

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 764 148**

51 Int. Cl.:

H01F 38/14 (2006.01)

H02M 3/335 (2006.01)

H02J 7/02 (2006.01)

H02J 50/12 (2006.01)

H02J 50/10 (2006.01)

H02J 7/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **19.01.2016 PCT/NO2016/050006**

87 Fecha y número de publicación internacional: **28.07.2016 WO16118020**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **19.01.2016 E 16707243 (8)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **16.10.2019 EP 3248270**

54 Título: **Aparato y procedimiento para transmisión inalámbrica de energía entre fuentes de tensión de CC**

30 Prioridad:

19.01.2015 NO 20150087

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

02.06.2020

73 Titular/es:

**WÄRTSILÄ NORWAY AS (100.0%)
Meatjønnsveien 74
5412 Stord, NO**

72 Inventor/es:

GUIDI, GIUSEPPE

74 Agente/Representante:

DURAN-CORRETJER, S.L.P

ES 2 764 148 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

Aparato y procedimiento para transmisión inalámbrica de energía entre fuentes de tensión de CC

5 Sector técnico

La presente invención se refiere al sector de la transmisión de energía inductiva entre dos estructuras que se están desplazando entre sí, con el resultado de un acoplamiento variable. En particular, se da a conocer un aparato para la transmisión inalámbrica de energía controlable de una fuente de tensión de CC a una carga de tensión de CC.

10

Estado de la técnica anterior

Siempre que dos bobinas conductoras de corriente se colocan en el espacio de manera que el campo magnético generado por cada una de estas está asimismo conectado con la otra, puede tener lugar transferencia de energía eléctrica; dicha forma de transferencia se denomina normalmente transferencia de energía inductiva (IPT, Inductive Power Transfer).

15

En general, la transferencia de energía es más fácil de conseguir cuando las bobinas están fuertemente acopladas, es decir, cuando el flujo magnético generado por cada bobina está casi completamente conectado con la otra. El grado de acoplamiento se expresa a menudo en términos del coeficiente de acoplamiento k , definido como:

20

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (0.1)$$

donde

25

k es el coeficiente de acoplamiento y $0 \leq k \leq 1$

L_1 es la inductancia de una primera bobina, y

30

L_2 es la inductancia de una segunda bobina.

M es la inductancia mutua de las dos bobinas.

La forma más extendida de IPT es el transformador clásico, donde las dos bobinas están enrolladas alrededor de un núcleo ferromagnético común, con el resultado del máximo grado posible de acoplamiento. En dicha estructura, el coeficiente de acoplamiento es habitualmente muy próximo a la unidad.

35

Por otra parte, los circuitos acoplados sin ligadura se caracterizan por un coeficiente de acoplamiento habitualmente menor que 0,5, lo que significa que una parte significativa del flujo generado por cada bobina no conecta con la otra, con el resultado de una "fuga" magnética. Casi invariablemente, este es el caso cuando las bobinas están montadas en estructuras físicamente separadas, con una distancia de separación no despreciable entre las mismas.

40

A partir de la descripción anterior, es fácil asimismo comprender que k es, en general, una función de la posición relativa de las dos bobinas y puede variar mucho cuando alguna de las bobinas se desplaza con respecto a la otra.

45

El problema de transferir energía entre dos estructuras físicamente separadas que se pueden desplazar entre sí puede, por lo tanto, establecerse en términos de circuitos magnéticos como un problema de transferencia de energía inductiva entre bobinas acopladas sin ligadura con coeficiente de acoplamiento variable.

50

Para optimizar el proceso de transferencia de energía y reducir pérdidas, el principio físico de la resonancia se puede aplicar a circuitos magnéticos acoplados sin ligadura. Se añade un componente capacitivo a ambas bobinas, de tal modo que la energía reactiva consumida por la inductancia de fuga es compensada por la capacitancia añadida; dicha compensación perfecta se consigue a la frecuencia resonante:

55

$$f_{0,emisión} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}; \quad f_{0,captación} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} \quad (0.2)$$

La mayor parte de los sistemas o aparatos de IPT del estado de la técnica están diseñados de tal modo que las frecuencias resonantes de ambas bobinas coinciden, y la transferencia de energía se lleva a cabo excitando la bobina de transmisión exactamente a dicha frecuencia resonante común, consiguiendo una eficiencia de transferencia muy buena y regímenes de Voltio-Amperio minimizados a unas condiciones de funcionamiento concretas de los convertidores de emisión y de captación que se hacen funcionar a un factor de potencia de la unidad, dado que la energía reactiva está completamente contenida en el interior de los tanques resonantes

60

constituidos por las bobinas y los condensadores de compensación. La publicación de Patente US 2010/0244580 A1 da a conocer un suministro de energía inalámbrico entre bobinas acopladas sin ligadura con coeficiente de acoplamiento variable. En un esfuerzo para estabilizar el coeficiente de acoplamiento variable, se dispone un detector de distancia y se pueden elegir varios valores discretos de capacitancia, proporcionando de ese modo un sistema con varias frecuencias resonantes.

La Patente US 2011/0051467 A1 da a conocer un transformador que comprende un circuito de control PFM.

En la publicación de Patente francesa Fr 3004596 se da a conocer un procedimiento para cargar inductivamente un vehículo. Las bobinas primaria y secundaria del sistema de carga son desplazables entre sí.

Características de la invención

Se dan a conocer aspectos de la invención en las reivindicaciones independientes 1 y 14. En su forma básica, el aparato de IPT considerado en este documento se compone generalmente de dos bobinas acopladas sin ligadura, dos condensadores de compensación (uno para cada bobina), convertidores de energía a ambos lados del aparato de IPT para excitación (extremo de emisión) y captación. Se supone que la fuente de energía en el extremo de emisión es una fuente de CC, que resulta, por ejemplo, de la rectificación de la red de CA de 50/60 Hz. Se supone asimismo que la carga es una carga de CC de tensión relativamente fija; un caso habitual es una batería recargable.

El convertidor de energía del extremo de emisión (inversor) genera una tensión de CA de frecuencia y magnitud controlables, a partir de la tensión de CC variable. El convertidor del lado de captación (rectificador) rectifica la forma de onda de CA resultante del acoplamiento magnético, convirtiéndola en una señal de CC; si está diseñado para ello, dicho convertidor puede asimismo adaptar la impedancia del lado de captación cambiando los niveles de tensión/corriente.

En la mayor parte de las implementaciones, las bobinas de emisión y captación están compensadas de forma capacitiva, de manera que las frecuencias resonantes individuales coinciden; el convertidor del extremo de emisión se controla entonces para generar una señal de excitación exactamente a la frecuencia resonante, que permite un funcionamiento a un factor de potencia de la unidad, que corresponde a la corriente mínima del convertidor. El flujo de energía se regula a continuación cambiando la magnitud de la señal de excitación y/o la impedancia de captación equivalente.

Las investigaciones que conducen a la presente invención han mostrado que, en el caso de un coeficiente de acoplamiento muy variable, el convertidor voltio-amperio del peor caso para un determinado requisito de flujo de energía se puede reducir significativamente si el aparato está diseñado para funcionar fuera de la resonancia en determinadas condiciones de acoplamiento.

Específicamente, se hace que el aparato funcione exactamente a la frecuencia resonante cuando el acoplamiento es mínimo, consiguiendo de ese modo la mínima corriente posible del convertidor del peor caso a la tensión mínima del convertidor. Sin embargo, cuando el acoplamiento aumenta, el convertidor del extremo de emisión se hace funcionar fuera de la resonancia, con el resultado de un mayor flujo de energía para la misma magnitud de tensión de excitación y la misma impedancia de captación equivalente. Como resultado, se reduce la proporción entre las tensiones de excitación necesarias en acoplamiento máximo y mínimo, con la consecuencia importante de reducir las corrientes de bobina y convertidor del peor caso.

El procedimiento permite, por lo tanto, un ahorro significativo en términos de esfuerzo de semiconductor para la implementación de los convertidores de energía. Además, las bobinas se pueden realizar con una cantidad menor de cobre, con el resultado de un volumen, peso y coste menores.

Además, se da a conocer un procedimiento simple para conseguir un factor de potencia ideal, ligeramente inductivo, para una pérdida de conmutación minimizada del convertidor de energía sobre todo el rango de funcionamiento. El procedimiento se basa en un ligero desajuste en las frecuencias autorresonantes de las bobinas primaria y secundaria.

En particular, se da a conocer un aparato para la transmisión inalámbrica de energía de una fuente de tensión de CC a una carga de tensión de CC, que comprende:

- una bobina primaria y una bobina secundaria, estando la bobina primaria y la bobina secundaria conectadas, cada una, con medios de condensadores configurados para conseguir una frecuencia resonante común, ω_0 ;
- dichas una bobina primaria y una bobina secundaria son desplazables entre sí;
- un convertidor CC/CA que convierte la tensión de CC en el lado primario en una tensión de CA de magnitud y frecuencia controlables en el lado primario;

- un rectificador en el lado secundario que convierte la tensión de CA en los terminales de la bobina secundaria en una tensión de CC en la carga en el lado secundario;
- un sistema de control que regula el flujo de energía entre la bobina primaria y la secundaria, y se adapta automáticamente a cambios en las posiciones mecánicas de las dos bobinas cambiando de manera coordinada la magnitud y la frecuencia de la tensión de CA en los terminales de la bobina primaria.

La tecnología particular del convertidor utilizado para implementar el convertidor CC/CA en el extremo de emisión es irrelevante, siempre que proporcione la posibilidad de controlar independientemente la magnitud y la frecuencia de la tensión de excitación. En la implementación más usual, el convertidor CC/CA descrito anteriormente puede estar basado en una conexión en H para cuatro dispositivos de conmutación que se controlan para generar cualquier valor de tensión de CA, partiendo de una determinada tensión del lado de CC.

Se puede colocar un convertidor de CC-CC adicional opcional entre la tensión de CC de entrada y el lado de CC del puente en H, para permitir un funcionamiento de alta frecuencia con menores pérdidas. La conexión en cascada de CC-CC + puente en H sigue siendo un convertidor CC/CA que puede controlar independientemente la tensión y la frecuencia.

La carga en el lado secundario puede tener características de tensión constante, y la carga con características de tensión constante puede ser una batería recargable.

