(19) OFICINA ESPAÑOLA DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

(11) Número de publicación: **2 810 819**

(51) Int. Cl.:

H02J 50/12 (2006.01)
H02M 7/537 (2006.01)

(12) TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA T3

(86) Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **04.05.2017** **PCT/GB2017/051249**

(87) Fecha y número de publicación internacional: **09.11.2017** **WO17191459**

(96) Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **04.05.2017** **E 17723744 (3)**

(97) Fecha y número de publicación de la concesión europea: **13.05.2020** **EP 3453099**

(54) Título: **Sistema de transferencia de energía inalámbrica**

(30) Prioridad:

04.05.2016 US 201615146851

(45) Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
09.03.2021

(73) Titular/es:

IMPERIAL COLLEGE INNOVATIONS LIMITED (100.0%)
Level 1 Faculty Building, c/o Imperial College, Exhibition Road
London SW7 2AZ, GB

(72) Inventor/es:

MITCHESON, PAUL;
YATES, DAVID y
ALDHAHER, SAMER

(74) Agente/Representante:

ISERN JARA, Jorge

ES 2 810 819 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

Sistema de transferencia de energía inalámbrica

La presente divulgación hace referencia a la transferencia de energía inalámbrica. En particular, esta divulgación hace referencia a un inversor basado en la topología clase EF que es adecuado para accionar una bobina transmisora en un sistema de transferencia de energía inductiva.

Antecedentes

La transferencia de energía inalámbrica tiene multitud de aplicaciones industriales, y los dispositivos que emplean la transferencia energética inalámbrica, como son los cargadores de cepillos de dientes inalámbricos, las almohadillas de carga inalámbrica para dispositivos móviles, y los dispositivos médicos cargados inalámbricamente implantados en el cuerpo, gozan de una popularidad cada vez mayor.

La transferencia de energía inductiva (IPT) es un ejemplo de transferencia de energía inalámbrica no radiativa. En un sistema de transferencia de energía inductiva típico, una corriente alterna pasa a través de una bobina transmisora. Ello provoca que la bobina transmisora produzca un campo magnético variable en el tiempo. Cuando una bobina transmisora es colocada en el campo magnético variable en el tiempo, el campo magnético induce una corriente alterna en la bobina receptora, que puede utilizarse entonces para accionar una carga. De esta manera, la energía se transmite de manera inalámbrica desde la bobina transmisora a la bobina receptora a través del campo magnético variable en el tiempo.

Al diseñar un sistema de transferencia de energía inductiva, es necesario tener en cuenta varios factores y en el proceso se presentan varios problemas. Para lograr un funcionamiento eficiente y un rendimiento energético máximo, se requiere, generalmente, operar el sistema IPT utilizando un campo magnético grande. Sin embargo, el diseño del sistema puede estar restringido en este sentido, por ejemplo, por las directrices relacionadas con los límites de exposición para campos magnéticos establecidas por la Comisión Internacional de Protección de Radiación no Ionizante (ICNIRP).

Es posible utilizar un inversor de potencia para convertir una señal de CC en una señal de AC con el fin de accionar una bobina transmisora en un sistema IPT. También es posible utilizar un transistor funcionando como un interruptor dentro del inversor. No obstante, cuando se utiliza un interruptor de transistor, pueden presentarse dos tipos de pérdidas de energía: pérdida de conducción y pérdida de conmutación. La primera se asocia con el hecho de que la resistencia del transistor es finita, mientras que la segunda se asocia con la conmutación del transistor a voltajes y corrientes distintos de cero. Este segundo tipo de pérdida de energía puede minimizarse utilizando técnicas de "conmutación suave", por ejemplo, técnicas de conmutación a tensión cero (ZVS). La ZVS implica encender o apagar el transistor mientras la tensión cero pasa a través del transistor. Es posible encontrar ejemplos de inversores de energía inalámbrica que emplean dichas técnicas en la publicación científica del IEEE "Link efficiency-led design of mid-range inductive power transfer systems" (Kwan.C, WOW conference 2015).

Teniendo en cuenta las cuestiones anteriores, un problema de los sistemas existentes es que el campo magnético transmitido por una bobina transmisora depende de la carga del receptor. Por ejemplo, en un sistema con múltiples dispositivos, cada uno de ellos teniendo una carga del receptor correspondiente, la energía disponible para cualquier dispositivo puede reducirse si otro dispositivo receptor es movido a una posición más cercana a la bobina transmisora. Además, introducir un nuevo dispositivo receptor en el sistema IPT puede reducir la energía disponible para todos los dispositivos receptores originales. La cantidad, la ubicación y la orientación de las bobinas receptoras en el sistema IPT influyen en la carga resistiva efectiva de la bobina transmisora, lo cual provoca un cambio en la corriente que pasa por la bobina transmisora. Ello, a su vez, altera el campo magnético producido por la bobina transmisora. Dicha variación en el campo magnético puede provocar que el campo magnético exceda los límites de la ICNIRP y/o provocar una reducción indeseada del rango máximo alcanzable o en el rendimiento energético. El cambio en la corriente también provoca pérdidas de energía mayores y, por tanto, una reducción en la eficiencia del sistema IPT, debido a pérdidas de la operación ZVS.

Es deseable proporcionar un inversor para accionar una bobina transmisora que retiene una alta eficiencia y que suministra una corriente constante a la bobina transmisora, independientemente de la carga. Al proporcionar dicho tipo de inversor, es también deseable evitar o reducir los gastos de control de los circuitos en tiempo real y del nivel del sistema. Es también deseable evitar pérdidas de conmutación que puedan producirse cuando el transistor se enciende y se apaga.

Resumen

Una invención queda establecida en las reivindicaciones independientes. Las características opcionales se establecen en las reivindicaciones dependientes.

De acuerdo con un primer aspecto, se proporciona un inversor de energía para accionar una bobina transmisora en un sistema de transferencia de energía inductiva, en donde el inversor es adecuado para el funcionamiento de clase “EF”. El inversor de energía está dispuesto para accionar una resistencia de carga. El inversor de energía comprende un dispositivo de conmutación dispuesto entre una fuente de energía y la conexión a tierra y dispuesto para conmutar a una frecuencia de conmutación, y una red resonante dispuesta en paralelo con respecto al dispositivo de conmutación entre la fuente de energía y la conexión a tierra. La red resonante tiene una frecuencia resonante que es un múltiplo no entero de la frecuencia de conmutación, de tal manera que, en funcionamiento, una corriente sustancialmente constante pasa a través de la resistencia de carga.

De acuerdo con otro aspecto, se proporciona un inversor de energía para accionar una bobina transmisora en un sistema de transferencia de energía inductiva, en donde el inversor es adecuado para el funcionamiento de clase "E". El inversor de energía está dispuesto para accionar una resistencia de carga. El inversor de energía comprende un dispositivo de conmutación dispuesto entre una fuente de energía y la conexión a tierra y dispuesto para conmutar a una frecuencia de conmutación, y una red resonante dispuesta en paralelo con respecto al dispositivo de conmutación entre la fuente de energía y la conexión a tierra. La red resonante tiene una frecuencia resonante que es un múltiplo no entero de la frecuencia de conmutación, de tal manera que, en funcionamiento, una corriente sustancialmente constante pasa a través de la resistencia de carga.

Se apreciará que la conexión a tierra podría alternativamente ser un nodo de referencia distinto a la propia conexión a tierra.

