir naturalmente en topologías de varios niveles, o cuando la tensión de enlace de CC se divide en una topología particular para un propósito especial, por ejemplo, para permitir la conexión a un punto de red neutro. Las soluciones para este problema han sido ampliamente reportadas en la literatura [1]-[2].

- 15 En [1], los autores proponen el uso de una función de energía, que se minimiza en tiempo real mediante la evaluación de los vectores de control redundante de un convertidor multinivel. Una idea similar se sigue en [2] donde los autores exploran dos estrategias también basadas en el uso de redundancias y minimizando una función de coste en términos del desequilibrio de tensión. En [3], las tensiones de los condensadores se equilibran utilizando estados redundantes para convertidores de cinco niveles. En [4], se presenta una estrategia de modulación para garantizar el equilibrio de las tensiones de los condensadores del enlace de CC. La estrategia propuesta en [4] se basa en un PWM discontinuo modificado.

- 20 Otra cuestión en inversores trifásicos es la generación de tensión de modo común (CMV). Este problema ha llamado la atención recientemente, ya que se ha hecho más evidente, especialmente en aplicaciones sin transformador, donde no se dispone de aislamiento galvánico [5]. La CMV es un problema que se puede asociar con la topología del inversor y el algoritmo de modulación utilizado. La CMV puede, por ejemplo, ser inducida por un propio inversor, y luego propagarse al equipo conectado al inversor, causando graves efectos adversos.

- 25 La CMV puede manifestarse como una fluctuación de la tensión de secuencia cero con respecto a la conexión a tierra. La fluctuación de la tensión de secuencia cero puede, según la aplicación, causar distorsión indirecta de la corriente de la red, pérdidas adicionales y problemas de seguridad, entre otras cosas [6]. Por ejemplo, la CMV en unidades eléctricas puede crear corrientes en los cojinetes que pueden causar daños físicos a las máquinas eléctricas. La CMV también puede hacer que una corriente de fuga considerable fluya a través de las capacidades parásitas de los paneles fotovoltaicos (FV) que alimentan un inversor.

- 30 Una solución convencional para el problema de CMV consiste en dividir el enlace de CC del inversor en dos mitades y que conecta el punto medio del enlace de CC hasta el punto neutro de la rejilla [7]. Después de esta modificación, cada tramo en el puente del inversor se controla de forma independiente como si fueran tres sistemas monofásicos independientes. Sin embargo, esta modificación reduce la utilización de la tensión de CC, es decir, limita el índice de modulación. Además, puede requerirse una estrategia de equilibrio adicional para garantizar que ambas mitades en
35 el enlace de CC mantengan la misma tensión.

En los inversores de múltiples niveles puede también ser una posibilidad de eliminar la CMV evitando ciertos vectores de control de conmutación que producen CMV. En [8], se muestra que los inversores con un número impar de niveles pueden evitar generar tensión en modo común al alternar entre ciertos estados disponibles.

- 40 Sin embargo, cuando los estados de conmutación están restringidos, ya no es posible garantizar el equilibrio de tensiones de los condensadores. El equilibrio de tensión del enlace de CC (o equilibrio de punto neutro) y la cancelación de CMV no se pueden lograr simultáneamente sin modificaciones de hardware [11]. Por lo tanto, algunos autores han propuesto insertar un cuarto tramo para gestionar el problema de equilibrio de tensión del enlace de CC [9]-[11]. Sin embargo, el cuarto tramo añadido puede aumentar la complejidad y disminuir la rentabilidad del inversor.

- 45 Otro enfoque se describe en [12], donde se propone un filtro para un motor de velocidad ajustable de tres fases. El filtro consiste en una red LRC trifásica en la salida de un inversor de dos niveles, donde un punto de estrella de filtro está conectado eléctricamente a un punto medio de enlace de CC, formando así capacitivamente un punto de estrella neutra de red artificial. Una idea similar se usa en un sistema rectificador de [13]. El filtro puede reducir pasivamente tanto el diferencial como la CMV sin un cuarto tramo adicional. Por otro lado, las resistencias en el filtro
50 introducen pérdidas adicionales al sistema, lo que reduce la eficiencia del sistema.

Breve divulgación

- 55 Un objeto de la presente invención es proporcionar un procedimiento y un aparato que aborde los inconvenientes anteriores. Los objetos de la invención se logran mediante un procedimiento y un aparato que se caracterizan por lo que se indica en las reivindicaciones independientes. Las realizaciones preferidas de la invención se divulgan en las reivindicaciones dependientes.

5 Con el fin de paliar los inconvenientes anteriores, la presente divulgación considera un inversor de múltiples fases conectado a la red por medio de un filtro de LCL. La topología del inversor incluye una conexión de punto de estrella neutra de red artificial, que se conoce en esta divulgación como una conexión a tierra virtual (VG). La VG representa una buena opción para la minimización de la CMV. Para formar la VG, un punto de estrella formado por los condensadores del filtro LCL se conecta a un punto medio del enlace de CC.

El uso de una tierra virtual permite también la utilización máxima de la tensión de enlace de CC. La tensión del enlace de CC puede reducirse utilizando un procedimiento de inyección de referencia de tercer armónico. Por lo tanto, los dispositivos semiconductores en el puente inversor del inversor pueden estar expuestos a tensiones más bajas, lo que, a su vez, puede reducir las pérdidas.

10 Debido a que los condensadores del bus de CC se dividen, y el enlace de CC tiene una conexión VG, puede surgir un problema de equilibrio de tensión. La presente divulgación divulga un procedimiento que garantiza el equilibrio de tensión en promedio.

15 Una resonancia adicional puede también ser inducida por un desequilibrio de tensión del condensador de enlace de CC y componentes de secuencia cero de filtros de LCL de la corriente y la tensión del lado del inversor. El procedimiento descrito atenúa la resonancia de secuencia cero insertando activamente una amortiguación apropiada. En comparación con los procedimientos de amortiguación pasiva, donde las resistencias deben insertarse en el filtro LCL, el uso de un procedimiento de amortiguación activa permite reducir las pérdidas.

La solicitud de patente europea EP 2375552 A1 describe un procedimiento que conecta la entrada de tensión directa a una red de suministro de energía a través de una salida de tensión alterna.

20 El documento ESCOBAR G ET AL: "A Model-Based Controller for A Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter With Compensation of the Neutral Line Current", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, IEEE SERVICE CENTER, PISCATAWAY, NJ, EE. UU., Vol. 22, n.º 6, 1 de noviembre de 2007 (2007-11-01), páginas 2261-2270, describe un controlador basado en modelos para un pie de derivación activo trifásico de cuatro hilos, que utiliza una topología de condensador dividido de tres tramos para implementar el inversor de fuente de tensión.

25 La solicitud de patente US 2011/141786 A1 describe un sistema de control para un convertidor multinivel que incluye un regulador de corriente en modo diferencial, un controlador de punto neutro (NP) y un controlador PWM para generar pulsos de conmutación para el convertidor multinivel.

30 El Documento OLIVEIRA KC ET AL: "Transformerless photovoltaic systems using neutral point clamped multilevel inverters", INDUSTRIAL ELECTRONICS (ISIE), 2010 IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON, IEEE, PISCATAWAY, NJ, EE. UU., 4 de julio de 2010 (2010-07-04), páginas 1131-1136, describe una técnica de modulación para inversores multiválvula con pinzamiento de punto neutro trifásico para eliminar la corriente de fuga en el sistema fotovoltaico sin necesidad de ninguna modificación en el inversor multinivel.

Breve descripción de los dibujos

35 A continuación, la invención se describirá con mayor detalle mediante realizaciones preferidas con referencia a los dibujos adjuntos, en los que:

La figura 1 ilustra una disposición ejemplar que comprende un inversor trifásico de tres niveles y un filtro de salida LCL que conecta el inversor a una red;

La figura 2 ilustra un diagrama de bloques ejemplar de una implementación de controlador ejemplar para producir una amortiguación de secuencia cero y un término de tensión de equilibrado;

40 La figura 3 ilustra un filtro de muesca ejemplar sintonizado en el tercer armónico;

La figura 4 ilustra medios ejemplares para el cálculo del tercer componente armónico;

La figura 5 ilustra un esquema ejemplar del controlador de equilibrado de tensión y amortiguamiento de secuencia cero general;

45 Las figuras 6a y 6b ilustran respuestas transitorias de la suma y la diferencia de las tensiones de los condensadores del enlace de CC durante una primera simulación;

Las figuras 7a y 7b ilustran las respuestas transitorias de la suma y la diferencia de las tensiones del enlace de CC en una segunda simulación en la que el esquema de control de equilibrado de tensión y amortiguación no estaba habilitado;

50 Las figuras 8a y 8b ilustran respuestas transitorias de un componente de secuencia cero de la corriente del inductor del lado del inversor y un componente de secuencia cero de la tensión del condensador del filtro LCL durante la primera simulación;

Las figuras 9a y 9b ilustran la generación de tensión de fase sobre la base del procedimiento descrito;

Las figuras 10a y 10b ilustran un efecto de la inyección del tercer armónico en la primera simulación;

55 Las figuras 11a y 11b ilustran un ejemplo de construcción de referencias de tensión de fase con la inyección del tercer armónico durante la primera simulación; y

La figura 12 ilustra una respuesta transitoria de un SRF-PLL durante la primera simulación.

Divulgación detallada

5 Como se ha mencionado antes, una conexión de tierra virtual es una buena opción para la eliminación de CMV. Se puede proporcionar un inversor trifásico de niveles múltiples con un filtro LCL de salida con un punto neutro que divide el enlace de CC en dos mitades. Luego se puede proporcionar al inversor una conexión a tierra virtual entre el filtro LCL y el punto neutro. La conexión a tierra virtual crea una ruta de baja impedancia donde los componentes armónicos de alta frecuencia pueden circular, evitando así su circulación hacia la red. Los componentes armónicos de alta frecuencia pueden, por ejemplo, ser inducidos por la conmutación de dispositivos en un puente inversor.

