

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 773 295**

51 Int. Cl.:

H02M 1/12 (2006.01)

H02M 7/5387 (2007.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **14.02.2011** **E 11154344 (3)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **25.12.2019** **EP 2487780**

54 Título: **Controlador para un convertidor de alimentación y método de funcionamiento del mismo**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
10.07.2020

73 Titular/es:

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT (100.0%)
Werner-von-Siemens-Straße 1
80333 München, DE

72 Inventor/es:

BROGAN, PAUL BRIAN y
FULCHER, ROBERT VERNON

74 Agente/Representante:

CARVAJAL Y URQUIJO, Isabel

ES 2 773 295 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

Controlador para un convertidor de alimentación y método de funcionamiento del mismo

Campo de la invención

La presente invención se refiere al campo de los convertidores de alimentación.

5 Antecedentes de la invención

Dentro de los sistemas de control de bucle cerrado que utilizan datos de realimentación muestreados, existe un retardo finito entre el muestreo de la variable de realimentación y el cambio del actuador en respuesta a estas señales de realimentación. Por ejemplo, en el caso de un convertidor en fuente de tensión trifásico, las variables de realimentación son las corrientes trifásicas y el actuador es, en efecto, el puente de modulación por ancho de pulso (PWM) que cambia la tensión trifásica de amplitud y de fase para controlar las corrientes trifásicas.

Por lo general, en esquemas de PWM de frecuencia de conmutación fija, la corriente se muestrea muchas veces durante un período de PWM completo (período de PWM = 1/(frecuencia de conmutación)) y el promedio tomado de estas muestras múltiples se convierte en la variable de realimentación de corriente utilizada por un controlador. Utilizando este método, se logra una buena atenuación de las corrientes armónicas relacionadas con la frecuencia de conmutación de PWM. Sin embargo, se introduce un retardo de fase finito dentro del bucle de control, debido al retardo entre el muestreo de la corriente, haciendo los cálculos matemáticos necesarios y cambiando la tensión. Por lo tanto, la tensión de PWM realmente cambia en respuesta a esta corriente muestreada con un cierto retardo. Es deseable desde el punto de vista de la estabilidad del sistema de control, particularmente cuando se consideran series de puentes de PWM conectados a la red, que estos retardos de fase se minimicen.

Un artículo de MATIAVELLI P ET AL: "Dynamic improvement in UPS by means of control delay minimization", INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 2004. 39TH IAS ANNUAL MEETING. CONFERENCE RECORD OF THE 2004 IEEE SEATTLE, WA, USA 3-7 OCT. 2004, PISCATAWAY, NJ, USA, IEEE, vol. 2, 3 de octubre de 2004 (03-10-2004), páginas 843-849, XP010735114, DOI: 10.1109/IAS.2004.1348511, ISBN: 978-0-7803-8486-6, se refiere a una mejora dinámica en un sistema de alimentación ininterrumpida (SAI) mediante la minimización del retardo de control. Otros documentos de la técnica anterior de la presente solicitud son DE 10032447 A1, US 6 756 702 B1 y US 6472775 B1.

En vista de la situación descrita anteriormente, existe la necesidad de una técnica mejorada que permita proporcionar un controlador de convertidor con características mejoradas, mientras que se evitan sustancialmente o al menos se reducen uno o más de los problemas identificados anteriormente.

30 Sumario de la invención

Esta necesidad se puede cumplir mediante la materia objeto de acuerdo con las reivindicaciones independientes. Las realizaciones ventajosas de la materia objeto divulgada en el presente documento se describen en las reivindicaciones dependientes.

De acuerdo con un primer aspecto de la invención, se proporciona un controlador para un convertidor, recibiendo el convertidor una potencia de entrada y proporcionando una potencia de salida mediante una operación de conmutación, comprendiendo el controlador: una entrada para recibir una señal de realimentación dependiendo de la potencia de salida del convertidor; y una salida para proporcionar una señal de control al convertidor para controlar de este modo la operación de conmutación del convertidor, correspondiendo la señal de control a un patrón de conmutación que se actualiza en respuesta a la señal de realimentación; teniendo la señal de control una señal de compensación armónica que reduce los armónicos más altos en la potencia de salida, originándose los armónicos más altos a partir de un tiempo de retardo entre la toma de la señal de realimentación y la actualización del patrón de conmutación.

Este aspecto de la invención se basa en la idea de que un retardo entre la toma de la señal de realimentación y la actualización del patrón de conmutación se puede reducir mientras se mantienen los armónicos no deseados a un nivel aceptable al compensar al mismo tiempo estos armónicos al menos en una señal de compensación armónica en la señal de control al convertidor.

De acuerdo con una realización, el convertidor es un convertidor de alimentación, por ejemplo, un convertidor de alimentación de un dispositivo de aerogenerador.

De acuerdo con una realización, la potencia de salida tiene al menos dos fases, por ejemplo, tres fases (potencia trifásica). Por ejemplo, en una realización, la potencia de salida se proporciona en dos o más conductores eléctricos

(uno para cada fase) que transportan corrientes alternas con una desviación de tiempo definida (diferencia de fase) entre las ondas de tensión en cada conductor. En otras realizaciones, la potencia de salida tiene una única fase.

5 De acuerdo con una realización, el controlador comprende además un generador de señal de modulación para proporcionar una señal de modulación; un generador de compensación para generar una componente de compensación armónica; en donde el controlador está configurado para proporcionar la señal de control dependiendo de la señal de modulación y la componente de compensación armónica.

10 De acuerdo con una realización, la componente de compensación armónica incluye una o más componentes armónicas de fase y magnitud adecuadas para compensar armónicos no deseados en la tensión de PWM. Generalmente, en el presente documento, la componente de compensación armónica incluye únicamente una de tales componentes armónicas o, en otra realización, una pluralidad de tales componentes armónicas (de fase y magnitud adecuadas).

15 De acuerdo con una realización adicional, el controlador comprende además un sumador para añadir la señal de modulación y la componente de compensación armónica para generar de este modo una señal sumadora. Por ejemplo, de acuerdo con una realización, la componente de compensación armónica es la componente armónica que se añade directamente a la señal de modulación. En tal caso, la señal sumadora es la señal de control.

De acuerdo con otra realización, el controlador comprende además una unidad de procesamiento de señal para procesar la señal sumadora, generando de este modo la señal de control. Por ejemplo, la señal sumadora puede compararse con una señal de referencia, por ejemplo, una señal portadora triangular, con el fin de obtener los tiempos donde tiene que ocurrir la conmutación.

20 De acuerdo con una realización adicional, el controlador comprende además una tabla de consulta que tiene almacenada en esta una pluralidad de indicadores de compensación, correspondiendo cada indicador de compensación a una componente de compensación armónica respectiva; y estando el generador de compensación configurado para generar la componente de compensación armónica sobre la base de un indicador de compensación seleccionado. Así mismo, de acuerdo con una realización, el generador de compensación está configurado para recibir al menos uno de una profundidad de modulación, un ángulo de modulación y el tiempo de retardo; y proporcionar en respuesta a este la componente de compensación armónica.

25 Por ejemplo, en una realización, la tabla de consulta tiene almacenados en esta indicadores de compensación para una pluralidad de diferentes profundidades de modulación, ángulos de modulación y tiempos de retardo. El generador de compensación está entonces configurado para recibir una profundidad de modulación, un ángulo de modulación y el tiempo de retardo reales y para seleccionar en respuesta a este el indicador de compensación correspondiente. El generador de compensación genera la componente de compensación armónica sobre la base del indicador de compensación seleccionado.