De manera opcional, en algunas realizaciones, un primer nodo del dispositivo de conmutación se acopla a la conexión a tierra, un segundo nodo del dispositivo de conmutación se acopla vía un primer inductor a un voltaje de alimentación de CC, y un tercer nodo del dispositivo de conmutación se utiliza para encender y apagar el dispositivo de conmutación.

De manera opcional, en algunas realizaciones, un primer condensador se acopla en paralelo con el dispositivo de conmutación entre la fuente de energía y la conexión a tierra.

De manera opcional, en algunas realizaciones, la red resonante comprende un circuito resonante, comprendiendo el circuito resonante un segundo inductor y un segundo condensador.

De manera opcional, en algunas realizaciones, la carga comprende la resistencia de una bobina transmisora.

De manera opcional, en algunas realizaciones, la resistencia de carga comprende la resistencia de al menos una bobina receptora.

De manera opcional, en algunas realizaciones, el valor de la resistencia de carga puede variar.

De manera opcional, en algunas realizaciones, el múltiplo no entero es preferiblemente de entre 1 y 2, más preferiblemente de entre 1,5 y 1,65 y aún más preferiblemente igual a 1,5.

De manera opcional, en algunas realizaciones, un tercer condensador y un tercer inductor se acoplan en series con la resistencia de carga.

De manera opcional, en algunas realizaciones, el inversor está dispuesto para mantener una operación de conmutación de tensión cero.

De acuerdo con otro aspecto, se proporciona un método para fabricar un inversor de energía para accionar una bobina transmisora en un sistema de transferencia de energía. El inversor es adecuado para el funcionamiento de clase “EF” y está dispuesto para accionar una resistencia de carga, y el método comprende disponer un dispositivo de conmutación entre una fuente de energía y la conexión a tierra, y disponer el dispositivo de conmutación para conmutar a una frecuencia de conmutación. El método también comprende disponer una red resonante en paralelo con el dispositivo de conmutación entre la fuente de energía y la conexión a tierra. El método también comprende disponer la red resonante para tener una frecuencia resonante que es un múltiplo no entero de la frecuencia de conmutación, de manera que, durante el funcionamiento, una corriente sustancialmente constante pasa a través de la resistencia de carga.

De acuerdo con otro aspecto, se proporciona un método para fabricar un inversor de energía para accionar una bobina transmisora en un sistema de transferencia de energía. El inversor es adecuado para el funcionamiento de clase “E” y está dispuesto para accionar una resistencia de carga, y el método comprende disponer un dispositivo de conmutación entre una fuente de energía y la conexión a tierra, y disponer el dispositivo de conmutación para conmutar a una frecuencia de conmutación. El método también comprende disponer una red resonante en paralelo con el dispositivo de conmutación entre la fuente de energía y la conexión a tierra. El método también comprende disponer la red resonante para tener una frecuencia resonante que es un múltiple no entero de la frecuencia de

conmutación, de manera que, durante el funcionamiento, una corriente sustancialmente constante pasa a través de la resistencia de carga.

De manera opcional, en algunas realizaciones, el inversor es tal y como se ha descrito previamente en relación con el primer aspecto.

De acuerdo con un aspecto, se proporciona un rectificador para recibir una señal de CA desde una bobina receptora en un sistema de transferencia de energía inductiva, en donde el rectificador es adecuado para el funcionamiento de clase "EF" y está dispuesto para accionar una resistencia de carga. El rectificador comprende un dispositivo de conmutación dispuesto entre una fuente de energía y la resistencia de carga y dispuesto para conmutar a una frecuencia de conmutación, y una red resonante que tiene una frecuencia resonante que es un múltiple no entero de la frecuencia de conmutación y dispuesta de manera que, durante el funcionamiento, una corriente sustancialmente constante pasa a través de la resistencia de carga.

De acuerdo con un aspecto, se proporciona un rectificador para recibir una señal de CA desde una bobina receptora en un sistema de transferencia de energía inductiva, en donde el rectificador es adecuado para el funcionamiento de clase "E" y está dispuesto para accionar una resistencia de carga. El rectificador comprende un dispositivo de conmutación dispuesto entre una fuente de energía y la resistencia de carga y dispuesto para conmutar a una frecuencia de conmutación, y una red resonante que tiene una frecuencia resonante que es un múltiple no entero de la frecuencia de conmutación y dispuesta de manera que, durante el funcionamiento, una corriente sustancialmente constante pasa a través de la resistencia de carga.

De manera opcional, en algunas realizaciones, el múltiplo no entero es preferiblemente de entre 1 y 2, más preferiblemente de entre 1,5 y 1,65 y aún más preferiblemente igual a 1,5.

De manera opcional, en algunas realizaciones la fuente de energía comprende una bobina transmisora.

De acuerdo con otro aspecto, un sistema de transferencia de energía inductiva comprende un circuito transmisor y un circuito receptor, comprendiendo el circuito transmisor el inversor según se ha descrito anteriormente y comprendiendo el circuito receptor el rectificador según se ha descrito anteriormente.

De manera opcional, en algunas realizaciones los múltiples no enteros correspondientes de las frecuencias de conmutación del inversor y del rectificador son iguales.

De manera opcional, en algunas realizaciones la fuente de energía del rectificador comprende una bobina receptora, la carga de resistencia del inversor comprende una bobina transmisora, en donde la bobina transmisora está espaciada con respecto a la bobina receptora, y la bobina receptora está dispuesta para recibir energía a través de la transferencia de energía inductiva desde la bobina transmisora.

De acuerdo con otro aspecto, se proporciona un método para fabricar un rectificador para recibir una señal de CA desde una bobina receptora en un sistema de transferencia de energía inductiva. El rectificador es adecuado para su funcionamiento de clase “EF” y está dispuesto para accionar una resistencia de carga. El método comprende disponer un dispositivo de conmutación entre una fuente de energía y la resistencia de carga, disponer el dispositivo de conmutación para conmutar a una frecuencia de conmutación y disponer una red resonante que tiene una frecuencia resonante que es un múltiplo no entero de la frecuencia de conmutación, de manera que, durante el funcionamiento, una corriente sustancialmente constante pasa a través de la resistencia de carga.

De acuerdo con otro aspecto, se proporciona un método para fabricar un rectificador para recibir una señal de CA desde una bobina receptora en un sistema de transferencia de energía inductiva. El rectificador es adecuado para su funcionamiento de clase “E” y está dispuesto para accionar una resistencia de carga. El método comprende disponer un dispositivo de conmutación entre una fuente de energía y la resistencia de carga, disponer el dispositivo de conmutación para conmutar a una frecuencia de conmutación y disponer una red resonante que tiene una frecuencia resonante que es un múltiplo no entero de la frecuencia de conmutación, de manera que, durante el funcionamiento, una corriente sustancialmente constante pasa a través de la resistencia de carga.

De manera opcional, en algunas realizaciones, el inversor es tal y como se ha descrito anteriormente.

Figuras

A continuación, se describen las realizaciones específicas haciendo referencia a los dibujos, en los que:

-La figura 1 es un diagrama de circuito esquemático de un inversor de clase EF de acuerdo con una realización de la presente divulgación.

-La figura 2 muestra las formas de onda del voltaje y la corriente para un inversor de acuerdo con una realización de la presente divulgación.

-La figura 3 muestra las formas de onda del voltaje y la corriente para un inversor de acuerdo con una realización de la presente divulgación.

