

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 962 135**

51 Int. Cl.:

H05B 45/355 (2010.01)

H02M 1/42 (2007.01)

H02M 3/335 (2006.01)

H02M 7/217 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **01.02.2021 PCT/EP2021/052231**

87 Fecha y número de publicación internacional: **12.08.2021 WO21156162**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **01.02.2021 E 21701556 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **06.09.2023 EP 4101263**

54 Título: **Un inversor resonante y un método de conversión**

30 Prioridad:

04.02.2020 EP 20155438

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

15.03.2024

73 Titular/es:

**SIGNIFY HOLDING B.V. (100.0%)
High Tech Campus 48
5656 AE Eindhoven, NL**

72 Inventor/es:

ELFERICH, REINHOLD

74 Agente/Representante:

ISERN JARA, Jorge

ES 2 962 135 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

Un inversor resonante y un método de conversión

5 Campo de la invención

La presente invención se refiere al campo de los inversores resonantes y, en particular, a los inversores resonantes para su uso en un convertidor resonante.

10 Antecedentes de la invención

Son bien conocidos los convertidores resonantes que tienen un circuito resonante en serie o en paralelo. Por ejemplo, los convertidores LLC resonantes son bien conocidos por su uso en controladores LED. Dichos convertidores tienen la ventaja de que es posible un funcionamiento energéticamente eficiente con pérdidas de conmutación relativamente

15 bajas.

Un convertidor resonante se puede configurar u operar como una fuente de corriente constante o una fuente de voltaje constante. Se puede utilizar una fuente de corriente constante para controlar una disposición de LED directamente, permitiendo así un controlador de una sola etapa. Se pueden utilizar fuentes de voltaje constante, por ejemplo, para

20 módulos LED los cuales presentan una electrónica de control adicional, con el fin de garantizar una alimentación correspondiente a los LEDs con una corriente predeterminada, derivada del voltaje de salida proporcionado por la fuente de voltaje constante.

Un convertidor LLC comprende una disposición de conmutación (llamado conmutador inversor) para controlar la operación de conversión, y la conmutación se controla mediante retroalimentación o control anticipativo, con el fin de

25 generar la salida requerida.

Otra función implementada dentro de un convertidor de potencia el cual se suministra con alimentación de red (u otra CA) es la corrección del factor de potencia (PFC). El factor de potencia de un sistema de potencia eléctrica de CA se define como la relación entre la potencia real que fluye hacia la carga y la potencia aparente en el circuito. Un factor de potencia menor que uno significa que las formas de onda de voltaje y corriente no están en fase, lo que reduce el producto instantáneo de las dos formas de onda. La potencia real es la capacidad del circuito para realizar un trabajo en un tiempo determinado. La potencia aparente es el producto de la corriente y el voltaje del circuito. Debido a la energía almacenada en la carga y devuelta a la fuente, o debido a una carga no lineal que distorsiona la forma de onda de la corriente extraída de la fuente, la potencia aparente será mayor que la potencia real.

30 35

Si una fuente de alimentación funciona con un factor de potencia bajo, una carga extraerá más corriente para la misma cantidad de potencia útil transferida que para un factor de potencia más alto.

40 El factor de potencia se puede aumentar usando la corrección del factor de potencia. Para cargas lineales, esto puede implicar el uso de una red pasiva de condensadores o inductores. Las cargas no lineales normalmente requieren una corrección activa del factor de potencia para contrarrestar la distorsión y aumentar el factor de potencia.

El PFC pasivo acerca el factor de potencia del circuito de alimentación de CA a 1 suministrando potencia reactiva de signo opuesto, añadiendo condensadores o inductores que actúan para cancelar los efectos inductivos o capacitivos de la carga.

45

El PFC activo utiliza electrónica de potencia para cambiar la forma de onda de la corriente extraída por una carga para mejorar el factor de potencia. Los circuitos PFC activos pueden, por ejemplo, basarse en topologías de convertidores de modo conmutado reductor, elevador o reductor-elevador. La corrección activa del factor de potencia puede ser de una sola etapa o de múltiples etapas.

50

En el caso de una fuente de alimentación conmutada se inserta, por ejemplo, un convertidor elevador PFC entre el puente rectificador y el condensador acumulador de red. El convertidor elevador intenta mantener un voltaje de bus de CC constante en su salida a la vez que extrae una corriente que siempre está en fase y a la misma frecuencia que el voltaje de línea. Otro convertidor de modo conmutado dentro de la fuente de alimentación produce el voltaje o corriente de salida deseados a partir del bus de CC.

55

La corrección del factor de potencia se puede implementar en un circuito de corrección del factor de potencia dedicado (llamado preregulador), por ejemplo colocado entre la fuente de alimentación (red) y el convertidor de potencia de modo conmutado el cual luego acciona la carga. Esto forma un sistema de dos etapas, y esta es la configuración típica para aplicaciones LED de alta potencia (por ejemplo, más de 25 W).

60

En cambio, la corrección del factor de potencia puede integrarse en el convertidor de potencia de modo conmutado, el cual luego forma un sistema de una sola etapa. En este caso, hay un único tanque resonante y disposición de conmutación, el cual luego implementa tanto la corrección del factor de potencia como el control de la relación de

65

conversión entre la entrada y la salida con el fin de mantener la salida deseada (corriente en el caso de un controlador LED) entregado a la carga.

5 La corrección del factor de potencia activa normalmente implica proporcionar las formas de onda de voltaje y corriente de entrada a un controlador de modo que su ángulo de fase relativo pueda controlarse ajustando la carga.

10 En el documento US 2014/0091718 se ha propuesto utilizar un convertidor DC/DC LLC, precedido por un rectificador, como circuito PFC. El convertidor resonante LLC está controlado por frecuencia, para lo cual se utiliza un oscilador. El valor de control del sistema de control de retroalimentación es la frecuencia de conmutación del inversor. De hecho, los convertidores de potencia resonantes suelen estar controlados por retroalimentación utilizando la frecuencia de conmutación como valor de manipulación. El documento WO2017/167640 A1 divulga un convertidor PFC CA/CC que comprende un circuito resonante LLC.

15 También se conocen circuitos convertidores resonantes autooscilantes los cuales utilizan componentes internos para formar un tanque resonante. Más recientemente, se han propuesto esquemas de control con base en umbrales para superar los problemas de estabilidad del control relacionados con altas relaciones de ganancia de acuerdo como sea necesario, por ejemplo, para el convertidor LLC resonante que funciona como interfaz PFC. A continuación se utilizan valores de señal (por ejemplo niveles de voltaje los cuales aparecen en el circuito) para realizar operaciones de conmutación. Por ejemplo, el documento US 8729830 divulga el control de un convertidor CC/CC resonante de manera autooscilante, mediante el uso de detección de umbral de estados en el tanque resonante con el fin de determinar los tiempos de conmutación del inversor en lugar de emplear un oscilador y control de frecuencia.