30 De acuerdo con una realización adicional, la potencia de salida tiene al menos dos fases y la actualización del patrón de conmutación se realiza en un momento donde los niveles de tensión de las al menos dos fases son diferentes. Por ejemplo, sin señal de compensación armónica, se realizaría una actualización del patrón de conmutación en un punto medio de un vector cero, en donde el vector cero corresponde al intervalo de tiempo donde el nivel de tensión es idéntico para todas de las al menos dos fases. Al tener la señal de compensación armónica de acuerdo con las realizaciones de la materia objeto divulgada en el presente documento, la actualización del patrón de conmutación se puede realizar en cualquier momento, independientemente del punto medio del vector cero, es decir, en particular en momentos donde los niveles de tensión de las al menos dos fases son diferentes. Una alternativa para un "momento donde los niveles de tensión de las al menos dos fases son diferentes" es un momento donde las componentes de señal de control para cada una de las al menos dos fases son diferentes.

35 De acuerdo con una realización adicional, el tiempo de retardo se determina mediante un tiempo de cálculo necesario para determinar la señal de control. Por ejemplo, en una realización, el tiempo de retardo no se prolonga artificialmente, sino que únicamente se determina por el tiempo de cálculo necesario. En este sentido, tal tiempo de retardo es un tiempo de retardo mínimo que se debe a la configuración del controlador.

40 De acuerdo con un segundo aspecto de la materia objeto divulgada en el presente documento, se proporciona un dispositivo convertidor, comprendiendo el dispositivo convertidor un controlador de acuerdo con el primer aspecto o en una realización de este; y el convertidor al que se hace referencia en el primer aspecto, teniendo el convertidor una entrada para recibir la potencia de entrada y una salida para proporcionar la potencia de salida mediante la operación de conmutación.

45 De acuerdo con un tercer aspecto de la materia objeto divulgada en el presente documento, se proporciona un método de funcionamiento de un controlador para un convertidor, recibiendo el convertidor una potencia de entrada y proporcionando una potencia de salida mediante una operación de conmutación, comprendiendo el método recibir

una señal de realimentación dependiendo de la potencia de salida del convertidor; y proporcionar una señal de control al convertidor para controlar de este modo la operación de conmutación del convertidor, correspondiendo la señal de control a un patrón de conmutación que se actualiza en respuesta a la señal de realimentación; teniendo la señal de control una señal de compensación armónica que reduce los armónicos más altos en la potencia de salida, originándose los armónicos más altos a partir de un tiempo de retardo entre la toma de la señal de realimentación y la actualización del patrón de conmutación.

De acuerdo con una realización del tercer aspecto, la potencia de salida tiene al menos dos fases.

De acuerdo con una realización del tercer aspecto, el método comprende además proporcionar una señal de modulación; generar una componente de compensación armónica; y proporcionar la señal de control dependiendo de la señal de modulación y la componente de compensación armónica.

De acuerdo con aún otra realización, el método comprende además añadir la señal de modulación y la componente de compensación armónica para generar de este modo una señal sumadora.

De acuerdo con aún otra realización, el método comprende además proporcionar una tabla de consulta que tiene almacenada en esta una pluralidad de indicadores de compensación, correspondiendo cada indicador de compensación a una componente de compensación armónica respectiva (o, en otra realización, a una señal de compensación armónica respectiva); seleccionar uno de la pluralidad de indicadores de compensación; y generar la componente de compensación armónica sobre la base del indicador de compensación seleccionado.

De acuerdo con una realización adicional del tercer aspecto, la potencia de salida tiene al menos dos fases y la actualización del patrón de conmutación se realiza en un momento donde los niveles de tensión de las al menos dos fases son diferentes.

Generalmente, en el presente documento, las realizaciones respectivas del tercer aspecto del método pueden incluir uno o más rasgos y/o funciones tal y como se describe con respecto al primer aspecto del dispositivo. En tales casos, los rasgos del dispositivo descritos con respecto al primer aspecto no deberían considerarse como limitantes de la reivindicación del método. En su lugar, al menos al referirse a los rasgos divulgados con respecto a un dispositivo, se observa que tal divulgación del dispositivo divulga implícitamente la función respectiva o los rasgos del método respectivos independientemente de los rasgos del dispositivo.

Por consiguiente, en una realización del tercer aspecto, el método está configurado de acuerdo con el primer aspecto o en una realización de este.

De acuerdo con un cuarto aspecto de la materia objeto divulgada en el presente documento, se proporciona un programa informático, estando el programa informático adaptado para, al ejecutarse en un dispositivo procesador, controlar el método tal y como se expone en el tercer aspecto o en una realización de este.

Tal y como se utiliza en el presente documento, la referencia a un programa informático pretende ser equivalente a una referencia a un elemento de programa y/o un medio legible informáticamente que contiene instrucciones para controlar un sistema informático para coordinar las funcionalidades del método descrito anteriormente o de realizaciones de este.

El programa informático puede implementarse como un código de instrucción legible informáticamente mediante el uso de cualquier lenguaje de programación adecuado, tal como, por ejemplo, JAVA, C ++, y puede almacenarse en un medio legible informáticamente (un disco extraíble, una memoria volátil o no volátil, una memoria o un procesador integrados, etc.). El código de instrucción se puede hacer funcionar para programar un ordenador o cualquier otro dispositivo programable para llevar a cabo las funciones previstas. El programa informático puede estar disponible desde una red, tal como la World Wide Web, desde la que se puede descargar.

La invención se puede lograr por medio de un programa informático, respectivamente software. Sin embargo, la invención también se puede lograr por medio de uno o más circuitos electrónicos específicos, respectivamente hardware. Por otra parte, la invención también se puede lograr en una forma híbrida, es decir, en una combinación de módulos de software y módulos de hardware.

Anteriormente se han descrito, y a continuación se describirán, realizaciones a modo de ejemplo de la materia objeto divulgada en el presente documento con referencia a un controlador de un dispositivo convertidor, un dispositivo convertidor y un método de funcionamiento de tal controlador. Debe destacarse que, por supuesto, también es posible cualquier combinación de rasgos relacionadas con diferentes aspectos de la materia objeto divulgada en el presente documento. En particular, algunas realizaciones son realizaciones de tipo aparato, mientras que otras realizaciones son realizaciones de tipo método. Sin embargo, un experto en la materia concluirá, a partir de lo descrito anteriormente y a continuación, que, a menos que se notifique lo contrario, además de cualquier

combinación de rasgos pertenecientes a un aspecto, también cualquier combinación entre rasgos relacionadas con diferentes aspectos o realizaciones, por ejemplo, incluso entre rasgos de las realizaciones de tipo aparato y rasgos de las realizaciones de tipo método, se considera divulgada con esta solicitud.

5 Los aspectos y las realizaciones definidos anteriormente y otros aspectos y realizaciones de la presente invención son evidentes a partir de los ejemplos que se van a describir a continuación en el presente documento y se explican con referencia a los dibujos, pero a los cuales no se limita la invención.

Breve descripción de los dibujos

La figura 1 muestra un dispositivo convertidor de acuerdo con realizaciones de la materia objeto divulgada en el presente documento.

10 La figura 2 ilustra el muestreo de corriente durante un período de PWM en donde se utiliza un promedio de muestras durante un período de PWM anterior como realimentación de corriente.

La figura 3 ilustra el muestreo de corriente en un punto medio del vector cero en donde un punto de muestra de corriente está en un punto medio del período de PWM.

15 La figura 4 muestra la actualización del patrón de conmutación en un momento distinto del punto medio posterior del vector cero.

La figura 5 muestra la magnitud de la corriente armónica (eje z) sobre el orden armónico (eje x) y un t_c de desviación de actualización del patrón de conmutación (eje y).

La figura 6 ilustra para una única fase la determinación de un patrón de conmutación de PWM a partir de una forma de onda de modulación a modo de ejemplo y una portadora triangular.

20 La figura 7 muestra un controlador de acuerdo con realizaciones de la materia objeto divulgada en el presente documento.

Descripción detallada

25 La ilustración en los dibujos es esquemática. Se observa que, en diferentes figuras, se proporcionan elementos similares o idénticos con los mismos signos de referencia y la descripción de estos elementos no se repite cuando aparecen de nuevo estos elementos.