10 La ruta de baja impedancia, proporcionada por la conexión de tierra virtual, minimiza el efecto de que los componentes de alta frecuencia tienen en CC o tensión de baja frecuencia entre una fuente de potencia a la entrada del inversor y tierra. De hecho, los componentes de alta frecuencia son capaces de fluir a través de la ruta de baja impedancia. Además, en comparación con el enfoque basado en la adición de un cuarto tramo, el enfoque de campo virtual reduce significativamente el componente CMV a la frecuencia de conmutación.

15 En las topologías de niveles múltiples de punto neutro-pinzado (APN), en el que el enlace de CC se divide en una mitad superior y una mitad inferior y se usa una conexión VG, puede surgir un problema de equilibrado de tensión. La presente divulgación proporciona un procedimiento y un aparato que implementa el procedimiento para equilibrar las tensiones del enlace de CC (o, de manera equivalente, regular el punto neutro).

Otro problema que puede surgir en aplicaciones que comprenden un filtro LCL es la amortiguación de una resonancia a la frecuencia de resonancia de los filtros LCL. Se han propuesto varios enfoques para la inyección de amortiguación activa en los filtros LCL [16] a [18].

20 Sin embargo, un desequilibrio en el enlace de CC y componentes de secuencia cero de la corriente del lado del inversor filtros LCL y la tensión puede producir una resonancia adicional. El procedimiento descrito atenúa esta resonancia insertando activamente una amortiguación apropiada.

25 El procedimiento divulgado puede operar independientemente de un bucle de control principal. El circuito de control principal puede, por ejemplo, controlar la transferencia de energía a través de un filtro LCL desde una matriz fotovoltaica (PV) a una red. El circuito de control principal también puede incorporar un procedimiento para amortiguar una resonancia en la frecuencia de resonancia del filtro LCL.

Cuando el bucle de control principal utiliza una referencia de tensión para controlar la tensión de salida, el procedimiento descrito se puede utilizar para calcular un término de equilibrado de tensión de secuencia cero de amortiguación y que luego se puede añadir a la referencia de tensión.

30 La secuencia cero de amortiguación y el término de equilibrado de la tensión se pueden calcular sobre la base del componente de secuencia cero de corriente del lado del inversor del filtro LCL, y las tensiones en las dos mitades del enlace de CC. El componente de secuencia cero de la corriente del lado del inversor del filtro LCL se puede determinar, por ejemplo, sobre la base de una corriente que fluye a través de la conexión a tierra virtual. La diferencia de tensión entre las dos mitades del enlace de CC y la tensión en todo el enlace de CC se puede calcular determinando una tensión de enlace de CC en la mitad superior y una tensión de enlace de CC en la mitad inferior. Estas tensiones se pueden determinar, por ejemplo, midiendo.

El procedimiento de amortiguación y equilibrado descrito puede ser utilizado independientemente de entre el bucle principal de control que controla una tensión de salida del inversor.

40 Una conexión de tierra virtual también permite la utilización máxima de la tensión de enlace de CC. La conexión hacia la red aún puede ser una conexión de tres cables sin conexión física al punto neutro de la red. Esto significa que no hay o hay una circulación insignificante de corriente de secuencia cero hacia el suelo. Por lo tanto, se puede utilizar un procedimiento de inyección de referencia de un tercer armónico para ampliar el rango del índice de modulación, o de manera equivalente, para permitir la optimización máxima de la tensión del enlace de CC. En [14], se utiliza una inyección de referencia del tercer armónico para lograr un aumento del rango de modulación del 15 %. Esto puede ser una mejora considerable en términos de eficiencia en la producción de tensiones de inversor del lado de la red. El nivel de tensión en el enlace de CC se puede reducir, lo que, a su vez, puede reducir la tensión en los dispositivos de conmutación, lo que resulta en una reducción de las pérdidas.

50 La inyección del tercer armónico se puede incorporar en el cálculo del término de amortiguación y equilibrado. Sin embargo, puede ser necesario primero reducir el contenido del tercer armónico del término de amortiguación y equilibrado calculado. Luego se puede calcular un término de tercer armónico sobre la base de la tensión de salida del inversor y, finalmente, se puede agregar el término de tercer armónico al término de amortiguación y equilibrado.

La figura 1 ilustra una disposición ejemplar que comprende un inversor 11 trifásico, de tres niveles y un filtro 12 de salida LCL que conecta el inversor a una red 13 trifásica. El inversor 11 es alimentado por una fuente 15 de energía y comprende un enlace 14 de CC con un punto neutro m.

55

En la figura 1, la fuente 15 de alimentación es una matriz de paneles fotovoltaicos (PV) y el enlace de CC se construye de dos condensadores C_1 y C_2 . v_{C1} y v_{C2} , son tensiones medidas sobre los condensadores C_1 y C_2 , respectivamente. Por lo tanto, las tensiones v_{C1} y v_{C2} representan tensiones sobre la mitad superior y la mitad inferior del enlace de CC en la figura 1. v_{PV} representa la tensión sobre la matriz 15 de paneles PV y i_{PV} es la corriente producida por la matriz 15 de paneles.

Un puente 16 inversor del inversor 11 está representado por de tres estados interruptores S_a , S_b , y S_c con secuencias de conmutación u_a , u_b y T_c , respectivamente. Al operar los interruptores S_a , S_b , y S_c , el puente 16 inversor produce tres tensiones de fase e_a a e_c , que luego se suministran a la red 13 a través del filtro 12 LCL. El filtro 12 LCL comprende tres inductores del lado del inversor L_1 , tres condensadores C y tres inductores del lado de la red L_0 . i_{0a} a i_{0c} representan las corrientes de fase del lado de la red, i_{1a} a i_{1c} representan las corrientes de fase del lado del inversor, y v_{C0a} a v_{C0c} representan las tensiones del condensador del filtro 12 LCL. La red 13 trifásica en la figura 1 está representada por tres tensiones v_{Sa} , v_{Sb} y v_{Sc} .

La disposición comprende además una conexión a tierra virtual entre un punto de estrella / del filtro 12 LCL y el punto neutro m del enlace 14 de CC. i_m es una corriente en la conexión a tierra virtual. La conexión a tierra virtual crea una ruta donde los componentes armónicos de alta frecuencia, principalmente debido a la conmutación, pueden circular. Esto puede reducir considerablemente las corrientes de fuga. En la figura 1, la conexión a tierra n solo se usa para fijar una referencia de potencial cero. Es decir, no hay un cuarto cable en la conexión entre el inversor 11 y la red 13, y, por lo tanto, hay una circulación nula o insignificante de corriente de secuencia cero hacia la conexión a tierra n .

La disposición ejemplar de la figura 1 es una representación genérica equivalente de un inversor de tres niveles, tal como un inversor de tres niveles de punto neutro pinzado (NPC) [19], o un inversor híbrido de tres niveles al que una conexión VG se ha agregado para hacer frente al CMV [19], [20]. También se puede describir una topología de convertidor híbrido con conexión VG en la patente [15] utilizando el circuito equivalente de la figura 1. Por lo tanto, los resultados mostrados en esta divulgación se aplican al menos a estas familias de inversores de tres niveles. Aunque la disposición ejemplar de la figura 1 ilustra un inversor de tres niveles 11, el procedimiento descrito no se limita a los inversores de tres niveles. El inversor también puede producir más niveles de tensión.

Un diseño del controlador para la disposición de la figura 1 puede, por ejemplo, basarse en la versión promediada del modelo del sistema. El modelado promedio de los NPC de tres niveles se ha estudiado en detalle en [21]. Suponiendo que una frecuencia de conmutación de los interruptores S_a , S_b , y la frecuencia S_c es suficientemente alta, un vector de índice de modulación de fase $\delta_{abc} = [\delta_a \delta_b \delta_c]^T$ se puede utilizar para representar secuencias de conmutación u_a , u_b , y u_c de los interruptores en las ecuaciones del modelo. Por lo tanto, la dinámica del circuito en la figura 1 se puede describir por medio de un modelo matemático promedio.

Las variables de fase de la figura 1 se pueden transformar en coordenadas $\alpha\beta\gamma$, donde el componente α y el componente β forman un vector en un marco de referencia estacionario, y la coordenada γ representa un componente de secuencia cero. Esto permite resaltar las propiedades estructurales que se pueden explotar en el diseño del controlador. Los vectores de tensión de fase y de corriente pueden transformarse en coordenadas $\alpha\beta\gamma$ de marco fijo mediante el uso de una matriz de transformación de Clarke normalizada \mathbf{T} :

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta\gamma} = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_\gamma \end{bmatrix} = \mathbf{T} \mathbf{x}_{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad (1)$$

donde $\mathbf{x}_{\alpha\beta\gamma}$ es una representación de coordenadas $\alpha\beta\gamma$ de un vector variable de fase \mathbf{x}_{abc} . A lo largo de esta descripción, los caracteres de cara de tipo **negrita** se utilizan para representar vectores o matrices, mientras que los caracteres de cara de tipo normal representan escalares. Los componentes de las representaciones de vectores de coordenadas $\alpha\beta\gamma$ se indican con los subíndices α , β y γ , mientras que las variables de fase se representan con los subíndices a , b y c .

