

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 951 031**

51 Int. Cl.:

**H02J 3/38** (2006.01)

**H02M 7/5387** (2007.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **17.01.2012 PCT/EP2012/050586**

87 Fecha y número de publicación internacional: **28.02.2013 WO13026583**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **17.01.2012 E 12700555 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **24.05.2023 EP 2712475**

54 Título: **Método para controlar un convertidor de CC-CA de un aerogenerador**

30 Prioridad:

**22.08.2011 EP 11178291**

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

**17.10.2023**

73 Titular/es:

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

72 Inventor/es:

**BROGAN, PAUL BRIAN**

74 Agente/Representante:

**CARVAJAL Y URQUIJO, Isabel**

ES 2 951 031 T3

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

## DESCRIPCIÓN

Método para controlar un convertidor de CC-CA de un aerogenerador

## 5 Campo de la invención

La presente invención se refiere a un método y un controlador para controlar un convertidor de CC-CA para convertir un voltaje de entrada CC en un voltaje de salida CA, en el que el convertidor de CC-CA está compuesto por un aerogenerador.

## 10 Antecedentes de la invención

15 Un aerogenerador puede comprender un eje de rotación al que están conectadas varias palas del rotor. Al girar el eje de rotación, un generador de inducción o, en general, un generador eléctrico, puede ser impulsado para generar una corriente de energía eléctrica que tiene una frecuencia variable dependiendo de la frecuencia de rotación del eje de rotación. Con el fin de proporcionar una corriente de alimentación de CA de frecuencia fija (frecuencia nominal fija) a una red eléctrica, entre el generador y la red eléctrica, en particular entre el generador y un punto de acoplamiento común al que están conectados varios aerogeneradores, puede haber un convertidor de aerogenerador conectado.

20 El convertidor del aerogenerador puede estar compuesto por una porción de convertidor de CA-CC (también conocido como puente de generador), un enlace CC acoplado al puente de generador y una porción de convertidor de CC-CA (también conocido como puente de red) conectado al enlace CC. Por lo tanto, el puente de generador puede controlar un par del generador, o la potencia del generador, que influye indirectamente en la velocidad de rotación del eje de rotación.

25 El puente de red puede ser controlado por un controlador de puente de red o un controlador de convertidor de CC-CA para suministrar un voltaje de CA a la red eléctrica que tiene una frecuencia de red predeterminada y en la que una corriente de potencia tiene una porción de potencia activa predeterminada y una porción de potencia reactiva predeterminada o se puede suministrar un voltaje de CA de referencia a la red eléctrica.

30 US 5.083.039 divulga un aerogenerador de velocidad variable que tiene un controlador de generador que utiliza la orientación de campo para regular la corriente del estator o el voltaje para controlar el par reaccionado por el generador. Además, un controlador inversor regula las corrientes de salida para suministrar potencia de CA multifásica con corriente de avance o retraso en un ángulo especificado por una señal de control de factor de potencia.

35 Sin embargo, se ha observado que los convertidores convencionales de un aerogenerador, en particular un convertidor de CC-CA convencional de un aerogenerador, no suministran una corriente de potencia de CA a la red eléctrica que satisfaga los requisitos de la red eléctrica, en particular en lo que respecta a la estabilidad del voltaje, el factor de potencia, la potencia activa, la potencia reactiva y similares, en particular durante los cambios en los estados o condiciones de la red.

40 En particular, en un sistema convencional, todavía hay una dependencia de la impedancia del sistema, el número de turbinas en funcionamiento, el nivel de fallo de la red, los condensadores de corrección del factor de potencia, y es deseable tener un esquema de control que desacople toda la impedancia de la red del controlador de corriente del puente de red del convertidor de turbina. De esta manera el mismo controlador de la invención puede ser utilizado en todos los parques eólicos, sin preocupaciones relacionadas con lo que es la impedancia de la red.

45 GB 2 451 463 A se refiere a un convertidor de fuente de voltaje. Un rectificador/inversor activo incluye interruptores semiconductores operados por modulación de ancho de pulso y terminales de CA conectadas a un sistema de carga que comprende como un filtro activo, un transformador, un equipo de conmutación protector y una red de suministro. Este se controla mediante un esquema de control orientado al voltaje de tiempo discreto que incluye el cálculo de un modelo de tiempo discreto del rectificador/inversor activo y el sistema de carga para condiciones de funcionamiento equilibradas y desequilibradas en un periodo de muestreo particular para derivar índices de modulación m+, m- para que un controlador PWM produzca señales de accionamiento de compuerta para un periodo de muestreo posterior.

50 Resumen Klaus Unterkofler: «Un modo de actualización doble de la unidad de generación de PWM de la ADMCF34X ANF34X-02, un modo de actualización doble de la unidad de generación de PWM de la ADMCF34X Tabla de contenido», 1 de enero de 2002 (2002-01-01), páginas 1-9, XP055308262, consultado de Internet: URL:ftp://ftp.analog.com/pub/www/marketSolutions/motorControl/applicationCode/admcf34x/pdf/du\_modeF34X.pdf [Recuperado el 06-10-2016] describe una serie de diferentes estrategias de conmutación que se pueden utilizar para producir señales PWM resultantes. Esta nota de aplicación describe el funcionamiento de la unidad PWM en el modo de actualización doble, analiza las ventajas de operar en este modo en comparación con el modo de actualización único y describe un archivo de plantilla DSP que se puede utilizar para operar la unidad de generación de PWM del ADMCF34X en modo de actualización doble. También se presentan formas de onda medidas de muestra.

65 VELASCO D Y AL: "Un método anti-insular activo basado en la perturbación de fase-PLL", TRANSACCIONES IEEE EN ELECTRÓNICA DE POTENCIA, INSTITUTO DE INGENIEROS ELÉCTRICOS Y ELECTRÓNICOS, EE.UU., vol. 26, no. 4, 1 de abril de 2011 (01-04-2011), páginas 1056-1066, XP011379265, ISSN: 0885-8993, DOI:

10,1109/TPEL.2010,2089643 describe un método activo anti-insular basado en la perturbación de Fase-PLL.

5 Puede ser necesario un método y un controlador para controlar un convertidor de CC-CA de un aerogenerador, para convertir un voltaje de entrada CC en un voltaje de salida CA que tenga un periodo de red predeterminado, en el que se pueden cumplir requisitos eléctricos predeterminados.

Esta necesidad puede ser satisfecha por la materia sujeto de acuerdo con las reivindicaciones independientes. Las realizaciones ventajosas de la presente invención son descritas por las reivindicaciones dependientes.

10 Breve descripción de la invención

15 De acuerdo con una realización de la presente invención se proporciona un método para controlar un convertidor de CC-CA para convertir un voltaje de entrada de CC en un voltaje de salida de CA que tiene un periodo de red predeterminado, que comprende la medición, en un primer punto en el tiempo, de una muestra de voltaje de una versión filtrada (en particular, basado en una sola muestra medida o en una pluralidad de muestras medidas) del voltaje de salida de CA; determinar una señal de control para un conmutador controlable del convertidor de CC-CA basado en la muestra de voltaje medido; ajustar, en un segundo punto en el tiempo, un estado de conducción del conmutador controlable basado en la señal de control, en el que una diferencia de tiempo entre el segundo punto en el tiempo y el primer punto en el tiempo es menor que un periodo de conmutación para conmutar periódicamente el conmutador controlable.

20 El convertidor de CC-CA puede ser una porción, en particular una porción de puente de red, o un convertidor de CA-CA de un aerogenerador. El convertidor de CC-CA puede conectarse a un enlace CC del convertidor del aerogenerador. El convertidor de CC-CA puede comprender varios conmutadores controlables, tales como transistores, en particular IGBT (transistores bipolares de puerta aislada), pero no limitado a IGBT cuyo estado o estados de conductancia pueden ser controlados por uno o más circuitos de control de puerta. Los conmutadores controlables pueden controlarse de tal manera que en una salida del convertidor de CC-CA el voltaje de salida de CA tiene la frecuencia de red predeterminada (en la que la frecuencia de la red es igual a la inversa del periodo de red).

30 En particular, el convertidor de CC-CA puede controlarse enviando señales de modulación de ancho de pulso a los conmutadores controlables. Por lo tanto, la señal de modulación de ancho de pulso puede diferenciarse por un periodo de conmutación que define una extensión de tiempo o un rango de tiempo dentro del cual se suministra un solo pulso de modulación a las puertas de los conmutadores controlables. En particular, el periodo de conmutación puede ser mucho más corto (por ejemplo, de 10 a 100 veces más corto) que el periodo de la red. Controlando los diversos conmutadores controlables mediante varios pulsos posteriores que tienen en particular diferentes ciclos de trabajo (reflejando una duración de un estado ENCENDIDO comparada o relacionada con una duración de un estado APAGADO) el voltaje de salida de CA puede parecerse aproximadamente o ser igual a un voltaje de salida sinusoidal o coseno que tiene el periodo de red predeterminado o que tiene la frecuencia de red predeterminada.

40 Antes de suministrar el voltaje de salida de CA en la salida del convertidor de CC-CA a la red eléctrica, el voltaje de salida de CA puede filtrarse utilizando al menos un inductor o reactor, en particular un cable enrollado alrededor de un núcleo de hierro. Por lo tanto, los componentes de frecuencia no deseados (en particular los componentes de frecuencia que tienen una frecuencia superior a la frecuencia de la red) del voltaje de salida de CA pueden filtrarse. Además, la filtración del voltaje de salida de CA también puede comprender la realización de un filtrado de modulación de ancho de pulso utilizando un filtro de modulación de ancho de pulso, en particular que comprende una conexión paralela de condensadores e inductancias y / o un condensador y una resistencia.