30 La figura 1 muestra un dispositivo 100 convertidor de acuerdo con realizaciones de la materia objeto divulgada en el presente documento. De acuerdo con una realización, el dispositivo 100 convertidor comprende un convertidor, indicado generalmente con el número 102. El convertidor 102 tiene una entrada 104 para recibir una tensión de entrada, por ejemplo, una tensión de CC, y una salida 106 para proporcionar una potencia de salida mediante la operación de conmutación del convertidor 102. En una realización, la potencia de salida es una potencia trifásica. En consecuencia, la salida 106 comprende tres líneas 108a, 108b, 108c de salida correspondientes a las tres fases.

35 De acuerdo con una realización, el convertidor comprende un puente de modulación por ancho de pulso que tiene dos elementos 110 de conmutación por fase. Los elementos 110 de conmutación son transistores bipolares de puerta aislada (IGBT) que tienen un diodo de marcha libre conectado en paralelo tal y como se muestra en la figura 1.

Así mismo, el dispositivo 100 convertidor tiene una línea 112 de realimentación acoplada a cada línea 108a, 108b, 108c de salida para detectar la corriente de salida de cada fase. Así mismo, se proporciona un convertidor 113 analógico/digital (convertidor A/D) para cada fase para proporcionar a cada fase una señal 114 de realimentación respectiva en respuesta a la corriente detectada.

40 El dispositivo convertidor comprende además un controlador 116 configurado de acuerdo con realizaciones de la materia objeto divulgada en el presente documento. El controlador 116 tiene una entrada 118 para recibir las señales 114 de realimentación que dependen de la potencia de salida del convertidor 102. Así mismo, el controlador comprende una salida 120 para proporcionar una señal 122 de control al convertidor 102 para controlar de este modo la operación de conmutación del convertidor 102. Por ejemplo, en una realización, las señales 122 de conmutación son señales de puerta de IGBT proporcionadas a las puertas de los IGBT.

45 En una realización, el controlador 116 incluye un dispositivo 121 procesador configurado para llevar a cabo un programa informático que proporciona al menos una función del controlador 116.

De acuerdo con una realización, la señal 102 de control corresponde a un patrón de conmutación que se actualiza en respuesta a las señales 114 de realimentación. Así mismo, la señal 122 de control incluye una señal 123 de compensación armónica que reduce los armónicos más altos en la potencia de salida, originándose los armónicos más altos a partir de un tiempo de retardo entre la toma de la señal de realimentación y la actualización del patrón de conmutación.

En la figura 1 se muestran además los devanados 124 de un reactor/inductor y un condensador 126 de filtrado. Sin embargo, estos elementos realizan su función habitual y no se describen adicionalmente en el presente documento.

En lo sucesivo, se describen posibles esquemas de funcionamiento de un dispositivo convertidor para ilustrar adicionalmente las ventajas de aspectos y realizaciones de la materia objeto divulgada en el presente documento.

La figura 2 ilustra el muestreo de corriente durante un período de PWM en donde se utiliza un promedio de N muestras durante un período de PWM anterior como realimentación de corriente. En la figura 2 se muestran las componentes 122a, 122b, 122c de señal de control correspondientes a las fases en las líneas 108a, 108b, 108c en la figura 1 durante el tiempo t. Además, se muestra en la figura 2 el período 128 de PWM correspondiente a una frecuencia de conmutación fija. El período de PWM se define como el período de PWM = 1/(frecuencia de conmutación).

Por lo general, en la corriente se muestrea muchas veces durante un período 128 de PWM completo, indicándose el muestreo con el número 130. El promedio de estas muestras múltiples (por ejemplo, N) se utiliza como la variable de realimentación de corriente, que conduce a un patrón de conmutación actualizado en un momento indicado con el número 132. Si bien el método descrito proporciona un método de buena atenuación de las corrientes armónicas relacionadas con la frecuencia de conmutación de PWM, también introduce un retardo de fase finito debido al tiempo de retardo entre el muestreo de la corriente durante los intervalos 1a y 1b, haciendo los cálculos matemáticos necesarios durante el 2a y cambiando respectivamente la tensión de PWM en la salida del puente. Es deseable desde el punto de vista de la estabilidad del sistema de control, particularmente cuando se consideran series de aerogeneradores, o matrices de puentes de PWM conectados a la red, que estos retardos de fase se minimicen. Con un esquema tal como el que se muestra en la figura 2, el retardo efectivo es de 500 microsegundos (μ s) (suponiendo un período de PWM de 400 μ s, que es típico, por ejemplo, para aerogeneradores).

La figura 3 ilustra el muestreo de corriente "síncrono" en un punto 302 medio del vector cero en donde un punto de muestra de corriente está en un punto medio del período de PWM. El patrón de conmutación se actualiza en el siguiente punto medio del vector cero, indicado con el número 304. Las flechas 306 indican el tiempo de retardo entre la toma de la señal de realimentación y la actualización del patrón de conmutación.

Cuando los IGBT se conmutan de manera que todos los dispositivos superiores estén ENCENDIDOS o todos los dispositivos inferiores están ENCENDIDOS, esto se conoce como un vector cero y es equivalente a los picos superiores e inferiores en un método de comparación triangular sinusoidal para generar pulsos de PWM. Tal y como se ha mencionado, la corriente se muestrea en el punto medio del vector cero (por ejemplo, en la mitad del período de PWM) tal y como se muestra en la figura 3. El punto medio del vector cero se indica mediante las líneas verticales en la figura 3. Las corrientes se muestrean en este punto, es decir, en un punto medio de un vector cero, pues la cancelación favorable de los armónicos de frecuencia de conmutación es el resultado de este. Utilizando la técnica de muestreo sincrónico de las realimentaciones de corriente trifásica y la actualización del patrón de PWM en el punto medio de los vectores cero (PWM asimétrico), tal y como se muestra en la figura 3, da como resultado un retardo efectivo entre la muestra de corriente y las tensiones que aparecen en la salida del puente de un período de 3/4 de período de PWM. Suponiendo un período de PWM de 400 μ s esto equivale a un retardo de 300 μ s.

Sin embargo, la restricción de actualizar el patrón de conmutación de PWM únicamente en los puntos medios de los vectores cero introduce un retardo de 1/2 de período de PWM. Si bien esto puede ser apto para los sistemas de microprocesador al permitir suficiente tiempo para realizar el cálculo de control, no ofrece el comportamiento óptimo desde un punto de vista de la estabilidad del bucle de control, ya que el retardo introducido no está en su mínimo absoluto.

Dado que los cálculos de control se realizan cada 1/2 de período de PWM, esto da como resultado un retardo efectivo de IOOps. En una consideración ideal donde los tiempos de conversión A/D son cero, y el recurso de la CPU del microprocesador es infinito, entonces este IOOps sería el retardo mínimo posible.

La experiencia de los sistemas colectores de parques eólicos hasta la fecha ha demostrado que, debido a resonancias en el sistema colector de parques eólicos, es altamente deseable que el controlador introduzca el retraso de fase mínimo (retardo de fase). Las resonancias generalmente son provocadas, por ejemplo, por cables de media tensión (MV) y/o de alta tensión (HV), o potencialmente bancos de condensadores para la compensación de VAR, o filtros de AC. El retraso de fase mínimo permite lograr una disposición de control de corriente sólida, tanto a un nivel de un puente (o turbina) de red individual como a través de la serie completa de puentes (o turbinas) de red.

Este retardo de fase mínimo reduce la probabilidad de que el controlador de corriente interactúe con las resonancias del sistema de AC.

5 Sin embargo, los métodos de muestreo de corriente y de actualización del patrón de conmutación de PWM tal y como se describe con respecto a la figura 2 y a la figura 3 parecen adecuados para dispositivos convertidores de accionamiento de motor.