El aparato rectificador se puede configurar para un control independiente de la tensión de CA en los terminales de la bobina de captación resonante en el lado secundario. En un aspecto de la presente invención, el aparato para transmisión inalámbrica de energía desde una fuente de tensión de CC a una carga de tensión de CC comprende, además, por lo menos, un circuito de control adicional que calcula la magnitud de la tensión a imponer en los terminales de la bobina de captación resonante en el lado secundario. La tensión de CA en los terminales de la bobina de captación se puede controlar independientemente de la frecuencia y la corriente de captación. Esto es equivalente a controlar la impedancia en los terminales de la bobina de captación.

De acuerdo con la presente invención, se da a conocer asimismo un procedimiento para la transmisión inalámbrica de energía de una fuente de tensión de CC a una carga de tensión de CC, que comprende las etapas de:

- a) acoplar sin ligadura una bobina primaria con una bobina secundaria,
- b) equipar cada una con un condensador resonante conectado en serie, de tal modo que la bobina del lado primario resuena a la misma frecuencia que la del lado secundario;
- c) disponer dichas bobinas resonantes en el lado primario y el lado secundario de manera que sea posible el movimiento mutuo;
- d) disponer un convertidor CC/CA que convierte la tensión de CC en el lado primario en una tensión de CA de magnitud y frecuencia controlables;
- e) disponer un rectificador que convierte la tensión de CA en los terminales de la bobina de captación resonante en el lado secundario en una tensión de CC;
- f) disponer un sistema de control que regula el flujo de energía entre las bobinas primaria y secundaria cambiando de manera coordinada la magnitud y la frecuencia de la tensión de CA en los terminales de la bobina resonante primaria;
- g) disponer una carga en el lado de captación que tiene características de tensión constante.

La etapa g puede incluir, además, disponer dicha carga con características de tensión constante como una batería recargable.

De acuerdo con otro aspecto de la invención, el procedimiento puede comprender, además, las etapas de:

configurar dicho aparato rectificador para el control independiente de la tensión de CA en los terminales de la bobina de captación resonante, y

disponer un circuito de control adicional que calcula la magnitud de la tensión que se tiene que imponer en los terminales de la bobina de captación resonante en el lado secundario.

De acuerdo con otro aspecto de la invención, el sistema de control puede regular la frecuencia de excitación para que sea siempre igual o mayor que la frecuencia resonante, y en otro aspecto el sistema de control puede regular la frecuencia de excitación para que sea siempre igual o menor que la frecuencia resonante.

En otro aspecto, el procedimiento puede comprender, además, las etapas de:

5 disponer el convertidor CC/CA en base a una conexión en H de cuatro dispositivos de conmutación que se controlan para generar cualquier valor deseado de tensión de CA, partiendo de una determinada tensión del lado de CC.

El procedimiento puede comprender asimismo las etapas de:

10 disponer el convertidor CC/CA en base a la conexión en H de cuatro dispositivos de conmutación que se controlan para generar una tensión de onda cuadrada de amplitud fijada por la tensión del lado de CC, y

un convertidor de CC-CC entre la fuente de tensión de CC de entrada y la tensión de CC a la entrada del inversor.

15 Otras características ventajosas surgen de las reivindicaciones independientes adjuntas, mientras que las realizaciones particulares de la presente invención surgen de las reivindicaciones dependientes adjuntas.

Breve descripción de los dibujos

20 Para que la invención se pueda comprender más fácilmente, la explicación que sigue hará referencia a los dibujos adjuntos, en los cuales

la figura 1 es una representación esquemática de un aparato para transferencia de energía inalámbrica con condensadores resonantes conectados en serie, y sus componentes principales,

25 la figura 2 es el esquema de un circuito de puente en H utilizado como inversor, que incluye cuatro dispositivos de conmutación IGBT y un condensador de alisado en el lado de CC,

la figura 3 es el esquema de un rectificador de diodos basado en configuración en puente,

30 la figura 4 es el esquema de un rectificador activo, compuesto por la conexión en cascada de un rectificador de diodos y un convertidor de CC-CC,

35 la figura 5 es el esquema de un rectificador activo basado en la topología de puente en H, con cuatro dispositivos de conmutación controlables (IGBT) y diodos antiparalelos asociados,

40 la figura 6 es un gráfico de las características de frecuencia de un par de bobinas acopladas sin ligadura con compensación en serie en ambos lados de emisión y captación; se muestra la energía transmitida, el desplazamiento de fase entre la tensión y la corriente del extremo de emisión, el desplazamiento de fase entre tensión del extremo de emisión y tensión del condensador del extremo de captación, en función de la frecuencia de funcionamiento, para magnitudes fijas de las tensiones de emisión y de captación,

45 la figura 7 es un gráfico que muestra el efecto del desajuste entre las frecuencias autorresonantes primaria y secundaria sobre el desplazamiento de fase entre la tensión y la corriente del extremo de emisión, y sobre el desplazamiento de fase entre la tensión del extremo de emisión y la tensión del condensador del extremo de captación,

50 la figura 8 muestra el aparato para transferencia de energía inalámbrica y el diagrama de bloques del sistema de control utilizado para regular el flujo de energía en caso de control de tensión/frecuencia del extremo de emisión. El desplazamiento de tensión/corriente del extremo de emisión detectado por el lazo de seguimiento de fase (PLL, Phase Locked Loop) se utiliza como variable de control para la determinación de la frecuencia de funcionamiento,

55 la figura 9 muestra el aparato para transferencia de energía inalámbrica y el diagrama de bloques del sistema de control utilizado para regular el flujo de energía en caso de control de tensión/frecuencia del extremo de emisión. El desplazamiento de fase entre la tensión del extremo de emisión y la tensión del condensador de captación se utiliza como variable de control para la determinación de la frecuencia de funcionamiento,

60 la figura 10 muestra el aparato para transferencia de energía inalámbrica y el diagrama de bloques del sistema de control utilizado para regular el flujo de energía en caso de control de tensión/frecuencia del extremo de emisión. El desplazamiento de fase entre tensión/corriente del extremo de emisión se utiliza directamente como variable de control para la determinación de la frecuencia de funcionamiento sin utilizar PLL, y

65 la figura 11 muestra el aparato para transferencia de energía inalámbrica y el diagrama de bloques del sistema de control utilizado para regular el flujo de energía en caso de control de tensión/frecuencia del extremo de emisión combinado con control de tensión del extremo de captación, y

la figura 12 muestra el aparato para transferencia de energía inalámbrica y el diagrama de bloques del sistema de control utilizado para regular el flujo de energía en caso de control de tensión/frecuencia del extremo de emisión combinado con control de tensión del extremo de captación, para el caso en que no se utiliza PLL.

5 **Mejor modo de llevar a cabo la invención**

La presente invención se refiere a transferencia de energía inalámbrica y, en particular, a transferencia de energía inalámbrica donde el coeficiente de acoplamiento varía, es decir, donde las bobinas primaria y secundaria están acopladas sin ligadura. Las disposiciones de este tipo pueden encontrar amplios campos de aplicación.

10 En la siguiente explicación, esta se vinculará a los dibujos adjuntos; sin embargo, los dibujos no dan a conocer necesariamente todas las características/componentes, no siendo por otra parte obligatorios los componentes mostrados en los dibujos. Los dibujos están destinados a facilitar la comprensión de la presente invención.

15 Se apreciará que mediante la expresión acoplado sin ligadura no hay restricción alguna sobre el movimiento relativo: es decir, se permiten los 6 grados de libertad (x-y-z, cabeceo, alabeo, guiñada), dado que los parámetros que afectan a las ecuaciones de flujo de energía son los coeficientes magnéticos resultantes (autoinductancias y coeficiente de acoplamiento). Por la misma razón, no es importante si es la bobina primaria o la secundaria (o ambas) la que se desplaza. La única restricción sobre la velocidad del movimiento es que debe ser mucho más lenta que el intervalo de tiempo correspondiente a la frecuencia resonante eléctrica del sistema. No obstante, esto se cumple en la mayor parte de los casos prácticos.

20 Se puede utilizar retroalimentación de conexión cruzada para mejorar la eficiencia de transferencia de energía así como reducir los regímenes de energía de los convertidores cuando se permite que la posición relativa de las bobinas de emisión y recepción varíe mucho durante el funcionamiento. Las dos bobinas compensadas se ajustan para tener la misma frecuencia resonante. Se utiliza funcionamiento en resonancia cuando el acoplamiento en las bobinas es lo suficientemente bajo, mientras que se permite funcionamiento sin resonancia cuando el acoplamiento aumenta, con el resultado de una mayor transferencia de energía para las mismas tensiones de entrada/salida. Se pueden utilizar bobinas más pequeñas y convertidores de energía mucho más pequeños, dado que la corriente del peor caso se reduce en comparación con el funcionamiento resonante convencional.

25 Se consigue una reducción adicional de pérdidas ajustando el aparato de tal modo que la frecuencia autorresonante primaria sea ligeramente menor que la frecuencia autorresonante secundaria, consiguiendo de ese modo un funcionamiento con factor de potencia ligeramente inductivo y pérdidas de conmutación reducidas del convertidor del lado primario sobre todo el rango de funcionamiento.

30 Tal como se ha indicado anteriormente, la presente invención se refiere a un aparato y a un procedimiento para transmitir energía entre dos bobinas acopladas sin ligadura, montadas en estructuras que pueden tener un movimiento relativo significativo. Al permitir el funcionamiento sin resonancia de una IPT diseñada adecuadamente, se puede conseguir la minimización del requisito de semiconductor del convertidor.

35 Para mostrar el principio, se hace referencia al aparato IPT general de la figura 1. En dicho aparato, se prevé que la energía fluya de la red rectificadora a la fuente de CC del lado de captación. Esta última pueden ser los terminales físicos de una batería, o los terminales de tensión constante de un subsistema de CC.