50 La muestra de voltaje medida en el primer punto en el tiempo puede representar una señal de retroalimentación durante el método de control. En particular, la muestra de voltaje se mide o puede medirse en una ubicación no directamente en el terminal de salida del convertidor de CC-CA, sino más allá del inductor o reactor del aerogenerador, que puede conectarse directamente o indirectamente a la terminal de salida del convertidor de CC-CA y puede actuar para generar la versión filtrada del voltaje de salida de CA cuando se suministra con el voltaje de salida de CA. Además, al filtrado del voltaje de salida de CA, también puede contribuir un filtro de modulación de ancho de pulso.

55 La señal de control (en particular una señal de control eléctrico y/o una señal de control óptico y/o señal de control inalámbrico) puede suministrarse a una o más terminales de control o puerta del conmutador controlable o a uno o más conmutadores controlables comprendidos en el convertidor de CC-CA.

60 La señal de control puede comprender en particular uno o más pulsos, en particular un patrón de modulación de ancho de pulsos que se adapta de modo que cuando el conmutador controlable o los interruptores controlables reciben la señal de control (en sus terminales de puerta correspondientes) el voltaje de salida de CA en el terminal de salida del convertidor de CC-CA tiene la frecuencia de red predeterminada y además la corriente de salida de potencia tiene una potencia reactiva particular y una potencia activa particular o voltaje de CA, de este modo, la salida de voltaje y corriente por el convertidor de CC-CA tiene un cambio de fase predeterminado particular en relación entre sí.

65 El estado de conducción del conmutador controlable (en particular el transistor, en particular el IGBT) puede realizarse suministrando la señal de control (o una señal derivada de ella) a un terminal de puerta del conmutador controlable. En

particular, la señal de control puede hacer que el conmutador controlable se encienda durante un determinado tiempo de encendido y se apague durante un determinado tiempo de apagado dentro del periodo de conmutación. Cuando la señal de control comprende varios pulsos a través de varios periodos de conmutación, la señal de control puede hacer que el conmutador controlable se encienda durante un número de varios tiempos de encendido posteriores y se apague durante varios tiempos de apagado posteriores.

El método proporciona una retroalimentación rápida de la muestra de voltaje, de modo que la extensión de tiempo o el intervalo de tiempo entre la medición de la muestra de voltaje y el ajuste del estado de conducción del conmutador o conmutadores controlables es menor que el periodo de conmutación. Por lo tanto, la estabilidad del método de control puede mejorarse. En particular, se puede tener en cuenta la influencia de la impedancia de la red, mientras que la estabilidad del método de control puede mejorarse o incluso garantizarse. Una intención o un objetivo de la presente invención (que se resuelve con la presente invención) puede ser desacoplar la estabilidad del controlador de corriente de puente neto de la impedancia de la red externa al transformador de turbina.

Mediante las realizaciones de las presentes invenciones, la impedancia de la red (que en particular puede cambiar rápidamente debido a la capacitancia distribuida por el cableado de alto o mediano voltaje, condensadores de corrección de factor de potencia, lo que conduce a la resonancia. La frecuencia con la que se producen estas resonancias puede cambiar debido al número de turbinas conectadas al punto de acoplamiento común o a la red eléctrica, debido a un fallo de la línea de transmisión y similares puede tenerse en cuenta.

En particular, el controlador correspondiente puede diferenciarse por una ganancia de bucle abierto y una ganancia de bucle cerrado. En particular, estas ganancias del controlador pueden comprender una ganancia compleja de lo que se conoce como la contribución de "alimentación de voltaje directo" (derivada de la señal de "retroalimentación de voltaje" mencionada en el siguiente párrafo) y una ganancia compleja de la contribución de retroalimentación de corriente. La reducción del retraso entre el segundo punto en el tiempo y el primer punto en el tiempo (el retraso también se conoce como la cantidad  $t_c$ ) puede reducir la dependencia de la ganancia del controlador de bucle cerrado y/o la ganancia del controlador de bucle abierto de la impedancia de la red. En particular, la compleja contribución de la ganancia de voltaje directo a la ganancia del controlador puede modificarse reduciendo el retraso, tal como para evitar valores indeseables que podrían conducir, en un sistema convencional, a un método de control inestable con algunas resonancias de red de CA.

Las realizaciones de la presente invención proponen un método para desacoplar la impedancia de la red de la estabilidad del bucle de corriente, al tiempo que conservan las características dinámicas altas del controlador de corriente necesarias para lograr que un fallo de red internacional atraviese los requisitos y minimizar el hardware del convertidor de potencia (deseable por razones económicas).

Un puente de potencia conectado a la red puede ser controlado por un controlador de corriente de bucle cerrado de acuerdo con las realizaciones. Normalmente, este controlador de corriente puede ser un eje DQ (o controlador de corriente vectorial) que representa el conjunto de 3 fases de corrientes y voltajes de CA en el marco de referencia de rotación sincrónica mediante un componente de eje D (directo) y un componente de eje Q (cuadratura). En el estado estable, cuando las 3 cantidades de CA son ondas sinusoidales equilibradas, los componentes del eje Q ad D son cantidades de CC. Normalmente, un controlador de corriente vectorial emplea un control PI (integral proporcional), lo que resulta en un error de estado constante cero. La corriente se controla en un convertidor de potencia de 3 fases mediante la modulación correcta de un conjunto de voltajes PWM de 3 fases. Para que un esquema de este tipo funcione una medida de los voltajes de CA de 3 fases y una medida de las corrientes de 3 fases, conocidas como, "retroalimentación de voltaje" y "retroalimentación de corriente" respectivamente. Por lo general, hay 2 'marcos de referencia de rotación sincrónica' uno que se utiliza para controlar los componentes de corriente de secuencia positiva y un segundo que se utiliza para controlar el componente de corriente de secuencia negativa. En la mayoría de los aerogeneradores puede que no sea necesario controlar la corriente de secuencia cero debido a la presencia de un devanado delta dentro del transformador de la turbina, y el costo adicional de hardware con el que controlar la corriente de secuencia cero no es deseable.

De acuerdo con una realización de la presente invención, la diferencia de tiempo es mayor que cero segundos, en particular entre el 1 % y el 50 %, en particular entre el 2 % y el 10 %, más aún en particular entre el 3 % y el 7 %, del periodo de conmutación. Cuanto menor sea la diferencia de tiempo (o menor sea el retraso), más estable será el método de control. Por lo tanto, y en particular, el método de control puede responder a la impedancia de red que cambia rápidamente.

De acuerdo con una realización de la presente invención, el periodo de la red es entre 10 y 500 veces, en particular entre 20 y 70 veces, en particular 50 veces, el periodo de conmutación. Si el periodo de conmutación es mucho más pequeño que el periodo de la red, el voltaje de salida de CA puede parecerse con una mayor precisión a la forma de onda sinusoidal u onda coseno del voltaje de salida de CA deseado que tiene la frecuencia de red predeterminada.

De acuerdo con una realización de la presente invención, el periodo de conmutación es entre 2000 micro segundos y 50 micro segundos, en particular entre 1000 micro segundos y 100 micros segundos, en particular 400 micro segundos. Por lo tanto, la estabilidad del método de control puede mejorarse aún más y puede hacer uso de equipos convencionales para la conmutación.

5 De acuerdo con una realización de la presente invención, la señal de control es indicativa de un patrón de modulación de ancho de pulso, en particular a lo largo del periodo de la red, definiendo varios pulsos de control, en donde los diversos pulsos de control se suministran al conmutador controlable durante varios periodos de conmutación posteriores, en particular, abarcando un periodo de la red.

10 El patrón de modulación de ancho de pulso puede comprender la definición de varios tiempos de encendido de los diversos pulsos de control. Además, los diversos tiempos de apagado de los diversos pulsos de control pueden ser los tiempos durante los cuales no hay tiempos de encendido. Un patrón de modulación de ancho de pulso puede comprender la definición de los pulsos (en particular sus anchuras y ubicación) en un periodo de red en particular. Por lo tanto, el voltaje de salida de CA previsto puede definirse con precisión en cuanto a su frecuencia, magnitud y fase en función de la corriente de salida.

15 De acuerdo con una realización de la presente invención, la o anchuras de los diversos pulsos de control se basan en la muestra de voltaje medida del voltaje de salida de CA filtrada. Así, se tiene en cuenta la muestra de voltaje medida para registrar, determinar o calcular la anchura y la ubicación de los pulsos de los diversos pulsos de control. Por lo tanto, se puede proporcionar un método de control de retroalimentación eficaz.

20 De acuerdo con una realización de la presente invención, la señal de control se actualiza después del periodo de conmutación, en particular después de cada periodo de conmutación, en el que la señal de control se actualiza en particular después de la mitad de los diversos periodos de conmutación, en particular después de cada mitad del periodo de conmutación. Por lo tanto, siempre se utiliza la muestra de voltaje más reciente o más nueva para calcular o registrar o determinar la señal de control. Por lo tanto, los cambios del sistema eléctrico, en particular los cambios de la impedancia de la red pueden ser efectivamente tomados en cuenta. Por lo tanto, se permite cambiar la señal de control, en particular el patrón de pulso de modulación de anchura en consecuencia para contrarrestar los cambios en la impedancia de la red.

25 De acuerdo con una realización de la presente invención, el método comprende además medir, antes del primer punto en el tiempo, varias muestras de voltaje adicionales de voltajes de salida de CA filtrada anteriores en un rango de tiempo y combinar, en particular, promediar las diversas muestras de voltaje adicionales y la muestra de voltaje para obtener un voltaje combinado, en particular una media, del voltaje de salida de CA filtrada, en la que la señal de control se basa en el voltaje combinado, en particular la media.

30 La combinación de las diversas muestras de voltaje adicionales y la muestra de voltaje puede consistir en seleccionar un subconjunto y/o (digitalmente) calcular un promedio (ponderado) y/o filtrado (digitalmente).