10 Por el contrario, la conexión de inversores en fuente de tensión de alta potencia conectados a la red, que es una aplicación de la materia objeto divulgada en el presente documento, tiene diferentes requisitos. El hecho de que los convertidores en tales aplicaciones estén conectados, por ejemplo, dentro de los sistemas colectores de parques eólicos que contienen resonancias, impone requisitos nuevos y exigentes en lo relativo a la estabilidad del bucle de corriente, que son más exigentes que las aplicaciones estándar de control de motores.

Sin embargo, las actualizaciones del patrón de conmutación dentro del período de PWM en cualquier otro lugar que no sea el punto medio del vector cero no es una tarea sencilla, pues actualizar la forma de onda de modulación de PWM (es una señal discreta) en otro lugar dentro del período de PWM da como resultado un aumento en el contenido armónico de bajo orden de la tensión de PWM.

15 Sin embargo, los armónicos de bajo orden se minimizan deseablemente y, por lo tanto, actualizar el patrón de conmutación (o, en realizaciones, actualizar la forma de onda de modulación de PWM) en otro lugar que no sea el punto medio del vector cero no parece adecuado sin los conceptos proporcionados por aspectos y realizaciones de la materia objeto divulgada en el presente documento.

20 Sin embargo, debería tenerse en cuenta que, en los esquemas de PWM de tipo "analógicos" tradicionales donde se realiza la comparación del triángulo sinusoidal, la forma de onda sinusoidal o de modulación es una forma de onda continua (no muestreada).

Ventajosamente, los aspectos y las realizaciones de la materia objeto divulgada en el presente documento permiten actualizar el patrón de conmutación en un momento distinto del punto medio posterior del vector cero.

25 Por ejemplo, con el fin de tratar de reducir el retardo entre el muestreo de la corriente y la actualización de la tensión del puente de PWM, se propone un esquema tal y como el que se presenta en la figura 4. La realimentación de corriente todavía se muestrea en el punto 302 medio del vector cero. Esto tiene la ventaja de minimizar el contenido armónico dentro de la señal de realimentación de corriente muestreada. Sin embargo, de acuerdo con una realización, la figura 4 muestra la actualización del patrón de conmutación en un momento 404 distinto del punto medio posterior del vector cero, un retardo (t_c) 406 después de la toma de la muestra de corriente. En una
30 realización, el retardo 406 es el tiempo que tarda el microprocesador en realizar los cálculos necesarios, y estos cálculos ahora se pueden minimizar para reducir el retardo efectivo introducido por el controlador.

35 Con fines ilustrativos, se supone que el retardo 406 es $t_c = 50 \mu s$. Con el esquema propuesto en la figura 4, el retardo introducido por el controlador ahora se puede reducir a $1/4$ de PWM + $50 \mu s$. Por consiguiente, basado en un período de PWM de $400 \mu s$, la corriente se muestrea dos veces por período de PWM, es decir, cada $200 \mu s$. La actualización del patrón de PWM $50 \mu s$ después del muestreo de corriente, esto da como resultado un retardo efectivo de $150 \mu s$. Una ventaja de esto es que el punto en el que la fase de bucle abierto de la respuesta del controlador desciende a -180° ahora es de $0,5/150 \mu s = 3333$ Hertzios (Hz).

40 Consideraciones similares para el esquema anterior que se muestra en la figura 3, que tiene un retardo efectivo de $300 \mu s$ (período de $3/4$ de PWM), muestran que se obtiene una fase de -180° a aproximadamente $0,5/300 \mu s = 1666$ Hz.

Así mismo, consideraciones similares para el esquema anterior que se muestra en la figura 2, que tiene un retardo efectivo de $500 \mu s$, muestran que la fase desciende a $0,5/500 \mu s = 1$ kHz.

45 Si en un sistema de control la ganancia de un sistema de bucle abierto es mayor que la unidad en cualquier frecuencia por encima de la cual la fase desciende a un ángulo menor o igual (\leq) a -180° , entonces el sistema de bucle cerrado correspondiente es inestable. En realidad, las resonancias de la serie AC dan como resultado una ganancia mayor que la unidad.

50 Entonces, en principio, una consecuencia del esquema de retardo minimizado a modo de ejemplo sugerido anteriormente es que el sistema de bucle cerrado ahora es inmune a resonancias que están en frecuencias menores o iguales a 3333 Hz, mientras que los esquemas que se muestran en la figura 2 y en la figura 3 son inmunes únicamente a resonancias que están en frecuencias menores de 1000 Hz en el caso de la figura 2, o menores de 1666 Hz en el caso de la figura 3. En la práctica, es probable que existan resonancias que estén a frecuencias menores ($<$) de 3 kHz, de modo que estos esquemas no ofrecen la posibilidad de ser completamente inmunes a

resonancias del sistema de AC. Sin embargo, contar con un controlador que sea inmune a resonancias de hasta 3333 Hz antes de que la fase descienda puede considerarse una mejora significativa.

Sin embargo, la consecuencia de no actualizar el patrón de PWM en el punto medio del vector cero es un aumento en el contenido de tensión armónica de bajo orden de la tensión de salida de PWM.

- 5 La figura 5 muestra la magnitud de la corriente armónica (eje z) sobre el orden armónico (eje x) y un tc de desviación de actualización del patrón de conmutación (eje y).

10 El primer armónico (componente fundamental) corresponde a la señal deseada. Los armónicos más altos (que se muestran hasta aproximadamente el orden de 20) aparecen si el patrón de conmutación se actualiza en otro lugar que no sea el punto medio del vector cero. Tal y como se puede observar en la figura 5, en los vectores cero, efectivamente 0 μ s y 200 μ s en el eje Y, la corriente armónica de bajo orden es aproximadamente cero, aunque en puntos intermedios este no es el caso, aparte de un mínimo de 100 μ s.

15 Así mismo, la figura 5 muestra un fuerte aumento en la 5.^a corriente armónica (aunque no únicamente en la 5^o armónica) para el patrón de conmutación que se actualiza en puntos distintos del punto medio del vector cero. Para los propósitos de este análisis, los espectros que se muestran en la figura 5 pueden considerarse espectros de tensión armónica.

Sin embargo, el resultado de la simulación que se muestra en la figura 5 se obtuvo sin una señal de compensación armónica que reduce los armónicos más altos en la potencia de salida.

En lo sucesivo, las realizaciones relacionadas con las señales de compensación armónica se analizan adicionalmente a continuación.

- 20 De acuerdo con una realización, la señal de compensación armónica se obtiene al introducir una forma de onda de compensación a la forma de onda de modulación de PWM, compensando la forma de onda de compensación las tensiones armónicas introducidas mediante la actualización del patrón de conmutación en puntos que no sean el punto medio de los vectores cero.

25 La figura 6 ilustra para una única fase la determinación de un patrón 602 de conmutación de PWM a partir de una forma de onda 604 de modulación a modo de ejemplo y una portadora triangular 606 (en unidades arbitrarias).

30 El patrón 602 de conmutación de PWM (en donde uc es la tensión sobre el condensador 126 en la figura 1), la forma de onda 604 de modulación y la portadora triangular 606 se dibujan sobre el tiempo t en segundos t(s). Una forma de onda de modulación tal como la que se muestra para una única fase en la figura 6, puede derivarse mediante varios medios diferentes, por lo general, una componente de tensión de tercer armónico o una serie de tensiones armónicas triple-n se añaden a la fundamental para maximizar la tensión de salida resultante. La PWM del vector espacial logra un espectro armónico de tensión de salida similar mediante el cálculo matemático de los tiempos de conmutación de los IGBT. Los momentos donde la forma de onda 604 de modulación cruza la portadora triangular 606 indican un evento de conmutación, tal y como se ilustra a modo de ejemplo mediante las líneas 610.