40 La parte de alta potencia del puente en H se muestra en la figura 2. Se muestran dispositivos IGBT, tal como será el caso cuando haya que transmitir una cantidad sustancial de energía (más de 100 kW). Dicho puente se puede hacer funcionar en modo de onda cuadrada, con el resultado de una frecuencia variable (controlable) con una magnitud de tensión de CA fija, determinada exclusivamente por el nivel de tensión de CC a la entrada del puente. Alternativamente, se pueden añadir estados de tensión cero de duración controlada a la forma de onda de tensión de salida, de tal modo que tanto la magnitud como la frecuencia de la tensión de CA se pueden regular independientemente. El valor rms que se puede obtener de la componente fundamental de la salida de tensión de CA es:

45

$$0 \leq V_{emisión} \leq \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \cdot V_{cc, entrada} \quad (0.3)$$

55

El convertidor CC/CA no introduce ninguna restricción teórica sobre la frecuencia de excitación; sin embargo, por razones prácticas, se puede especificar que la frecuencia se pueda variar dentro de +/- 50 % en torno a la frecuencia resonante. La figura 6 y la figura 7 sugieren que para diseños habituales es necesaria realmente una variación de frecuencia mucho menor del 50 %.

60 En la figura 1, las bobinas de emisión y de captación está compensadas por medio de los condensadores en serie C1 y C2, respectivamente. Los valores de capacitancia se determinan normalmente de tal modo que ambas bobinas resuenan en la misma frecuencia en condiciones nominales ($\omega_{0,emisión} = \omega_{0,captación}$):

$$\omega_{0,emisión}^2 = \frac{1}{L_1 C_1}; \quad \omega_{0,captación}^2 = \frac{1}{L_2 C_2} \quad (0.4)$$

El rectificador del lado de captación de la figura 1 puede ser un rectificador pasivo (figura 3) o bien un rectificador activo (figura 4, figura 5).

En el caso del rectificador pasivo, la tensión de CA del lado de captación está determinada únicamente por la tensión de CC del lado de captación, y la resistencia de captación equivalente en los terminales del rectificador está asimismo determinada únicamente por la carga:

$$V_{captación} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \cdot V_{cc, salida}; \quad R_{eq,captación} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{V_{cc, salida}}{I_{cc, salida}} \quad (0.5)$$

Si se utiliza un rectificador activo, se pueden modificar tanto la tensión de CA de captación como la resistencia equivalente de captación, añadiendo un grado más de libertad a la estrategia de control.

A la frecuencia resonante, despreciando las pérdidas en bobinas y condensadores, el flujo de energía se expresa mediante la relación simple:

$$P_{res} = \frac{V_{emisión} \cdot V_{captación}}{\omega_0 \cdot M} \quad (0.6)$$

El aparato debe diseñarse de tal modo que el flujo de energía nominal se pueda conseguir sobre todo el intervalo de variación esperada del coeficiente de acoplamiento. Lo último sólo influye sobre la inductancia mutua M en la ecuación anterior, de manera esencialmente lineal. Una compensación serie-serie garantiza que la frecuencia resonante esencialmente no se ve afectada por la k variable. Como consecuencia, si el aparato siempre funciona en resonancia, se debe cumplir lo siguiente:

$$P_{res} = \frac{V_{emisión, máx} \cdot V_{captación, máx}}{\omega_0 \cdot M_{máx}} = \frac{V_{emisión, mín} \cdot V_{captación, mín}}{\omega_0 \cdot M_{mín}} \Rightarrow \frac{V_{emisión, máx} \cdot V_{captación, máx}}{V_{emisión, mín} \cdot V_{captación, mín}} \approx \frac{k_{máx}}{k_{mín}} \quad (0.7)$$

La misma clase de relación aplica a las corrientes de las bobinas.

Por lo tanto, cabe señalar que en los convertidores de la figura 2, la figura 3 y la figura 4, la tensión máxima del lado de CA determina las capacidades necesarias de bloqueo de tensión de los conmutadores (IGBT o diodos), mientras que la corriente máxima del lado de CA corresponde a la corriente máxima que tienen que conducir los conmutadores durante su estado CONECTADO. Por consiguiente, un funcionamiento a un coeficiente de acoplamiento muy variable conduce a requisitos muy severos para los conmutadores, si se mantiene siempre el funcionamiento resonante.

El peor caso para el puente del extremo de emisión es cuando se utiliza una estructura de captación pasiva, con el resultado de:

$$V_{emisión, máx} \cdot I_{emisión, máx} = P_{res} \cdot \frac{k_{máx}}{k_{mín}} \quad (0.8)$$

Si el rectificador de captación puede asimismo regular la tensión, entonces se puede reducir el requisito voltio-amperio para el puente del extremo de emisión, distribuyendo homogéneamente el aumento de corriente debido al acoplamiento reducido entre los convertidores de emisión y captación:

$$V_{emisión, máx} \cdot I_{emisión, máx} = P_{res} \cdot \sqrt{\frac{k_{máx}}{k_{mín}}} \quad (0.9)$$

Las investigaciones que conducen a la presente invención han mostrado que permitir un funcionamiento no resonante puede reducir sustancialmente los requisitos de semiconductor para el puente en H a partir de los valores predichos anteriormente.

Se puede verificar que cuando el aparato IPT está diseñado de tal modo que se consigue el mismo valor máximo de la densidad de corriente en las bobinas de emisión y de captación, la transferencia de energía como una función de la frecuencia de excitación para unas determinadas magnitudes de tensión de emisión y de captación tiene la forma mostrada en la figura 6. La característica presenta un mínimo local a una frecuencia próxima a la resonante, con picos pronunciados en dos frecuencias que están respectivamente por debajo (f_1) y por encima (f_2) de la resonante. Este hecho, combinado con la observación de que el desplazamiento de fase entre tensión y corriente de excitación es bastante insensible a la frecuencia de funcionamiento en todo el rango $f_1 \leq f \leq f_2$, se puede utilizar para amplificar el flujo de energía cuando el aparato funciona en acoplamiento máximo, requiriendo de ese modo una tensión de funcionamiento máxima que es menor que la predicha por la ecuación 0.6.

A partir de la figura 6, se muestra que el funcionamiento en el rango de frecuencia $f_1 \leq f \leq f_2$ tiene como resultado un factor de potencia próximo a la unidad, lo que significa que el convertidor en el lado primario, si se hace funcionar en modo de onda cuadrada, conmutará siempre cuando la corriente está muy cerca de cero. Esto no es óptimo para los dispositivos IGBT reales que tienen el mejor rendimiento cuando la corriente de conmutación está ligeramente por detrás de la tensión.

La investigación que conduce a esta invención ha mostrado que un ligero desajuste entre las frecuencias autorresonantes primaria y secundaria, de manera que $f_{0,emisión} < f_{0,captación}$, tiene el efecto deseable de desplazar las características de desplazamiento de fase V-I del extremo de emisión hacia funcionamiento inductivo, tal como se muestra en la figura 7. El desajuste casi no tiene efecto sobre el flujo de energía en resonancia, y tiene el efecto adicional de aumentar el flujo de energía a funcionamiento por debajo de la resonancia ($f_1 \leq f \leq f_{0,captación}$).

La utilización de un ligero desajuste permite, por lo tanto, un funcionamiento ligeramente inductivo del convertidor primario, con la consiguiente mínima pérdida de conmutación sobre el rango de funcionamiento $f_1 \leq f \leq f_{0,captación}$.

Se lleva a cabo funcionamiento resonante cuando el acoplamiento está en el mínimo, de tal modo que se cumple la ecuación 0.6. Como resultado, la proporción entre la tensión mínima y máxima para flujo de energía nominal se reducirá respecto de la predicha por la ecuación (0.8) o (0.9), permitiendo la utilización de dispositivos de conmutación con regímenes de corriente reducidos.

Las condiciones de flujo de energía en acoplamiento mínimo y máximo proporcionadas en la ecuación (0.7) para funcionamiento convencional en resonancia, se generalizan como sigue:

$$P_{m\acute{a}x} = P(k_{m\acute{a}x}, V_{emisi\acute{o}n, m\acute{a}x}, \bar{\omega}) = P(k_{m\acute{i}n}, V_{emisi\acute{o}n, m\acute{i}n}, \omega_0) \quad (0.10)$$

La tensión máxima en el extremo de emisión se elige convenientemente para que sea lo más alta posible para la $V_{cc, entrada}$ determinada, con el fin de minimizar la corriente y maximizar la eficiencia. No obstante, sigue existiendo un número infinito de combinaciones ($V_{emisi\acute{o}n, m\acute{i}n}, \omega$) que satisfacen la relación anterior. Por lo tanto, es necesario un criterio adicional para el diseño. Se pueden proponer las siguientes opciones:

a) El flujo de energía nominal en acoplamiento máximo se consigue exactamente en el pico de las características de energía-frecuencia de la figura 6:

$$P_{m\acute{a}x} = \max\left(P(k_{m\acute{a}x}, V_{emisi\acute{o}n, m\acute{a}x}, \omega_1), P(k_{m\acute{a}x}, V_{emisi\acute{o}n, m\acute{a}x}, \omega_2)\right) \quad (0.11)$$

b) Se obtiene la misma tensión resonante de pico en acoplamientos mínimo y máximo con el flujo de energía nominal:

$$V_{C1}(k_{m\acute{a}x}, V_{emisi\acute{o}n, m\acute{a}x}, \bar{\omega}) = V_{C2}(k_{m\acute{i}n}, V_{emisi\acute{o}n, m\acute{i}n}, \omega_0) \quad (0.12)$$

c) El desplazamiento de fase de entrada no supera un determinado valor umbral:

$$\varphi_{VI}(k_{m\acute{a}x}, V_{emisi\acute{o}n, m\acute{a}x}, \bar{\omega}) = \varphi_{VI, m\acute{a}x} \quad (0.13)$$

Son posibles otros criterios, que conducen a diseños casi iguales.

Para controlar el flujo de energía de la IPT propuesta, es necesario actuar de manera coordinada tanto en frecuencia como en tensión de excitación. Un grado de libertad adicional en la acción de control está constituido por la posibilidad de controlar la magnitud de la tensión de CA en el lado de captación, si se utiliza una estructura de rectificador activo.

El sistema de control para el caso en el que solamente se utiliza un rectificador pasivo en el lado de captación se muestra en la figura 8. Están presentes los siguientes bloques funcionales principales:

- 5 Regulador de la corriente de carga, que actúa sobre la magnitud de la tensión del extremo de emisión;
- Regulador de la corriente de carga, que actúa sobre la referencia de desplazamiento de fase;
- Lógica de enclavamiento, que activa cualquiera de los reguladores anteriores;
- 10 Lazo de seguimiento de fase (PLL) y lógica asociada para regular la fase de la señal controlada (retroalimentación) a la salida del valor de referencia mediante el regulador 2.