20 Sin embargo, estos enfoques con base en umbrales se vuelven poco prácticos en frecuencias más altas, por ejemplo, por encima de 0.5 MHz, principalmente debido a los esfuerzos necesarios para compensar los retrasos y las imprecisiones resultantes de la detección del umbral, así como del ruido.

25 Por lo tanto, existe un deseo continuo de mejorar el funcionamiento de los convertidores resonantes y, en particular, de mejorar el factor de potencia de un convertidor resonante cuando actúa como un circuito de corrección del factor de potencia (PFC).

30 Resumen de la invención

La invención está definida por las reivindicaciones.

35 De acuerdo con ejemplos en concordancia con un aspecto de la invención, se proporciona un inversor resonante, que comprende:

un nodo de entrada para recibir una entrada para conversión;

40 una red de conmutación, conectada al nodo de entrada, que comprende al menos un primer y un segundo conmutador, en donde la red de conmutación está controlada por una señal de conmutación, y en donde una salida de la red de conmutación se define en un nodo ubicado entre el primer y segundo conmutadores,

45 en donde la red de conmutación está adaptada para proporcionar una señal de retroalimentación que comprende una señal de fase que representa la fase de la señal de conmutación;

50 un circuito de tanque resonante acoplado a la salida de la red de conmutación, en donde el circuito de tanque resonante está adaptado para proporcionar una señal de retroalimentación que comprende un voltaje de resonancia a través de un elemento de circuito del circuito de tanque resonante; una unidad de configuración de corriente, para configurar una corriente de referencia que se extraerá del nodo de entrada;

una unidad de ajuste de fase, para ajustar una fase de referencia, con base en la corriente de referencia; y

55 un circuito de control de fase para generar la señal de conmutación para la red de conmutación, con base en una diferencia de fase entre el voltaje de resonancia y la señal de fase y con base en la fase de referencia.

60 Este inversor resonante emplea un esquema de modulación de fase como esquema de control para la red de conmutación de un inversor resonante. Este enfoque es adecuado, por ejemplo, para el funcionamiento en todas las frecuencias, incluido el funcionamiento en alta y muy alta frecuencia de convertidores resonantes, por ejemplo hasta decenas de MHz. Se mide una diferencia de fase, se controla la fase entre el voltaje del inversor y una señal de tanque resonante (por ejemplo, un voltaje de capacitor resonante) para seguir una referencia de fase. La señal de fase a medir es mucho menos sensible al ruido que las señales de umbral. El inversor se puede implementar con circuitos integrados de bajo coste (por ejemplo, memorias intermedias de reloj, circuitos demoduladores de modulación de frecuencia) con solo un pequeño requisito de circuitos externos adicionales.

65

El inversor se puede utilizar como parte de un convertidor CA/CC con corrección del factor de potencia o como parte de un convertidor CC/CC.

5 El circuito de control de fase comprende, por ejemplo, un circuito de bloqueo de fase. Esto proporciona un enfoque de control de fase simple y de bajo coste. El circuito de control de fase, por ejemplo, comprende un detector de fase para detectar una diferencia de fase entre el voltaje resonante y la señal de fase.

El circuito de control de fase puede comprender:

10 un filtro de circuito para filtrar una diferencia entre la señal de diferencia de fase y la fase de referencia; y
un oscilador controlado por voltaje accionado por la salida del filtro de circuito.

15 El filtro de circuito puede ser, por ejemplo, un filtro PID.

En un ejemplo, el tanque resonante comprende un circuito LLC. Sin embargo, pueden implementarse otros convertidores resonantes tales como LCC u otros convertidores resonantes.

20 Para el ejemplo de un circuito LLC, el voltaje de resonancia puede ser el voltaje a través de un capacitor del circuito LLC. La señal de retroalimentación dependerá del tipo de convertidor resonante. Por ejemplo, para un convertidor LCC, el voltaje a través del condensador resonante en serie se puede utilizar de la misma manera que para el convertidor LLC.

25 La señal de fase es, por ejemplo, un voltaje a través del primer o segundo conmutador.

Como se mencionó anteriormente, el inversor resonante de la invención es de particular interés para el funcionamiento de alta frecuencia. Por ejemplo, la frecuencia de la señal de conmutación puede ser de al menos 0.5 MHz.

30 El circuito de tanque resonante está adaptado, por ejemplo, para proporcionar una señal de retroalimentación adicional que comprende un voltaje de salida, y la unidad de ajuste de corriente es para configurar la corriente de referencia con base al menos en el voltaje de salida. Esto permite el control de retroalimentación del voltaje de salida (por ejemplo, de un convertidor CC/CC), o permite la corrección del factor de potencia teniendo en cuenta la forma del voltaje de salida.

35 El inversor resonante puede adaptarse además para proporcionar una señal de retroalimentación adicional que comprende una corriente de entrada extraída del nodo de entrada, y la unidad de ajuste de fase es para configurar la fase de referencia con base en la corriente de entrada y la corriente de referencia. Esto permite el control de retroalimentación de la corriente de salida (por ejemplo, de un convertidor CC/CC), o también puede formar parte de una función de corrección del factor de potencia.

40 Los conmutadores primero y segundo forman, por ejemplo, un inversor de medio puente.

La invención también proporciona un convertidor PFC CA/CC que comprende:

45 una entrada de CA;

un rectificador, en donde la entrada de CA está acoplada a una entrada del rectificador; y

50 un convertidor como se ha definido anteriormente, que tiene como entrada una salida del rectificador.

La invención también proporciona un aparato que comprende:

el inversor como se definió anteriormente; y

55 una carga con la corriente del inversor, como por ejemplo una disposición de LED de uno o más LEDs.

La disposición de LED puede estar prevista, por ejemplo, después de otra etapa de salida para adaptar la salida del convertidor a la disposición de LED.

60 La invención también proporciona un método de conversión que comprende:

recibir una entrada para la conversión;

65 controlar una red de conmutación usando una señal de conmutación, comprendiendo la red de conmutación al menos un primer y segundo conmutador con una salida de red de conmutación definida en un nodo situado entre el primer y segundo conmutador;

proporcionar una señal de retroalimentación a partir de la red de conmutación que comprende una señal de fase que representa la fase de la señal de conmutación;

5 proporcionar la salida de la red de conmutación a un circuito de tanque resonante;

proporcionar una señal de retroalimentación a partir del circuito de tanque resonante que comprende un voltaje resonante a través de un elemento del circuito de tanque resonante;

10 configurar una corriente de referencia que se extraerá del nodo de entrada;

configurar una fase de referencia, con base en la corriente de referencia; y

15 generar la señal de conmutación para la red de conmutación, con base en una diferencia de fase entre el voltaje resonante y la señal de fase, y con base en la fase de referencia.