35 Si se añade una serie de componentes armónicas de fase y magnitud adecuadas a la forma de onda 604 de modulación de la figura 6, para compensar las tensiones armónicas presentes en el espectro de tensión de PWM de la figura 5, entonces la tensión de PWM resultante no contendrá componentes de tensión armónica de bajo orden o las componentes armónicas de bajo orden al menos se reducen.

La figura 7 muestra un controlador 116 de acuerdo con realizaciones de la materia objeto divulgada en el presente documento.

- 40 En una realización a modo de ejemplo, el controlador 116 comprende una unidad 702 de control vectorial y una calculadora 704 de modulación que recibe una componente 706 de eje q (Vq), una componente 708 de eje d (Vd), así como un ángulo 710 de fase indicativo de la posición del marco de referencia rotatorio que define el eje q y el eje d del control vectorial. En respuesta a los valores recibidos desde la unidad 702 de control vectorial, el calculador 704 de modulación calcula una profundidad 712 de modulación y un ángulo 714 de modulación. Así mismo, se proporciona un generador 716 de señal de modulación, estando el generador 716 de señal de modulación configurado para proporcionar una señal de modulación, por ejemplo, en forma de una forma de onda 604 de modulación.

50 Así mismo, de acuerdo con una realización, se proporciona un generador 718 de compensación, estando el generador 718 de compensación configurado para generar una componente 720 de compensación armónica en respuesta a parámetros de entrada. En una realización, los parámetros de entrada son la profundidad 712 de modulación, el ángulo 714 de modulación y el tiempo de retardo tc entre el muestreo de la corriente y la

5 actualización del patrón de conmutación correspondiente. En una realización, la componente 720 de compensación armónica es una función de estas variables, la profundidad 712 de modulación, el ángulo 714 de modulación y el tiempo de retardo t_c 406. Sin embargo, de acuerdo con realizaciones, tal función puede definirse en el generador 718 de compensación mediante una tabla de consulta. Así mismo, de acuerdo con una realización, el controlador 116 está configurado para proporcionar la señal 122 de control dependiendo de la señal 604 de modulación y la componente 720 de compensación armónica.

10 En una realización, el generador 716 de señal de modulación utiliza una forma de onda de referencia de onda sinusoidal potenciada triple-n, o una tabla de consulta, o hace un cálculo en línea para obtener la amplitud, es decir, la forma de onda 604 de modulación. De acuerdo con una realización, la componente 720 de compensación armónica adicional se añade a la forma de onda 604 de modulación por un sumador 724, para generar de este modo una señal 726 sumadora.

15 De acuerdo con una realización, el controlador comprende además una unidad 728 de procesamiento de señal para procesar la señal 726 sumadora, generando de este modo la señal 122 de control. Por ejemplo, en una realización, la forma de onda 604 de modulación es comparada con la forma de onda 722 portadora triangular por la unidad 728 de procesamiento de señal para producir las señales 122 de control individuales que compensan el retraso de fase, es decir, los armónicos que se originan a partir de un tiempo de retardo entre la toma de la señal de realimentación y la actualización del patrón de conmutación.

La compensación de tiempo muerto u otros rasgos de linealización del puente no se muestran en esta figura y no se compensan específicamente con esta técnica. Se cree que existen técnicas alternativas para lograr esto.

20 De acuerdo con una realización, la componente 720 de compensación armónica contiene una serie de tensiones armónicas normalizadas en función de la profundidad de modulación, del ángulo y del tiempo de retardo " t_c " entre el muestreo de corriente y la actualización del patrón de conmutación.

25 De acuerdo con una realización, se proporciona una tabla de consulta con el fin de proporcionar la componente 720 de compensación armónica en función de uno o más parámetros definitorios, tal como una profundidad de modulación, un ángulo de modulación y el tiempo de retardo. De acuerdo con una realización, la tabla de consulta tiene almacenada en esta una pluralidad de indicadores de compensación, correspondiendo cada indicador de compensación a una componente de compensación armónica respectiva. El generador de compensación está configurado para generar la componente de compensación armónica sobre la base de un indicador de compensación seleccionado. Por lo general, la tabla de consulta (tabla de compensación) se calcula fuera de línea en función de un " t_c " 406 deseado de tal manera que la tensión de PWM resultante no contenga ninguna de las tensiones armónicas de la figura 5 a través de la totalidad del rango de funcionamiento de profundidad de modulación.

35 La técnica descrita permite una reducción significativa y técnicamente ventajosa en el cambio de fase introducido por el controlador de corriente digital a través de un rango de frecuencia que está relacionado con los sistemas colectores de AC de parques eólicos, y no debería sufrir tensiones armónicas de bajo orden indeseables en la forma de onda de PWM de salida.

40 De acuerdo con realizaciones de la invención, cualquier entidad adecuada (por ejemplo, controladores, componentes, unidades y dispositivos) divulgados en el presente documento se proporcionan al menos en parte en forma de programas informáticos respectivos que permiten que un dispositivo procesador proporcione la funcionalidad de las entidades respectivas tal y como se divulga en el presente documento. De acuerdo con otras realizaciones, cualquier entidad adecuada divulgada en el presente documento puede proporcionarse en hardware. De acuerdo con otras realizaciones (híbridas), algunas entidades pueden proporcionarse en software mientras que otras entidades se proporcionan en hardware.

45 Cabe señalar que cualquier entidad divulgada en el presente documento (por ejemplo, controladores, componentes, unidades y dispositivos) no están limitadas a una entidad especializada tal y como se describe en algunas realizaciones. En su lugar, la materia objeto divulgada en el presente documento se puede implementar de diversas maneras y con diversa granularidad a nivel de dispositivo o a nivel de módulo de software mientras se proporciona la funcionalidad deseada. Así mismo, cabe destacar que, de acuerdo con las realizaciones, una entidad separada (por ejemplo, un módulo de software, un módulo de hardware o un módulo híbrido) se puede proporcionar para cada una de las funciones divulgadas en el presente documento. De acuerdo con otras realizaciones, una entidad (por ejemplo, un módulo de software, un módulo de hardware o un módulo híbrido (módulo combinado de software/hardware) está configurada para proporcionar dos o más funciones tal y como se divulga en el presente documento. De acuerdo con una realización, el controlador comprende un dispositivo procesador que incluye al menos dos procesadores para llevar a cabo al menos un programa informático que corresponde a un módulo de software respectivo.

Debe observarse que el término "que comprende" no excluye otros elementos o etapas y que "un" o "una" no excluye una pluralidad. También se pueden combinar elementos descritos en asociación con diferentes realizaciones. También debería tenerse en cuenta que los signos de referencia en las reivindicaciones no deberían interpretarse como limitantes del alcance de las reivindicaciones.

5 Con el fin de recapitular las realizaciones descritas anteriormente de la presente invención, se puede disponer que:
 Se proporciona un controlador para un convertidor y un método de funcionamiento respectivo de tal controlador. El
 convertidor recibe una potencia de entrada y proporciona una potencia de salida mediante una operación de
 conmutación en donde, en una realización, la potencia de salida tiene al menos dos fases. De acuerdo con
 10 realizaciones, el controlador comprende una entrada para recibir una señal de realimentación dependiendo de la
 potencia de salida del convertidor; y una salida para proporcionar una señal de control al convertidor para controlar
 de este modo la operación de conmutación del convertidor, correspondiendo la señal de control a un patrón de
 conmutación que se actualiza en respuesta a la señal de realimentación; incluyendo la señal de control una señal de
 compensación armónica que reduce los armónicos más altos en la potencia de salida, originándose los armónicos
 15 más altos a partir de un tiempo de retardo entre la toma de la señal de realimentación y la actualización del patrón de
 conmutación.