35 La medición de las diversas muestras de voltaje adicionales de los voltajes de salida de CA filtrada anteriores en el intervalo de tiempo puede permitir determinar o estimar con mayor precisión el curso o la forma del voltaje de salida de CA filtrada a través de varios puntos de tiempo dentro del intervalo de tiempo. Por lo tanto, una comparación con un curso de tiempo previsto o la forma prevista del voltaje de salida de CA puede simplificarse o incluso habilitarse. El hecho de promediar las diversas muestras de voltaje adicionales puede permitir que se reduzcan los errores de medición o el ruido en la muestra de voltaje. Por lo tanto, el método de control puede mejorarse aún más.

40 De acuerdo con una realización de la presente invención, el intervalo de tiempo es entre 0,2 y 2,0 veces el periodo de conmutación, en particular igual a 0.5 veces el periodo de conmutación, en particular igual al periodo de conmutación.

45 Por lo tanto, se puede lograr un buen compromiso entre el objetivo de reducir el retraso y la reducción de los errores de medición.

50 En particular, la diferencia de tiempo entre el segundo punto en el tiempo y el punto en el tiempo en el que se mide la última muestra de voltaje de una versión filtrada del voltaje de salida de CA puede ser inferior al periodo de conmutación para conmutar periódicamente el conmutador controlable.

55 De acuerdo con una realización de la presente invención, la medición se realiza en un lugar más allá de un inductor de filtro conectado a un terminal de salida de CA del convertidor de CC-CA, en el que el inductor, en particular en combinación con un filtro de modulación de ancho de pulso conectado a la ubicación, proporciona la versión filtrada del voltaje de salida de CA.

60 El inductor del filtro también puede denominarse reactor del aerogenerador, que se proporciona para filtrar componentes de frecuencia no deseados del voltaje de salida de CA del convertidor de CC-CA. El inductor del filtro puede estar formado por un cable enrollado alrededor de un núcleo de hierro. El inductor del filtro puede conectarse directa o indirectamente a un terminal de salida del convertidor de CC-CA. Al final del inductor del filtro no conectado al convertidor de CC-CA se puede tomar la muestra de voltaje y se puede conectar un filtro de modulación de ancho de pulso, para mejorar incluso el proceso de filtrado.

65 Entre el inductor del filtro y la red eléctrica (o entre el inductor del filtro y un punto de acoplamiento común al que se conecta una pluralidad de aerogeneradores) también se puede organizar la ubicación en la que se toma la muestra de

voltaje. Alternativamente, la ubicación se puede organizar en el punto de acoplamiento común. Alternativamente, la ubicación se puede organizar de tal manera que la muestra de voltaje refleje una versión filtrada del voltaje de salida de CA que es emitido por el convertidor de CC-CA.

5 De acuerdo con una realización de la presente invención, la muestra de voltaje de la versión filtrada del voltaje de salida de CA se filtra aún más utilizando un filtro Butterworth, en particular un filtro Butterworth de segundo orden, en el que la señal de control se basa en la muestra de voltaje filtrada adicional.

10 De acuerdo con una realización de la presente invención, el método comprende además medir una muestra de corriente de salida del convertidor de CC-CA, en la cual la señal de control se basa además en la muestra de corriente.

15 La medición de una muestra de corriente (en particular un número de muestras de corriente que pueden promediarse) puede mejorar aún más el método de control. En particular, se puede lograr una potencia reactiva deseada y una potencia activa deseada considerando tanto la muestra de voltaje como la muestra de corriente medida. Por lo tanto, se puede responder a los cambios en la impedancia de la red.

20 De acuerdo con una realización de la presente invención, la muestra de corriente es una muestra de corriente trifásica, el método comprende además transformar la muestra de corriente en un sistema de coordenadas DQ; y/o aplicar un filtro de muesca a la muestra de corriente y/o la muestra de corriente transformada; y/o formar una diferencia de corriente entre la muestra de corriente o la muestra de corriente transformada filtrada por el filtro de muesca y una corriente de referencia; suministrar la diferencia de corriente a un controlador PI que proporciona una salida de controlador; y/o sumar la salida del controlador y un término obtenido de una inductancia del inductor del filtro y una frecuencia de red para obtener una primera suma; y/o basado en la primera suma, realizar una transformación a una señal trifásica; y/o sumar la muestra de voltaje en una forma de muestra de voltaje trifásica, en particular el voltaje medio, y la señal trifásica para obtener una segunda suma, en la que la señal de control se basa en particular en la muestra de corriente transformada y/o la muestra de corriente transformada filtrada por el filtro de muesca y/o la salida del controlador y/o la primera suma y/o la segunda suma.

30 Debe entenderse que las características individuales o en cualquier combinación divulgadas, descritas, mencionadas o explicadas con respecto a un método para controlar un convertidor de CC-CA también pueden aplicarse a un controlador para controlar un convertidor de CC-CA de acuerdo con una realización de la presente invención y viceversa.

35 De acuerdo con una realización se proporciona un controlador para controlar un convertidor de CC-CA para convertir un voltaje de entrada de CC en un voltaje de salida de CA que tiene un periodo de red predeterminado, el controlador comprende un terminal de entrada para obtener una muestra de voltaje de una versión filtrada del voltaje de salida de CA medido en un primer punto en el tiempo; un procesador adaptado para determinar una señal de control para un conmutador controlable del convertidor de CC-CA basado en la muestra de voltaje medido; un circuito de control adaptado para regular, en un segundo punto en el tiempo, un estado de conducción del conmutador controlable basado en la señal de control, donde una diferencia de tiempo entre el segundo punto en el tiempo y el primer punto en el tiempo es menor que un periodo de conmutación para cambiar periódicamente el conmutador controlable.

45 El procesador puede comprender un módulo de cálculo de modulación por ancho de pulso que se adapta para calcular un patrón de modulación por ancho de pulso para controlar las puertas de uno o más conmutadores controlables en el convertidor de CC-CA.

De acuerdo con una realización de la presente invención se proporciona un aerogenerador que comprende un convertidor de CC-CA y un controlador de acuerdo con una realización de la presente invención, en el que el controlador se proporciona para controlar el convertidor de CC-CA.

50 Hay que señalar que las realizaciones de la invención se han descrito con referencia a diferentes temas. En particular, algunas realizaciones se han descrito con referencia a las reivindicaciones de tipo de método, mientras que otras realizaciones se han descrito con referencia a las reivindicaciones de tipo de aparato. Sin embargo, una persona cualificada en la técnica obtendrá de la descripción anterior y de la siguiente que, a menos que se indique otra cosa, además de cualquier combinación de características pertenecientes a un tipo de materia, también cualquier combinación entre características relativas a diferentes materias, en particular, entre las características de las reivindicaciones de tipo de método y las características de las reivindicaciones de tipo de aparato se consideran divulgadas con este documento.

55 Las realizaciones de la presente invención se describirán ahora con referencia a los dibujos acompañantes. La invención no se limita a las realizaciones ilustradas o descritas.

60 Breve descripción de los dibujos

La FIGURA 1 ilustra esquemáticamente un aerogenerador de acuerdo con una realización de la presente invención que comprende un controlador de acuerdo con una realización de la presente invención;

65 La FIGURA 2 ilustra esquemáticamente un solo esquema de línea de un controlador de convertidor de CC-CA de acuerdo

con una realización de la presente invención que controla un convertidor de CC-CA;

La FIGURA 3 ilustra esquemáticamente un controlador para controlar un convertidor de CC-CA de acuerdo con una realización de la presente invención;

5

La FIGURA 4 ilustra los gráficos considerados durante el diseño del controlador ilustrado en la FIGURA 3;

La FIGURA 5 ilustra esquemáticamente un esquema de generación de patrones de modulación de ancho de pulso de retroalimentación de avance rápido de acuerdo con una realización de la presente invención empleada o realizada por el controlador ilustrado en la FIGURA 3;

10

La FIGURA 6 ilustra esquemáticamente otro esquema de generación de patrones de modulación de pulso de retroalimentación de avance rápido de acuerdo con otra realización de la presente invención que, por ejemplo, se aplica o realiza por el controlador ilustrado en la FIGURA 3; y

15

La FIGURA 7 ilustra esquemáticamente un esquema de generación de patrones de modulación de ancho de pulso de retroalimentación de avance rápido aplicado o realizado por el controlador ilustrado en la FIGURA 3 según una realización de la presente invención.

20

Descripción detallada de las realizaciones de la presente invención

La FIGURA 1 ilustra esquemáticamente un aerogenerador 101 de acuerdo con una realización de la presente invención incluyendo un controlador 100 de acuerdo con una realización de la presente invención.

25

El aerogenerador 101 incluye un eje de rotación principal 103 al que se conecta una pluralidad de palas del rotor 105. A través de una caja de engranajes 107, el eje de rotación 103 está conectado a un generador de inducción (o generador de imán permanente) 109 que al girar el eje de rotación 103 genera energía eléctrica en un terminal de salida 111. Tenga en cuenta que no se requiere una caja de cambios en todas las realizaciones.

30

El aerogenerador 101 comprende además un convertidor de CA-CA 113 compuesto por una porción de convertidor de CA-CC 115, un enlace CC 117 y una porción de convertidor de CC-CA 119. Un terminal de salida 121 (en particular que representa una terminal de salida trifásica o multiterminal) de la porción de convertidor de CC-CA 119 está conectada a un reactor o inductor 123 que filtra el voltaje de salida de CA de la porción de convertidor de CC-CA 119 suministrado a la terminal de salida 121. El reactor 123 está conectado, a través de un transformador 125, a un punto de acoplamiento común 127 al que pueden conectarse varios aerogeneradores no ilustrados. El punto de acoplamiento común está conectado, en particular a través de un transformador no ilustrado, a una red eléctrica 129 que proporciona energía eléctrica a una pluralidad de consumidores.