El modelo se puede dividir en dos subsistemas con el fin de facilitar el diseño del controlador. El primer subsistema puede involucrar una descripción de principalmente el componente α y el componente β de las señales del filtro 12 LCL transformadas en coordenadas $\alpha\beta\gamma$ con una suma de las tensiones de los condensadores del enlace 14 de CC como sigue:

$$L_0 \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{0\alpha\beta} = \mathbf{v}_{C0\alpha\beta} - \mathbf{v}_{S\alpha\beta}, \quad (2)$$

$$C_0 \frac{d}{dt} \mathbf{v}_{C0\alpha\beta} = \mathbf{i}_{1\alpha\beta} - \mathbf{i}_{0\alpha\beta}, \quad (3)$$

$$L_1 \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{1\alpha\beta} = \mathbf{e}_{\alpha\beta} - \mathbf{v}_{C0\alpha\beta}, \quad (4)$$

$$C \frac{d}{dt} (v_{C1} + v_{C2}) = 2i_{PV} - \mathbf{\delta}_{\alpha\beta}^T \mathbf{i}_{1\alpha\beta} - \delta_\gamma i_\gamma, \quad (5)$$

donde $\mathbf{i}_{0\alpha\beta} = [i_{0\alpha} \ i_{0\beta}]^T$, $\mathbf{i}_{1\alpha\beta} = [i_{1\alpha} \ i_{1\beta}]^T$ son el vector de corriente del lado de la red y el vector de corriente del lado del inversor del filtro 12 LCL, respectivamente. $\mathbf{v}_{C0\alpha\beta} = [v_{C0\alpha} \ v_{C0\beta}]^T$ es el vector de tensión del condensador del filtro 12 LCL. $\mathbf{v}_{S\alpha\beta} = [v_{S\alpha} \ v_{S\beta}]^T$ es el vector de tensión de cuadrícula; y L_0, C_0, L_1 son inductancias y capacitancia del filtro 12 LCL. $\mathbf{e}_{\alpha\beta} = [e_\alpha \ e_\beta]^T$ es una tensión que el inversor inyecta al filtro 12 LCL; $\mathbf{\delta}_{\alpha\beta} = [\delta_\alpha \ \delta_\beta]^T$ es un vector de índice de modulación, y δ_γ es un componente de secuencia cero del vector de índice de modulación. i_γ representa un componente de secuencia cero de la corriente del lado del inversor del filtro 12 LCL. Se supone que ambas capacitancias en el enlace 14 de CC tienen el mismo valor, es decir, $C_1 = C_2 = C$.

- 10 El primer subsistema se puede simplificar mediante el uso de una suma $x_1 \triangleq v_{C1} + v_{C2}$ y una diferencia $x_2 \triangleq v_{C1} - v_{C2}$ de las tensiones de los condensadores del enlace 14 de CC como nuevas variables para describir la dinámica de las tensiones de los condensadores. El vector $\mathbf{e}_{\alpha\beta}$ se puede definir utilizando el vector de índice de modulación $\mathbf{\delta}_{\alpha\beta}$, por ejemplo, como sigue:

$$\mathbf{e}_{\alpha\beta} \triangleq \frac{x_1}{2} \delta_{\alpha\beta} + \frac{x_2}{2\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \frac{\delta_\alpha^2 - \delta_\beta^2}{\sqrt{2}} - 2\delta_\alpha \delta_\gamma \\ \sqrt{2} \delta_\alpha \delta_\beta - 2\delta_\beta \delta_\gamma \end{bmatrix}. \quad (6)$$

- 15 El vector $\mathbf{e}_{\alpha\beta}$ puede tomarse como una entrada de control real del subsistema descrito por las Ecuaciones (2) a (5) en lugar del vector de índice de modulación $\mathbf{\delta}_{\alpha\beta}$.

En la disposición de la figura 1, el objetivo de control de un controlador para el primer subsistema puede ser, por ejemplo, doble. Primero, el controlador puede estar provisto de un primer bucle que garantice la regulación de la suma x_1 de las tensiones del condensador del enlace de CC hacia una referencia de tensión x_1^* . En la figura 1, la referencia de tensión x_1^* puede, por ejemplo, fijarse mediante un procedimiento de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT). Idealmente, la suma x_1 debe permanecer a una tensión de un punto de máxima potencia (MPP), es decir $x_1^* = v_{MPP}$.

- 20 En segundo lugar, el controlador puede estar provisto de un segundo bucle que garantiza el seguimiento de la corriente del lado de la red $\mathbf{i}_{0\alpha\beta}$ hacia un vector de referencia $\mathbf{i}_{0\alpha\beta}^*$ que puede, por ejemplo, computarse de acuerdo con

$$\mathbf{i}_{0\alpha\beta}^* = \frac{P_{DC}}{3v_{S,RMS}^2} \mathbf{v}_{S\alpha\beta,p}^1, \quad (7)$$

donde $v_{S,RMS}$ es un valor RMS de la tensión de red, y $\mathbf{v}_{S\alpha\beta,p}^1$ es un componente fundamental de secuencia positiva de la tensión de red $v_{S\alpha\beta}$. Debe tenerse en cuenta que, en el caso equilibrado y no distorsionado, $\|\mathbf{v}_{S\alpha\beta}\| = \sqrt{3}v_{S,RMS}$. Una referencia de potencia P_{DC} es una amplitud que, por ejemplo, puede ser determinada por un controlador PI en el bucle de tensión. La potencia P_{DC} se puede basar en una potencia p_{PV} extraída del panel fotovoltaico, donde p_{PV} se puede definir como

$$p_{PV} = i_{PV} x_1. \quad (8)$$

- 35 Además, el controlador para el primer subsistema puede atenuar la resonancia a la frecuencia de resonancia del filtro 12 LCL. Este procedimiento de atenuación puede, por ejemplo, utilizar un enfoque similar al descrito en [16]-[18].

El controlador para el primer subsistema puede, por ejemplo, utilizar un enfoque similar como en un modelo de un convertidor de dos niveles convencional [23], a excepción de los términos adicionales que pueden ser considerados como perturbaciones.

- 40 El diseño del controlador para el primer subsistema no se describe con más detalle en esta divulgación. Se supone que existe un controlador adecuado para el primer subsistema y garantiza la regulación de tensión requerida y el seguimiento de corriente. Es decir, se supone que:

$$\mathbf{i}_{0\alpha\beta} \cong \mathbf{i}_{0\alpha\beta}^* = \frac{P_{DC}}{3v_{S,RMS}^2} \mathbf{v}_{S\alpha\beta,P}^1, \quad (9)$$

$$\mathbf{i}_{1\alpha\beta} \cong \mathbf{i}_{1\alpha\beta}^* = C_0 \frac{d}{dt} \mathbf{v}_{C0\alpha\beta}^* + \mathbf{i}_{0\alpha\beta}^*, \quad (10)$$

$$\mathbf{v}_{C0\alpha\beta} \cong \mathbf{v}_{C0\alpha\beta}^* = L_0 \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{0\alpha\beta}^* + \mathbf{v}_{S\alpha\beta}, \quad (11)$$

$$\mathbf{e}_{\alpha\beta}^* \cong L_1 \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{1\alpha\beta}^* + \mathbf{v}_{C0\alpha\beta}^*, \quad (12)$$

5 y que x_1 es una variable positiva, delimitada desde cero y que varía lentamente. Asumiendo que

$$\mathbf{v}_{S\alpha\beta}^T \mathbf{v}_{S\alpha\beta} \cong 3v_{S,RMS}^2, \quad (13)$$

$$\delta_{\alpha\beta} \cong \delta_{\alpha\beta}^* = \frac{2\mathbf{e}_{\alpha\beta}^*}{x_1}, \quad (14)$$

la siguiente expresión se puede producir sobre la base de las Ecuaciones (9) a (12):

$$\delta_{\alpha\beta}^T \mathbf{i}_{1\alpha\beta} = \frac{2}{x_1} (P_{DC} + \phi_{2\omega}), \quad (15)$$

10 donde $\phi_{2\omega}$ se compone principalmente de armónicos de segundo orden y puede ser dado por:

$$\phi_{2\omega} = L_1 \left(\frac{d}{dt} \mathbf{i}_{1\alpha\beta}^* \right)^T \mathbf{i}_{1\alpha\beta}^* + C_0 \left(\frac{d}{dt} \mathbf{v}_{C0\alpha\beta}^* \right)^T \mathbf{v}_{C0\alpha\beta}^* + L_0 \left(\frac{d}{dt} \mathbf{i}_{0\alpha\beta}^* \right)^T \mathbf{i}_{0\alpha\beta}^*. \quad (16)$$

Bajo operación equilibrada, el término $\phi_{2\omega}$ desaparece.

15 Para facilitar la amortiguación de componentes de secuencia cero de filtro LCL del filtro 12 LCL y el equilibrio de las tensiones del enlace 14 de CC, puede formarse un segundo subsistema del modelo. El segundo subsistema puede contener un modelo de componente de secuencia cero del filtro 12 LCL. El segundo subsistema puede, por ejemplo, estar representado por los componentes coordinados γ (secuencia cero) de las señales del filtro LCL y la diferencia x_2 de las tensiones del condensador:

$$C_0 \frac{d}{dt} v_{C0\gamma} = i_{1\gamma}, \quad (17)$$

$$L_1 \frac{d}{dt} i_{1\gamma} = \frac{x_1}{2} \delta_\gamma + \frac{x_2}{2\sqrt{3}} (\delta_\alpha^2 + \delta_\beta^2 + \delta_\gamma^2) - v_{C0\gamma}, \quad (18)$$

$$C \frac{d}{dt} x_2 = -\frac{2}{\sqrt{3}} (\delta_{\alpha\beta}^T \mathbf{i}_{1\alpha\beta}) \delta_\gamma - \frac{1}{\sqrt{6}} [\delta_\alpha^2 - \delta_\beta^2 \quad -2\delta_\alpha \delta_\beta] \mathbf{i}_{1\alpha\beta}, \quad (19)$$

$$-\frac{1}{\sqrt{3}} (\delta_\alpha^2 + \delta_\beta^2 + \delta_\gamma^2) i_{1\gamma}$$

20 donde $v_{C0\gamma}$ e $i_{1\gamma}$ son los componentes de secuencia cero de la tensión del condensador y la corriente del lado del inversor del filtro 12 LCL, respectivamente. δ_γ es un componente de secuencia cero de la relación de trabajo.