15 El regulador 1 puede ser cualquier regulador lineal o no lineal, tal como, por ejemplo, un controlador proporcional integral (PI) convencional; este genera un comando de magnitud de tensión que varía dentro del rango alcanzable (ecuación (0.3)). El regulador es activado mediante la lógica de enclavamiento; cuando se desactiva, las salidas y todos los estados internos (si están presentes) se congelan a su valor actual.

20 El regulador 2 puede ser cualquier regulador lineal o no lineal, tal como, por ejemplo, un controlador PI convencional; genera un comando de desplazamiento de fase que varía entre el rango permisible:

$$0 \leq \varphi_{ref} \leq \varphi_{ref,m\acute{a}x} \text{ si se desea funcionamiento por encima la resonancia}$$

$$-\varphi_{ref,m\acute{a}x} \leq \varphi_{ref} \leq 0 \text{ si se desea funcionamiento por debajo de la resonancia (0.14)}$$

25 Se debe observar que $\varphi_{ref} = 0$ hace que el aparato funcione exactamente a la frecuencia resonante. En particular, si el aparato está diseñado con un ligero desajuste entre las frecuencias resonantes primaria y secundaria, $\varphi_{ref} = 0$ fuerza el funcionamiento exactamente a $f_{0,emisi\acute{o}n}$ si se utiliza retroalimentación de conexión cruzada en el PLL.

30 El regulador 2 se activa mediante la lógica de enclavamiento (3); cuando está desactivado, las salidas y todos los estados internos (si están presentes) se congelan a su valor actual.

La lógica de enclavamiento comprueba la salida de dos reguladores (regulador 1 y regulador 2) y genera las señales de activación de acuerdo con la siguiente lógica:

35 Si el regulador 1 estaba activo, ENTONCES SI el regulador 1 ha alcanzado su salida máxima permitida, activar el regulador 2 Y desactivar el regulador 1.

40 SI NO (el regulador 2 estaba activo), SI el regulador 2 ha alcanzado la salida cero, activar el regulador 1 Y desactivar el regulador 2.

Se puede añadir alguna pequeña histéresis y/o tiempo de demora en el proceso de decisión anterior, para evitar oscilación ("chattering") entre los dos estados.

45 La lógica PLL toma la diferencia de fase entre la tensión de excitación en el extremo de emisión (Vemisión) y la señal de retroalimentación, intentando hacerla igual a la referencia de fase generada por el regulador 2. Su salida es un término de corrección para la frecuencia de la tensión fundamental del extremo de emisión.

La señal de retroalimentación puede ser una de las siguientes:

50 • Corriente de CA del extremo de emisión (corriente del puente en H), tal como se indica en la figura 8. Esta disposición tiene la ventaja de no requerir una retroalimentación de gran ancho de banda desde el lado de captación de la IPT; sin embargo, el controlador se puede volver inestable bajo determinadas condiciones de funcionamiento, debido al bien conocido fenómeno de la bifurcación que puede hacer que el desplazamiento de fase entre la tensión y la corriente del extremo de emisión cambie el signo de su gradiente alrededor de la frecuencia resonante. En general, incluso si se evita la bifurcación, el desplazamiento de fase V-I del extremo de emisión es bastante insensible a la variación en la frecuencia, tal como se muestra en la característica de la figura 6.

60 • Tensión del extremo de captación a través del condensador resonante (C2), tal como se indica en la figura 9. Esta solución es mucho más robusta en términos de estabilidad del control, dado que el fenómeno de bifurcación nunca se produce y la sensibilidad del desplazamiento de fase entre Vemisión y VC2 a la frecuencia de funcionamiento es siempre tal que se puede conseguir un control estable. Cabe señalar que en resonancia, Vemisión y Vc2 están en fase (desplazamiento cero).

65 • Corriente de CA del extremo de captación.

- Tensión de CA del extremo de captación.

Las dos últimas opciones son básicamente equivalentes a la anterior, dado que V_{C2} , $V_{captación}$ e $I_{captación}$ están relacionados directamente por la siguiente relación fija:

5

$$V_{C2} = \frac{1}{j\omega C_2} \cdot I_{captación} \Rightarrow \angle V_{C2} = \angle I_{captación} - 90^\circ \quad (0.15)$$

$$\angle V_{captación} = \angle I_{captación} \quad (0.16)$$

10 Estas soluciones son, por lo tanto, equivalentes a la que utiliza V_{C2} en términos del rendimiento de control que se puede conseguir.

15 El inconveniente de las soluciones basadas en señales de captación es la necesidad de retroalimentación de gran ancho de banda desde el lado de captación de la IPT. Por lo tanto, se propone la solución alternativa mostrada en la figura 10.

20 En el sistema de la figura 10, el regulador original de la corriente de carga que actúa sobre la referencia del desplazamiento de fase (regulador 2 en la figura 8 y la figura 9) ha sido sustituido por el regulador de la corriente de carga (regulador 3) que actúa sobre la frecuencia de salida del puente en H.

20

Además, se han añadido los siguientes bloques de control:

Detector de fase, que evalúa el desplazamiento angular entre tensión y corriente: $\varphi = \angle V_{emisión} - \angle I_{emisión}$.

25 Regulador del límite de frecuencia (regulador 4), que genera el límite de salida para el regulador 3.

Limitador de la salida para el regulador 3, que limita dinámicamente la salida del regulador, cuando esta excede el valor calculado por el regulador 4.

30 En caso de que se utilice en el lado de captación un rectificador activo del tipo mostrado en la figura 4 o la figura 5, los sistemas de control de la figura 9 y la figura 10 se modifican ligeramente de acuerdo con la figura 11 y la figura 12, respectivamente.

35 La única diferencia entre los sistemas de la figura 9 y la figura 11 es que la salida del regulador 1 se utiliza para controlar no solamente la amplitud de la tensión del extremo de emisión, sino asimismo para controlar la relación de tensión del convertidor CC-CC del lado de captación. Esta estructura garantiza que la relación por unidad entre las amplitudes de $V_{emisión}$ y $V_{captación}$ permanece constante e igual al valor nominal, minimizando por lo tanto los requisitos globales de voltio-amperio.

40 De manera similar a lo explicado anteriormente, la señal de retroalimentación utilizada por el PLL puede proceder de diferentes fuentes:

- Corriente de CA del extremo de emisión ($I_{emisión}$);
- Tensión del extremo de captación a través del condensador resonante (V_{C2});
- Tensión del extremo de captación en los terminales CA del rectificador ($V_{captación}$);
- Corriente de CA del extremo de captación ($I_{captación}$).

50

Una realización de la presente invención

La presente invención puede hallar aplicación dentro de una amplia gama de sectores tales como, de forma no limitativa:

55

- Carga inductiva de vehículos eléctricos (EV, Electric Vehicles) aparcados. En este caso, el entrehierro no cambia durante la carga, pero puede existir una desalineación desconocida que ha de ser tomada en cuenta durante la fase de diseño.

60

- Carga inductiva de barcos u otras embarcaciones marinas con sistemas de propulsión eléctrica por baterías.
- Fuente de alimentación continua para equipo móvil (brazos robóticos, etc.), donde los cables pueden constituir un impedimento para el movimiento y/o reducir la fiabilidad.

- Fuente de alimentación para un equipo móvil situado en un entorno inaccesible (o sellado).
- Fuente de alimentación de trenes, tranvías y autobuses, en particular en áreas urbanas, donde no son deseables cables expuestos de alta tensión o media tensión.

En un ejemplo de un aparato para transferencia de energía inductiva acorde con la invención, el aparato está calificado para 1 MW de transferencia de energía continua a una distancia variable entre 15 y 50 cm. La configuración del aparato se muestra en la figura 1, y comprende:

Bobina primaria, con dimensiones externas de aproximadamente de 1,0 m de anchura y 2,0 m de longitud; la bobina es plana, y está enrollada sobre una placa posterior de material magnético. La bobina está conectada en serie con bancos de condensadores, de manera que la frecuencia resonante resultante es del orden de 3-5 kHz. Bobina secundaria, con dimensiones externas de aproximadamente 1,0 m de anchura y 2,0 m de longitud; la bobina es plana, y está enrollada sobre una placa posterior de material magnético. La bobina está conectada en serie con bancos de condensadores, de manera que la frecuencia resonante resultante es del orden de 3-5 kHz. Convertidor CC/CA del extremo de emisión, del tipo mostrado en la figura 2, que funciona con una tensión de CC de 1000 V como máximo.

Rectificador en la captación, del tipo de la figura 3, con una tensión de CC del lado de la carga de 1000 V.

Con las dimensiones y la geometría proporcionadas, se calcula que el coeficiente de acoplamiento varía entre aproximadamente 0,6 y 0,2 cuando las dos bobinas están perfectamente enfrentadas entre sí y la distancia entre las mismas se varía entre los límites especificados. De acuerdo con (0.8), es necesario permitir que una corriente del peor caso de, por lo menos, 3333 A fluya a la bobina de emisión y a los dispositivos de estado sólido del convertidor en el lado de emisión, si se utiliza el procedimiento convencional de funcionamiento resonante para manejar el aparato.

El sistema de control de la figura 9 permite una reducción en la corriente del peor caso, hasta aproximadamente 1270 A, con la consiguiente reducción de tamaño de la bobina y del convertidor. El número de 1270 A se calcula considerando la característica de energía/frecuencia (tal como en la figura 6) del diseño proporcionado, y evaluando a continuación las tensiones y corrientes que se requieren para transferir la energía nominal a la frecuencia en que la característica tiene el pico. Matemáticamente, esto es equivalente a resolver la ecuación (0.10) utilizando la restricción definida por (0.11).

Segunda realización de la presente invención

En una segunda realización de la invención, se dispone un aparato para transferencia de energía inductiva calificado para 1 MW de transferencia de energía continua a una distancia variable entre 15 y 50 cm. La configuración del aparato se muestra en la figura 1, y comprende:

Bobina primaria, con dimensiones externas de aproximadamente de 1,0 m de anchura y 2,0 m de longitud; la bobina es plana, y está enrollada sobre una placa posterior de material magnético. La bobina está conectada en serie con bancos de condensadores, de manera que la frecuencia resonante resultante es del orden de 3-5 kHz. Bobina secundaria, con dimensiones externas de aproximadamente 1,0 m de anchura y 2,0 m de longitud; la bobina es plana, y está enrollada sobre una placa posterior de material magnético. La bobina está conectada en serie con bancos de condensadores, de manera que la frecuencia resonante resultante es del orden de 3-5 kHz. Convertidor CC/CA del extremo de emisión, del tipo mostrado en la figura 2, que funciona con una tensión de CC de 1000 V como máximo.