-La figura 4 muestra las formas de onda del voltaje y la corriente obtenidas experimentalmente para un inversor de acuerdo con una realización de la presente divulgación.

-La figura 5 muestra un rectificador de clase EF de acuerdo con una realización de la presente divulgación.

-La figura 6 muestra tres tablas que contienen resultados experimentales de tres diseños de circuito diferentes. Cada tabla muestra la capacitancia en derivación, la corriente de salida y la capacidad de salida de energía para valores seleccionados de q_1 y p a un 30 % del ciclo de trabajo.

Descripción general

Los convertidores de conmutación suave resonantes, como los inversores de clase E y de clase EF_2, pueden utilizarse en sistemas de transferencia de energía inductiva inalámbricos (IPT) de alta potencia que operan a frecuencias de varios megahercios debido a su operación eficiente y a su construcción sencilla. Sin embargo, los conversores de conmutación suave resonantes tan solo están actualmente optimizados para operar en condiciones de conmutación óptimas para una carga fija y, por consiguiente, son muy dependientes del valor de la carga. Los sistemas actuales no son, por tanto, tolerantes a las variaciones de carga, lo cual implica que sean menos eficientes conforme la carga se desvía de su valor óptimo. Como consecuencia, ello limita a un sistema IPT de manera que tan solo puede funcionar de manera eficiente con una distancia de separación de bobina fija y para un rango de carga estrecho.

Es deseable para los sistemas IPT mantener una alta eficiencia incluso con una variación significativa en la carga del receptor y/o en el factor de acoplamiento entre las bobinas de transmisión y recepción. Las variaciones en el factor de acoplamiento pueden estar derivadas del movimiento relativo entre las bobinas de transmisión y de recepción, y los cambios en la carga del receptor pueden estar causados por un cambio en la demanda de energía. En ambos casos, la carga resistiva que se refleja en la bobina transmisora desde el receptor cambia. Este hecho tiene dos consecuencias. En primer lugar, la eficiencia del inversor del lado de transmisión de clase E (o relacionado) puede quedar reducida debido a la pérdida de conmutación de tensión cero (ZVS). En segundo lugar, dado que la carga resistiva del sistema cambia, la corriente de la bobina transmisora puede cambiar, lo cual, a su vez, cambia el campo magnético generado por la bobina transmisora.

En la presente se divulga un inversor independiente de la carga de clase EF que mantiene el funcionamiento ZVS, y que produce una corriente de salida constante, en lugar de una tensión de salida constante, independientemente de la resistencia de carga. Una corriente de salida constante permite que el inversor presentado funcione de manera eficiente para un rango de carga que va desde resistencia cero (circuito corto) hasta una resistencia de carga máxima determinada, haciendo que el inversor será más adecuado como accionador de bobinas en un sistema IPT.

Como se puede entender, los parasitarios del circuito de clase E, por ejemplo, la resistencia finita del transistor, facilitan la producción de segundas corrientes armónicas. Para resolver este problema, los circuitos de clase EF pueden incorporar un circuito resonante, a veces llamado un circuito tanque, que se sintoniza siempre con un múltiple entero de la frecuencia de conmutación para filtrar la señal armónica correspondiente. El diseñador del circuito puede utilizar circuitos resonantes para sintonizar las señales armónicas, como la segunda y/o la tercera armónica. Por ejemplo, si el diseñador del circuito desea filtrar la segunda corriente armónica, el circuito resonante es diseñado para tener una frecuencia resonante que es dos veces la frecuencia de conmutación para maximizar la impedancia enfrentada por la segunda corriente armónica.

En los inversores de acuerdo con la presente invención, la frecuencia de resonancia del circuito resonante está sintonizada, en cambio, con un múltiplo no entero de la frecuencia de conmutación. Ello es completamente contrario a la enseñanza del estado de la técnica con respecto a los inversores basados en la clase EF, y, sin embargo, cuenta con el efecto sorprendente de que la corriente se mantiene constante a través de la carga. El funcionamiento con corriente constante implica que el campo magnético no esté sujeto a variaciones, y, por lo tanto, el campo magnético del circuito puede mantenerse de acuerdo con las directrices de la ICNIRP. También, es posible mantener la operación ZVS, reduciendo las pérdidas de conmutación en el transistor del inversor.

Descripción detallada

A continuación, se describirá la presente invención en mayor detalle y haciendo referencia a los dibujos adjuntos.

La figura 1 es un diagrama de circuito esquemático de un inversor 100 de acuerdo con la presente divulgación. El inversor 100 está basado en un inversor de clase E, y más particularmente está basado en un inversor de clase “EF”. Durante el funcionamiento, el inversor 100 convierte la corriente continua (CC) de una fuente de energía 102 a una corriente alterna (CA).

Los inversores de clase EF y de clase E/F son inversores híbridos que combinan las formas de onda de voltaje y corriente de conmutación mejoradas de los inversores de clase F y de clase F^{-1} con la eficiencia en la conmutación de los inversores de clase E. Como resultado, su eficiencia, su energía de salida y su capacidad de energía de salida pueden ser más altas en algunos casos que las de los inversores de clase E.

El inversor de clase EF se forma añadiendo una red resonante en paralelo o en serie a su red de carga. El método utilizado para añadir redes resonantes a la red de carga se utiliza en los inversores de clase F y en los de clase F^{-1}, y aplicándolo al inversor de clase E resulta en un inversor híbrido, denominado inversor de clase EF_n o de clase E/F_n. El subíndice n se refiere a la relación existente entre la frecuencia resonante de la red resonante añadida y la frecuencia de conmutación del inversor y es siempre un número entero mayor o igual a 2 en el estado del arte. La convención actual es utilizar el término "EF_n" si n es un número entero par y utilizar el término "E/F_n" si n es un entero impar. La red o las redes resonantes añadidas podrían ser en forma de una red en serie LC que está conectada en paralelo con la red de carga.

Tal y como se apreciará en la descripción incluida a continuación, los inversores de clase EF y los rectificadores de la presente divulgación no encajan en la convención actual de denominaciones, sin embargo, son adecuados para las operaciones de clase EF porque las formas de onda de corriente y de voltaje se conforman mediante el uso de la técnica de una red sintonizada LC adicional.

El inversor 100 incorpora un transistor 106. El transistor 106 puede ser un transistor de efecto de campo semiconductor de óxido metálico 106 (MOSFET) tal y como se conoce en el estado del arte. La figura 1 muestra un MOSFET de canal Nn El transistor 106 se acopla a un primer inductor 104 teniendo una primera inductancia L_1. El primer inductor 104 es acoplado al transistor 106 a través de un primer nodo de transistor que, en el caso de que el transistor 106 sea un MOSFET de canal n como en la figura 1, será el nodo "accionador". El primer inductor 104 es, a su vez, acoplado a una fuente de energía 102, que está dispuesta para proporcionar una señal de entrada de CC al inversor 100. El transistor 106 es también acoplado a la conexión a tierra 108 a través de un segundo nodo que, en el caso de que el transistor 106 sea un MOSFET de canal n, será el nodo "fuente". Finalmente, el transistor 106 es encendido o apagado a través de un tercer nodo de transistor que, en el caso de que el transistor 106 sea un MOSFET de canal N, será el nodo "puerta". El transistor 106 puede encenderse o apagarse aplicando una entrada de, por ejemplo, un generador de señales (no se muestra). Generalmente, el generador de señales produce una señal de entrada de onda cuadrada.