El método puede comprender además:

20 proporcionar una señal de retroalimentación adicional que comprende una corriente de entrada extraída del nodo de entrada, y en donde el establecimiento de la fase de referencia se basa en la corriente de entrada y la corriente de referencia; y/o

25 proporcionar una señal de retroalimentación adicional que comprende un voltaje de salida, y en donde el ajuste de la corriente de referencia se basa al menos en el voltaje de salida.

La invención también proporciona un método de activación de LED que comprende rectificar una entrada de CA, y proporcionar conversión usando el método definido anteriormente para implementar la corrección del factor de potencia, y controlar una carga de LED con base en el voltaje de CC convertido.

30 Estos y otros aspectos de la invención serán evidentes y dilucidados con referencia a la(s) realización(es) que se describe(n) a continuación.

Breve descripción de los dibujos

35 Para una mejor comprensión de la invención, y para mostrar más claramente cómo se puede llevar a cabo, ahora se hará referencia, sólo a modo de ejemplo, a los dibujos adjuntos, en los cuales:

la Figura 1 muestra un ejemplo de un convertidor CA/CC resonante;

40 la Figura 2 muestra un ejemplo conocido de control de frecuencia de oscilador;

la Figura 3 muestra un ejemplo conocido de control de umbral;

45 la Figura 4 muestra un primer ejemplo de un circuito de acuerdo con la invención;

la Figura 5 muestra una primera modificación de la Figura 4;

la Figura 6 muestra la relación conocida entre diferencia de fase y corriente;

50 la Figura 7 muestra una segunda modificación de la Figura 4; y

la Figura 8 muestra una tercera modificación de la Figura 4 para un convertidor cc-cc.

Descripción detallada de las realizaciones

55 La invención se describirá con referencia a las Figuras.

60 Debe entenderse que la descripción detallada y los ejemplos específicos, si bien indican realizaciones de ejemplo del aparato, sistemas y métodos, están destinados a fines ilustrativos únicamente y no pretenden limitar el alcance de la invención. Estas y otras características, aspectos y ventajas del aparato, sistemas y métodos de la presente invención se entenderán mejor a partir de la siguiente descripción, las reivindicaciones adjuntas y los dibujos adjuntos. Debe entenderse que las Figuras son meramente esquemáticas y no están dibujadas a escala. También debe entenderse que se utilizan los mismos números de referencia en todas las Figuras para indicar partes iguales o similares.

65 La invención proporciona un inversor resonante que tiene una red de conmutación a partir de la cual se proporciona una señal de fase que representa la fase de la señal de conmutación. Un circuito de tanque resonante está acoplado

a la primera salida de la red de conmutación y proporciona una señal de retroalimentación de un voltaje de resonancia a través de un elemento de circuito del circuito de tanque resonante. Se configura una corriente de referencia que se extraerá del nodo de entrada y se configura una fase de referencia con base en la corriente de referencia. La señal de conmutación para la red de conmutación se controla con base en una diferencia de fase entre el voltaje de resonancia y la señal de fase, y con base en la fase de referencia. Este inversor resonante emplea así un esquema de modulación de fase como esquema de control para la red de conmutación de un inversor resonante. Este enfoque es adecuado para el funcionamiento de alta y muy alta frecuencia de convertidores resonantes, por ejemplo hasta decenas de MHz.

En la Figura 1 se muestra un ejemplo de un convertidor resonante de CA/CC. El circuito resonante LLC forma una etapa de PFC y, por lo tanto, puede usarse como prerregulador de PFC al tener un voltaje de salida controlado. También podría usarse como controlador LED de una sola etapa al tener una corriente de salida controlada.

El circuito comprende una entrada 10 de red la cual está seguida de un puente 12 rectificador (que tiene, por ejemplo, un condensador de filtrado en su salida).

El convertidor comprende un circuito 16 del lado primario y un lado 18 secundario. Puede haber aislamiento eléctrico entre el circuito 16 del lado primario y el lado 18 secundario. Se proporciona un transformador que comprende una bobina 20 primaria y una bobina 22 secundaria por el aislamiento. La bobina 20 primaria tiene una inductancia magnetizante que también actúa como una de las inductancias de un circuito resonante LLC en serie. El circuito resonante LLC, por ejemplo, tiene una segunda inductancia (de modo que la bobina 20 representa dos inductores), y una capacitancia (formada por dos condensadores 26 y 27 en este ejemplo).

En un circuito LLC, las inductancias y el condensador pueden estar en cualquier orden en serie. El inductor puede comprender componentes discretos o puede implementarse como inductancias de fuga del transformador.

El circuito 16 del lado primario comprende un medio puente que tiene un primer conmutador 28 de alimentación y un segundo conmutador 30 de alimentación. El primer conmutador y el segundo conmutador pueden ser idénticos, y el medio puente puede tener la forma de un medio puente simétrico. (con ciclo de trabajo simétrico). Sin embargo, la invención no se limita a un ciclo de trabajo simétrico. Estos conmutadores pueden tener la forma de transistores de efecto de campo. El circuito LLC resonante está conectado a un nodo entre los dos conmutadores.

Cada conmutador tiene su sincronización de operación controlada por su respectivo voltaje de puerta GS0 y GS1 entregado por un controlador 32. La retroalimentación se usa para determinar la sincronización del control de los conmutadores 28, 30.

Durante el funcionamiento del convertidor, el controlador 32 controla los conmutadores, a una frecuencia particular y de manera complementaria. Los dos voltajes de puerta pueden derivarse de una sola señal de control de puerta GS.

En resumen, el circuito que se muestra en la Figura 1 es, por lo tanto, un convertidor de una etapa PFC de CA/CC, que comprende una entrada 10 de CA, un rectificador 12, un inversor de medio puente que comprende un conmutador del lado alto (el primer conmutador 28 de alimentación) y un conmutador del lado bajo (el segundo conmutador 30 de alimentación), en donde se define una salida a partir de un nodo entre los conmutadores. El circuito LLC autooscilante está acoplado a la salida. El controlador se utiliza para generar la señal de accionamiento de puerta GS para controlar la conmutación de los conmutadores del lado alto y del lado bajo. Una señal de accionamiento de puerta alta enciende un conmutador y apaga el otro y una señal de accionamiento de puerta baja apaga un conmutador y enciende el otro.