Rectificador en la captación del tipo de la figura 4, con una tensión de CC del lado de la carga de 1000 V.

Con las dimensiones y la geometría proporcionadas, se calcula que el coeficiente de acoplamiento varía entre aproximadamente 0,6 y 0,2 cuando las dos bobinas están perfectamente enfrentadas entre sí y la distancia entre las mismas se varía entre los límites especificados. De acuerdo con (0.9), es necesario permitir que una corriente del peor caso de, por lo menos, 1.925 A fluya a la bobina de emisión y a los dispositivos de estado sólido del convertidor en el lado de emisión, si se utiliza el procedimiento convencional de funcionamiento resonante para manejar el aparato.

El sistema de control de la figura 10 permite una reducción en la corriente del peor caso, hasta aproximadamente 1.430 A, con la consiguiente reducción de tamaño de la bobina y del convertidor.

Lista de definiciones

Inversor	Convertidor CC/CA que convierte tensión de CC en una tensión de CA
----------	--

REIVINDICACIONES

1. Aparato para transmisión inalámbrica de energía desde una fuente de tensión de CC a una carga de tensión de CC, entre bobinas acopladas sin ligadura con coeficiente de acoplamiento variable, utilizándose el funcionamiento en resonancia cuando el acoplamiento entre las bobinas es lo suficientemente bajo, mientras que se permite un funcionamiento sin resonancia cuando aumenta el acoplamiento, que comprende:
- a) una bobina primaria y una bobina secundaria, estando cada una de la bobina primaria y la bobina secundaria conectada con medios de condensadores (C1, C2) configurados para conseguir una frecuencia resonante común, ω_0 ;
 - b) dichas una bobina primaria y una bobina secundaria son desplazables entre sí durante el funcionamiento;
 - c) un convertidor CC/CA que convierte la fuente de tensión de CC en un lado primario en una tensión de CA de magnitud y frecuencia controlables en el lado primario;
 - d) un rectificador en un lado secundario que convierte una tensión de CA ($V_{\text{captación}}$) en terminales de la bobina secundaria en una tensión de CC en la carga de tensión de CC en el lado secundario;
 - e) por lo menos un regulador (regulador 1, regulador 2, regulador 3, regulador 4) conectado ($V_{\text{emisión,ref}}$) con el convertidor CC/CA; y
 - f) dicho, por lo menos, un regulador (regulador 1, regulador 2, regulador 3, regulador 4) está alimentado, además, mediante, por lo menos, una señal de retroalimentación de corriente de CC procedente ($I_{\text{cc,captación}}$) del rectificador.
2. Aparato, según la reivindicación 1, que comprende, además:
- a) un segundo regulador (regulador 2) alimentado mediante, por lo menos, una señal de retroalimentación de corriente de CC ($I_{\text{cc,captaciónref}} - I_{\text{cc,captación}}$) procedente del rectificador,
 - b) un PLL alimentado mediante:
 - i. una señal (φ_{ref}) procedente del segundo regulador (regulador 2);
 - ii. una señal de corriente de CA del extremo de emisión ($I_{\text{emisión}}$); y
 - iii. una señal de tensión de excitación ($V_{\text{emisión}}$) procedente del extremo de emisión, donde el PLL entrega un término de corrección (Δf) para la frecuencia de la tensión fundamental del extremo de emisión.
3. Aparato, según la reivindicación 1, que comprende, además:
- a) un segundo regulador (regulador 2) alimentado mediante, por lo menos, una señal de retroalimentación de corriente de CC ($I_{\text{cc,captaciónref}} - I_{\text{cc,captación}}$) procedente del rectificador,
 - b) un PLL alimentado mediante:
 - i. una señal (φ_{ref}) procedente del segundo regulador (regulador 2);
 - ii. una señal de tensión de excitación ($V_{\text{emisión}}$) procedente del extremo de emisión, y
 - iii. una señal de retroalimentación (V_{C2}) que se origina en la tensión del lado secundario a través del condensador resonante (C2);

donde el PLL entrega un término de corrección (Δf) para la frecuencia de la tensión fundamental del extremo de emisión.
4. Aparato, según la reivindicación 2 o 3, en el que el rectificador en el segundo lado es pasivo.
5. Aparato, según la reivindicación 3, en el que el rectificador en el segundo lado es activo.
6. Aparato, según la reivindicación 5, en el que el primer regulador alimenta, además, un componente que comunica con el rectificador activo en el lado secundario.

7. Aparato, según la reivindicación 1, que comprende, además:

- a) un segundo regulador (regulador 3) alimentado mediante, por lo menos, una señal de retroalimentación de corriente de CC ($I_{cc,captaciónref} - I_{cc,captación}$) procedente del rectificador,
- b) un detector de fase (detector de fase) alimentado por una señal de corriente de CA del extremo de emisión ($I_{emisión}$); y
- c) una señal de tensión de excitación ($V_{emisión}$) procedente del extremo de emisión,
- d) un tercer regulador del límite de frecuencia (regulador 4) en comunicación con la salida del detector de fase (detector de fase);
- e) un limitador de salida (limitador de salida) para el segundo regulador (regulador 3), que limita dinámicamente la salida del segundo regulador (regulador 3), siendo el limitador de salida (limitador de salida) alimentado mediante la señal de salida (Δf_{Min}) del tercer regulador del límite de frecuencia (regulador 4) y el limitador de salida (limitador de salida) alimenta (Δf) el convertidor CC/CA.

8. Aparato, según cualquiera de las reivindicaciones 2 a 7, que comprende, además:

un circuito de lógica de enclavamiento configurado para activar el primer regulador (regulador 1) y el segundo regulador (regulador 2, regulador 3);

9. Aparato, según la reivindicación 7, en el que el segundo regulador (regulador 3) alimenta, además, un componente que comunica con el rectificador activo en el lado secundario.

10. Aparato, según la reivindicación 1, en el que la bobina primaria y la bobina secundaria están conectadas con medios de condensadores configurados para conseguir una frecuencia resonante común, ω_0 ; mientras que cuando el acoplamiento aumenta se permite el funcionamiento sin resonancia.

11. Aparato, según la reivindicación 1, en el que dicho rectificador está configurado para un control independiente de la amplitud y la frecuencia de la tensión de CA en los terminales de la bobina secundaria en el lado secundario, y

- el aparato para transmisión inalámbrica de energía de una fuente de tensión de CC a una carga de tensión de CC comprende, además, por lo menos, un circuito de control adicional que calcula la magnitud de la tensión a imponer en los terminales de la bobina secundaria en el lado secundario.

12. Aparato, según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 11, en el que el convertidor CC/CA se basa en una conexión en H de cuatro dispositivos de conmutación que se controlan para generar cualquier valor de tensión de CA, comenzando a partir de una determinada tensión del lado de CC.

13. Aparato, según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 12, en el que el convertidor CC/CA se basa en la conexión en H de cuatro dispositivos de conmutación que se controlan para generar una tensión de onda cuadrada de amplitud fijada por una tensión del lado de CC, y en

- a) un convertidor de CC-CC entre la fuente de tensión de CC de entrada y la tensión de CC en la entrada del convertidor CC/CA.

14. Procedimiento para transmisión inalámbrica de energía de una fuente de tensión de CC a una carga de tensión de CC, que comprende las etapas de:

- a) acoplar sin ligadura una bobina primaria con una bobina secundaria,
- b) equipar cada una de las bobinas primaria y secundaria con un condensador resonante conectado en serie (C1, C2), de tal modo que la bobina primaria en el lado primario está configurada para resonar a la misma frecuencia que la bobina secundaria en el lado secundario;
- c) disponer dichas bobinas primaria y secundaria en el lado primario y el lado secundario, de tal modo que sea posible el movimiento mutuo durante el funcionamiento;
- d) disponer un convertidor CC/CA que convierte la tensión de CC en el lado primario en una tensión de CA de magnitud y frecuencia controlables;
- e) disponer un rectificador que convierte la tensión de CA en los terminales de la bobina secundaria en el lado secundario, en una tensión de CC;

f) disponer, por lo menos, un regulador (regulador 1, regulador 2, regulador 3, regulador 4) conectado ($V_{emisión,ref}$) con el convertidor CC/CA; y

5 g) dicho por lo menos un regulador (regulador 1, regulador 2, regulador 3, regulador 4) está alimentado, además, mediante, por lo menos, una señal de retroalimentación de corriente de CC ($I_{cc,captación}$) procedente del rectificador.

15. Procedimiento, según la reivindicación 14, que comprende, además, las etapas de:

10 configurar dicho rectificador para un control independiente de la tensión de CA en los terminales de la bobina secundaria, y

disponer un circuito de control adicional que calcula la magnitud de la tensión a imponer en los terminales de la bobina secundaria en el lado secundario.

15 16. Procedimiento, según la reivindicación 14, donde el procedimiento comprende, además, la etapa de:

20 disponer un sistema de control que regula el flujo de energía entre la bobina primaria y la secundaria y se adapta automáticamente a cambios en las posiciones mecánicas de las bobinas primaria y secundaria cambiando, de manera coordinada, la magnitud y la frecuencia de la tensión de CA en los terminales de la bobina resonante primaria.

25 17. Procedimiento, según la reivindicación 16, en el que el sistema de control de la etapa regula una frecuencia de excitación para que sea siempre igual o mayor que una frecuencia resonante.

25 18. Procedimiento, según la reivindicación 16, en el que el sistema de control regula la frecuencia de excitación para que sea siempre igual o menor que la frecuencia resonante.

30 19. Procedimiento, según cualquiera de las reivindicaciones 14 a 18, que comprende, además, las etapas de:

disponer el convertidor CC/CA en base a una conexión en H de cuatro dispositivos de conmutación que se controlan para generar cualquier valor deseado de tensión de CA, partiendo de una determinada tensión del lado de CC.

35 20. Procedimiento, según cualquiera de las reivindicaciones 14 a 19, que comprende, además, las etapas de:

disponer el convertidor CC/CA en base a la conexión en H de cuatro dispositivos de conmutación que se controlan para generar una tensión de onda cuadrada de amplitud fijada por una tensión del lado de CC, y

40 un convertidor de CC-CC entre la fuente de tensión de CC de entrada y la tensión de CC en la entrada del convertidor CC/CA.