Un primer condensador 116 con una primera capacitancia C_1 está conectado en paralelo con el transistor 106, entre el primer inductor 104 y la conexión a tierra 108. Se apreciará que el condensador C_1 permite que el inversor 106 funcione en un modo ZVS. El voltaje en C_1 cae naturalmente a cero dos veces por ciclo y estos eventos constituyen el punto en el que el transistor cambia de estado. Por consiguiente, es la función del circuito completo (todos los componentes operando juntos) la que da lugar a estos casos de cero voltios. La existencia del condensador C_1 significa que hay una tasa infinita de cambio de voltaje a través del transistor, lo cual proporciona un tiempo finito para que este cambie de estado.

Un circuito resonante 110 está también conectado en paralelo entre el primer inductor 104 y la conexión a tierra 108. El circuito resonante 110 tiene un segundo inductor 112 que tiene una inductancia L_2, y un segundo condensador 114 que tiene una segunda capacitancia C_2. El circuito resonante 110 tiene una frecuencia resonante F_T, que es dependiente de los valores C_2 y L_2 tal y como podrán apreciar los expertos en la técnica.

En las realizaciones de la presente divulgación, el circuito resonante 110 está diseñado para tener una frecuencia resonante F_t que es un múltiplo no entero de la frecuencia de conmutación F_{sw} del transistor 106. Preferiblemente, el múltiplo no entero es de entre 1 y 2, más preferiblemente de entre 1,5 y 1,65 y aún más preferiblemente, igual a 1,5.

Un tercer condensador 118 que tiene una tercera capacitancia C_3, un tercer inductor 118 que tiene una tercera inductancia L_3, y una bobina transmisora (no mostrada) están también conectados en paralelo con el transistor 106 y el primer condensador 116. La resistencia de la bobina transmisora forma parte de la carga resistiva 122 del inversor 100. Durante el funcionamiento, la carga resistiva 122 del inversor 100 también se incrementa de acuerdo con las cargas resistivas correspondientes de cualquier bobina receptora dentro del sistema IPT. Estas cargas de receptor correspondientes se "reflejan" en la bobina transmisora cuando el sistema IPT está en funcionamiento, como podrán comprender los expertos en la técnica. El valor de la carga puede depender de la relación de giros y del factor de acoplamiento, y puede considerarse que incluye la resistencia a las pérdidas de la bobina receptora. Se entenderá, por tanto, que la carga resistiva 122 experimentada por el inversor 100 puede variar a medida que las bobinas receptoras cambian en número, orientación, tamaño o distancia con respecto a la bobina transmisora.

En el circuito de la figura 1, I_{in} es la corriente de entrada constante. Se espera un componente significativo de CC con poca ondulación de corriente. I_o es la corriente de salida sinusoidal que fluye en la bobina de transmisión.

Durante el funcionamiento, la fuente de energía 102 suministra una señal de entrada de CC al inversor. El transistor 106 se enciende y se apaga a una frecuencia de conmutación F_{sw}. Ello tiene el efecto de producir una señal de

salida de CA que pasa a través de la carga. A medida que la corriente alterna pasa a través de la bobina del transmisor, se produce un campo magnético variable en el tiempo.

Tal y como apreciarán los expertos en la técnica, el hecho de conectar o desconectar el transistor 106 mientras una corriente o un voltaje no cero pasa a través del transistor 106 da lugar a pérdidas de conmutación a través del transistor 106, de acuerdo con la conocida ecuación P=IV; donde P es la pérdida de energía en el transistor 106 por segundo, I es la corriente que pasa a través del transistor 106 y V es el voltaje a lo largo del transistor 106.

El circuito resonante 110, que tiene una frecuencia resonante que es un múltiple no entero de la frecuencia de conmutación, actúa para mantener constante la corriente que fluye a través de la bobina transmisora, tal y como se describirá a continuación en mayor detalle.

La relación entre la frecuencia de resonancia F_t del circuito de sintonía y la frecuencia de conmutación F_{sw} queda representada por el parámetro q_1.

La corriente I_y es sinusoidal y viene dada por la ecuación (1):

$$i_o(\omega t) = I_m \sin(\omega t + \phi) \qquad (1)$$

donde I_m es la magnitud de la corriente de salida y Φ es su fase. Se asume que el interruptor está encendido para el período $0 < \omega t < 2\pi D$ y apagado para el período $2\pi D < \omega t < 2\pi$. Comenzando con la red de circuitos de sintonía en serie, su corriente viene dada por la ecuación (2): donde (3), (4), (5):

$$\frac{i_{L_2}}{I_{IN}}(\omega t) = A_2 \cos(q_2 \omega t) + B_2 \sin(q_2 \omega t) - \frac{q_2^2 p}{q_2^2 - 1} \sin(\omega t + \phi) + \frac{1}{k+1} \qquad (2)$$

$$k = \frac{C_1}{C_2} \qquad (3)$$

$$q_2 = \frac{1}{\omega}\sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L_2 C_1 C_2}} = q_1 \sqrt{\frac{k+1}{k}} \qquad (4)$$

$$p = \frac{C_2}{C_1 + C_2}\frac{I_m}{I_{IN}} = \frac{1}{k+1}\frac{I_m}{I_{IN}} \qquad (5)$$

y los coeficientes A_2 y B_2 deben determinarse en base a las condiciones de contorno de la ecuación. Las condiciones de contorno se determinan a partir de las condiciones de continuidad de corriente y voltaje cuando el interruptor se enciende y se apaga. El parámetro p se denomina parámetro de carga. La corriente en el condensador C_1 viene dada por la ecuación (6):

$$\frac{I_{C_1}}{I_{IN}}(\omega t) = 1 - p(k+1)\sin(\omega t + \phi) - \frac{I_{L_2}}{I_{IN}}(\omega t). \qquad (6)$$

El drenaje para el período $2\pi D < \omega t < 2\pi$ viene dado por la ecuación (7):

$$\frac{v_{DS}(\omega t)}{V_{IN}} = 2\pi \frac{\beta(\omega t)}{\alpha} \qquad (7)$$

donde (8):

$$\beta(\omega t) = \int_{2\pi D}^{\omega t} \frac{I_{C_1}}{I_{IN}}(\tau) d\tau. \qquad (8)$$

y (9):

$$\alpha = \int_{2\pi D}^{2\pi} \beta(\omega t) d\omega t. \qquad (9)$$

El voltaje a lo largo de la resistencia de carga y la impedancia residual en la red de carga de salida vienen dados por las ecuaciones (10, 11):

$$\frac{v_{R_L}}{V_{IN}} = \frac{2}{\alpha} \int_{2\pi D}^{2\pi} \beta(\omega t) \sin(\omega t + \phi) d\omega t = \frac{2}{\alpha} \psi_1 \qquad (10)$$

$$\frac{V_{jX}}{V_{IN}} = \frac{2}{\alpha} \int_{2\pi D}^{2\pi} \beta(\omega t) \cos(\omega t + \phi) d\omega t = \frac{2}{\alpha} \psi_2. \qquad (11)$$

En el gráfico de la figura 2(a), el eje y muestra V_{DS}/V_{in}. El eje y se mide en incrementos de 1 desde -1 hasta 3. El eje x muestra ωt y es medido entre 0 y 2π.

En el gráfico de la figura 2(b), el eje y muestra I_0/I_{in}. El eje y se mide en incrementos de 1 desde 0 hasta 4. El eje x muestra ωt y es medido entre 0 y 2π.