En un enfoque conocido, el circuito 16 del lado primario detecta una variable la cual indica un valor promedio en el tiempo de una corriente que fluye en el circuito, por ejemplo a través del primer o segundo conmutador. La información sobre la carga se obtiene a partir de la corriente medida en el circuito del lado primario. La corriente medida puede tener una relación directa con la carga.

El lado 18 secundario tiene un rectificador 34 el cual está conectado con la corriente de la bobina 22 secundaria. El rectificador puede ser un rectificador de puente completo (por ejemplo, un puente de diodos) y se puede usar una sola bobina secundaria, la cual se acopla en sus extremos al circuito rectificador. En lugar de ello, un centro de la bobina 22 secundaria puede estar acoplado a una salida del circuito del lado secundario. Los extremos de la bobina 22 secundaria pueden entonces acoplarse a la salida mediante un rectificador de medio puente con sólo dos diodos.

Un condensador 36 de almacenamiento está conectado entre las salidas del rectificador a través del cual se suministra el voltaje de salida v_o . La carga LED u otra etapa de salida se conecta a la salida, ya sea directamente o mediante otro circuito de salida. Una carga de LED puede comprender un LED o una pluralidad de LEDs o un diodo LÁSER o una pluralidad de diodos LÁSER.

Se requiere un esquema de control para accionar los conmutadores 28, 30 en sus estados de encendido y apagado de tal manera que el voltaje o corriente de salida se regule a un cierto valor o rango de valores deseado y para que un circuito PFC también implemente corrección de factor de potencia.

5 Con el fin de aprovechar mejor el tren motriz y lograr la máxima eficiencia, se desea operar el convertidor simétricamente (al menos a plena carga) y cargar el transformador y el rectificador en el lado secundario por igual. En el caso de un transformador con devanados de salida con toma central que son simétricos en términos de relaciones de espiras y fugas, se puede garantizar la simetría del lado secundario si el ciclo de trabajo del medio puente (es decir, su nodo conmutador) se mantiene al 50%.

El control del convertidor tiene como objetivo mantener un voltaje de salida v_o dado y hacer que una corriente de red i_m sea proporcional al voltaje de red v_m . Se han descrito diversas formas de abordar este enfoque.

10 Control directo de frecuencia

El enfoque estándar para controlar convertidores resonantes utiliza la frecuencia de conmutación (es decir, la frecuencia del oscilador) como la variable de manipulación inmediata del sistema de retroalimentación que controla, por ejemplo, la corriente de entrada del convertidor.

15 La Figura 2 muestra un ejemplo de control de frecuencia del oscilador, con el convertidor resonante de la Figura 1 como una sola unidad 40, y la figura muestra el circuito para generar la señal de puerta GS.

20 El voltaje de salida v_o se proporciona a una unidad 42 de ajuste de corriente, la cual convierte el voltaje de salida en una corriente de entrada de referencia i_{m_ref} . La corriente de entrada de referencia también se basa en el voltaje de entrada de la red (v_m en la Figura 1), lo cual da la forma que debe seguir la corriente para generar un factor de potencia unitario. La corriente de entrada de referencia se compara con una corriente de entrada medida i_m y la diferencia se filtra mediante el filtro 44 de circuito. La salida del filtro de circuito controla el oscilador controlado por voltaje VCO 46, el cual a su vez genera la señal de puerta GS.

25 Por lo tanto, la corriente se utiliza como parámetro de control de retroalimentación, con la corriente objetivo establecida con base en el voltaje de salida deseado.

30 Un problema con este enfoque es que es difícil impedir inestabilidades de control si el convertidor debe hacer frente a relaciones de ganancia relativamente grandes (es decir, la variación de la relación de voltaje de salida a entrada es grande). Estas inestabilidades son causadas por la pendiente muy variable de la ganancia de voltaje versus la característica de frecuencia, como es típico de los convertidores resonantes.

35 Como ejemplo, para un convertidor LLC en una aplicación PFC, el problema es más pronunciado cuanto más cerca está funcionando el convertidor del cero de la red eléctrica, el cual sin embargo es necesario para generar un factor de potencia alto en términos de una distorsión armónica total baja.

Control de umbral

40 Hay diversos esquemas de control de umbral que hacen uso de la situación en la cual una variable de estado del convertidor (por ejemplo, el voltaje del condensador del tanque resonante v_C) en el instante de conmutación del inversor está relacionada linealmente con la energía convertida por ciclo de conmutación.

45 La Figura 3 muestra un ejemplo de control de umbral, nuevamente con el convertidor resonante de la Figura 1 representado como una sola unidad 40, y la figura muestra el circuito para generar la señal de puerta GS.

La variable de estado del convertidor es el voltaje del condensador v_C y se proporciona a una unidad 50 de control.

50 El voltaje de salida v_o se convierte nuevamente en corriente objetivo i_{m_ref} en la unidad 42 y esto a su vez se convierte en un valor objetivo para la variable de estado del convertidor, el voltaje del capacitor en este ejemplo. El objetivo se muestra como v_{CTH_ref} . Esto tiene lugar en la unidad 52.

Puede haber o no una ruta de retroalimentación actual para el i_m actual, como se indica con una línea discontinua.

55 Control de umbral directo

En este caso, el inversor se conmuta en respuesta directa a una detección de umbral. Este esquema no requiere un oscilador y se denomina "autooscilante". El documento US 8729830 proporciona un ejemplo.

60 Las inestabilidades del control de frecuencia pueden superarse mediante este esquema ya que controla directamente la energía de conversión. Sin embargo, la detección del umbral es susceptible a ruidos los cuales pueden provocar una interrupción abrupta de la (auto)oscilación.

65 Control de umbral en cascada

El control de umbral se puede conectar en cascada añadiendo un circuito interno adicional. En tal caso, el inversor es accionado nuevamente por un oscilador el cual a su vez es manipulado por el control de umbral.

5 El problema del ruido se supera debido a la (re)introducción de un oscilador, pero se mantiene el enfoque de control directo de potencia relacionado con el control de umbral. Sin embargo, la detección de umbral confiable requiere esfuerzos de circuito considerables (en términos de coste, tamaño y complejidad) y ya no es práctico en frecuencias más altas por encima de aproximadamente 0.5 MHz.

10 La Figura 4 muestra un primer ejemplo de un circuito de acuerdo con la invención. El convertidor resonante de la Figura 1 se muestra nuevamente como una sola unidad 40, y la figura muestra el circuito para generar la señal de puerta GS.