Las realizaciones de la materia objeto divulgada en el presente documento incluyen una o más de las siguientes ventajas, tal y como lo reconoce fácilmente un experto en la materia:

1. Se puede lograr una reducción significativa y ventajosa en el cambio/tiempo de retardo de fase introducido por
 el controlador de corriente, con respecto a la estabilidad del bucle de corriente y la estabilidad general del bucle
 20 de corriente del parque eólico. La capacidad de aumentar significativamente el margen de fase efectivo significa
 que se puede implementar un controlador de corriente robusto que sea al menos hasta cierto punto inmune al
 sistema eléctrico al que está conectado el controlador de corriente. La capacidad de hacer esto significa que se
 puede adoptar un enfoque "universal" para la conexión eléctrica de las turbinas, ya que será menos probable, o
 25 no será necesario, que se requieran estudios individuales para determinar el margen de estabilidad de una
 disposición concreta de un parque eólico. Por lo general, de un parque eólico al siguiente, el sistema colector
 tendrá un rango de frecuencias de resonancia asociado a este, ya que tendrá cables de media tensión y/o de alta
 tensión o líneas en altura (y/o equipos de corrección de factor de potencia conectados localmente o filtros
 sintonizados).

2. La capacidad de lograr el punto 1 mencionado anteriormente y no comprometer las emisiones armónicas de la
 30 turbina debidas a las tensiones armónicas en la PWM resultante se logra mediante la adición de la tabla de
 compensación armónica dentro del generador de forma de onda de modulación de PWM.

3. Las realizaciones permiten actualizar la forma de onda de modulación de PWM en un punto que no sea el
 punto medio de los vectores cero.

4. Una ventaja de las realizaciones de la materia objeto divulgada en el presente documento es que los filtros de
 35 potencia no tienen por qué estar adaptados para estabilizar sistemas colectores concretos de parques eólicos, ya
 que las mejoras en el control dan como resultado un margen de fase suficiente, en lugar de tener que recurrir a
 una solución de hardware de potencia, lo que implicaría un coste significativo.

REIVINDICACIONES

1. Controlador (116) para un convertidor (102) que recibe una potencia de entrada y que proporciona una potencia de salida mediante una operación de conmutación, comprendiendo el controlador (116):

- 5 - una entrada (118) para recibir una señal (114) de realimentación dependiendo de la potencia de salida del convertidor; y
- una salida (120) para proporcionar una señal (122) de control al convertidor (102) para controlar de este modo la operación de conmutación del convertidor (102), correspondiendo la señal (122) de control a un patrón de conmutación que se actualiza en respuesta a la señal (114) de realimentación;
- 10 - la señal (122) de control que incluye una señal (123) de compensación armónica para reducir los armónicos más altos en la potencia de salida, originándose los armónicos más altos a partir de un tiempo (406) de retardo entre la toma de la señal (114) de realimentación y la actualización del patrón de conmutación;
- incluyendo además el controlador (116)
- un generador (716) de señal de modulación para proporcionar una señal (604) de modulación;

caracterizado por

- 15 - un generador (718) de compensación para generar una componente (720) de compensación armónica basada en dicho retardo (406) de tiempo; y
- estando el controlador (116) configurado para proporcionar la señal (122) de control dependiendo de la señal (604) de modulación y la componente (720) de compensación armónica.

2. Controlador de acuerdo con la reivindicación 1, comprendiendo además el controlador (116)

- 20 - un sumador (724) para añadir la señal (604) de modulación y la componente (720) de compensación armónica para generar de este modo una señal (726) sumadora.

3. Controlador de acuerdo con la reivindicación 2, comprendiendo además el controlador (116):

- una unidad (728) de procesamiento de señal para procesar la señal (726) sumadora, generando de este modo la señal (122) de control.

25 4. Controlador de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 3, que comprende, además

- una tabla de consulta que tiene almacenada en esta una pluralidad de indicadores de compensación, correspondiendo cada indicador de compensación a una componente (720) de compensación armónica respectiva; y
- 30 - estando el generador (718) de compensación configurado para generar la componente (720) de compensación armónica sobre la base de un indicador de compensación seleccionado.

5. Controlador de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 4, en donde el generador de compensación está configurado para

- recibir al menos uno de una profundidad (712) de modulación y un ángulo (714) de modulación y
- proporcionar en respuesta a este la componente (720) de compensación armónica.

35 6. Controlador de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 5, en donde la potencia de salida comprende al menos dos fases y la actualización del patrón de conmutación se realiza en un punto (404) en el momento donde los niveles de tensión de las al menos dos fases son diferentes.

7. Controlador de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 6, en donde el tiempo (406) de retardo está determinado por un tiempo de cálculo necesario para determinar la señal (122) de control.

40 8. Dispositivo (100) convertidor que comprende:

- un controlador (116) de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 7; y
- teniendo el convertidor (102) una entrada (104) para recibir la potencia de entrada y una salida (106) para proporcionar la potencia de salida mediante la operación de conmutación.

45 9. Método de funcionamiento de un controlador (116) para un convertidor (102) que recibe una potencia de entrada y que proporciona una potencia de salida mediante una operación de conmutación, comprendiendo el método:

- recibir una señal (114) de realimentación dependiendo de la potencia de salida del convertidor (102); y
 - proporcionar una señal (122) de control al convertidor (102) para controlar de este modo la operación de conmutación del convertidor (102), correspondiendo la señal (122) de control a un patrón de conmutación que se actualiza en respuesta a la señal (114) de realimentación;
- 5
- incluyendo la señal (122) de control una señal (123) de compensación armónica para reducir armónicos más altos en la potencia de salida; originándose los armónicos más altos a partir de un tiempo (406) de retardo entre la toma de la señal (114) de realimentación y la actualización del patrón de conmutación;
 - proporcionar una señal (604) de modulación; caracterizado por
- 10
- generar una componente (720) de compensación armónica basado en dicho tiempo (406) de retardo; y
 - proporcionar la señal (122) de control dependiendo de la señal (604) de modulación y la componente (720) de compensación armónica.
10. Método de acuerdo con la reivindicación 9, que comprende, además
- añadir la señal (604) de modulación y la componente (720) de compensación armónica para generar de este modo una señal (726) sumadora.
- 15
11. Método de acuerdo con una de las reivindicaciones 9 o 10, que comprende, además
- proporcionar una tabla de consulta que tiene almacenada en esta una pluralidad de indicadores de compensación, correspondiendo cada indicador de compensación a una componente (720) de compensación armónica respectiva;
 - seleccionar uno de la pluralidad de indicadores de compensación; y
- 20
- generar la componente (720) de compensación armónica sobre la base del indicador de compensación seleccionado.
12. Método de acuerdo con una de las reivindicaciones 9 a 11, en donde la potencia de salida tiene al menos dos fases y la actualización del patrón de conmutación se realiza en un momento (404) donde los niveles de tensión de las al menos dos fases son diferentes.
- 25
13. Un programa informático, estando el programa informático adaptado para, cuando es ejecutado por el controlador de la reivindicación 1, ejecutar las etapas del método establecidas en una cualquiera de las reivindicaciones 9 a 12.