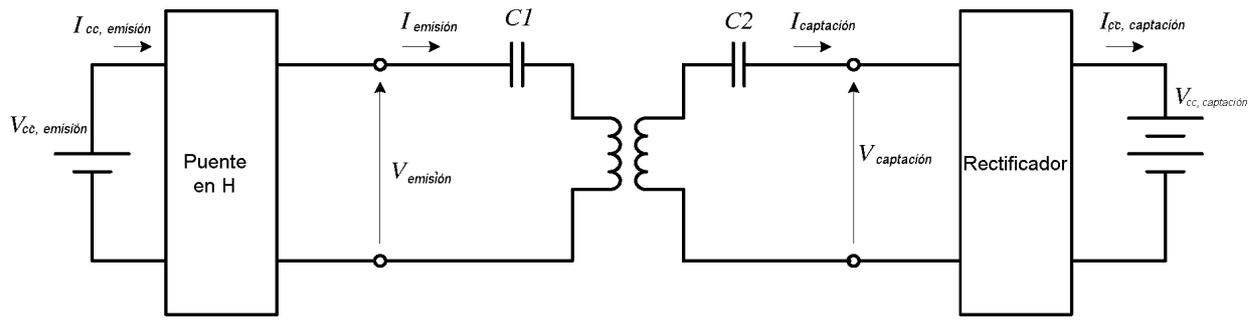


Fig. 1

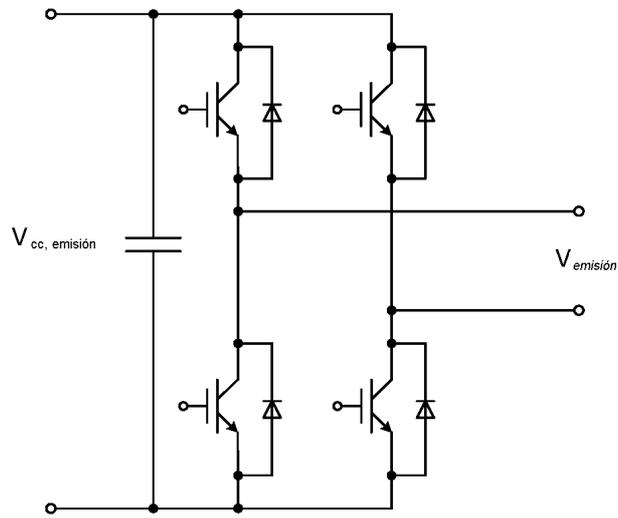


Fig. 2

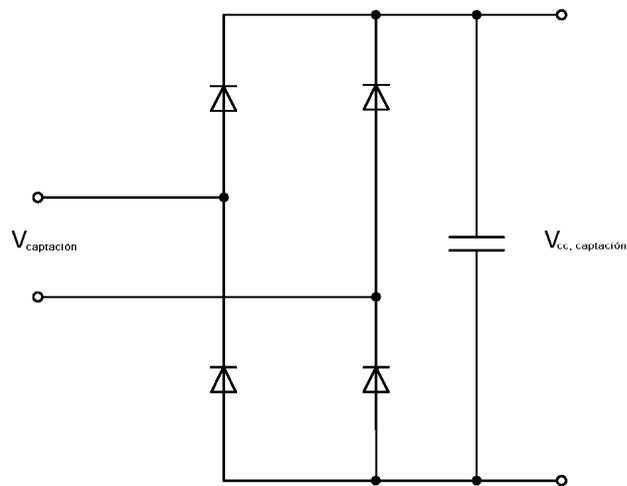


Fig. 3

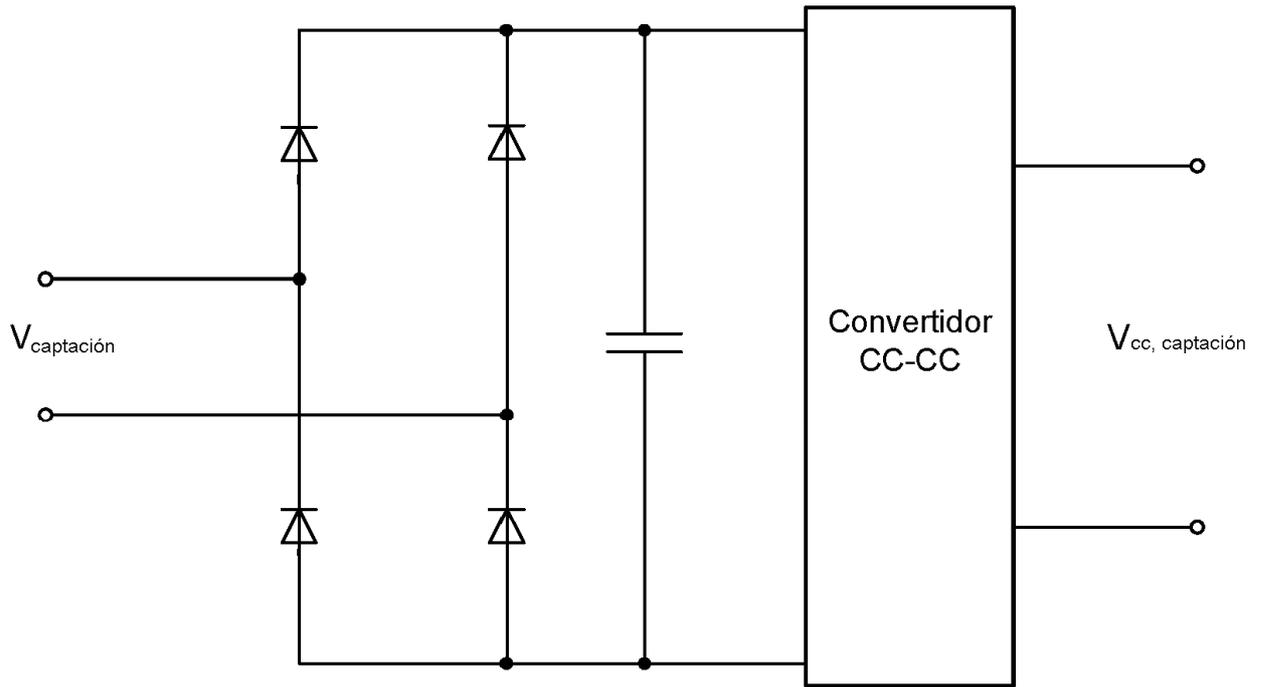


Fig. 4

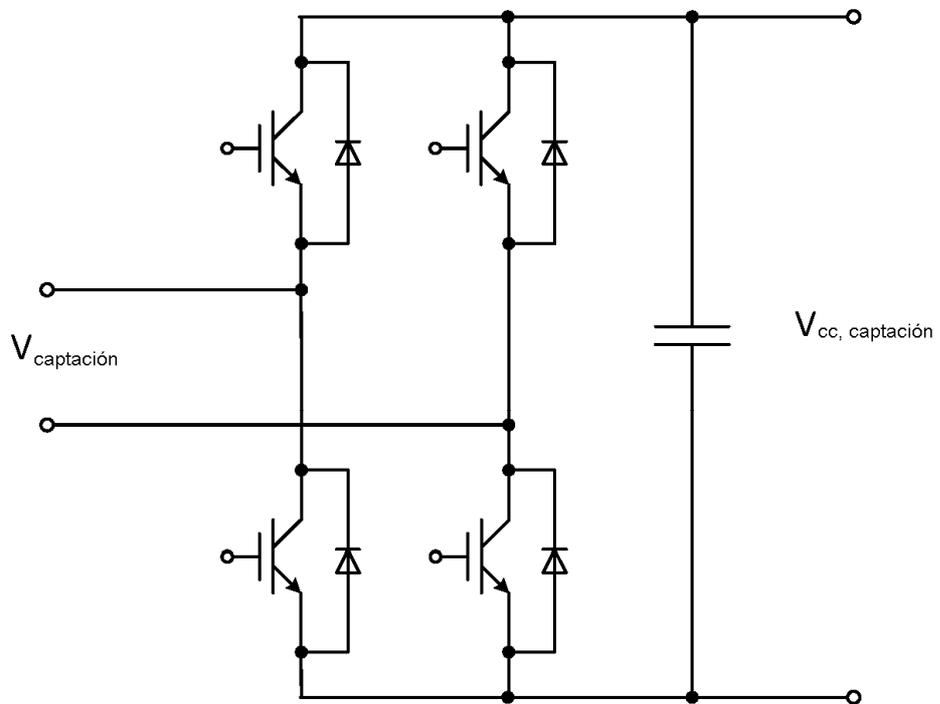


Fig. 5

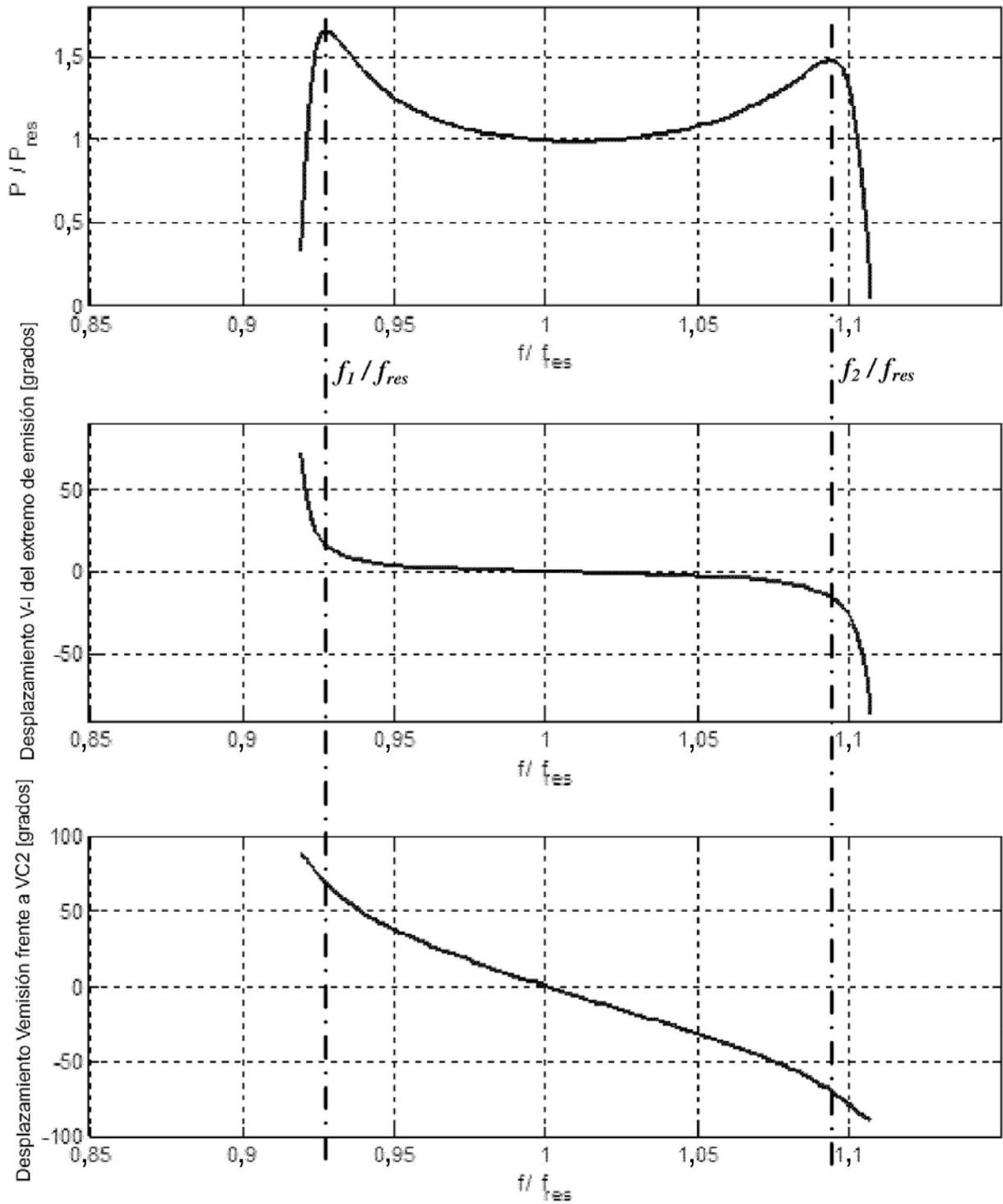


Fig. 6

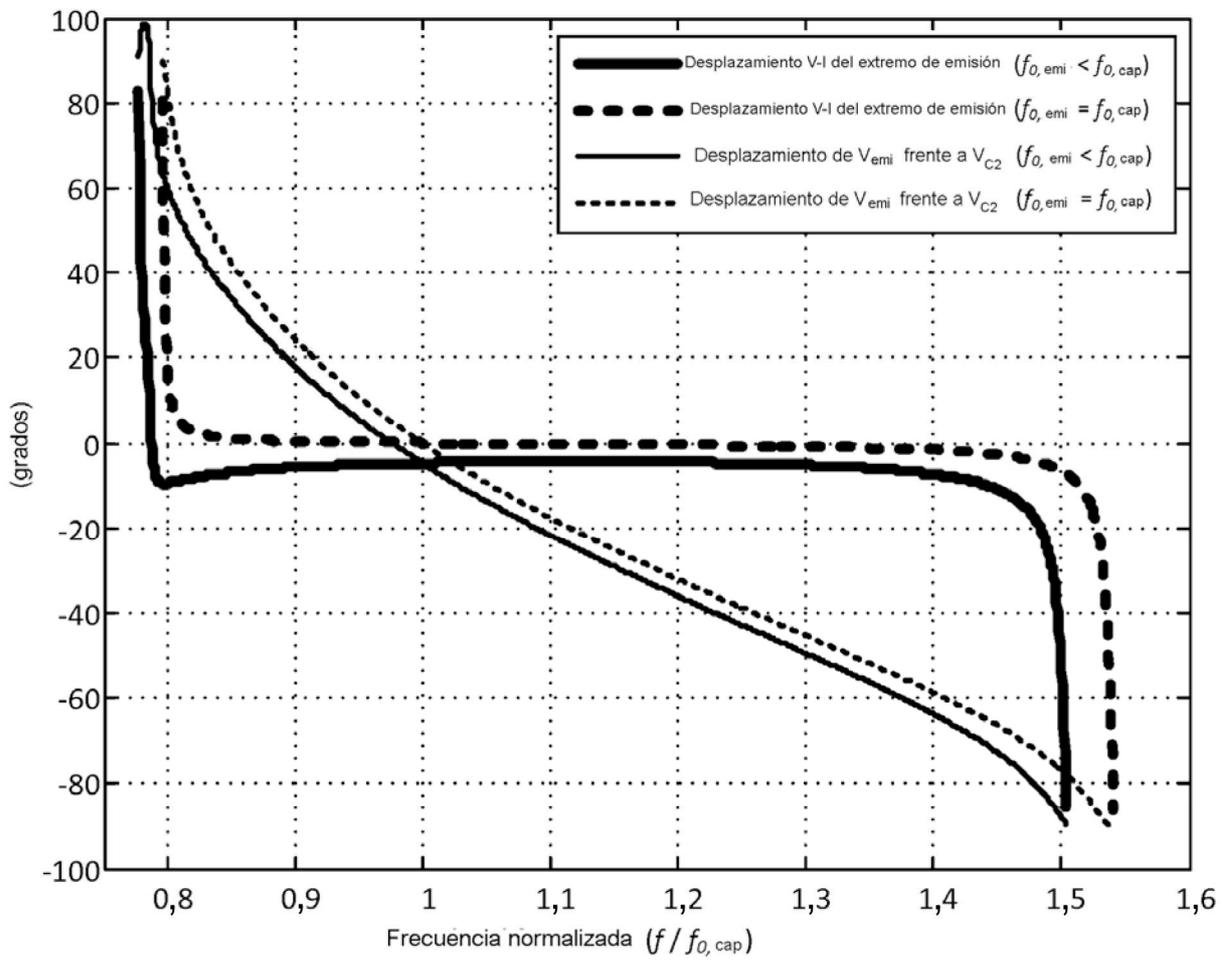


Fig. 7