La variable de control es una señal de desfase phi.

15 El voltaje de salida v_o se usa nuevamente (en combinación con el voltaje de entrada) para generar una corriente objetivo im_ref en una unidad 42 de ajuste de corriente y esto a su vez se convierte en un valor objetivo para la diferencia de fase, es decir, desfase, phi_ref . Esto tiene lugar en una unidad 60 de ajuste de fase.

20 Un circuito 62 de control de fase genera la diferencia de fase de retroalimentación, es decir, desfase, señal phi.

La red de conmutación dentro del convertidor 40 resonante proporciona una señal de retroalimentación v_y la cual es una señal de fase que representa la fase de la señal de conmutación.

25 El tanque resonante del convertidor 40 resonante proporciona una señal de retroalimentación adicional que comprende un voltaje de resonancia v_C a través de un elemento de circuito del circuito del tanque resonante. Además, en este ejemplo se proporciona el voltaje de salida v_o como una señal de retroalimentación adicional.

30 La unidad 42 de ajuste de corriente configura una corriente de referencia que se extraerá del nodo de entrada, en este ejemplo con base en el voltaje de salida v_o y el voltaje de entrada v_m . La unidad 60 de ajuste de fase ajusta la diferencia de fase de referencia (es decir, el desfase de referencia) phi_ref , con base en la corriente de referencia im_ref .

35 El circuito 62 de control de fase tiene un detector 64 de fase que detecta una diferencia de fase entre el voltaje de resonancia v_C y la señal de fase v_y . La diferencia de fase se compara con la diferencia de fase de referencia phi_ref y de la diferencia se deriva un error de fase phi_err .

Este error de fase se aplica a un filtro 66 de circuito y la salida del filtro de circuito activa un VCO 68 para derivar la señal de puerta GS.

40 Por lo tanto, el inversor resonante emplea un esquema de modulación de fase como esquema de control para la red de conmutación del inversor resonante. Este enfoque es adecuado para el funcionamiento de alta y muy alta frecuencia de convertidores resonantes, por ejemplo hasta decenas de MHz. La señal de diferencia de fase medida es mucho menos sensible al ruido que las señales de umbral.

45 El circuito de la Figura 4 puede generar un factor de potencia alto sin utilizar una medición de corriente de red. La relación conocida entre la corriente de red y la fase se puede utilizar para impedir la medición de la corriente de red. El circuito controla en un circuito cerrado el desfase phi entre la variable de estado del tanque resonante (v_C en este ejemplo) y un voltaje relacionado con el estado de conmutación del inversor v_y .

50 En el ejemplo de la Figura 4, la variable de estado es el voltaje del capacitor resonante v_C y el voltaje v_y es el voltaje a través del conmutador superior del inversor. En el caso de un inversor de puente completo (es decir, se emplea un segundo inversor de medio puente), v_y puede ser el voltaje a través del conmutador inferior del segundo medio puente.

55 Alternativamente, la señal de activación de puerta GS0 se puede utilizar como señal de referencia para procesar el desfase phi.

Los voltajes se pueden medir a través de divisores capacitivos y el detector de fase tiene preferiblemente entradas de polarización automática, lo cual ayuda a afrontar mejor las amplitudes variables de las dos señales medidas.

60 Si la corriente de entrada im es demasiado alta, esto se traduce en un desfase de referencia phi más bajo, lo cual a su vez daría como resultado un voltaje de entrada VCO más alto, lo que significa una potencia de conversión más baja y, por lo tanto, una corriente más baja (y viceversa).

65 La Figura 5 muestra una modificación de la Figura 4, en la cual la diferencia de fase phi se convierte en un valor de corriente de entrada im^* mediante la unidad 70. Los componentes repetidos de la Figura 4 no se describen.

La etapa de sustracción del control de retroalimentación es entonces entre la corriente de referencia i_{m_ref} y el valor de corriente de entrada i_{m^*} . Entonces se produce un error de corriente de entrada i_{m_err} . Se convierte en un error de diferencia de fase ϕ_{i_err} en la unidad 72.

5 En la Figura 5, la relación de corriente de red y fase se aplica inversamente para generar una corriente de red i_{m^*} modelada (u observada) en lugar de una realmente medida. El error de corriente resultante es proporcional al error de fase y se controla de la misma manera que en la Figura 4.

10 Como se explicó anteriormente, los ejemplos de las Figuras 4 y 5 impiden la necesidad de medir la corriente de la red, con base en una relación conocida entre la diferencia de fase (desfase) y la corriente. La Figura 6 muestra esta relación para un ejemplo de convertidor resonante. La linealidad relativa que se muestra entre la corriente de red i_m y el desfase ϕ_i aún permite alcanzar un factor de potencia elevado, por ejemplo superior a 0.9.

15 La Figura 7 muestra un diseño alternativo, que se muestra como una modificación alternativa a la Figura 4, en la cual se mide la corriente de red.

Los componentes repetidos de la Figura 4 no se describen.

20 La señal de medición de corriente de red i_m se resta de la corriente de referencia i_m en la salida de la unidad 42 de ajuste de corriente. Esto da como resultado un error de corriente i_{m_err} el cual se proporciona a un circuito de control adicional en la forma del filtro 80 de circuito. Genera la diferencia de fase de referencia ϕ_{i_ref} , la cual luego se procesa de la misma manera que en la Figura 4.

25 La diferencia de fase sigue siendo el parámetro de control de retroalimentación interna, por lo tanto, existe un circuito de control de fase (interno).

30 La Figura 8 muestra un convertidor cc-cc (por lo tanto, sin función PFC) que controla su corriente de salida i_o . El circuito de control de corriente interno no cambia en comparación con la Figura 7. La modulación de la corriente de referencia i_o_ref con base en el voltaje de salida se elimina (es decir, la unidad 42 de la Figura 7), ya que el convertidor ya no implementa la corrección del factor de potencia. Este circuito se puede utilizar, por ejemplo, como etapa de salida aislada de un controlador de LED. En cambio, se puede utilizar el mismo circuito de control interno para controlar el voltaje de salida.

35 A modo de ejemplo, se puede utilizar un circuito oscilador controlado por voltaje HC4046 como circuito 62 de control de fase (que incluye el detector de fase y el VCO, y al cual se puede conectar el filtro de circuito). Este circuito genera una señal proporcional al desfase.