FIG 1

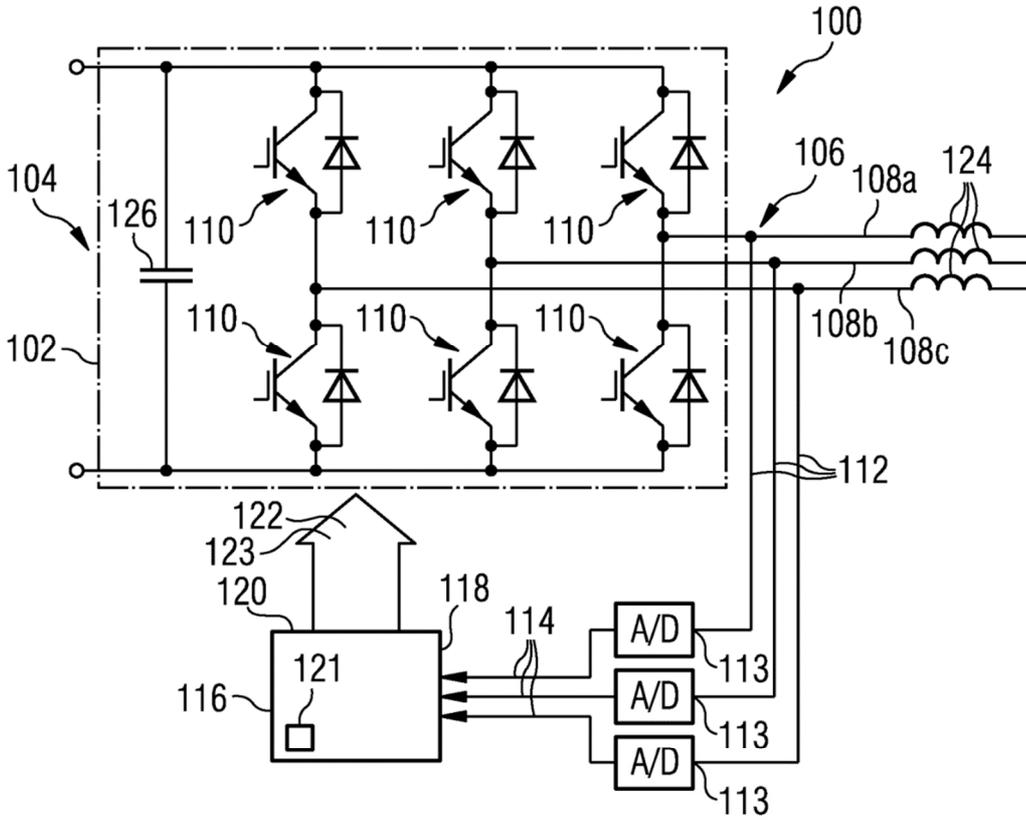


FIG 2

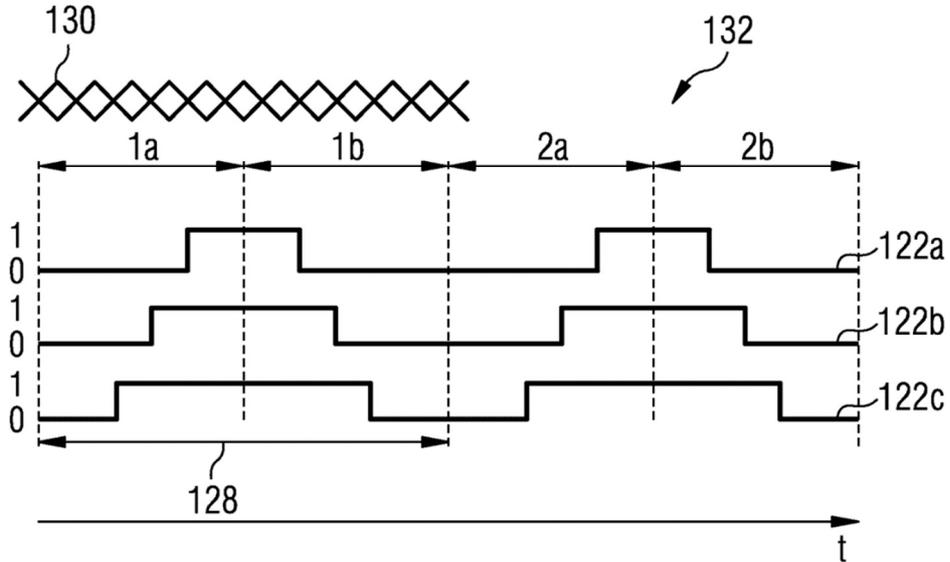


FIG 3

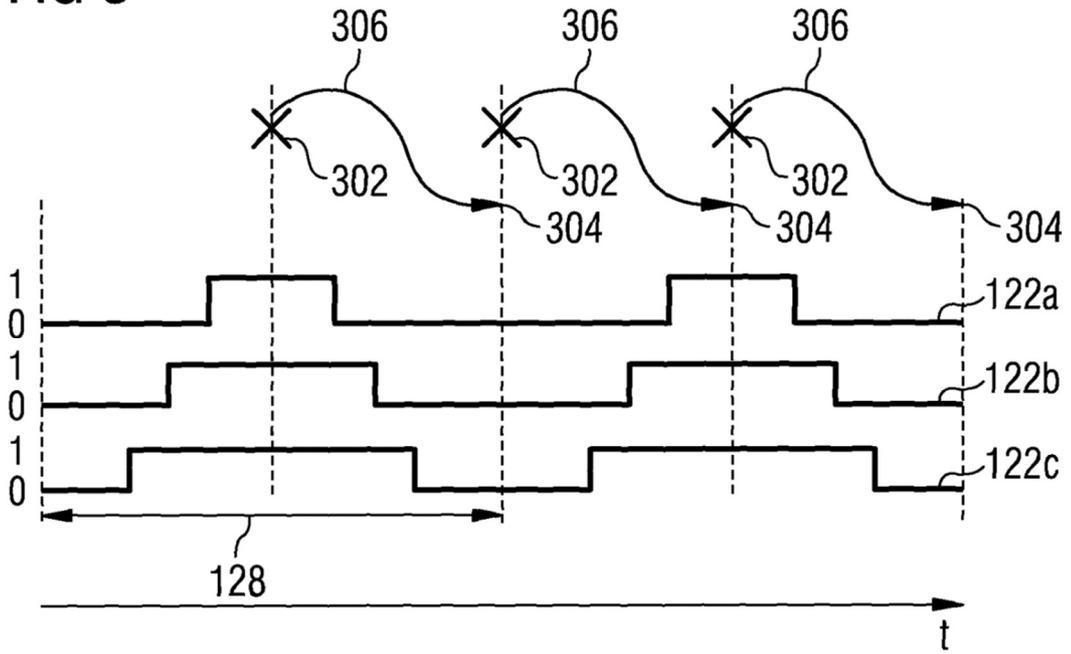
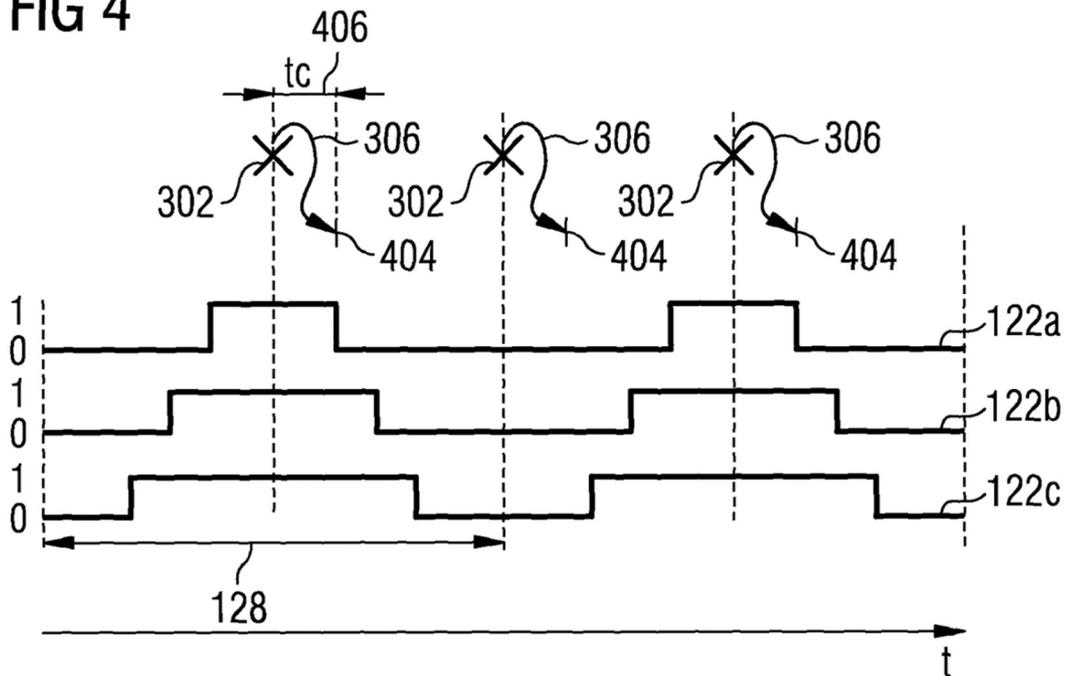