25 En el lado de la red, hay una conexión normal de tres cables, y, por lo tanto, un componente cero $i_{0\gamma}$ de la corriente del lado de la red es cero. El componente de secuencia cero $i_{1\gamma}$ de la corriente del lado del inversor del filtro LCL se puede determinar sobre la base de la corriente i_m que fluye en el cable de conexión a tierra virtual:

$$i_{1\gamma} = \sqrt{3} i_m, \quad (20)$$

mientras que el componente de secuencia cero de la tensión del condensador del filtro LCL $v_{C0\gamma}$ puede determinarse sobre la base de una tensión v_{mn} entre la conexión m del punto neutro del enlace de CC m y el punto neutro a tierra

n:

$$v_{C0\gamma} = \sqrt{3}v_{mn}. \quad (21)$$

Un controlador para el segundo subsistema representado por las ecuaciones 17 a 19 se pueden formar mediante el uso del componente de secuencia cero v_{δ} del vector de relación de trabajo como la entrada de control real. Un objetivo de control del controlador para el segundo subsistema del modelo también puede ser doble. Primero, el controlador inyecta una amortiguación requerida para garantizar la estabilidad de todas las variables en el segundo subsistema. En segundo lugar, el controlador para el segundo subsistema garantiza un equilibrio entre las tensiones de los condensadores del enlace de CC. Es decir, el controlador para el segundo subsistema regula un promedio de la diferencia de tensión x_2 hacia cero.

10 El segundo subsistema, representado por las ecuaciones (15) a (17), puede ser reescrita en la siguiente forma matricial:

$$\begin{bmatrix} C_0 & 0 & 0 \\ 0 & L_1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{C}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} v_{C0\gamma} \\ \frac{d}{dt} i_{1\gamma} \\ \frac{d}{dt} x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & \frac{k+\delta_\gamma^2}{2\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{k+\delta_\gamma^2}{2\sqrt{3}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{C0\gamma} \\ i_{1\gamma} \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{x_1}{2} \\ \frac{2P_{DC}}{\sqrt{3}x_1} \end{bmatrix} \delta_\gamma + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{\phi_{3\omega}}{2} \end{bmatrix}, \quad (22)$$

donde

$$\delta_\alpha^2 + \delta_\beta^2 = k, k > 0, \quad (23)$$

15 que es un término que actúa solo en la matriz de interconexión y no se utiliza para fines de control. El término $\phi_{3\omega}$ se compone principalmente de armónicos de tercer orden y puede ser dado por

$$\phi_{3\omega} = \frac{1}{\sqrt{6}} \begin{bmatrix} \delta_\alpha^2 - \delta_\beta^2 & -2\delta_\alpha\delta_\beta \end{bmatrix} \mathbf{i}_{1a\beta}^*. \quad (24)$$

Estos armónicos de tercer orden son inherentes a la topología de tres niveles de tres fases seleccionada y pueden propagarse a todas las variables de estado en el subsistema de la Ecuación (22), en particular al componente de ciclo de trabajo de secuencia cero δ_γ , y, por lo tanto, al componente de secuencia cero e_γ de la tensión inyectada.

20 El segundo subsistema en la ecuación (22) no contiene amortiguación natural. Obsérvese que, el sistema no controlado, donde $\delta_\gamma = 0$, es un sistema de filtro resonante de integrador más simple, que se ve perturbado por un armónico de tercer orden. Con el fin de facilitar un diseño de control para el segundo subsistema, se puede descuidar el efecto de este tercer armónico. En otras palabras, el término $\phi_{3\omega}$ puede ser descuidado.

25 El diseño de control puede, por ejemplo, seguir el enfoque de Lyapunov. Para esto, la siguiente función de almacenamiento de energía H se puede formar de la siguiente manera:

$$H = \begin{bmatrix} v_{C0\gamma} & i_{1\gamma} & x_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_0 & 0 & 0 \\ 0 & L_1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{C}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{C0\gamma} \\ i_{1\gamma} \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (25)$$

Una derivada temporal de la función H a lo largo de las trayectorias de la ecuación (22) que no tiene en cuenta el término $\phi_{3\omega}$ es

$$\frac{d}{dt} H = \left(x_1 i_{1\gamma} - \frac{4P_{DC}}{\sqrt{3}x_1} x_2 \right) \delta_\gamma, \quad (26)$$

30 lo que puede hacerse semidefinido negativo seleccionando

$$\delta_\gamma = -R_d \left(x_1 i_{1\gamma} - \frac{4P_{DC}}{\sqrt{3}x_1} x_2 \right), \quad (27)$$

donde R_d es un coeficiente de diseño. Un bosquejo de la prueba se describe a continuación. $\frac{d}{dt} H \equiv 0$ para $i_{1\gamma} = \frac{4P_{DC}}{\sqrt{3}x_1^2} x_2$ que es equivalente por tener $\delta_\gamma = 0$. Luego, a partir de la ecuación (22), x_2 y $i_{1\gamma}$ van asintóticamente a

cero. De este modo, $\frac{d}{dt} v_{C0\gamma}$ va a cero. Es decir, $v_{C0\gamma}$ va a una constante, y $\frac{d}{dt} i_{1\gamma}$ va a una constante también. Como $i_{1\gamma}$ va a cero, $\frac{d}{dt} i_{1\gamma}$ debería ir a cero también. Fuera de lo cual, $v_{C0\gamma}$ también va a cero.

En la figura 1, cuando se utiliza una tensión inyectada como el controlador para el primer subsistema, es decir, una tensión de salida del inversor 11 se controla sobre la base de un vector de referencia de tensión $\mathbf{e}_{\alpha\beta}^*$ que representa la tensión $\mathbf{e}_{\alpha\beta}$ a inyectar, puede ser conveniente construir un término de tensión de equilibrado y amortiguación de secuencia cero e_{γ}^* fuera de δ_{γ} .

El término de tensión de secuencia cero de amortiguación y equilibrado e_{γ}^* puede, por ejemplo, calcularse sobre la base del componente de secuencia cero de corriente del inversor del filtro LCL, la mitad superior e inferior del enlace de CC:

$$e_{\gamma}^* = x_1 \delta_{\gamma} = -R_d \left(x_1^2 i_{1\gamma} - \frac{4P_{DC}}{\sqrt{3}} x_2 \right). \quad (28)$$

Sobre la base de la estructura del controlador anterior, también es posible proponer un controlador de la forma

$$e_{\gamma}^* = -R_{d1} i_{1\gamma} + R_{d2} x_2, \quad (29)$$

donde R_{d1} y R_{d2} son coeficientes de diseño. Aunque solo se han propuesto términos proporcionales simples en (28) y (29), se puede utilizar un controlador más involucrado para garantizar los mismos objetivos. El controlador puede, por ejemplo, comprender un término integral. El controlador puede, por ejemplo, ser un controlador PI.

La figura 2 es un diagrama de bloques de una implementación de controlador ejemplar para producir el término de tensión de compensación y amortiguación de secuencia cero e_{γ}^* . En la Figura 2, el término de atenuación de secuencia cero y equilibrado de tensión se forma utilizando un controlador 21 de acuerdo con la Ecuación (28).

El término de tensión de secuencia cero de amortiguación y equilibrado e_{γ}^* . Luego se puede añadir al vector de referencia de tensión $\mathbf{e}_{\alpha\beta}^*$, así, creando un vector de referencia de compensación de tensión $\mathbf{e}_{\alpha\beta\gamma}^* = \left[\left(\mathbf{e}_{\alpha\beta}^* \right)^T \quad e_{\gamma}^* \right]^T$.

El esquema de control dado por las Ecuaciones (22) y (28) inyecta activamente una amortiguación requerida y, por tanto, garantiza la estabilidad de todo el sistema compuesto por el componente de secuencia cero y la diferencia de tensión.

Además, el mismo esquema de control puede garantizar el equilibrio de tensión, es decir, que las unidades de la diferencia de tensión del condensador a cero. Sin embargo, los resultados mencionados anteriormente solo pueden garantizarse en promedio, ya que el sistema se ve perturbado por armónicos de orden superior, principalmente un tercer armónico de la frecuencia fundamental. Esta perturbación del tercer armónico se puede propagar en todas las variables de estado, así como en un controlador que produce el término de tensión de compensación y equilibrado de secuencia cero e_{γ}^* . La perturbación del tercer armónico también puede crear otros armónicos más altos como, por ejemplo, el 6° armónico.

El vector de referencia de tensión de compensación $\mathbf{e}_{\alpha\beta\gamma}^*$ puede usarse directamente como referencia para un algoritmo de modulación. Alternativamente, unas referencias de tensión de fase $\mathbf{e}_{abc}^* = \left[e_a^* \quad e_b^* \quad e_c^* \right]^T$ para las tensiones de fase inyectadas se pueden obtener fácilmente aplicando una inversa de la transformación de Clarke al vector $\mathbf{e}_{\alpha\beta\gamma}^*$. Las referencias de tensión de fase resultantes \mathbf{e}_{abc}^* pueden ser utilizadas como una referencia para un algoritmo de modulación.

La conexión a tierra virtual puede utilizarse para minimizar las corrientes de fuga, por ejemplo, en los terminales de los paneles fotovoltaicos en la disposición de la figura 1. Las corrientes de fuga pueden estar relacionadas con problemas de tensión de modo común. Además, la conexión a tierra virtual permite un mejor uso de la tensión del enlace de CC. En [14], el rango del índice de modulación se extiende un 15 % por encima del índice de modulación obtenido con una conexión normal de cuatro cables.

En la figura 1, la conexión de tierra virtual no se extiende a la red 13, y, por tanto, un procedimiento de tercer armónico de inyección de referencia se puede utilizar para obtener este beneficio, es decir, un término de tercer armónico puede intencionadamente ser añadido al término de amortiguación y equilibrado. Como resultado, la tensión en el enlace de CC puede reducirse sustancialmente, lo que puede representar una mejora en la eficiencia, ya que los dispositivos de conmutación se verán afectados por una tensión más baja.

Sin embargo, como se mencionó anteriormente, el controlador de producción del término de la tensión de amortiguación y equilibrado de secuencia cero e_γ^* ya está perturbado con una perturbación natural que contiene principalmente un componente del tercer armónico. Este componente del tercer armónico puede tener un cambio de fase y una amplitud diferentes en comparación con una señal del tercer armónico deseada diseñada de acuerdo con un procedimiento de inyección de referencia del tercer armónico.