40 Este tipo de IC detector de fase está diseñado, por ejemplo, para controlar que la diferencia de fase entre las entradas sea cero. Sin embargo, dichos circuitos también se pueden utilizar para controlar la diferencia de fase para exhibir cualquier valor de referencia determinado. El circuito comprende entradas de polarización automática (SIG_IN y COMP_IN), así como un comparador de fase y un VCO. Está diseñado para permitir la adición de un filtro de circuito, así como para formar la diferencia de error de control con un desfase de referencia. Dichos circuitos están disponibles para diversos rangos de frecuencia hasta decenas de MHz.

45 En cambio, el detector de fase puede realizarse, por ejemplo, mediante un detector EXOR, un detector de fase y frecuencia activado por flanco positivo o un detector de fase secuencial activado por flanco positivo. El detector de fase y el VCO también pueden realizarse mediante circuitos discretos (no integrados).

50 Los retrasos en el control, tales como los relacionados con la detección, el acondicionamiento de señal o la activación de la puerta, son casi constantes en el tiempo y pueden compensarse fácilmente. Estos retrasos, por ejemplo, introducen un desplazamiento en la relación que se muestra en la Figura 6, es decir, la curva luego se desplaza hacia arriba o hacia abajo dependiendo de los retrasos generales de ambas entradas del detector de fase.

55 Los expertos en la técnica pueden comprender y efectuar variaciones a las realizaciones descritas al poner en práctica la invención reivindicada, a partir de un estudio de los dibujos, la divulgación y las reivindicaciones adjuntas. En las reivindicaciones, la palabra "que comprende" no excluye otros elementos o etapas, y el artículo indefinido "un" o "una" no excluye una pluralidad.

60 Un solo procesador u otra unidad puede cumplir las funciones de diversos elementos enumerados en las reivindicaciones.

Si el término "adaptado a" se utiliza en las reivindicaciones o descripción, se observa que el término "adaptado a" pretende ser equivalente al término "configurado a".

65 Cualquier signo de referencia en las reivindicaciones no debe interpretarse como limitativo del alcance.

REIVINDICACIONES

1. Un inversor resonante, que comprende:

5 un nodo de entrada para recibir una entrada (V_m) para conversión;

una red de conmutación, conectada al nodo de entrada, que comprende al menos un primer y un segundo conmutador (28, 30), en donde la red de conmutación está controlada por una señal de conmutación, y en donde una salida de la red de conmutación se define en un nodo ubicado entre el primer y segundos conmutadores, en donde la red de conmutador está adaptada para proporcionar una señal de retroalimentación que comprende una señal de fase (v_y) que representa la fase de la señal de conmutación; y caracterizado porque comprende:

10

un circuito de tanque resonante acoplado a la salida de la red de conmutación, en donde el circuito de tanque resonante está adaptado para proporcionar una segunda señal de retroalimentación que comprende un voltaje de resonancia (v_C) a través de un elemento de circuito del circuito de tanque resonante;

15

una unidad (42) de configuración de corriente, para configurar una corriente de referencia (i_{m_ref}) que se extraerá del nodo de entrada;

20 una unidad (44, 60, 70, 72, 80) de configuración de fase, para configurar una fase de referencia (ϕ_{i_ref}), con base en la corriente de referencia (i_{m_ref}); y

un circuito (66, 68) de control de fase para generar la señal de conmutación para la red de conmutación, con base en una diferencia de fase entre el voltaje de resonancia (v_C) y la señal de fase (v_y) y con base en la fase de referencia (ϕ_{i_ref}).

25

2. El inversor de acuerdo con la reivindicación 1, en donde el circuito de control de fase comprende un circuito de bloqueo de fase.

30 3. El inversor de acuerdo con la reivindicación 1 o 2, en donde el circuito de control de fase comprende un detector (44) de fase para detectar una diferencia de fase entre el voltaje resonante (v_C) y la señal de fase (V_y).

4. El inversor de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, en donde el circuito de control de fase comprende:

35

un filtro (66) de circuito para filtrar una diferencia entre la señal de diferencia de fase y la fase de referencia; y

un oscilador (68) controlado por voltaje accionado por la salida del filtro de circuito.

40 5. El inversor de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, en donde el tanque resonante comprende un circuito LLC.

6. El inversor de acuerdo con la reivindicación 5, en donde el voltaje de resonancia (v_C) es un voltaje a través de un capacitor del circuito LLC.

45

7. El inversor de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6, en donde la señal de fase es un voltaje a través del primer o segundo conmutador.

50 8. El inversor de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7, en donde los conmutadores primero y segundo forman un inversor de medio puente.

9. El inversor de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8, adaptado además para proporcionar, como señal de retroalimentación adicional, una corriente de entrada (I_m) extraída del nodo de entrada y en donde la unidad de configuración de fase es para configurar la fase de referencia (ϕ_{i_ref}) con base en la corriente de entrada (I_m) y la corriente de referencia (i_{m_ref}).

55

10. El inversor resonante de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 9, en donde el circuito del tanque resonante está adaptado para proporcionar una señal de retroalimentación adicional que comprende un voltaje de salida (v_o), y en donde la unidad (42) de ajuste de corriente es para ajustar el corriente de referencia (i_{m_ref}) con base al menos en el voltaje de salida (v_o).

60

11. Un convertidor PFC CA/CC que comprende

una entrada de CA;

65

un rectificador, en donde la entrada de CA está acoplada a una entrada del rectificador; y

el convertidor de acuerdo con la reivindicación 10, que tiene como entrada una salida del rectificador.

12. Un aparato que comprende:

5 el inversor de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 10; y
una carga con la corriente del inversor, tal como por ejemplo una disposición de LED de uno o más LEDs.

10 13. Un método de conversión que comprende:

recibir una entrada (V_m) para conversión;

15 controlar una red de conmutación usando una señal de conmutación, comprendiendo la red de conmutación al menos un primer y segundo conmutador con una salida de red de conmutador definida en un nodo situado entre el primer y segundo conmutadores;

20 proporcionar una señal de retroalimentación a partir de la red de conmutación que comprende una señal de fase (v_y) que representa la fase de la señal de conmutación;

proporcionar la salida de la red de conmutación a un circuito de tanque resonante; y caracterizado porque el método comprende:

25 proporcionar una segunda señal de retroalimentación a partir del circuito de tanque resonante que comprende un voltaje resonante (v_C) a través de un elemento del circuito de tanque resonante; y

configurar una corriente de referencia que se extraerá del nodo de entrada;

30 configurar una fase de referencia (ϕ_{ref}), con base en la corriente de referencia; y

generar la señal de conmutación para la red de conmutador, con base en una diferencia de fase entre el voltaje resonante (v_C) y la señal de fase (v_y), y con base en la fase de referencia (ϕ_{ref}).