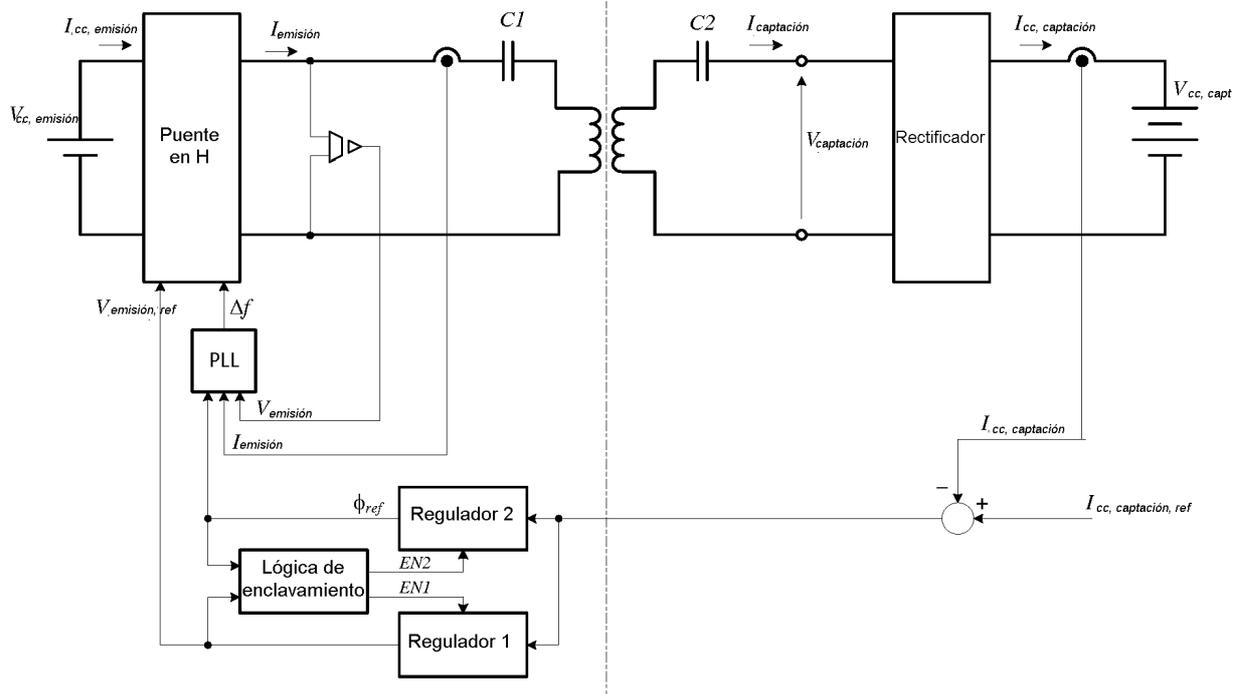


Fig. 8

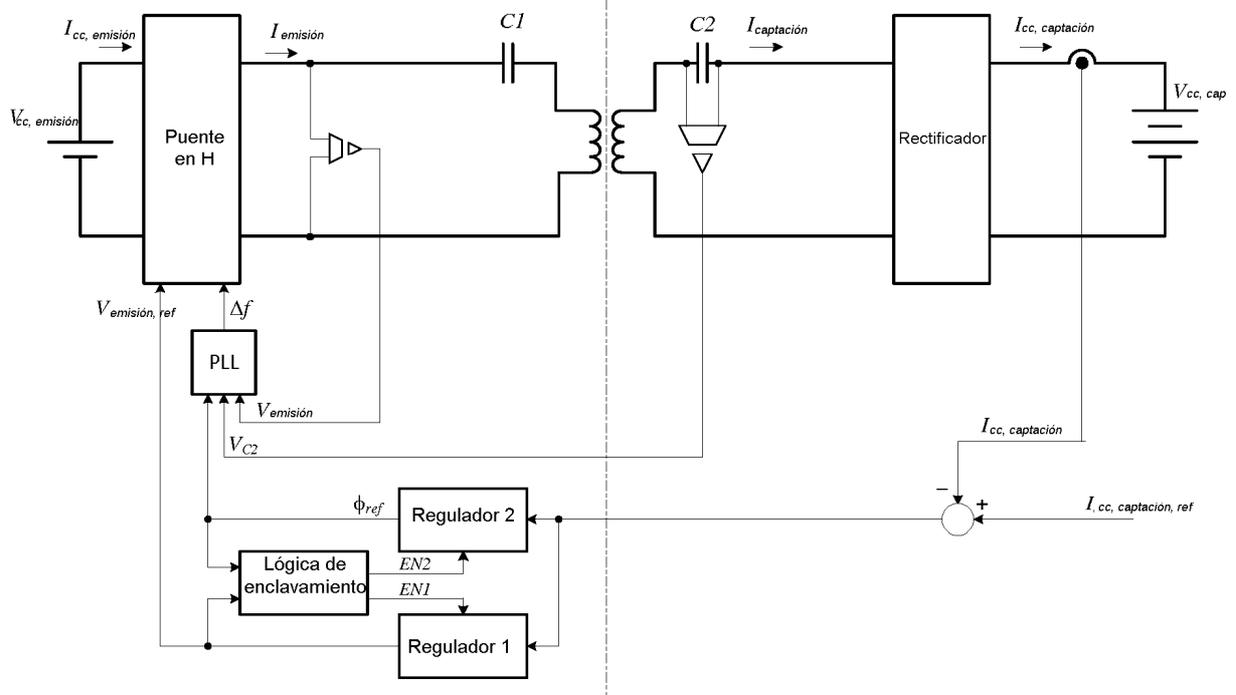


Fig. 9

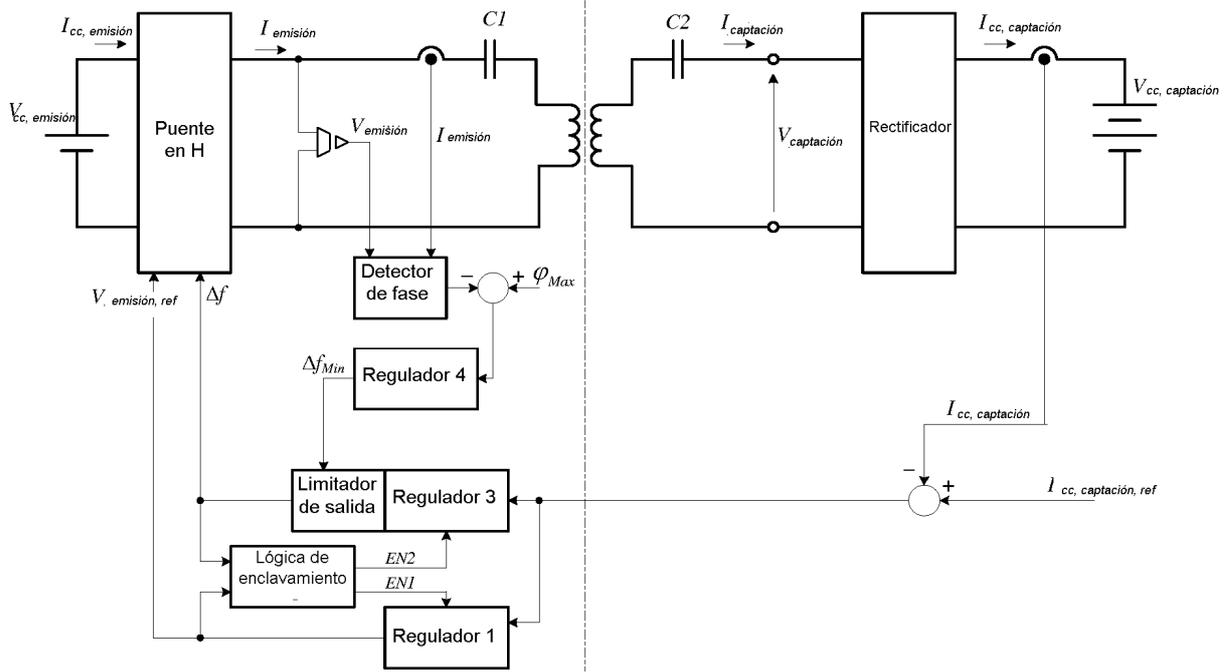


Fig. 10

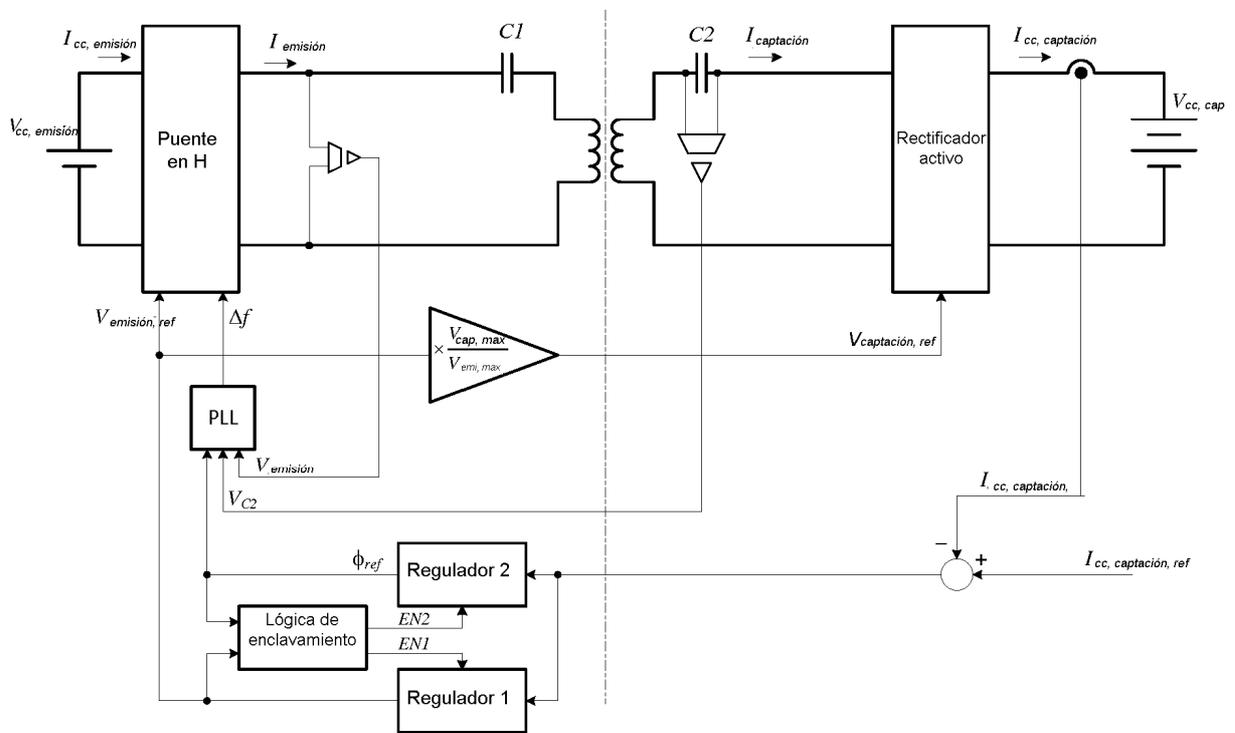


Fig. 11

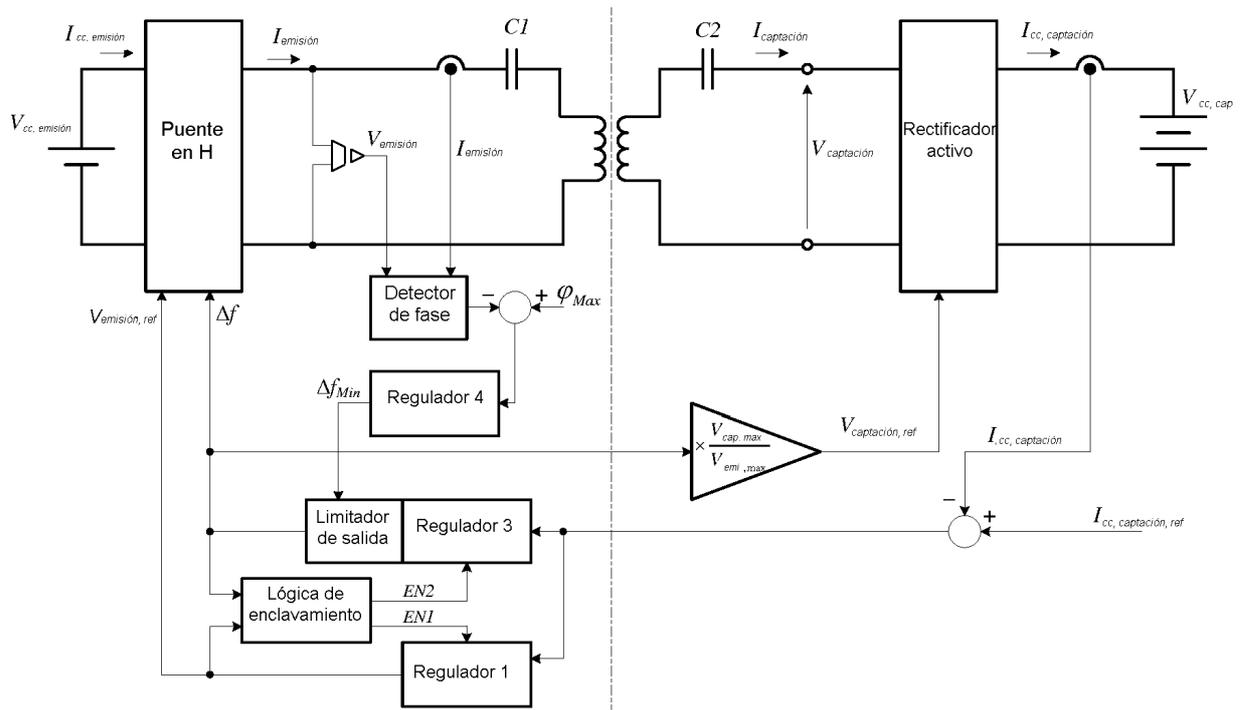


Fig. 12

REFERENCIAS CITADAS EN LA DESCRIPCIÓN

5 *Esta lista de referencias citada por el solicitante es únicamente para mayor comodidad del lector. No forman parte del documento de la Patente Europea. Incluso teniendo en cuenta que la compilación de las referencias se ha efectuado con gran cuidado, los errores u omisiones no pueden descartarse; la EPO se exime de toda responsabilidad al respecto.*

Documentos de patentes citados en la descripción

10

- US 20100244580 A1
- US 20110051467 A1
- FR 3004596