En el gráfico de la figura 2(c), el eje y muestra I_{DS}/I_{in}. El eje y se mide en incrementos de 2 desde -4 hasta 4. El eje x muestra ωt y es medido entre 0 y 2π.

En cada una de las figuras 2 (a), (b) y (c), una línea negra representa la resistencia óptima R_{opt}, una línea gris representa 0,75 R_{opt} y una línea azul/verde azulado muestra 1,25 R_{opt}.

La figura 2 muestra el efecto de la resistencia de carga variando un 25 % por encima y por debajo de la carga óptima para un inversor de clase EF. El gráfico muestra el efecto en el voltaje y la corriente de conmutación y el voltaje de salida para un inversor de clase EF en un ciclo de trabajo fijo de 37:5 %, q1 = 2 & k = 0:867.

Puede notarse que la ZVS se pierde una vez que la carga varía por encima o por debajo de su valor óptimo. Para resistencias de carga más altas, el interruptor gira a un voltaje positivo que descarga la carga en el condensador C1, lo cual da como resultado un gran pico de corriente que fluye a través del interruptor. En la práctica, el pico de corriente hace que se pierda energía en la resistencia de encendido del interruptor, lo que, por tanto, degrada la eficiencia general. También puede causar daños al interruptor si su valor excede la capacidad de corriente del mismo. Lo mismo ocurre cuando la resistencia de carga está por debajo de su valor óptimo. Sin embargo, dado que un MOSFET con diodo corporal puede utilizarse en el circuito, el diodo corporal comienza a conducirse una vez que el drenaje del MOSFET al voltaje de fuente cruza los cero voltios y excede el avance del diodo. El pico de corriente tiene una magnitud mucho menor aquí, puesto que el voltaje de avance del diodo es bajo. No obstante, la eficiencia general seguirá degradándose. Además, la corriente y el voltaje de salida a través de la resistencia de carga R_L cambiará a medida que cambie el valor de la resistencia de carga.

Para lograr un funcionamiento independiente de la carga, deben cumplirse los siguientes criterios, independientemente del valor de la carga:

1. Corriente alterna de salida constante

La ecuación 10 puede escribirse en la forma de la ecuación (12) mostrada a continuación:

$$\frac{2}{\alpha(p)}\psi_1(p) = \frac{I_m R_L}{V_{IN}} = \frac{I_m}{I_{IN}}\frac{R_L}{R_{IN}}. \qquad (12)$$

Dado que se ha asumido que no hay pérdidas en el circuito, toda la energía suministrada por el voltaje de entrada se consume en la carga. Se puede obtener la siguiente ecuación (13)

$$\frac{R_L}{R_{IN}} = \frac{2}{\left(\frac{I_m}{I_{IN}}\right)^2}. \qquad (13)$$

Al sustituir la ecuación anterior (13) en la ecuación (12), se obtiene la ecuación (14):

$$\frac{\psi_1(p)}{\alpha(p)} = \frac{I_{IN}}{I_m}. \qquad (14)$$

El parámetro de carga p aumentaría conforme decrece la resistencia de carga y viceversa. Además, p puede siempre ser un número real positivo, por lo que $p \in \mathbb{R}^+$. Haciendo referencia a la ecuación 14, lograr una corriente de salida constante frente a cualquier variación de carga implica que los parámetros del circuito, especialmente la fase, serán constantes para cualquier valor de p (es decir, independientemente de *p*). Este criterio significa que la relación de cambio de

$$\frac{\partial}{\partial p}\left(\frac{\psi_1(p)}{\alpha(p)}\right) = 0 \quad \text{over } \mathbb{D}_p. \qquad (15)$$

la ecuación 14 con respecto a p será cero, ello puede representarse con la ecuación (15):

2. Conmutación constante a voltaje cero

La conmutación constante a voltaje cero u operación de “alta eficiencia” puede lograrse configurando el voltaje del interruptor en la ecuación 7 a cero, lo cual produce la siguiente ecuación (16):

$$\beta(2\pi) = 0 \quad \text{over } \mathbb{D}_p. \qquad (16)$$

En el gráfico de la figura 3(a), el eje y muestra V_{DS}/V_{in}. El eje y se mide en incrementos de 1 desde 0 hasta 3. El eje x muestra ωt y es medido entre 0 y 2π.

En el gráfico de la figura 3(b), el eje y muestra X_c (I_{DS}/V_{in}). El eje y se mide en incrementos de 2 desde -4 hasta 4. El eje x muestra ωt y es medido entre 0 y 2π.

En el gráfico de la figura 3(c), el eje y muestra X_c (I_o/V_{in}). El eje y se mide en incrementos de 1 desde 0 hasta 4. El eje x muestra ωt y es medido entre 0 y 2π.

En cada una de las figuras 3 (a), (b) y (c), una línea negra representa el valor de carga nominal R_{nom}, una línea gris representa 0 Ω y una línea azul/verde azulado muestra 2 R_{nom}.

La figura 3 muestra las formas de onda de voltaje y corriente del inversor de clase EF con diferentes valores de resistencia de carga. En el gráfico de la figura 3, las formas de onda de voltaje y corriente se muestran para un inversor independiente de la carga de clase EF bajo varias cargas con un ciclo de trabajo fijo de 30:0 %, q1 = 1:67 & k = 1:33. Puede comprobarse que la corriente de salida constante y la ZVS se mantienen a medida que la carga varía con respecto a su valor nominal (R_{nom}).

La corriente de salida para una p deseada y la carga de resistencia viene dada por la ecuación (17):

$$I_m = 2\frac{\psi_1(p)}{\alpha(p)}\frac{V_{IN}}{R_L}. \qquad (17)$$

El valor del condensador C1 viene dado por la ecuación (18):

$$\frac{1}{\omega R_L C_1} = \frac{\pi p^2 (k+1)^2}{\alpha(p)}. \qquad (18)$$

Para un diseño determinado el valor de reactancia *X* también será fijo e independiente de la carga. Por tanto, la función ψ_2 tan solo puede ser dependiente de *q, k, Φ* y *D*. Como resultado, la reactancia *X* normalizada a ωC_1 para un conjunto de soluciones dadas de *q*, *k*, *Φ* y *D* viene dada por la ecuación (19):

$$\frac{X(q,k,\phi,D)}{\omega C_1} = \frac{1}{\pi p(k+1)}\psi_2(q,k,\phi,D). \qquad (19)$$

Además de lo mencionado anteriormente, por poner un ejemplo, un inversor independiente de la carga de clase EF puede estar diseñado para generar una corriente de salida constante con una amplitud de 5 A a 6,78 MHz para un sistema de transferencia de energía inalámbrica inductiva. La resistencia de carga varía partiendo de un máximo de 2 Ω a un mínimo de 0 Ω y la inductancia de la bobina es de 1:5 μH.

A la hora de diseñar un sistema adecuado, el diseñador de circuitos puede comenzar eligiendo los valores para q_1 y el ciclo de trabajo. Los siguientes valores y cálculos sirven como una realización ejemplar de la presente divulgación.