Por lo tanto, puede ser necesario reducir el tercer armónico contenido del término de amortiguación y equilibrado antes de aplicar el procedimiento de inyección de referencia del tercer armónico. Como se muestra en la figura 3, un filtro 31 de muesca sintonizado en el tercer armónico $3\omega_0$ puede usarse para este propósito. Un término de tensión de equilibrado y amortiguación filtrado \tilde{e}_γ^* se obtiene a partir del filtro 31 de muesca. \tilde{e}_γ^* está libre de tal perturbación del tercer armónico. Sin embargo, este puede ser un procedimiento opcional, ya que el efecto de este componente del tercer armónico natural puede ser despreciable en condiciones normales de operación.

En la figura 1, el procedimiento de inyección del tercer armónico a continuación comprende una etapa de adición de un término de tercer armónico e_{3° al término de amortiguación y equilibrado, en el que el término de tercer armónico e_{3° tiene una frecuencia de tres veces la frecuencia fundamental de $e_{\alpha\beta}^*$, está sincronizado con $e_{\alpha\beta}^*$, y tiene una amplitud de un sexto de la amplitud del componente fundamental de $e_{\alpha\beta}^*$.

El cálculo del tercer componente armónico se puede realizar, por ejemplo, de acuerdo con un diagrama ejemplar que se muestra en la figura 4. En la figura 4, la señal $e_{\alpha\beta}^*$ se entrega a una trama de referencia síncrona PLL (SRFPLL) 41 [22]. La SRF-PLL 41 se basa en una transformación dq del vector de entrada giratorio, y reconstruye la amplitud de $e_{\alpha\beta}^*$, una frecuencia fundamental ω_0 , un ángulo de fase μ_0 y sincroniza un vector sinusoidal normalizado $[\cos(\mu_0) \text{ sen}(\mu_0)]^T$ con el vector de entrada giratorio, en este caso $e_{\alpha\beta}^*$.

La sincronización se puede lograr cuando el componente q llega a cero, mientras que el componente d proporciona la amplitud del vector de entrada. La SRF-PLL 41 usa un controlador PI 42 que opera en el componente q para reconstruir la frecuencia fundamental ω_0 . La frecuencia fundamental ω_0 se integra, a su vez, para reconstruir el ángulo de fase θ_0 . El ángulo de fase θ_0 se multiplica por tres y se alimenta a una función de coseno para generar una señal de coseno sincronizada con $e_{\alpha\beta}^*$ a una frecuencia de $3\omega_0$. La señal resultante se multiplica por $-1/6$ de la amplitud \hat{e}_d , es decir, el componente d , de $e_{\alpha\beta}^*$ para finalmente obtener la señal deseada e_{3° a ser inyectada, es decir,

$$e_{3rd} = -\frac{1}{6} \hat{e}_d \cos(3\theta_0). \quad (30)$$

La SRF-PLL 41 en la disposición ejemplar de la figura 1 está diseñada para operar correctamente en señales sinusoidales equilibradas y puras, es decir, sin distorsión. Es posible que se deba usar un esquema más complicado para operaciones desequilibradas.

La figura 5 representa un esquema ejemplar para un controlador de equilibrado de tensión y amortiguamiento de secuencia cero general. Un término de amortiguación y equilibrado e_γ^* se calcula utilizando un controlador 51. El controlador 51 puede, por ejemplo, implementarse como se ilustra en la figura 2. Opcionalmente, el contenido del tercer armónico del término de amortiguación y equilibrado e_γ^* se puede cancelar utilizando un filtro 52 de muesca. El filtro 52 de muesca puede, por ejemplo, implementarse como se ilustra en la figura 3. Un tercer término armónico e_3 se calcula sobre la base de una referencia de tensión inyectada $e_{\alpha\beta}^*$ en un bloque 53 de cálculo del tercer armónico. El bloque 53 de cálculo del tercer armónico puede, por ejemplo, implementarse como se ilustra en la figura 4.

En la figura 5, se añade el término de tercer armónico e_{3° a una señal limpia \tilde{e}_γ^* para formar un componente final de

secuencia cero del control $\bar{\mathbf{e}}_\gamma^*$, es decir,

$$\bar{\mathbf{e}}_\gamma^* = \tilde{\mathbf{e}}_\gamma^* + \mathbf{e}_{3rd}. \quad (31)$$

Esta señal $\bar{\mathbf{e}}_\gamma^*$ luego se incorpora para completar el vector de señal de control utilizando un multiplexor 54, es decir,

$$\mathbf{e}_{\alpha\beta\gamma}^* = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{\alpha\beta}^* \\ \mathbf{e}_\gamma^* \end{bmatrix}. \quad (32)$$

5 En la figura 5, se utiliza un bloque de transformación inverso de Clarke 55 para obtener referencias de tensión de fase \mathbf{e}_{abc}^* , que pueden usarse como referencia para un esquema de modulación que obtiene las secuencias de conmutación para los dispositivos de conmutación en el puente inversor.

10 El procedimiento descrito fue simulado mediante el uso de una configuración que comprende un inversor de tres niveles de tres fases, como se ilustra en la figura 1. El inversor fue suministrado por un panel fotovoltaico y se conectó a una red a través de un filtro LCL. Se construyó una conexión virtual entre un punto medio de enlace de CC y un punto de estrella del filtro LCL. Se utilizaron tensiones de línea sinusoidal equilibrada con tensiones pico de 325 V para la tensión de red trifásica, con una frecuencia fundamental ω_0 de 100π rad/s (50 Hz).

15 En el lado de CC, el panel PV se ha considerado con los siguientes parámetros: la corriente de cortocircuito $I_{sc} = 4,3816$ A, la tensión de circuito abierto $V_{OC} = 748$ V y tensión térmica $V_T = 51,8162$ V. La irradiación y la temperatura se supone que es constante, que tienen valores de 550 W/m² y de 25 °C, respectivamente. En estas condiciones, el punto de potencia máxima (MPP) se ubicó en $V_{MPP} = 615$ V, que correspondía a una potencia máxima disponible de $P_{MPP} = 2487,9$ W.

20 Se utilizó un controlador adecuado para el primer subsistema para garantizar el seguimiento de la corriente del lado de la red $i_{0\alpha\beta}$ hacia una referencia deseada $i_{0\alpha\beta}^*$ la cual fue definida de acuerdo con la Ecuación (7). Según la ecuación (7), la amplitud de la referencia de corriente $i_{0\alpha\beta}^*$ se fijó mediante una referencia de potencia P_{DC} . Se obtuvo un valor para P_{DC} como salida de un controlador PI que regula la suma x_1 de las tensiones del enlace de CC hacia una referencia de tensión x_1^* fijada a la tensión del MPP, es decir, $x_1^* = V_{MPP} = 615$ V.

25 Para implementar el procedimiento descrito, un controlador para el segundo subsistema fue construido de acuerdo con las figuras 2 a 5. Se utilizaron los siguientes parámetros para el controlador: $R_d = 0,001$, $\gamma_1 = 50$, $k_p = 20$ y $k_i = 500$.

30 La configuración se simuló en una primera simulación que comprende cuatro etapas. En la puesta en marcha, desde el tiempo $t = 0$ s hasta $t = 1$ s, se desactivaron el bucle de regulación de tensión, el filtro de muesca y la inyección de referencia del 3er armónico. Solo el esquema de control de equilibrado de tensión y amortiguación se habilitó desde el principio y durante toda la prueba para evitar cualquier resonancia o inestabilidad. Durante el período de $t = 0$ s a 1 s, la referencia de potencia se fijó en $P_{DC} = 0$. De ahí, la amplitud para la referencia actual $i_{0\alpha\beta}^*$ fue cero, es decir, no hubo inyección de energía a la red, ni se extrajo energía del panel fotovoltaico. Durante este período, la suma x_1 de las tensiones de los condensadores se mantuvo en la tensión de circuito abierto V_{OC} , con cero corriente de PV. La condición inicial para una diferencia de tensión x_2 entre las tensiones del condensador del enlace de CC se estableció en 1 V y se mantuvo a este valor durante el período, como $P_{DC} = 0$.

35 En $t = 1$ s, se permitió que el bucle de regulación de tensión controlando que la suma x_1 hacia la tensión MPP. Como resultado, $P_{DC} \neq 0$ y, por lo tanto, el inversor comenzó a inyectar energía a la red.

En $t = 2$ s, el filtro de muesca estaba habilitado. Esto eliminó el tercer armónico del componente de secuencia cero del controlador \mathbf{e}_γ^* , así, generando $\tilde{\mathbf{e}}_\gamma^*$.

40 En $t = 3$ s, la inyección del término de tercer armónico \mathbf{e}_{3rd} fue activada, es decir, $\bar{\mathbf{e}}_\gamma^* = \tilde{\mathbf{e}}_\gamma^* + \mathbf{e}_{3rd}$, lo que básicamente reduce el índice de modulación.

El segundo controlador de subsistema de acuerdo con el procedimiento descrito mantuvo las señales x_2 , i_{1Y} y v_{CoY} delimitadas, estables y cercanas a cero (en promedio). Sin embargo, las señales mostraron una ondulación persistente en el tercer armónico. Esta ondulación se redujo algo con la adición del filtro de muesca. Sin embargo, la

ondulación volvió a crecer después de que se habilitó la inyección de referencia del tercer armónico.

5 Las figuras 6a y 6b ilustran respuestas transitorias de la suma x_1 y la diferencia x_2 en las tensiones de los condensadores de enlace de CC durante la simulación. La figura 6a muestra la suma x_1 de tensiones de condensadores, a partir de $V_{OC} = 748$ V, y alcanzando su referencia a 615 V después de un transitorio relativamente pequeño. La figura 6b ilustra la diferencia de tensión x_2 que tiene una ondulación que oscila alrededor del origen. La regulación de la diferencia de tensión x_2 a cero se garantizó en promedio. La oscilación, principalmente un tercer armónico, disminuyó después de que se habilitó el filtro de muesca en $t = 2$ s, y disminuyó aún más después de que se habilitó la inyección de referencia del tercer armónico en $t = 3$ s.