35

También conectado entre el reactor 123 y el transformador 125 hay un filtro de modulación de ancho de pulso 131 para filtrar aún más el voltaje de salida de CA, de tal manera que una corriente de salida de CA (onda sinusoidal u onda coseno) tiene una frecuencia predeterminada, una amplitud predeterminada, fase predeterminada y se suministra a la red eléctrica 129.

40

El aerogenerador 101 comprende además un controlador 100 para controlar el convertidor de CC-CA 119. El controlador 100 mide una muestra de corriente 136 en la terminal de salida 121 del convertidor de CC-CA 119 a través de una línea de medición 133 que se suministra a la terminal de entrada 135. Además, el controlador 100 recibe una señal de medición o muestra 140 de la versión filtrada del voltaje de salida de CA que se mide en una ubicación 137 entre el reactor 123 y el transformador 125. La ubicación 137 puede, de acuerdo con realizaciones alternativas, estar dispuesta en algún lugar entre el transformador 125 y la red eléctrica 129.

45

La muestra de voltaje de salida de CA filtrada medida 140 se suministra a través de la línea de medición 139 a otro terminal de entrada 141 del controlador 100. En particular, la versión filtrada 140 del voltaje de salida de CA se mide en la ubicación 137 en un primer punto en el tiempo. Basado en la muestra de voltaje 140 medida en la ubicación 137, el controlador 100 determina una señal de control 143 que se transmite a través de la línea de control 145 al convertidor de CC-CA 119 para regular un estado de conducción de un conmutador controlable 147 compuesto por el convertidor de CC-CA 119. Por lo tanto, el estado de conducción se ajusta en un segundo punto en el tiempo que es posterior al primer punto en el tiempo, pero el retraso entre el segundo punto en el tiempo y el primer punto en el tiempo es inferior a un periodo de conmutación T para conmutar periódicamente el conmutador controlable 147. En particular, el conmutador controlable 147 puede ser un IGBT, en el que en particular un diodo 149 está conectado en paralelo al conmutador controlable 147.

50

55

La porción de CA-CC 115 del generador 113 también comprende uno o más conmutadores controlables 151 y uno o más diodos 153. El enlace CC 117 consta de uno o más condensadores 155.

60

La FIGURA 2 ilustra esquemáticamente un esquema eléctrico que representa una porción del aerogenerador 101 ilustrado en la FIGURA 1.

65

Elementos o componentes similares en estructura y/o función a los elementos o componentes ilustrados en la FIGURA 1 se ilustran con el mismo signo de referencia que difiere solo en el primer dígito. Por lo tanto, el controlador 100 ilustrado en la FIGURA 1 se ilustra aquí como una caja 200.

5 El controlador 200 recibe en el terminal de entrada 241 una versión filtrada 240 del voltaje de salida de CA emitido en la terminal 221, en donde la versión filtrada se mide en la ubicación 237 más allá del reactor 223. En la terminal de entrada 235, el controlador 200 recibe una muestra de corriente 236 que representa una señal de medición de una salida de corriente en el terminal de salida 221. El elemento 219 puede representar la porción de CC-CA 119 ilustrada en la FIGURA 1 o una fuente de voltaje controlada por la señal de control 243 proporcionada por el controlador 200.

10 El controlador 200 deriva la señal controlada 243 basada en la muestra de voltaje 240 medida en la ubicación 237 a través de la ganancia compleja 247 ( $V_g$ ) de la contribución de alimentación directa de voltaje con la que se multiplica el voltaje medido o la muestra de voltaje 240 y se proporciona a un elemento de suma 249. La muestra de corriente 236 recibida en la terminal de entrada 235 se considera calculando una diferencia entre una corriente de referencia 251 y la muestra de corriente, multiplicando esta diferencia por una ganancia compleja 253 ( $I_g$ ) de la contribución del controlador de corriente, en el cual el resultado también se proporciona al elemento de suma 249. Por lo tanto, la señal de control 243 tiene en cuenta la muestra de voltaje 240, así como la muestra de corriente 236.

20 El reactor 223 tiene la impedancia  $Z_f(s)$ , el transformador 225 tiene la impedancia  $Z_{tx}(s)$ , la red 229 tiene la impedancia  $Z_{sys}(s)$  y el filtro de modulación de ancho de pulso 231 tiene la impedancia  $Z_{pwm}(s)$ . Además, se aplican las siguientes definiciones:

$$Y(s) = \frac{1}{Z_f(s) + (Z_{sys}(s) + Z_{tx}(s)) // Z_{pwm}(s)}$$

$$Z_{11}(s) = (Z_{sys}(s) + Z_{tx}(s)) // Z_{pwm}(s)$$

25 La FIGURA 3 ilustra esquemáticamente un controlador 300 para controlar un convertidor de CC-CA (como el convertidor 119 ilustrado en la FIGURA 1) para convertir un voltaje de entrada de CC en un voltaje de salida de CA de acuerdo con una realización de la presente invención.

30 En la terminal de entrada 341, el controlador 300 recibe una muestra de voltaje 340. Se aplica un filtro Butterworth de segundo orden 355 con una frecuencia de corte de 48 kHz para filtrar la muestra de voltaje 340. En el cuadro superior se promedian 357 muestras múltiples para obtener una muestra promediada 358. En el cuadro inferior 357, se puede tomar una sola muestra del voltaje, o una muestra múltiple y promedios como sugieren las FIGURAS 5, 6 y 7. La muestra promediada 358 se suministra a un elemento de suma 349. Otra rama de la muestra promediada o de la muestra promediada de voltaje 358 se suministra a una unidad de transformación 359 que transforma una señal trifásica en un sistema de coordenadas DQ.

40 A los dos componentes, a saber, el componente Q y el componente D, se aplican filtros de muesca 361 y también se aplican filtros de paso bajo 363. Estos filtros 361, 363 introducen un retraso relativamente grande de aproximadamente 400 ms. Esta señal muy retardada puede haberse utilizado en un controlador convencional. La señal de salida de un componente se suministra a un elemento de suma 349 que suministra una diferencia a un bucle de bloqueo de fase 364 cuya señal de salida está integrada por el integrador 365.

45 En el terminal de entrada 335, el controlador 300 recibe la muestra de corriente 336 (en particular, representa la corriente que fluye a través del inductor del filtro 123 en la FIGURA 1) que es filtrada por un filtro Butterworth de segundo orden 355, sincronizada y muestreada por un módulo 367 y luego transformada por el transformador 359 en un componente Q y un componente D que se suministran a los filtros de muesca 361. La salida de los filtros de muesca 361 se compara con una corriente de referencia de secuencia positiva respectiva  $I_{qp}^*$  e  $I_{dp}^*$ . Las diferencias de esta comparación se suministran a un controlador PI 369, donde a la salida de los controladores 369 se añaden las corrientes de referencia multiplicadas por  $2\pi f_0 L$  (a través del elemento 370), donde L representa la inductancia del reactor 123, 223 ilustrado en las FIGURAS 1 y 2, respectivamente, y  $f_0$  representa la frecuencia de la red, con el fin de derivar una primera suma 372 además, se utiliza un segundo controlador de corriente paralelo para controlar la corriente de secuencia negativa a los valores de referencia  $I_{qn}^*$  e  $I_{dn}^*$ . Los voltajes necesarios para regular la corriente de secuencia negativa  $V_{qn}$  y  $V_{dn}$  son entradas al bloque de conversión 2/2 360, que convierte estas referencias  $V_{qn}$  y  $V_{dn}$  del cuadro de referencia de rotación sincrónica de secuencia negativa al cuadro de referencia de rotación sincrónica de secuencia positiva, donde se añaden a la salida del controlador de corriente de secuencia positiva.

55 Los resultados de estas operaciones se transforman de nuevo en una señal trifásica utilizando el transformador de respaldo 371, en el que a su salida se agrega el voltaje 358 para obtener una señal de control 343 basada en la cual (o a través de un circuito de control de puerta 374) Interruptores controlables incluidos en el convertidor de CC-CA 119 ilustrados en la FIGURA 1 se ajustan o controlan.

60 La ganancia de bucle abierto del controlador de corriente 300 se da como:

$$G_{o/l}(s) = \frac{I_g(s)Y(s)}{1 - V_g(s)Z_{11}(s)Y(s)}$$

Por lo tanto, la ganancia de bucle cerrado se puede definir como

$$\begin{aligned} G_{c/l}(s) &= \frac{G_{o/l}(s)}{1 + G_{o/l}(s)} \\ &= \frac{I_g(s)Y(s)}{1 - V_g(s)Z_{11}(s)Y(s) + I_g(s)Y(s)} \end{aligned}$$

Dado que la impedancia total está dada por

$$\begin{aligned} Z_{total}(s) &= \frac{1}{Y(s)} \\ &= Z_{sfe}(s) + Z_{11}(s) \end{aligned}$$

Por lo tanto, la ganancia de bucle cerrado es

$$\begin{aligned} G_{c/l}(s) &= \frac{I_g(s)}{Z_{sfe}(s) + Z_{11}(s) - V_g(s)Z_{11}(s) + I_g(s)} \\ &= \frac{I_g(s)}{Z_{sfe}(s) + Z_{11}(s)(1 - V_g(s)) + I_g(s)} \end{aligned} \quad (ID\_1)$$

En una situación ideal donde la ganancia de alimentación directa de voltaje  $V_g(s) \approx 1$  tiene ganancia unitaria, la ganancia de bucle cerrado se puede escribir como:

$$G_{c/l}(s) = \frac{1}{\frac{Z_{sfe}(s)}{I_g(s)} + 1}$$

La explicación anterior muestra que en un sistema convencional, debido a la naturaleza no ideal de la ganancia  $V_g(s)$ , la ganancia del controlador de corriente y los márgenes de estabilidad están influenciados por la impedancia de la red  $Z_{11}(s)$ .