Como ejemplo, se ha hallado que un valor q_1 de 1,5 y un valor de ciclo de trabajo de 0,32 dan como resultado un funcionamiento con una capacidad de alta potencia y una baja variación en la forma de onda de drenaje. A continuación, el diseñador puede elegir el voltaje de CC de entrada. El voltaje de entrada puede elegirse en el punto en el que la capacitancia de salida del dispositivo de conmutación comienza a alcanzar un valor estable. El dispositivo de conmutación elegido puede ser, por ejemplo, el SiS888 MOSFET (150 V) de Vishay. Por ejemplo, un voltaje de CC de entrada de 40 V es adecuado.

A continuación, el diseñador puede utilizar la ecuación (17) para encontrar el valor del factor de carga *p* sustituyendo el valor de corriente de salida requerido, el voltaje de CC de entrada y la máxima resistencia de carga. Utilizando los valores anteriores, el valor de *p* es 5:25 y consecuentemente el valor del parámetro k es 0:656. A partir de la ecuación (18), el valor del condensador C_1 es 635 pF. Al utilizar el valor obtenido de k, es posible hallar que el valor del condensador C_2 es 968 pF y, por consiguiente, el valor del inductor L_2 es 252:9 nH. El circuito resonante puede, entonces, diseñarse consecuentemente.

A partir de la ecuación (19), el diseñador del circuito, utilizando los valores anteriores, hallaría que el valor de la reactancia residual *X* es de 203 nH. Restando este valor de la inductancia de la bobina determinada se obtiene un valor de inductancia de 1:3 μH. El condensador C_3 resuena con este valor de inductancia en la frecuencia de conmutación, por consiguiente, el valor del condensador C_3 es 424 pF. El diseñador del circuito cuenta ahora con todos los valores de los componentes y puede implementar un inversor independiente de la carga de clase EF de acuerdo con la presente divulgación.

La figura 4 muestra las formas de onda de voltaje y corriente obtenidas experimentalmente para un inversor de clase EF que cuenta con los componentes antes descritos. Puede comprobarse que cerca de la ZVS y la corriente de salida constante se mantiene a través del rango de resistencia de la carga.

En el gráfico de la figura 4(a), el eje y muestra V_{DS}(V). El eje y se mide en incrementos de 20 desde 0 hasta 120. El eje x muestra ωt y es medido entre 0 y 2π.

En el gráfico de la figura 4(b), el eje y muestra X_c (I_o/V_{in}). El eje y se mide en incrementos de 0,25 desde -5 hasta. El eje x muestra ωt y es medido entre 0 y 2π.

En cada una de las figuras 4 (a) y (b), una línea negra representa 0 Ω, una línea gris representa 1 Ω y una línea azul/verde azulado muestra 2 Ω.

Se apreciará que un inversor de acuerdo con la presente divulgación modifica la topología de clase EF existente de una manera que nunca se ha hecho antes para proporcionar una corriente alterna de salida de amplitud constante a la vez que se mantiene una conmutación de voltaje cero en un rango de carga que va desde la resistencia cero hasta un límite superior determinado por el diseñador.

Los inversores de clase EF existentes pueden combinar la topología de clase E con una (o varias) red(es) LC adicional(es), que se sintonizan siempre para resonar en algún armónico (normalmente el segundo y/o el tercero) de la frecuencia de conmutación con el objetivo de reducir el contenido armónico del voltaje y/o la corriente. Ello se hace para lograr alguna ventaja deseada sobre la topología de clase E pura, como un pico de tensión inferior a través del interruptor. Dicha red LC adicional actúa como un filtro de armónicos y se basa en el enfoque tradicional utilizado en los amplificadores de RF de clase F. Los enfoques actuales se han basado en el entendimiento de que las únicas soluciones a los conjuntos de ecuaciones que describen la corriente de salida independiente de la carga y la eficiencia independiente de la carga simultáneas no son prácticas.

En los inversores de acuerdo con la presente divulgación, en contraste, en lugar de sintonizar el circuito resonante/la red adicional LC para resonar en un armónico de la frecuencia de conmutación, el circuito resonante está sintonizado para tener una frecuencia resonante que es un múltiplo no entero de la frecuencia de conmutación. Ello permite que el inversor adquiera propiedades deseables como una corriente de salida constante sobre la carga variable, lo cual, hasta ahora, había sido considerado imposible para los inversores basados en la clase E. Sintonizando el tanque LC adicional a, aproximadamente, 1,5 veces la frecuencia de conmutación y seleccionando la relación de capacitancia adecuada, k=C1/C2, con referencia a la ecuación (3), se puede lograr tanto el funcionamiento de corriente constante como el mantenimiento de un voltaje cero en la conmutación a lo largo de una amplia variación de la carga. El valor de k suele ser seleccionado para ser mayor a cero y menor a uno, y más preferiblemente para ser de entre 0,6 y 0,7.

Los inversores y los rectificadores de energía divulgados en el presente documento cuentan con redes resonantes que tienen una frecuencia resonante que es un múltiple no entero de la frecuencia de conmutación. El múltiplo no entero es preferiblemente de entre 1 y 2, y más preferiblemente de entre 1,5 y 1,65, y aún más preferiblemente igual a 1,5. Hay también ciertos valores específicos del múltiple entero dentro del rango 1 a 2 que dan a lugar a características particularmente ventajosas, dependiendo de las características requeridas del inversor y/o rectificador. Los circuitos que presentan estas ventajosas características se describen a continuación, haciendo referencia a los resultados experimentales mostrados en las tablas de la figura 6. Los circuitos descritos pueden incorporar un inversor y/o un rectificador, y las características descritas pueden lograrse tanto en un circuito inversor como en un circuito rectificador.

Se ha descubierto que, si se desea una operación de máximo rendimiento energético, un múltiplo no entero de 1,58 es un diseño de circuito óptimo. En otras palabras, este es el diseño que ofrece la mayor salida energética del inversor y/o el rectificador a unas tensiones de corriente y voltaje reducidas. El máximo rendimiento energético puede definirse como el máximo producto de energía de salida y de capacidad de salida de potencia. Los resultados experimentales para este circuito de “rendimiento máx” se muestran en la tabla de la izquierda de la figura 6 con valores variables del parámetro de carga, tal y como se define en la ecuación (5) anterior.

Se ha descubierto que, si se desea una capacidad de salida de energía máxima, un múltiplo no entero de 1,66 es un diseño de circuito óptimo. Este diseño ofrece tensiones de corriente y voltaje muy bajas. Los resultados experimentales de este circuito “c_p máx” se muestran en la tabla central de la figura 6 con valores variables del parámetro de carga, tal y como se define en la ecuación (5) anterior.

Se ha descubierto que, si se desea una operación de alta frecuencia de conmutación, un múltiplo no entero de 1,69 es un diseño de circuito óptimo. Este diseño de circuito ofrece la más alta frecuencia de conmutación permitida por los transistores del circuito. Los resultados experimentales para este circuito de "frecuencia máx" se muestran en la tabla de la derecha de la figura 6 con valores variables del parámetro de carga, tal y como se define en la ecuación (5) anterior.

Hay tres escenarios de aplicación clave en la energía inalámbrica en los que un inversor de acuerdo con la presente divulgación puede ser de utilidad. A continuación, se presentan estos escenarios de aplicación a modo de ejemplos.