10 A modo de comparación, las inestabilidades se pudieron observar en una segunda simulación, donde no se ha habilitado el esquema de control de equilibrado y amortiguación de la tensión. Esto se demuestra en las figuras 7a y 7b, donde la suma y la diferencia en tensiones se volvieron inestables después de habilitar el bucle de regulación de tensión en $t = 1$ s. La figura 7a ilustra la suma x_1 de las tensiones de los condensadores. La figura 7b ilustra la diferencia de tensión x_2 .

15 La figura 8a muestra el componente de secuencia cero de la corriente del inductor del lado del inversor $i_{1\gamma}$ durante la primera simulación. La figura 8b muestra el componente de secuencia cero de la tensión del condensador $v_{CO\gamma}$ del filtro LCL durante la simulación. Se puede observar que la ondulación, principalmente en el tercer armónico, disminuyó con la introducción del filtro de muesca. La ondulación creció considerablemente después de la inyección del tercer armónico al componente de secuencia cero.

20 En la primera simulación, las corrientes del lado de la red eran señales sinusoidales sincronizadas con las señales de tensión de la red, garantizando de este modo un PF cercano a uno. De hecho, llegaron a sus referencias correspondientes en un tiempo arbitrariamente corto. Esto puede verse en las figuras 9a y 9b. La figura 9a ilustra el componente α de la corriente del lado de la red $i_{0\alpha\beta}$ con respecto al componente α de la tensión de red $v_{S\alpha\beta}$. La figura 9b ilustra el componente β de la corriente del lado de la red $i_{0\alpha\beta}$ con respecto al componente β de la tensión de red $v_{S\alpha\beta}$. Las corrientes conservaron una misma forma y fase a lo largo de la prueba. No se vieron afectadas por las modificaciones realizadas en el componente de secuencia cero del controlador, a saber, la inserción del filtro de muesca y el procedimiento de inyección de referencia del tercer armónico.

25 Las figuras 10a y 10b ilustran un efecto de la inyección del tercer armónico en la simulación. Como se mencionó anteriormente, la tensión pico de cada tensión de línea de fase se fijó a 325 V. Por lo tanto, la tensión en el lado de CC, es decir, la suma x_1 , fue idealmente superior a $2 \cdot 325$ V = 650 V. Sin embargo, la referencia para la suma x_1^* de las tensiones se fijó en 615 V, muy por debajo de 650 V. Como consecuencia, las amplitudes de los índices de modulación de fase δ_{abc} fueron mayores que uno durante el período $t = 1$ s a $t = 3$ s. Sin embargo, la inyección del término del tercer armónico e_3 al componente de secuencia cero del vector de control \bar{e}_γ^* proporcionó una solución para este problema de modulación excesiva.

30 La figura 10a muestra que las amplitudes de los índices de modulación δ_{abc} son mayores que uno desde el inicio del bucle de regulación de tensión en $t = 1$ s y hasta $t = 3$ s. Después de que la inyección de referencia del 3er armónico se habilitó en $t = 3$ s, la amplitud de los índices de modulación δ_{abc} se redujo a un valor menor que uno.

35 La figura 10b muestra que después de habilitar el bucle de regulación de tensión en $t = 1$ s, creció una onda del tercer armónico en el controlador de secuencia cero \bar{e}_γ^* . Esta onda del tercer armónico se desvaneció después de habilitar el filtro de muesca en $t = 2$ s. Sin embargo, como consecuencia de la inyección del término del tercer armónico e_3 , la ondulación en \bar{e}_γ^* creció de nuevo después de $t = 3$ s.

Tener un índice de modulación por encima de la unidad puede causar más problemas de modulación, y, por lo tanto, estas situaciones por lo general se evitan en una implementación real. Aquí se permitió esta situación anormal para mostrar el efecto y los beneficios del procedimiento de inyección de referencia del tercer armónico.

45 Las figuras 11a y 11b ilustran un ejemplo de construcción de referencias de tensión de fase con la inyección del tercer armónico durante la simulación. Las referencias de tensión de fase se crearon de acuerdo con el controlador de la figura 5. La figura 11a muestra las coordenadas α y β de la referencia (en línea continua) $\mathbf{e}_{\alpha\beta}^*$ y el tercer término armónico e_3 (en línea discontinua). La figura 11b muestra (en línea continua) las formas aplanadas de las referencias de tensión de fase \mathbf{e}_{abc}^* que comprende el término agregado de tercer armónico e_3 y, para comparación, las señales de control originales (en línea discontinua) sin inyección de referencia del tercer armónico.

50 La figura 12 muestra la amplitud del vector de control $\mathbf{e}_{\alpha\beta}^*$, es decir, el componente d fuera de la SRF-PLL 41 de la figura 4 durante la simulación. Esta amplitud mostró un transitorio relativamente pequeño después de habilitar el bucle de regulación de tensión en $t = 1$ s, y se mantuvo constante en el resto de la prueba.

Será obvio para un experto en la materia que el concepto inventivo puede implementarse de varias maneras. La invención y sus realizaciones no se limitan a los ejemplos descritos anteriormente, sino que pueden variar dentro del alcance de las reivindicaciones.

Referencias

- 5 [1] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, F.V.P. Robinson y P. Tenca, "A minimum-energy-based capacitor voltage balancing control strategy for MPC conversion systems," en Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE'99, 1999, Vol. 1, páginas 20-25.
- [2] J. Pou, R. Pindado, D. Boroyevich, P. Rodriguez y J. Vicente, "Voltage-balancing strategies for diode-clamped multilevel converters," en IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference PESC'04, 2004 Vol. 5, 20-25 Junio 2004, páginas 3988-3993.
- 10 [3] H.A. Hotait, A.M. Massoud, S.J. Finney y B.W. Williams, "Capacitor Voltage Balancing Using Redundant States for Five-Level Multilevel Inverter," en Proc. 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems PEDS '07, 2007, páginas 1062-1068
- [4] D.W. Kang, C.S. Ma, T.J. Kim y D.S. Hyun, "Simple control strategy for balancing the DC-link voltage of neutral-point-clamped inverter at low modulation index," IEE Proceedings - Electric Power Applications, Vol. 151(5), páginas 569-575, 2004.
- 15 [5] S. Wei, N. Zargari, B. Wu y S. Rizzo, "Comparison and mitigation of common mode voltage in power converter topologies," en Proc. IEEE 39th Annual Meeting Industry Applications Conference IAS'04, 2004, Vol. 3, páginas 1852-1857.
- 20 [6] M.C. Cavalcanti, K.C. de Oliveira, A.M. de Farias, F.A.S. Neves, G.M.S. Azevedo y F.C. Camboim, "Modulation Techniques to Eliminate Leakage Currents in Transformerless Three-Phase Photovoltaic Systems," IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 57(4), páginas 1360-1368, Abril 2010.
- [7] T. Kerekes, M. Liserre, R. Teodorescu, C. Klumpner y M. Sumner, "Evaluation of Three-Phase Transformerless Photovoltaic Inverter Topologies," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 24(9), páginas 2202-2211, Sept. 2009.
- 25 [8] H. Zhang, A. Von Jouanne, D. Shaoan, A.K. Wallace y F. Wang, "Multilevel inverter modulation schemes to eliminate common-mode voltages," IEEE Trans. on Industry Appl., Vol. 36(6), páginas 1645-1653, Nov./Dic. 2000.
- [9] R.M. Cuzner, A.R. Bendre, P.J. Fail, B. Semenov, "Implementation of a Four Pole Neutral-Point Clamped Three Phase Inverter with Low Common Mode Voltage Output," IEEE 42nd Annual Meeting Industry Applications Conference IAS'07, 2007, páginas 923-930.
- 30 [10] A.R. Bendre, J.C. van der Meer, R.M. Cuzner y C. Goshaw, "Convertidor trifásico de cuatro polos de punto neutro con salida de tensión de modo común bajo", patente de EE.UU., Pub. n.º US2008/0298103 A1, fecha de publicación 4 de diciembre de 2008.
- 35 [11] A. von Jouanne, S. Dai and H. Zhang, "A multilevel inverter approach providing DC-link balancing, ride-through enhancement, and common-mode voltage elimination," IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 49(4), páginas 739-745, Agosto 2002. Gerardo Escobar ABB Switzerland Ltd. páginas 18 de 18 9ADB002756-021
- [12] D.A. Rendusara, P.N. Enjeti, "An improved inverter output filter configuration reduces common and differential modes dv/dt at the motor terminals in PWM drive systems," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 13(6), páginas 1135-1143, Nov. 1998.
- 40 [13] J.W. Kolar, U. Drogenik, J. Minibock y H. Ertl, "A new concept for minimizing highfrequency common-mode EMI of three-phase PWM rectifier systems keeping high utilization of the output voltage", en Proc. 15th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC'00, Vol. 1, 2000, páginas 519-527.
- [14] D.G. Holmes y T.A. Lipo, Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice, IEEE Press, Series on Power Engineering, USA, 2003, páginas 226-230.
- 45 [15] A. Falk, K. De Brabandere, F. Greizer, M. Victor, T. Westpahl, H. Wolf y T. Buelo, "Inversor trifásico", solicitante SMA Solar Tech. AG, Pub. n.º US2009244936 A1, fecha de publicación 1 de octubre de 2009.
- [16] V. Blasko y V. Kaura, "A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 33(2), páginas 542-550, Marzo/Abril 1997.
- 50 [17] A. Papavasiliou, S.A. Papathanassiou, S.N. Manias y G. Demetriadis, "Current control of a voltage source inverter connected to the grid via LCL filter," in Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf. PESC'07, 17-21 Junio, 2007, páginas 2379-2384.
- [18] L.A. Serpa, S. Ponnaluri, P.M. Barbosa y J.W. Kolar, "A modified direct power control strategy allowing the connection of three-phase inverters to the grid through LCL filters," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 43(5), páginas 1388-1400, Sept./Oct. 2007.
- 55 [19] A. Nabae, I. Takahashi y H. Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter," IEEE Trans. on Industry Appl., Vol. IA-17(5), páginas 518-523 Sept./Oct. 1981.
- [20] P. Knaup, "Inversor", solicitante CONERGY AG, Pub. n.º US2009/0003024 A1, fecha de publicación 1 de enero de 2009.
- 60 [21] G. Escobar, J. Leyva-Ramos, J.M. Carrasco, E. Galvan, R.C. Portillo, M.M. Prats, L.G. Franquelo, "Modeling of a three level converter used in a synchronous rectifier application," in Proc. IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference PESC 04, 2004, Vol. 6, páginas 4306-4311.
- [22] V. Kaura y V. Blasco, "Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 33, Número 1, páginas 58-63, Enero/Feb. 1997.