Normalmente, la alimentación directa de voltaje mide los voltajes de CA de forma sincrónica con las corrientes 3 fases, que se miden a través de una conversión A/D y luego se utilizan dentro de un microprocesador o DSP o FPGA para producir un patrón PWM en el siguiente límite de periodo de PWM.

Normalmente, el periodo de PWM puede ser de 400 ms, pero no se limita a esto.

El problema con los esquemas convencionales es que hay un retraso entre el voltaje (y/o corriente, pero aquí estamos particularmente interesados en el voltaje) que se está muestreando y el patrón PWM que se calcula y actualiza en respuesta a esto. Este retraso da como resultado un cambio de fase en  $V_g(s)$ , y existe la posibilidad de que el denominador de bucle abierto  $(1 - V_g * Z_{11} * Y)$  pueda ser cero, lo que resulta en una ganancia infinita y un sistema inestable. Cuando esto se considera frente a un parque eólico típico compuesto por múltiples turbinas, y variaciones significativas en la capacitancia introducida por los cables de CA (presentes en todos los parques eólicos), entonces se hace difícil asegurar que el controlador de corriente sea estable para todas las combinaciones que pueden existir en cualquier sitio.

Considere esta ecuación:

$$V_g(s) = \frac{1}{Z_{11}(s)Y(s)} \quad (1)$$

Esto se puede reorganizar para identificar la ganancia infinita cuando:

$$V_g(s) = \frac{1}{Z_{11}(s)Y(s)}$$

$$= 1 + \frac{Z_{sfe}(s)}{Z_{11}(s)} \quad (5)$$

5 La ganancia de alimentación directa de voltaje  $V_g(s)$  tendrá como primera aproximación una ganancia unitaria y una fase que será de  $-360^\circ$  a  $1/\text{retraso}$ .

El signo de referencia 376 indica un procesador del controlador 300.

10 La FIGURA 4 ilustra un gráfico superior 400 y un gráfico inferior 401, en el que en la abscisa común 403 se indica la frecuencia, mientras que en la ordenada 405 del gráfico 400 se indica la magnitud y en la ordenada 407 del gráfico 401 se indica la fase. Así, las curvas 409 del gráfico 400 dibujan el curso de la magnitud del término  $1/(Z_{11}(s)Y(s))$ , mientras que el gráfico 400 indica la fase del término  $1/(Z_{11}(s)Y(s))$ . La curva 411 en el gráfico 400 ilustra la magnitud de  $V_g(s)$ , es decir, la ganancia compleja de la contribución de alimentación directa de voltaje (como se ilustra en la FIGURA 2 y  
15 etiquetada con la referencia 247).

En los gráficos 400 y 401 ilustrados en la FIGURA 4, se supone que un retraso entre la medición de la muestra de voltaje y la activación del conmutador controlable o la actualización del patrón de conmutación es de aproximadamente  $1000 \mu\text{s}$ , (curva 411, 413). Por el contrario, la curva 417 representa el caso, donde el retraso es mucho más corto, como se explica a continuación y asciende a aproximadamente  $500 \mu\text{s}$ .  
20

La impedancia de la red como se muestra en las curvas 409 y 410 está cambiando como resultado de una resonancia en el sistema eléctrico, la familia de curvas es el resultado de cambiar el número de turbinas conectadas a este sistema resonante. Sin embargo, esto es para un parque eólico específico, y esta resonancia específica. Si se considera el caso genérico, entonces la familia de curvas 409, 410 puede extenderse más a izquierda y derecha en el eje de frecuencia 403, por lo que terminaríamos con casi todas las permutaciones de ganancia y fase posibles dentro del rango de frecuencia de 100 Hz a 2kHz, por lo tanto, se tiene la intención de asegurar que la FASE de  $V_g(s)$  no caiga por debajo de 180 grados hasta arriba de 2kHz.  
25

30 En el gráfico 401 la curva 413 denota la fase de la ganancia compleja  $V_g(s)$ . En rangos o intervalos de la frecuencia, donde la curva 411 se entrecruza o es igual a una de las curvas 409 (que difieren debido a impedancias de la red potencialmente diferentes  $Z_{11}(s)$ ), y simultáneamente la curva 413 se cruza o es igual a 410, se espera una inestabilidad del controlador, ya que el denominador se convierte en cero. En particular, como se puede ver en la FIGURA 4 en un intervalo de frecuencia 415 de aproximadamente 500 Hz a 600 Hz, la curva 411 se cruza con una de las curvas 409 y también la curva 413 se cruza con una de las curvas 410, de tal manera que en este rango de frecuencia el proceso de control es inestable en un sistema convencional.  
35

La impedancia del reactor conducto de línea 123, 223 es de  $90^\circ$ . El sistema eléctrico pasivo ( $Z_{11}$ ) sólo tendrá una fase en el rango de  $+90^\circ$  a  $-90^\circ$ . Cuando existe una resonancia en el sistema eléctrico externo a la turbina, la fase de  $Z_{11}$  cambia de  $90^\circ$  a  $-90^\circ$ , por lo que el rango total de la fase  $\text{of}1/(Z_{11}(s)Y(s))$  estará dentro del rango de  $0 - 180^\circ$ .  
40

Por lo tanto, la intersección de las curvas 410 y 413 puede ocurrir en las frecuencias  $\geq 0,5/\text{retraso}$  (de modo que  $V_g(s)$  también tiene una fase entre  $180^\circ$  y  $0$ ). Esta condición se muestra en la FIGURA 4, (cuando el retraso en  $V_g(s)$  es de aproximadamente  $1000 \mu\text{s}$ ), como se indicó anteriormente.  
45

Por lo tanto, con el fin de mejorar la estabilidad del proceso de control, la fase de la ganancia compleja  $V_g(s)$  se cambia de tal manera que disminuye su pendiente en comparación con la pendiente de la curva 413. En particular, la curva 417 ilustra la fase de la ganancia compleja  $V_g(s)$  como se utiliza de acuerdo con una realización de la presente invención. En particular, la pendiente de la curva 417 es más pequeña que la pendiente de la curva 413. En particular, la disminución de la pendiente se debe al acortamiento de un retraso entre la medición de la muestra de voltaje y la activación del conmutador controlable 147 comprendido en el convertidor de CC-CA 119 ilustrado en la FIGURA 1.  
50

Si hay demasiado retraso en la ruta de alimentación de voltaje, ciertas combinaciones de impedancia de la red podrían dar lugar a una ganancia de bucle abierto infinito. Esto es altamente indeseable. La característica crítica es que la fase de  $V_g(s)$  no se reduce, para estar en el rango de  $0 - 180^\circ$ , dentro del rango crítico de frecuencias, típicamente en el rango de  $0 - 2,5 \text{ kHz}$  o a 'frecuencia de conmutación'. Por lo tanto, debe evitarse cualquier filtro de software aplicado a la muestra de voltaje 140, 240, como los filtros de muesca y los filtros de paso bajo, ya que causan cambios de fase no deseados dentro del término  $V_g(s)$ .  
55

La FIGURA 5 ilustra esquemáticamente un método de control de retroalimentación de avance rápido de acuerdo con una realización de la presente invención.

5 En una abscisa 501 se indica el tiempo. En la ordenada 502 se indican los estados de conmutación del conmutador controlable 147 ilustrado en la FIGURA 1, en donde las trazas 503, 505, 507 ilustran pulsos que se envían sucesivamente uno detrás del otro. Por ejemplo, los pulsos de la traza 503 tienen un ancho W1, los pulsos de la traza 505 tienen un ancho W2 y los pulsos de la traza 507 tienen un ancho W3. El intervalo de tiempo T indica el periodo de conmutación que, por ejemplo, puede ser de aproximadamente 0.4 ms, es decir, 50 veces menor que el periodo de red de 20 ms, si la frecuencia de la red es igual a 50 Hz.

10 En un primer punto en el tiempo 509 se mide una muestra de voltaje (como la muestra 140 o 240 ilustrada en las FIGURAS 1, 2) según lo indicado en el punto 511. En un segundo punto en el tiempo 513 que es un retraso  $t_c$  después del primer punto en el tiempo 509, se actualiza el patrón de conmutación, para la segunda mitad del PWM\_period, según el cual el conmutador controlable 147 ilustrado en la FIGURA 1 se actualiza en el controlador 100, 200 o 300. En particular, la actualización del patrón de conmutación se produce en el punto medio del periodo de conmutación T. Por lo tanto, el segundo punto en el tiempo 513 se organiza en el punto medio del periodo de conmutación T.

En el punto 511 solo se puede adquirir o medir un conjunto de 3 fases de muestras de voltaje.

20 Si el voltaje se toma en muestras lo más tarde posible en el periodo de PWM, como el esquema que se muestra en la FIGURA 5, a continuación, el retraso  $t_c$  se minimiza y la característica de fase de  $V_g(s)$  no dará lugar a una situación de ganancia infinita, como la fase de  $V_g(s) > 180^\circ$  hasta 2,5 kHz. Sin embargo, en un sistema práctico, no es necesario garantizar que la fase sea de  $> 180$  hasta 2,5 kHz, debido a la influencia de la trampa del filtro PWM a 2,5 kHz. Observe aquí que el voltaje se muestrea ahora una vez por medio periodo de PWM, como la corriente, y esto proporciona suficiente margen de estabilidad del término  $V_g(s)$ .

La FIGURA 6 ilustra esquemáticamente otra realización de una actualización de un patrón de conmutación de acuerdo con una encarnación de la presente invención. Otra realización se ilustra en la FIGURA 7.

30 En las abscisas 601, 701 se indica el tiempo. Las ordenadas 602, 702 indican trazas de conmutación o estados de encendido o apagado del conmutador controlable 147 ilustrado en la FIGURA 1. Por lo tanto, las trazas 603, 605, 607 representan un patrón de conmutación o al menos una porción de un patrón de conmutación según el cual se activa el conmutador controlable 147.