1. IPT de largo alcance. Este escenario implica que una sola gran bobina de transmisión alimente un número de dispositivos móviles como puedan ser nodos sensores inalámbricos en una sala de grandes dimensiones de, por ejemplo, hasta alrededor de 10 metros. Para lograr el máximo alcance es importante que la bobina de transmisión genere el más alto campo magnético permisible dentro de los límites de la ICNIRP. Este campo magnético se mantiene constante independientemente del número o de la ubicación de los dispositivos receptores y no se verá afectado por los cambios en el entorno local. Por ejemplo, la energía disponible para un dispositivo no se reduce porque otro dispositivo se haya movido a una posición más cercana a la bobina de transmisión. El presente inversor permite esto sin necesidad de invertir en un control adicional. Además, el control del rendimiento de la energía puede lograrse simplemente mediante la variación de la carga del receptor sin llegar a influir en el funcionamiento del transmisor.

2. IPT de MHz de medio rango. Este escenario implica bobinas alto Q acopladas débilmente. El campo magnético transmitido puede mantenerse constante a medida que la bobina receptora se aleja con respecto a la bobina transmisora, permitiendo de nuevo que el alcance se maximice sin control adicional para evitar que se excedan los límites de la ICNIRP. El control del rendimiento de energía puede lograrse de nuevo simplemente mediante la variación de la carga del receptor (a expensas de cierta eficiencia del enlace).

3. IPT de corto alcance. En un sistema estrechamente acoplado, la intensidad del campo magnético está ampliamente determinada por ambas bobinas y, por tanto, simplemente controlar la corriente de la bobina primaria no es, en general, suficiente para mantener la intensidad del campo magnético constante para permanecer dentro de los límites de la ICNIRP. Sin embargo, dicho tipo de sistema puede diseñarse de tal manera que los cambios en la carga del receptor ejerzan un mínimo efecto en la corriente de la bobina receptora (para una pequeña pérdida en la eficiencia del enlace). En este escenario, el control del rendimiento de la energía podría lograrse simplemente a través de la variación de la carga y el campo magnético permanecería casi constante.

Se entenderá que la descripción anterior de las realizaciones específicas tan solo cuenta con el objetivo de servir como ejemplo y no tiene por objeto limitar el alcance de la presente divulgación. Se prevén muchas modificaciones de las realizaciones descritas, algunas de las cuales se describirán ahora, y se pretende que estas estén dentro del alcance de la presente divulgación.

En algunas realizaciones, el transistor no es un MOSFET, y puede ser cualquier otro tipo de transistor o dispositivo de conmutación, como un transistor de efecto de campo de unión (JFET) o un transistor de unión bipolar (BJT).

Se apreciará que, en lugar de un solo circuito resonante como se muestra en la figura 1, el inversor puede comprender una red resonante que comprende una pluralidad de circuitos resonantes, que tienen el efecto acumulativo de proporcionar una red resonante que tiene una frecuencia resonante que es un múltiple no entero de la frecuencia de conmutación.

Se apreciará que el transistor 106 puede, en su lugar, ser cualquier tipo de dispositivo de conmutación adecuado.

En la presente se describe un inversor dispuesto para accionar una carga, comprendiendo un transistor que tiene una frecuencia de conmutación, y teniendo una carga resonante que tiene una frecuencia resonante que es un múltiplo no entero de la frecuencia de conmutación.

Se apreciará que los conceptos antes descritos pueden aplicarse tanto al rectificador del lado de recepción como al transmisor del lado de transmisión.

Las ecuaciones que se han derivado para el inversor pueden también aplicarse en el caso de la rectificación. Las soluciones que se han encontrado para la inversión, ya sea para el funcionamiento básico o para el funcionamiento independiente de la carga, son también aplicables en la rectificación. Los valores resueltos de q son los mismos y los valores resueltos de la fase ϕ_{rec} deben ajustarse de la siguiente manera:

$$\varphi_{rec} = \pi + 2\pi(1-D) - \varphi_o \qquad (20)$$

donde ϕo es el valor resuelto para la fase de la corriente de salida para el inversor referido al borde positivo de la señal de conmutación y D es el ciclo de trabajo del interruptor.

La figura 5 muestra un ejemplo de un rectificador 500 de acuerdo con la presente divulgación. Las etiquetas de los componentes de la figura 5 se corresponden con las etiquetas de los componentes de la figura 1. El rectificador 500 es alimentado por una fuente de alimentación de entrada de CA 550. La fuente de alimentación 550 suministra una señal de alimentación de CA al rectificador 500. En las implementaciones de los sistemas IPT, la fuente de alimentación de entrada puede ser una bobina receptora, que está dispuesta para recibir una señal de una bobina transmisora. Durante el funcionamiento como parte de un sistema IPT, una bobina receptora recibe energía de una bobina transmisora y, de esta manera, actúa como fuente de alimentación de CA 550 para el circuito rectificador 500.

El rectificador 500 tiene un primer inductor 504 que tiene una primera inductancia L_1. La fuente de alimentación 550 está acoplada al primer inductor 504. El rectificador 500 está dispuesto para accionar una resistencia de carga 540. La resistencia de carga tiene un valor de resistencia de R_L.

Un primer condensador 518 y un primer dispositivo de conmutación 560 están conectados en paralelo entre sí al primer inductor 504. El dispositivo de conmutación 560 es capaz de permitir que la corriente positiva y negativa fluya. El dispositivo de conmutación es preferiblemente un transistor, preferiblemente un MOSFET, y es preferible el mismo tipo de dispositivo de conmutación que el dispositivo de conmutación de transistor 106 mostrado en la figura 1. El dispositivo de conmutación se conmuta utilizando una señal apropiada de un generador de señales.

Un circuito resonante 510 está conectado en paralelo entre el primer inductor 504 y la fuente de alimentación 550. El circuito resonante 510 tiene un segundo inductor 512 que tiene una inductancia L_2, y un segundo condensador 514 que tiene una segunda capacitancia C_2. El circuito resonante 510 tiene una frecuencia resonante F_T, que es dependiente de los valores de C_2 y L_2, tal y como podrán apreciar los expertos en la técnica.

En realizaciones de la presente invención, el circuito resonante 510 está diseñado para tener una frecuencia resonante F_t que es un múltiple no entero de la frecuencia de conmutación F_{sw} del transistor 106. Preferiblemente, el múltiple no entero es de entre 1 y 2, más preferiblemente, de entre 1,5 y 1,65, y aún más preferiblemente, igual a 1,5.

Un tercer condensador 530 que tiene una tercera capacitancia C_{DC} está conectado en paralelo entre la primera capacitancia 518 y la fuente de energía de entrada 550. El tercer condensador 530 es un condensador electrolítico.

En el circuito de la figura 5, I_{in} es la corriente de entrada constante. I_o es la corriente de salida sinusoidal que fluye en la bobina receptora.

El circuito rectificador mantiene la ZVS en todo momento con las opciones de componentes correctas de acuerdo con las soluciones halladas. Las opciones de componentes correctas incluyen la elección de $k=C_1/C_2$, con referencia a la ecuación (3), para ser seleccionada para ser generalmente mayor de cero y menor de uno, y preferiblemente, para ser de entre 0,6 y 0,7.

La magnitud y la fase de la corriente de entrada permanecen constantes, lo cual significa que el voltaje o la corriente de salida pueden mantenerse constantes para cualquier carga y que la reactancia de entrada del rectificador es siempre constante para cualquier carga. El funcionamiento con voltaje de salida constante (solo el rectificador) se logra en una configuración accionada por el voltaje, mientras que la corriente de salida constante se logra en la configuración accionada por la corriente. Es posible percatarse también de que cuando la resistencia de la carga aumenta por encima de su valor óptimo, la corriente que pasa a través del elemento rectificador es negativa cuando se apaga a $2\pi D$. Por consiguiente, debe utilizarse un interruptor capaz de permitir que la corriente positiva y negativa fluya.