[23] A. Coccia, G. Escobar, L.A. Serpa, M. Paakinen, S. Pettersson, "Procedimiento de control para un inversor LCL monofásico conectado a la red", solicitud de patente europea EP 2 362 515 A1.

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento para una disposición que comprende:

un inversor (11) trifásico multinivel que comprende un enlace (14) de CC con un punto (m) neutro que divide el enlace (14) de CC en dos mitades, en el que se controla una tensión de salida del inversor (11)

sobre la base de una referencia de tensión de salida, y

un filtro (12) LCL de salida configurado para conectar el inversor a una red (13), y una conexión a tierra virtual entre un punto (l) de estrella formado por los condensadores (C0) del filtro (12) LCL y el punto (m) neutro del enlace (14) de CC,

en el que el procedimiento comprende determinar un componente de secuencia cero ($i_{1\gamma}$) de una corriente lateral del inversor de filtro LCL,

calcular un término de amortiguación de secuencia cero y un equilibrado de tensión en base a la siguiente ecuación:

$$e_{\gamma}^* = -R_d \left(x_1^2 i_{1\gamma} - \frac{4P_{DC}}{\sqrt{3}} x_2 \right),$$

en la que x_1 representa una suma de tensiones sobre las dos mitades del enlace (14) de CC, x_2 es una diferencia de tensión entre las mitades, $i_{1\gamma}$ es un componente de secuencia cero de una corriente del lado del inversor del filtro (12) LCL, R_d es un coeficiente de diseño y P_{DC} es una referencia de potencia, y añadir el término de amortiguación de secuencia cero y equilibrado de tensión a la referencia de tensión de salida.

2. Un procedimiento según la reivindicación 1, en el que calcular el término de amortiguación de secuencia cero y equilibrado de tensión comprende además usar un controlador PI.

3. Un procedimiento según una cualquiera de las reivindicaciones 1 o 2, en el que calcular el término de amortiguación y equilibrado comprende, además

reducir el contenido de tercer armónico del término de amortiguación y equilibrado,

calcular un término de tercer armónico sobre la base del término de control de tensión de salida del inversor, y añadir el término de tercer armónico al término de amortiguación y equilibrado.

4. Un aparato

que comprende un inversor (11) trifásico multinivel que comprende un enlace (14) de CC con un punto (m) neutro que divide el enlace (14) de CC en dos mitades, y medios de control,

en el que los medios de control están configurados para controlar una tensión de salida del inversor (11) sobre la base de

una referencia de tensión de salida, y

un filtro (12) LCL de salida configurado para conectar el inversor a una red (13), y una conexión a tierra virtual entre un punto (l) de estrella formado por los condensadores (C0) del filtro (12) LCL y

el punto (m) neutro del enlace (14) de CC,

en el que los medios de control están configurados además para

determinar un componente de secuencia cero ($i_{1\gamma}$) de una corriente del lado del inversor con filtro LCL, y calcular un término de amortiguación de secuencia cero y equilibrado de tensión en base a la siguiente ecuación:

$$e_{\gamma}^* = -R_d \left(x_1^2 i_{1\gamma} - \frac{4P_{DC}}{\sqrt{3}} x_2 \right),$$

en la que x_1 representa una suma de tensiones sobre las dos mitades del enlace (14) de CC, x_2 es una diferencia de tensión entre las mitades, $i_{1\gamma}$ es un componente de secuencia cero de una corriente del lado del inversor del filtro (12) LCL, R_d es un coeficiente de diseño y P_{DC} es una referencia de potencia, y

añadir el término de amortiguación de secuencia cero y equilibrado de tensión a la referencia de tensión de salida.