FIG 4



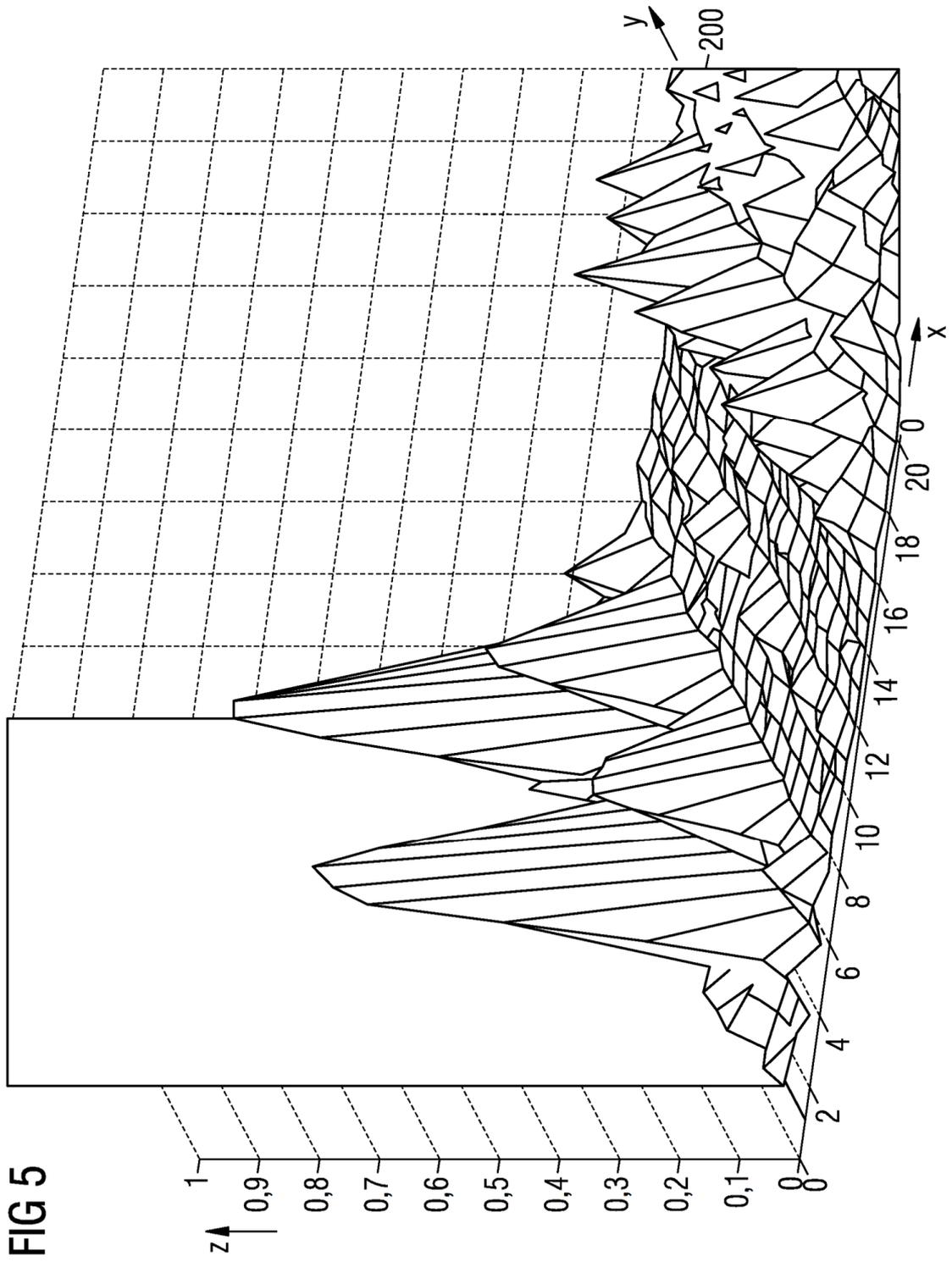


FIG 5

FIG 6

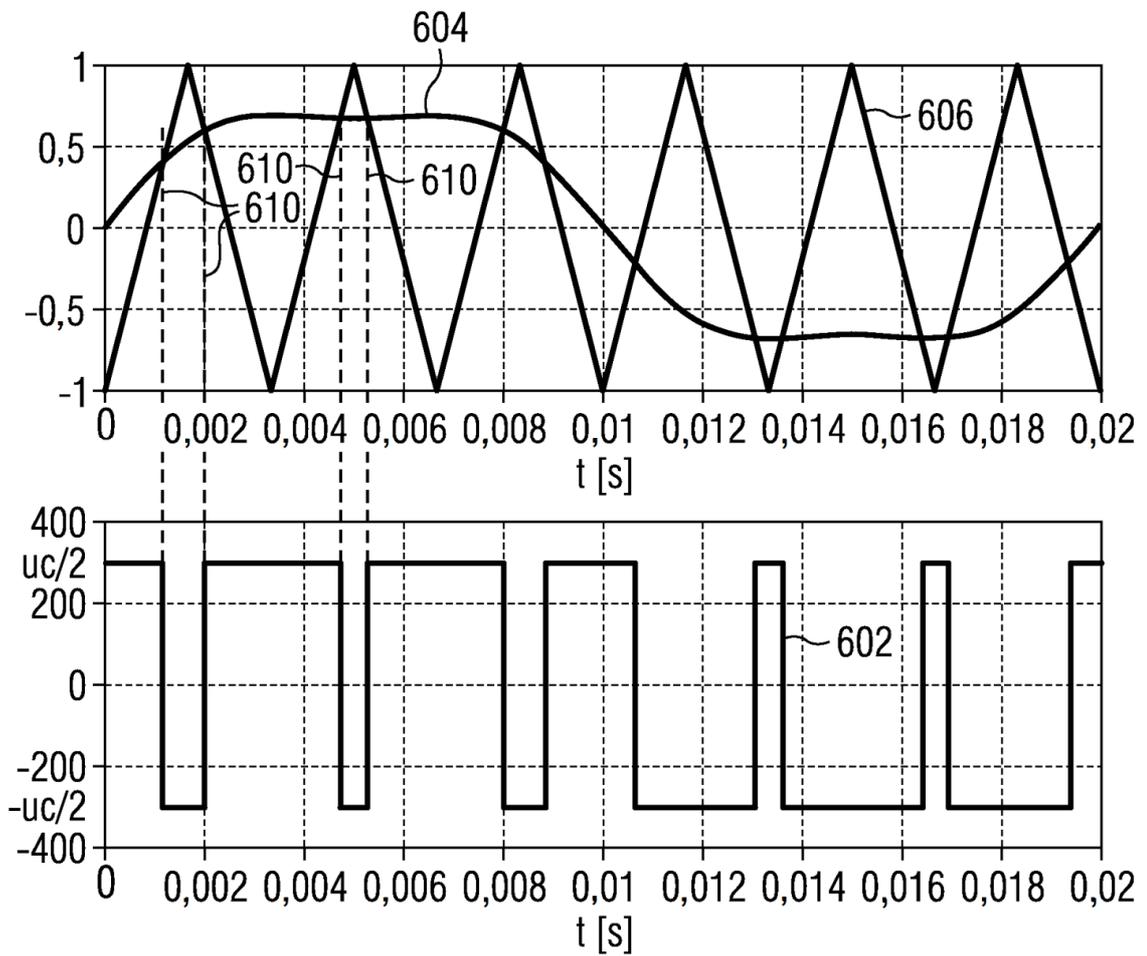


FIG 7