35 En contraste con la realización ilustrada en la FIGURA 5 en las realizaciones ilustradas en las FIGURAS 6 y 7 el voltaje de salida de CA o la versión filtrada del voltaje de salida de CA se mide en varios puntos de tiempo (como entre 2 y 500, en particular entre 5 y 50), en donde se mide una pluralidad de muestras comenzando en un punto en el tiempo 614 y 714, respectivamente para la FIGURA 6 y FIGURA 7.

40 En particular, en un intervalo de tiempo 615 desde el punto en el tiempo 614 hasta el segundo punto en el tiempo 609, que equivale al tiempo de conmutación T, se miden varias muestras de voltaje. A partir de las diversas muestras se determina un voltaje promedio. En el segundo punto en el tiempo 613 el patrón de conmutación se actualiza teniendo en cuenta el voltaje promediado. Por lo tanto, un retraso  $t_c$  entre el segundo punto en el tiempo 613 y el primer punto en el tiempo 609 es menor que el periodo de conmutación T.

45 De acuerdo con la realización ilustrada en la FIGURA 7 el punto en el tiempo 714 adicional está separado del primer punto en el tiempo 709 exactamente por la mitad del periodo de conmutación T. De nuevo, el patrón de conmutación se actualiza en el segundo punto en el tiempo 713, que es por el retraso  $t_c$  posterior al primer punto en el tiempo 709. Una vez más, el retraso  $t_c$  es menor que el periodo de conmutación T, en particular es aproximadamente 1/10 del periodo de conmutación T en la realización ejemplar ilustrada en la FIGURA 7.

50 El controlador de corriente modificado con alimentación rápida de voltaje se ilustra en la FIGURA 3 puede no ser inmune a la ondulación PWM introducida en el voltaje por este puente de red en particular, o fuentes de voltaje PWM adyacentes (externas a esta turbina). Por lo tanto, es posible identificar 2 características de la señal de alimentación directa de voltaje que se requieren, estas son:

55 Se requiere la retroalimentación de voltaje promedio durante un periodo PWM o  $\frac{1}{2}$  periodo PWM para evitar el solapamiento y otros voltajes armónicos de bajo orden no deseados que aparecen en el voltaje de salida PWM. El cambio de fase asociado con el retraso entre tomar el promedio de la retroalimentación de voltaje, realizar los cálculos de PWM y actualizar el patrón de encendido del puente, debe ser significativamente menor que un PWM\_period/2 para satisfacer las limitaciones de la ecuación 5, que la fase de la trayectoria de retroalimentación de alimentación directa de voltaje sea  $< 180^\circ$  para frecuencia de 0 - 2,5 kHz.

60 Para lograr estas limitaciones, puede sugerirse el esquema propuesto en la FIGURA 6, en el que el voltaje es muestreado múltiple y se toma una media durante el periodo PWM, y el retraso de cálculo entre el cálculo de este voltaje promedio y la actualización del siguiente periodo PWM se minimiza (a algo del orden de 20  $\mu s$ , o el 5 % del periodo PWM total T).

Cabe señalar que el término “comprender” no excluye otros elementos o pasos y “uno” o “una” no excluye una pluralidad. También se pueden combinar elementos descritos en asociación con diferentes realizaciones. También debe tenerse en cuenta que los signos de referencia en las reivindicaciones no deben interpretarse como una limitación del alcance de las reivindicaciones.

5

Lista de signos de referencia:

	100	controlador
	101	aerogenerador
10	103	eje de rotación
	105	aspa de rotor
	107	caja de engranajes
	109	generador
	111	terminal de salida del generador
15	113	Convertidor de CA-CA
	115	Convertidor de CA-CC
	117	Enlace CC
	119	Convertidor de CC-CA
	121	Terminal de salida del convertidor de CC-CA
20	123	inductor o reactor
	125	transformador
	127	punto de acoplamiento común
	129	red eléctrica
	131	filtro de modulación de ancho de pulso
25	133, 139	líneas eléctricas
	135, 141	terminales de entrada del controlador
	143	señal de control
	140	versión filtrada de voltaje de salida de CA
	247	ganancia compleja de la contribución de alimentación directa de voltaje
30	249	elemento de suma
	251	corriente de referencia
	253	ganancia compleja de la contribución de alimentación directa de corriente
	355	filtro Butterworth de segundo orden
	357	módulo de muestreo y promediación
35	358	valores promediados
	359	elemento de transformación
	361, 363	filtros
	369	Controlador PI
	370	elemento de multiplicación
40	371	módulo de transformación de respaldo
	343	señal de control
	400, 401	gráficos
	403	abscisa
	405, 407	ordenada
45	409, 410	curvas para diferentes impedancias de la red
	411	Magnitud de $V_g(s)$
	413	fase de $V_g(s)$ para retraso de 800 ms
	417	fase de $V_g(s)$ para un retraso de xxx
	503, 505, 507	trazas de pulso
50	w1, w2, w3	ancho o pulsos de las trazas de pulso
	509	primer punto en el tiempo
	513	segundo punto en el tiempo
	613, 713	punto adicional en el tiempo
	T	periodo de conmutación
55	tc	retraso

## REIVINDICACIONES

1. Un método para controlar un convertidor de CC-CA (119) para convertir un voltaje de entrada CC en un voltaje de salida CA con un periodo de red predeterminado, que comprende:
- 5 medir, en un primer punto en el tiempo (509), de una muestra de voltaje (140) de una versión filtrada del voltaje de salida de CA;  
determinar una señal de control (143) para un conmutador controlable (147) del convertidor de CC-CA (119) basado en la muestra de voltaje medida (140);  
10 ajustar, en un segundo punto en el tiempo (513), un estado de conducción del conmutador controlable (147) de acuerdo con la señal de control (143),  
donde la señal de control (143) es indicativa de un patrón de modulación de ancho de pulso (503, 505, 507) a través del periodo de la red, definiendo los múltiples pulsos de control, en los cuales los múltiples pulsos de control se suministran al conmutador controlable (147) sobre varios periodos de conmutación posteriores que abarcan un periodo de la red,  
15 donde el patrón según el cual se conmuta el conmutador controlable (147), se actualiza para la segunda mitad del periodo de conmutación,  
donde una diferencia de tiempo (tc) entre el segundo punto en el tiempo (513) y el primer punto en el tiempo (509) es menor que un periodo de conmutación (T) para conmutar periódicamente el conmutador controlable (147).
2. El método de conformidad con la reivindicación 1,  
20 donde la diferencia de tiempo (tc) es mayor que cero segundos, en particular entre 1 % y 50 %, en particular entre 2 % y 10 %, además en particular entre 3 % y 7 %, del periodo de conmutación.
3. El método de conformidad con la reivindicación 1 o 2,  
25 donde el periodo de red (Tgrid) es entre 10 y 500 veces, en particular entre 20 y 70 veces, en particular 50 veces, el periodo de conmutación (T).
4. El método de conformidad con cualquiera de las reivindicaciones anteriores,  
donde el periodo de conmutación (T) es entre 2000 micro segundos y 50 micro segundos, en particular entre 1000 micro segundos y 100 micro segundos, en particular 400 micro segundos.
- 30 5. El método de conformidad con la reivindicación anterior,  
donde las anchuras (W1, W2, W3) de los múltiples pulsos de control (503, 505, 507) se basan en la muestra de voltaje medida del voltaje de salida de CA filtrada,  
donde, en particular las anchuras (w1, w2, w3) de los múltiples pulsos de control (503, 505, 507) se basan además en una muestra de corriente medida procesada (336).
- 35 6. El método de conformidad con cualquiera de las reivindicaciones anteriores,  
comprende además  
40 medir, antes de (613) el primer punto en el tiempo (609), muestras de voltaje adicionales de voltajes de salida de CA filtrada anteriores en un rango de tiempo (615) y  
combinar, en particular, promediar, las diversas muestras de voltaje adicionales y la muestra de voltaje para obtener un voltaje combinado (358) del voltaje de salida de CA filtrada,  
45 donde la señal de control se basa en el voltaje combinado (358).
7. El método de conformidad con la reivindicación anterior,  
50 donde el intervalo de tiempo (615, 715) es entre 0,2 y 2,0 veces el periodo de conmutación (T), en particular igual a 0.5 veces el periodo de conmutación, en particular igual al periodo de conmutación.
8. El método de conformidad con cualquiera de las reivindicaciones anteriores,  
donde la medición se realiza en una ubicación (137) más allá de un inductor de filtro (123) conectado a una terminal de salida de CA (121) del convertidor de CC-CA (119), en donde el inductor de filtro (123), en particular en combinación con un filtro de modulación de ancho de pulso (131) conectado a la ubicación (137), proporciona la versión filtrada del voltaje de salida de CA.
- 55 9. El método de conformidad con cualquiera de las reivindicaciones anteriores,  
donde la muestra de voltaje de la versión filtrada del voltaje de salida de CA se filtra adicionalmente utilizando un filtro Butterworth (355), en particular un filtro Butterworth de segundo orden, en donde la señal de control se basa en la muestra de voltaje filtrada adicional.
- 60 10. El método de conformidad con cualquiera de las reivindicaciones anteriores, comprende además  
medir una muestra de corriente (136, 336) de una corriente de salida del convertidor de CC-CA, en donde la señal de control se basa además en la muestra de corriente.
- 65

11. El método de conformidad con la reivindicación anterior,

donde la muestra de corriente es una muestra de corriente trifásica, el método comprende además:

5 transformar (359) la muestra de corriente en un sistema de coordenadas DQ; y/o  
 aplicar un filtro de muesca (361) a la muestra de corriente y/o a la muestra de corriente transformada; y/o  
 formar una diferencia de corriente entre la muestra de corriente o la muestra de corriente transformada filtrada por muesca  
 y una corriente de referencia;  
 10 suministrar la diferencia de corriente a un controlador PI (369) que proporciona una salida de controlador; y/o  
 sumar la salida del controlador y un término obtenido de una inductancia del inductor del filtro y una frecuencia de red  
 para obtener una primera suma (372); y/o  
 basado en la primera suma, realizar una transformación (371) a una señal trifásica; y/o  
 sumar la muestra de voltaje (358) en una forma de muestra de voltaje trifásica, en particular la tensión media, y la señal  
 trifásica para obtener una segunda suma (343),  
 15 donde la señal de control se basa en particular en  
 la muestra de corriente transformada y/o  
 la muestra de corriente transformada filtrada por muesca y/o  
 la salida del controlador y/o  
 20 la primera suma y/o  
 la segunda suma.