35 14. El método de acuerdo con la reivindicación 13, que comprende además:

proporcionar una señal de retroalimentación adicional que comprende una corriente de entrada (i_m) extraída del nodo de entrada, y en donde configurar la fase de referencia (ϕ_{ref}) se basa en la corriente de entrada (i_m) y la corriente de referencia; y/o

40 proporcionar una señal de retroalimentación adicional que comprende un voltaje de salida (v_o), y en donde el ajuste de la corriente de referencia (i_{m_ref}) se basa al menos en el voltaje de salida (v_o).

45 15. Un método de activación de LED que comprende rectificar una entrada de CA y proporcionar conversión usando el método de la reivindicación 13 o 14 para implementar la corrección del factor de potencia y controlar una carga de LED con base en el voltaje de CC convertido.

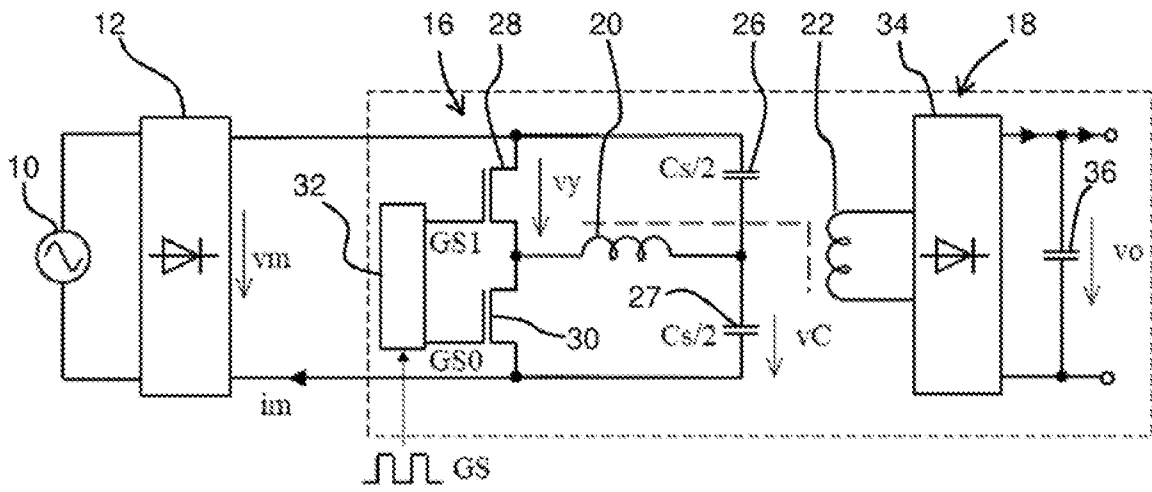


FIG. 1

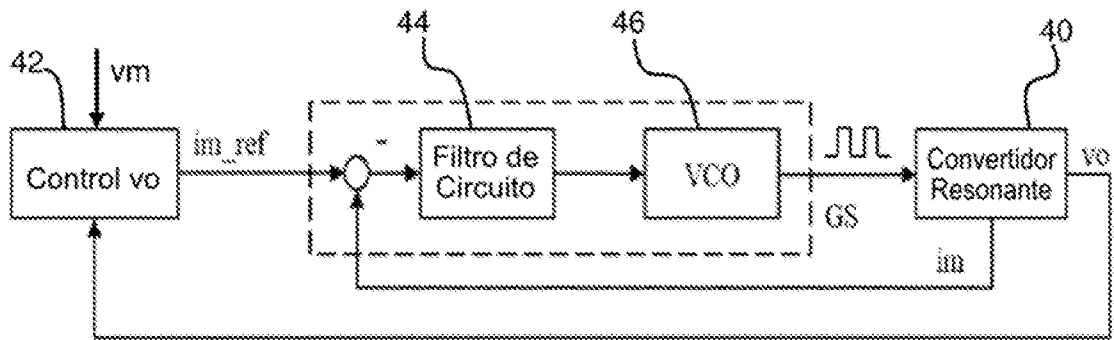


FIG. 2

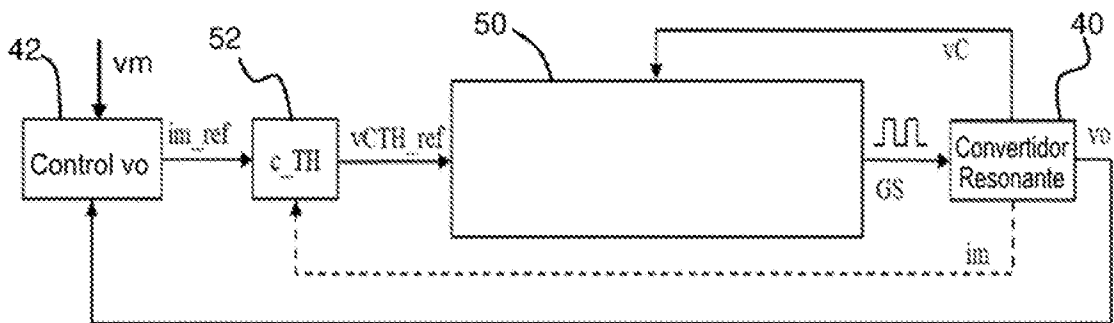


FIG. 3

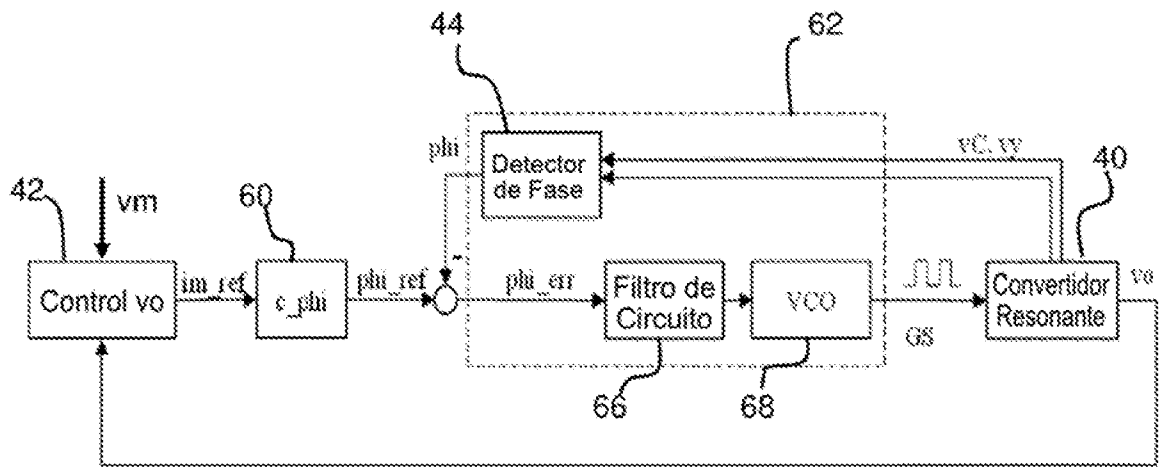


FIG. 4

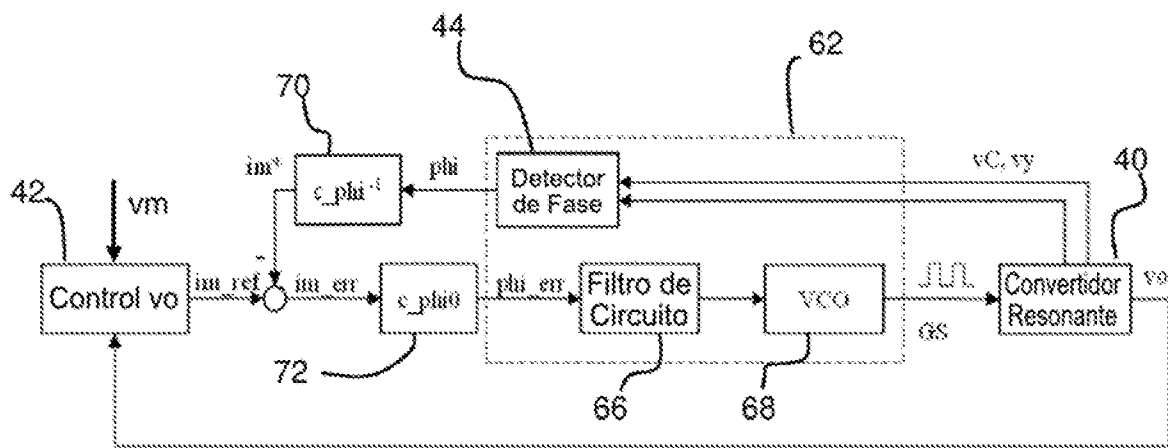


FIG. 5

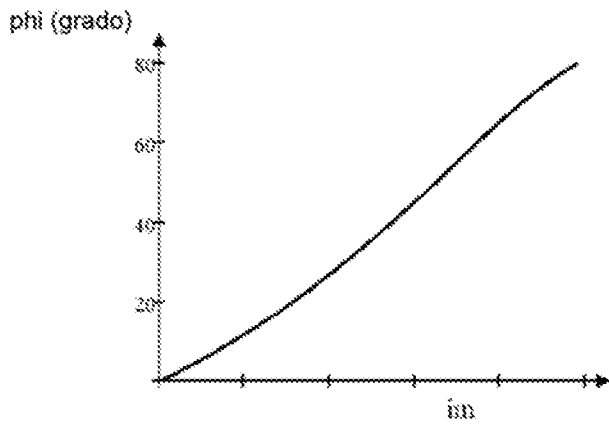


FIG. 6

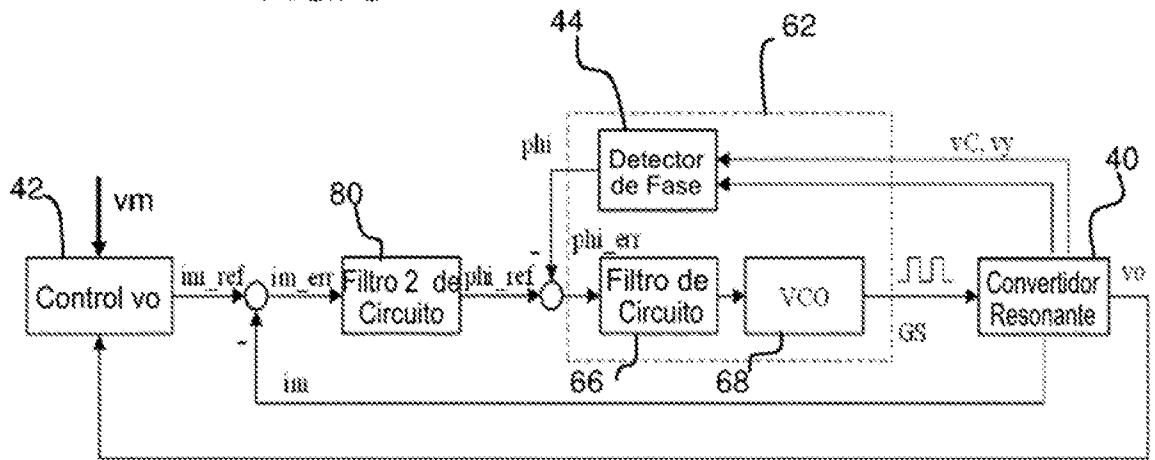


FIG. 7

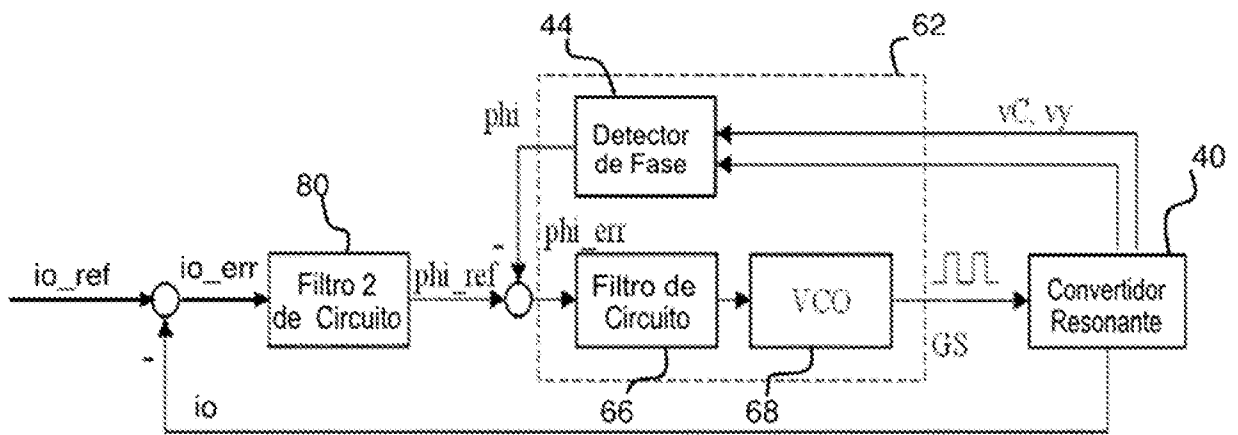


FIG. 8