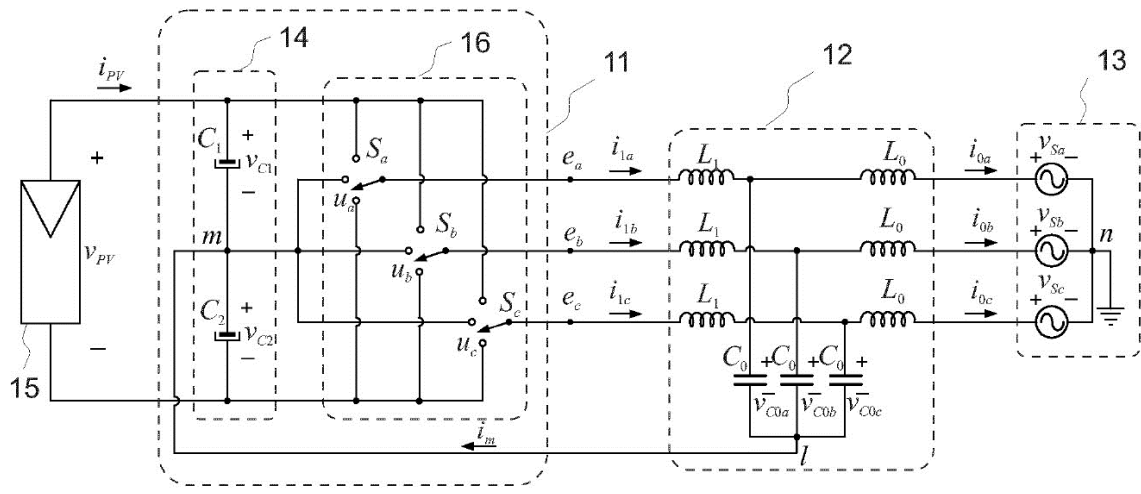


Figura 1

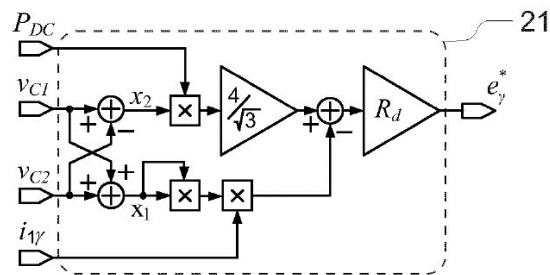


Figura 2

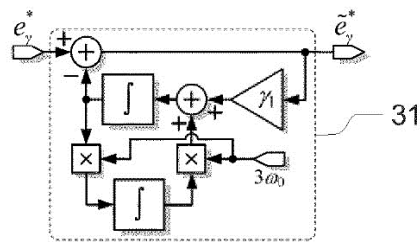


Figura 3

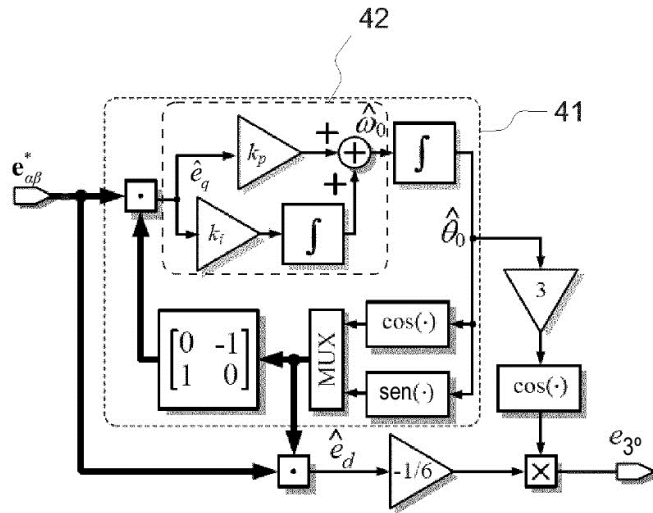


Figura 4

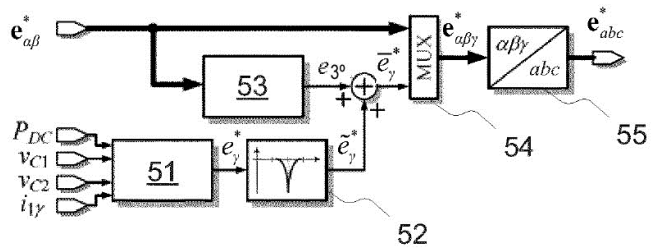


Figura 5

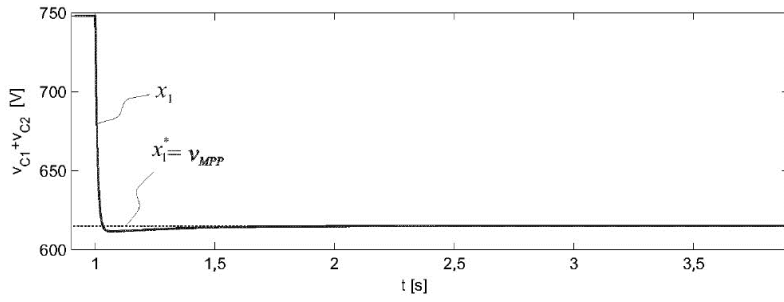


Figura 6a

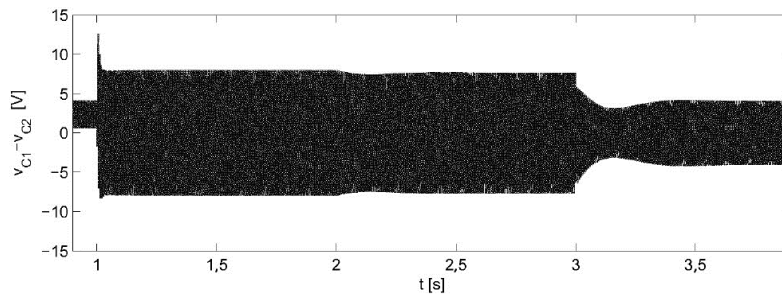


Figura 6b

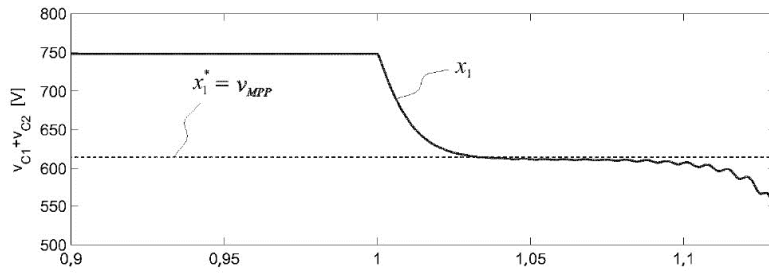


Figura 7a

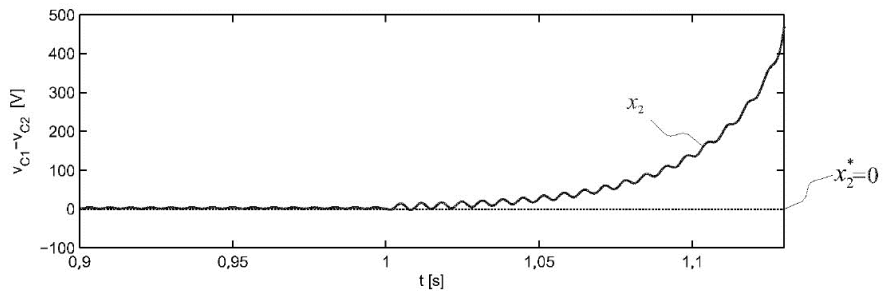


Figura 7b

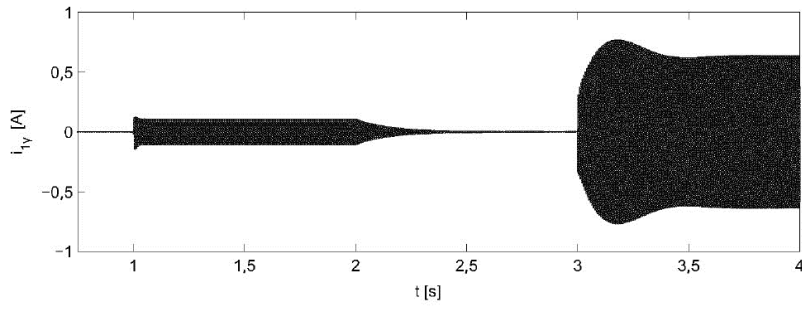


Figura 8a

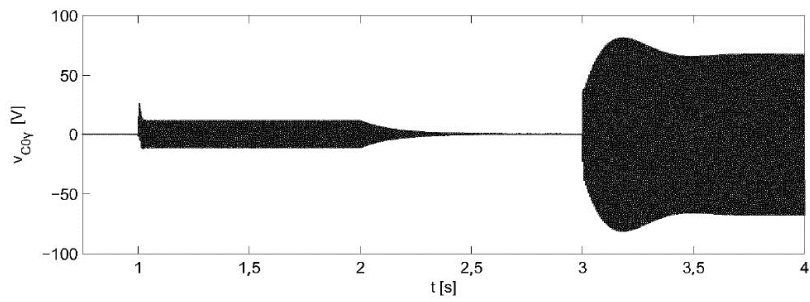


Figura 8b

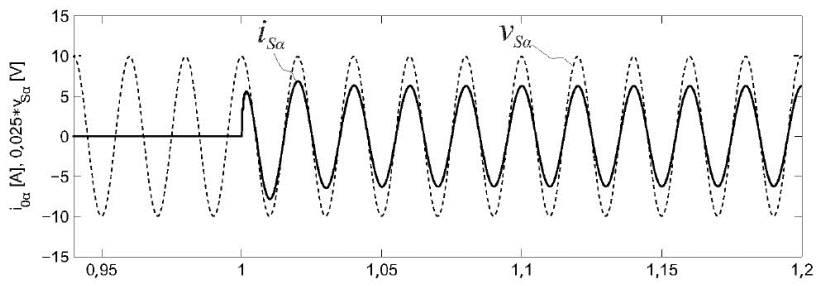


Figura 9a

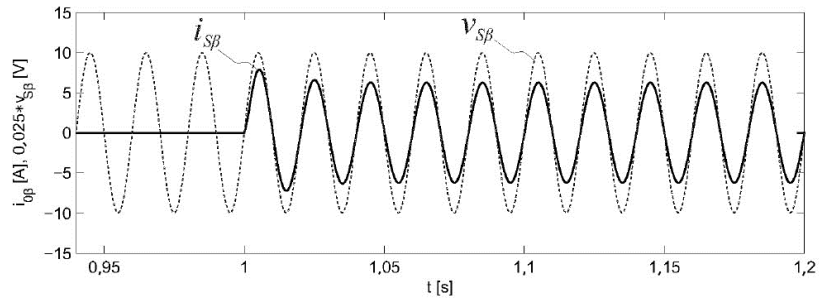


Figura 9b

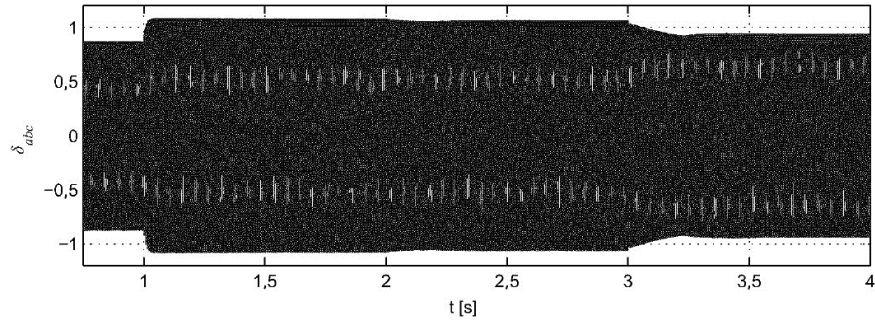


Figura 10a

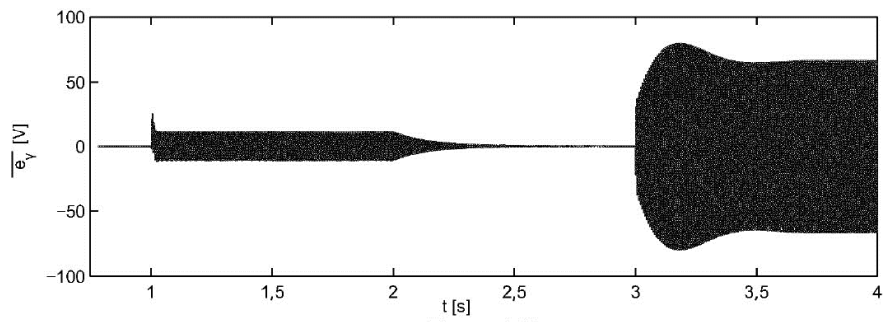


Figura 10b

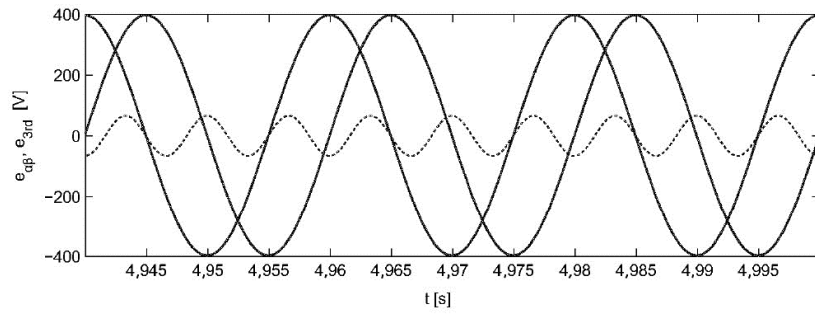


Figura 11a

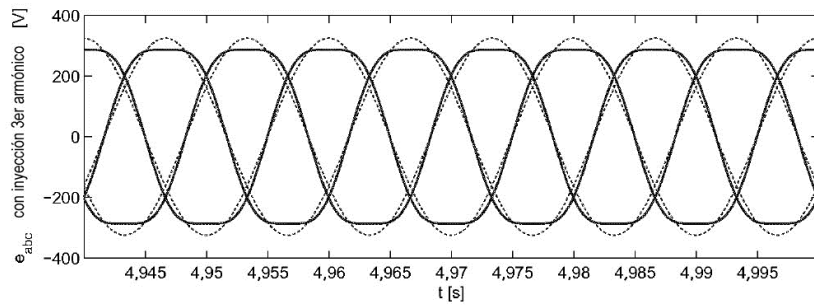


Figura 11b

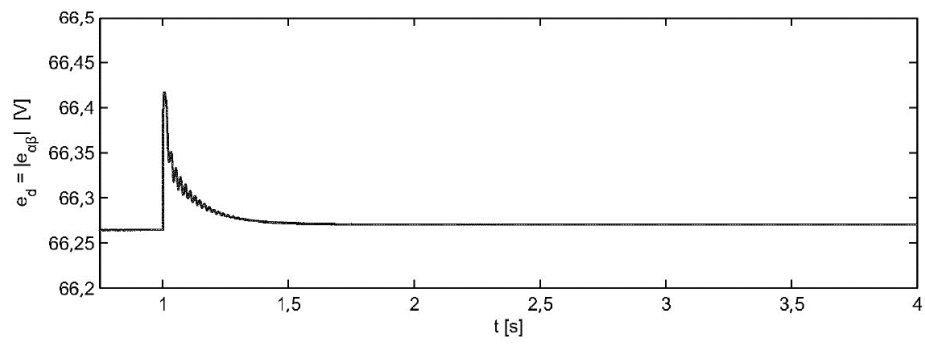


Figura 12