12. Un controlador (100, 200, 300) para controlar un convertidor de CC-CA (119) para convertir un voltaje de entrada CC  
 en un voltaje de salida CA con un periodo de red predeterminado, el controlador comprende:

25 una terminal de entrada (141) para obtener una muestra de voltaje (140) de una versión filtrada del voltaje de salida de  
 CA medido en un primer punto en el tiempo (609);  
 un procesador (376) adaptado para determinar una señal de control (143) para un conmutador controlable (147) del  
 convertidor de CC-CA basado en la muestra de voltaje medida, en el que la señal de control (143) es indicativa de un  
 30 patrón de modulación de ancho de pulso (503, 505, 507) a lo largo del periodo de red, definiendo múltiples pulsos de  
 control, en donde los múltiples pulsos de control se suministran al conmutador controlable (147) sobre varios periodos de  
 conmutación posteriores que abarcan un periodo de la red,  
 donde el patrón según el cual se conmuta el conmutador controlable (147), se actualiza para la segunda mitad del periodo  
 de conmutación;  
 35 un circuito de control (374) adaptado para regular, en un segundo punto en el tiempo, un estado de conducción del  
 conmutador controlable basado en la señal de control,  
 donde una diferencia de tiempo ( $t_c$ ) entre el segundo punto en el tiempo (613) y el primer punto en el tiempo (609) es  
 menor que un periodo de conmutación ( $T$ ) para conmutar periódicamente el conmutador controlable.

40 13. Un aerogenerador (101) compuesto por un convertidor de CC-CA (119) y un controlador (100) de conformidad con la  
 reivindicación anterior, siendo el controlador para controlar el convertidor de CC-CA.

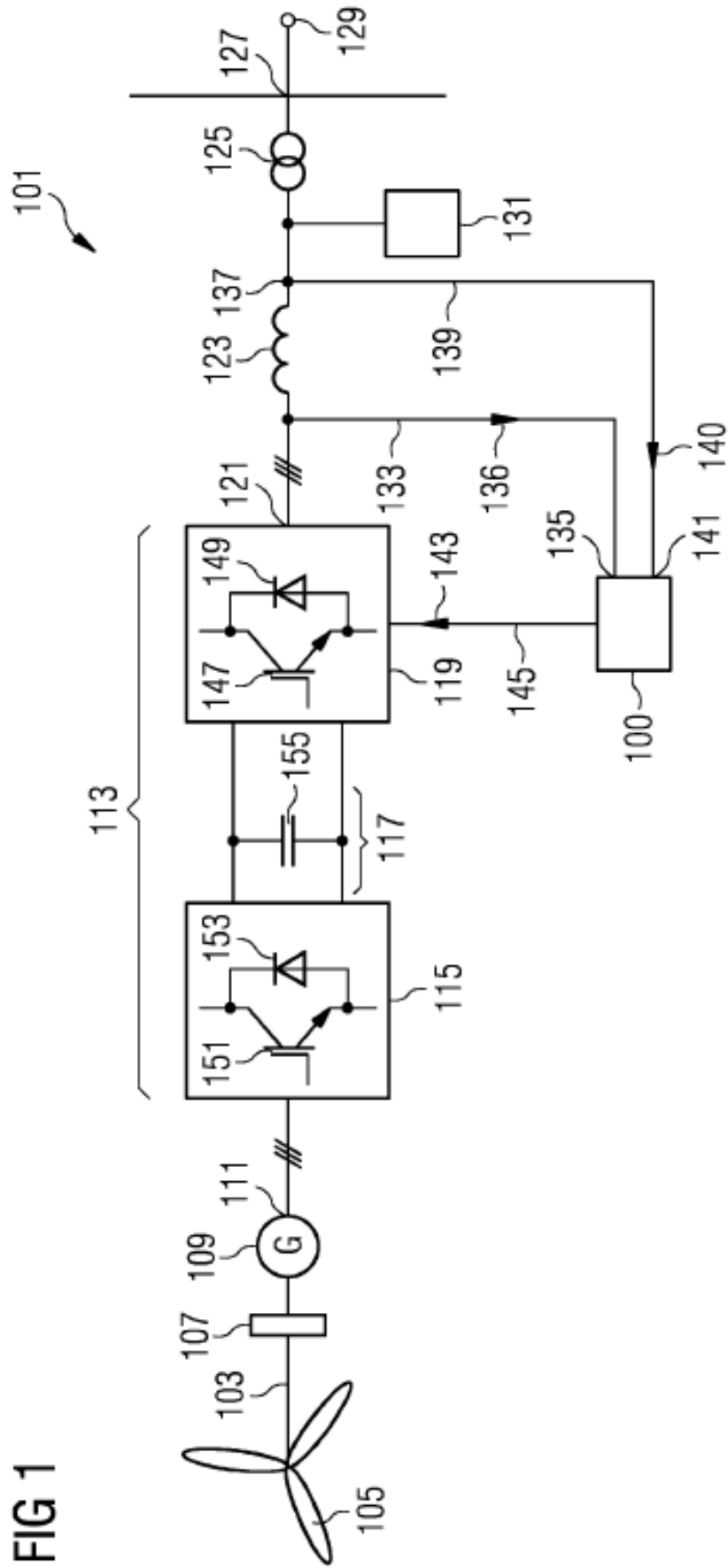
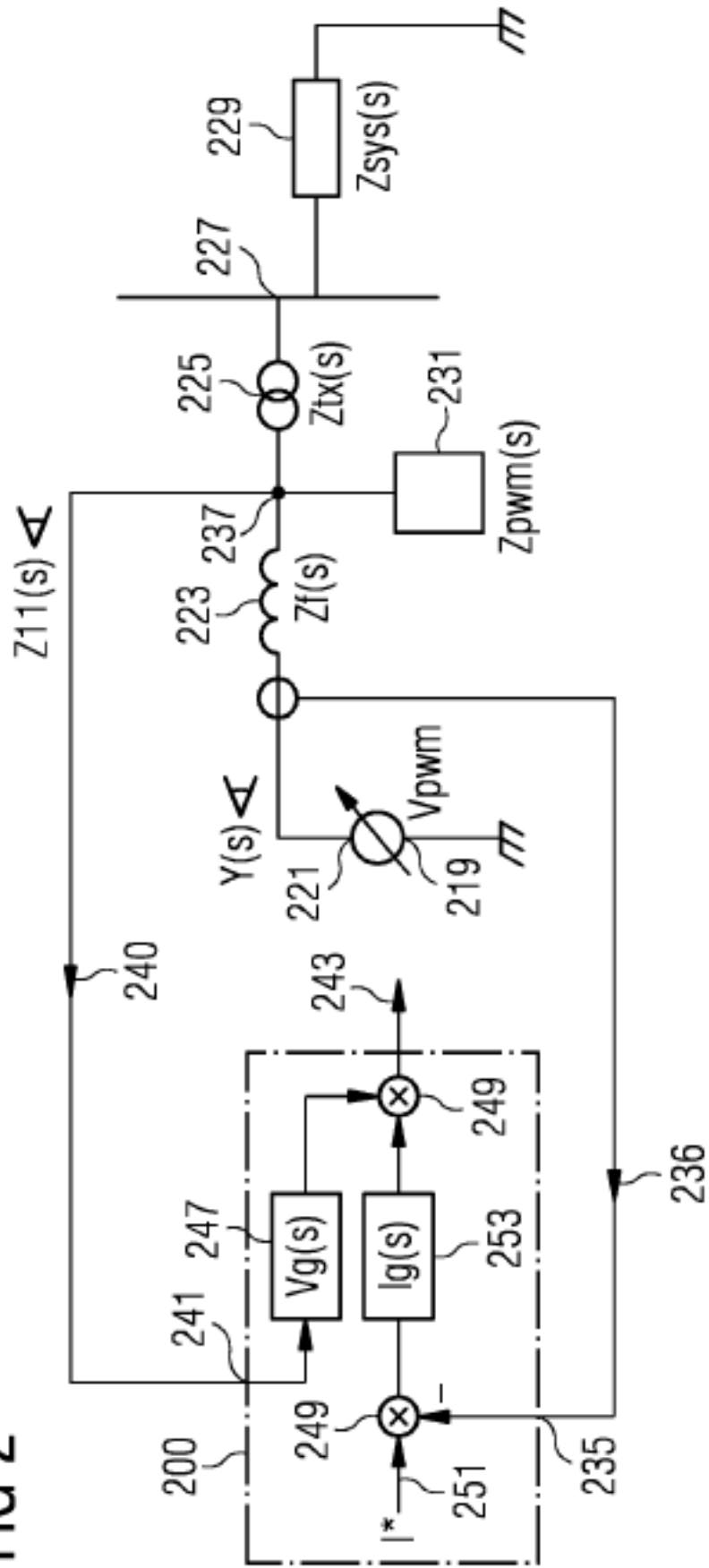


FIG 1

FIG 2



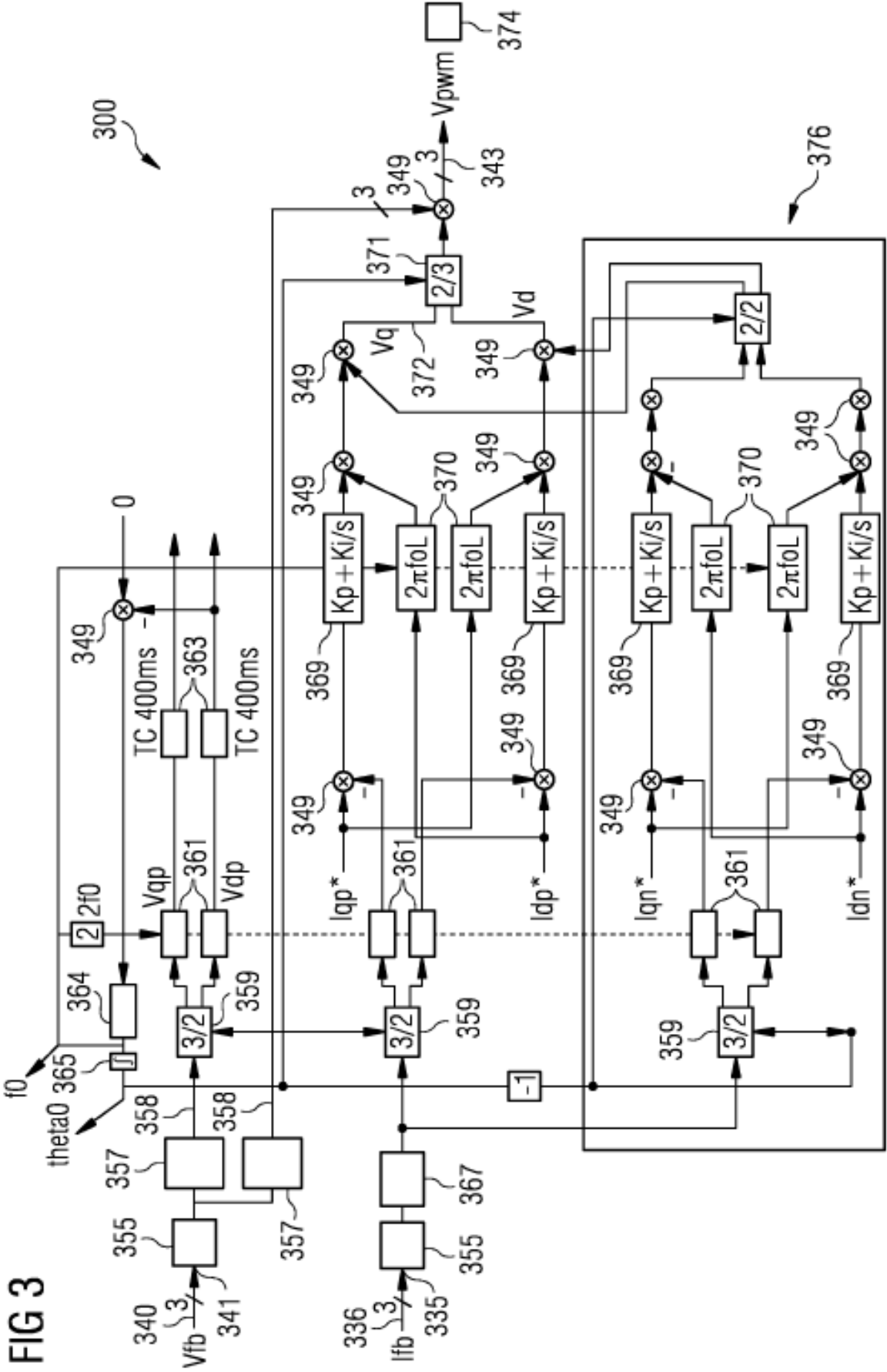


FIG 3

FIG 4

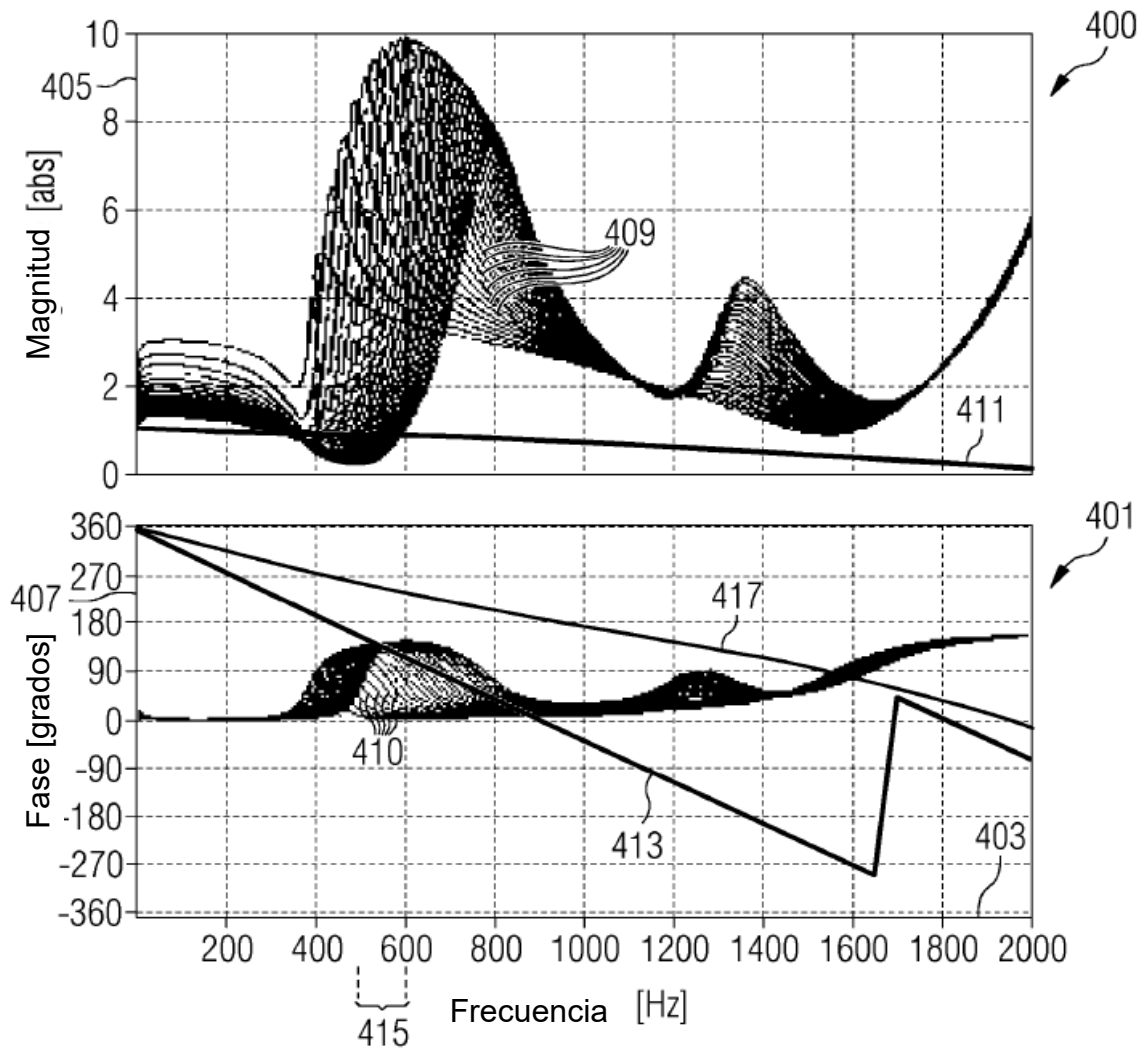


FIG 5

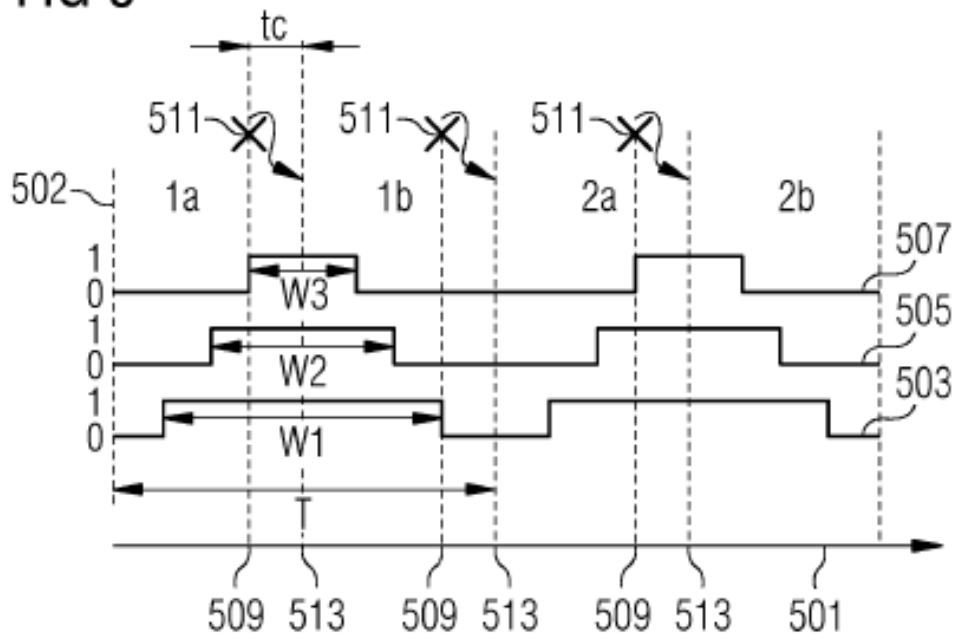


FIG 6