Hay un beneficio combinado de usar tanto el inversor 100 de la figura 1 como el rectificador 500 de la figura 5 en un sistema IPT, ambos con circuitos resonantes que tienen un valor que es un múltiplo no entero de la frecuencia de conmutación del inversor, pues ello permite que el sistema global funcione más eficientemente en un amplio rango de carga. Para hacer funcionar dicho tipo de sistema, es preferible utilizar un rectificador que tenga un dispositivo de conmutación que se conmute a una frecuencia de conmutación que coincida con la frecuencia de conmutación del dispositivo de conmutación correspondiente en el inversor.

Los expertos en la técnica reconocerán que se puede llevar a cabo una amplia variedad de modificaciones, alteraciones y combinaciones con respecto a los ejemplos antes descritos sin llegar a abandonar el alcance de los conceptos presentados, y que dichas modificaciones, alteraciones y combinaciones deben considerarse dentro del ámbito de los conceptos presentados.

REIVINDICACIONES

1. Un inversor de energía (100) adaptado para accionar una bobina transmisora en un sistema de transferencia de energía inductiva, en donde el inversor está adaptado para el funcionamiento “EF”, está dispuesto para accionar una resistencia de carga (122), y comprende:

un dispositivo de conmutación (106) dispuesto entre una fuente de alimentación (102) y la conexión a tierra (108) y dispuesto para conmutar a una frecuencia de conmutación; y

una red resonante dispuesta en paralelo con el dispositivo de conmutación entre la fuente de energía y la conexión a tierra, teniendo la red resonante una frecuencia resonante que es un múltiplo no entero de la frecuencia de conmutación, de manera que, durante el funcionamiento, una corriente alterna que tiene una amplitud y una fase sustancialmente constantes pasa a través de la resistencia de carga independientemente de las variaciones en la resistencia de carga;

en donde la red resonante comprende un circuito resonante (110) que comprende un inductor de circuito resonante (112) y un condensador de circuito resonante (114).

2. El inversor de la reivindicación 1, en donde un primer nodo del dispositivo de conmutación (106) está acoplado a la conexión a tierra (108), un segundo nodo del dispositivo de conmutación está acoplado a través de un primer inductor (104) a un voltaje de alimentación de corriente continua y un tercer nodo del dispositivo de conmutación se utiliza para encender y apagar el dispositivo de conmutación.

3. El inversor de la reivindicación 1 o de la reivindicación 2, en donde un primer condensador (116) está acoplado en paralelo con el dispositivo de conmutación entre la fuente de energía y la conexión a tierra.

4. El inversor de cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en donde la resistencia de carga comprende la resistencia de al menos uno de:

una bobina transmisora, y

al menos una bobina receptora.

5. El inversor de cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en donde el múltiplo no entero es preferiblemente de entre 1 y 2, más preferiblemente de entre 1,5 y 1,65, y aún más preferiblemente igual a 1,5.

6. Un método para fabricar un inversor de energía (100) adaptado para accionar una bobina transmisora en un sistema de transferencia de energía inductiva, en donde el inversor adaptado para el funcionamiento de clase “EF”, está dispuesto para accionar una resistencia de carga (122), y el método comprende:

disponer un dispositivo de conmutación (106) entre una fuente de alimentación (102) y la conexión a tierra (108);

disponer el dispositivo de conmutación para conmutar a una frecuencia de conmutación;

disponer una red resonante en paralelo con el dispositivo de conmutación entre la fuente de alimentación y la conexión a tierra;

disponer la red resonante para que tenga una frecuencia resonante que es un múltiplo no entero de la frecuencia de conmutación, de manera que, durante el funcionamiento, una corriente alterna que tiene una amplitud y una fase sustancialmente constantes pasa a través de la resistencia de carga independientemente de las variaciones en la resistencia de carga;

en donde la red resonante comprende un circuito resonante (110) que comprende un inductor de circuito resonante (112) y un condensador de circuito resonante (114).

7. El método de la reivindicación 6, en donde el inversor es un inversor de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1-6.

8. El método de la reivindicación 6 o la reivindicación 7, en donde la carga comprende además una bobina receptora espaciada con respecto a la bobina transmisora, estando comprendida la bobina receptora dentro de un circuito receptor dispuesto para recibir energía a través de la transferencia de energía inductiva desde el circuito transmisor.

9. Un rectificador (500) adaptado para recibir una señal de corriente alterna desde una bobina receptora en un sistema de transferencia de energía inductiva, en donde el rectificador está adaptado para el funcionamiento de clase “EF”, está dispuesto para accionar una carga de resistencia, y comprende:

un dispositivo de conmutación (506) dispuesto entre una fuente de alimentación (550) y la resistencia de carga y dispuesto para conmutar a una frecuencia de conmutación; y

una red resonante que tiene una frecuencia resonante que es un múltiplo no entero de la frecuencia de conmutación y dispuesta de manera que, durante el funcionamiento, una corriente alterna que tiene una amplitud y una fase sustancialmente constantes pasa a través de la resistencia de carga independientemente de las variaciones en la resistencia de carga;

en donde la red resonante comprende un circuito resonante (510) que comprende un inductor de circuito resonante (512) y un condensador de circuito resonante (514).

10. El rectificador de la reivindicación 9, en donde el múltiplo no entero es preferiblemente de entre 1 y 2, más preferiblemente de entre 1,5 y 1,65 y aún más preferiblemente igual a 1,5.

11. El rectificador de la reivindicación 9 o la reivindicación 10, en donde la fuente de alimentación comprende una bobina receptora.

12. Un sistema de transferencia de energía inductiva que comprende un circuito transmisor y un circuito receptor, comprendiendo el circuito transmisor:

el inversor (100) de cualquiera de las reivindicaciones 1 – 6; y

el rectificador (500) de las reivindicaciones 10 u 11.

13. El sistema de transferencia de energía inductiva de la reivindicación 12, en donde los múltiplos no enteros correspondientes de las frecuencias de conmutación del inversor y del rectificador son iguales.

14. El sistema de transferencia de energía inductiva de la reivindicación 12 o la reivindicación 13, en donde la carga de resistencia del rectificador comprende una bobina receptora espaciada con respecto a la bobina transmisora, estando comprendida la bobina receptora dentro de un circuito receptor dispuesto para recibir energía a través de transferencia de energía inductiva desde un circuito transmisor.

15. Un método para fabricar un rectificador (500) adaptado para recibir una señal de corriente alterna de una bobina receptora en un sistema de transferencia de energía inductiva, en donde el rectificador está adaptado para el funcionamiento de clase “EF”, está dispuesto para accionar una resistencia de carga, comprendiendo el método:

disponer un dispositivo de conmutación (506) entre una fuente de alimentación (550) y la resistencia de carga;

disponer el dispositivo de conmutación para conmutar a una frecuencia de conmutación; y

disponer una red resonante que tiene una frecuencia resonante que es un múltiplo no entero de la frecuencia de conmutación, de manera que, durante el funcionamiento, una corriente alterna que tiene una amplitud y una fase sustancialmente constantes pasa a través de la resistencia de carga independientemente de las variaciones en la resistencia de carga;

en donde la red resonante comprende un circuito resonante (510) que comprende un inductor de circuito resonante (512) y un condensador de circuito resonante (514).

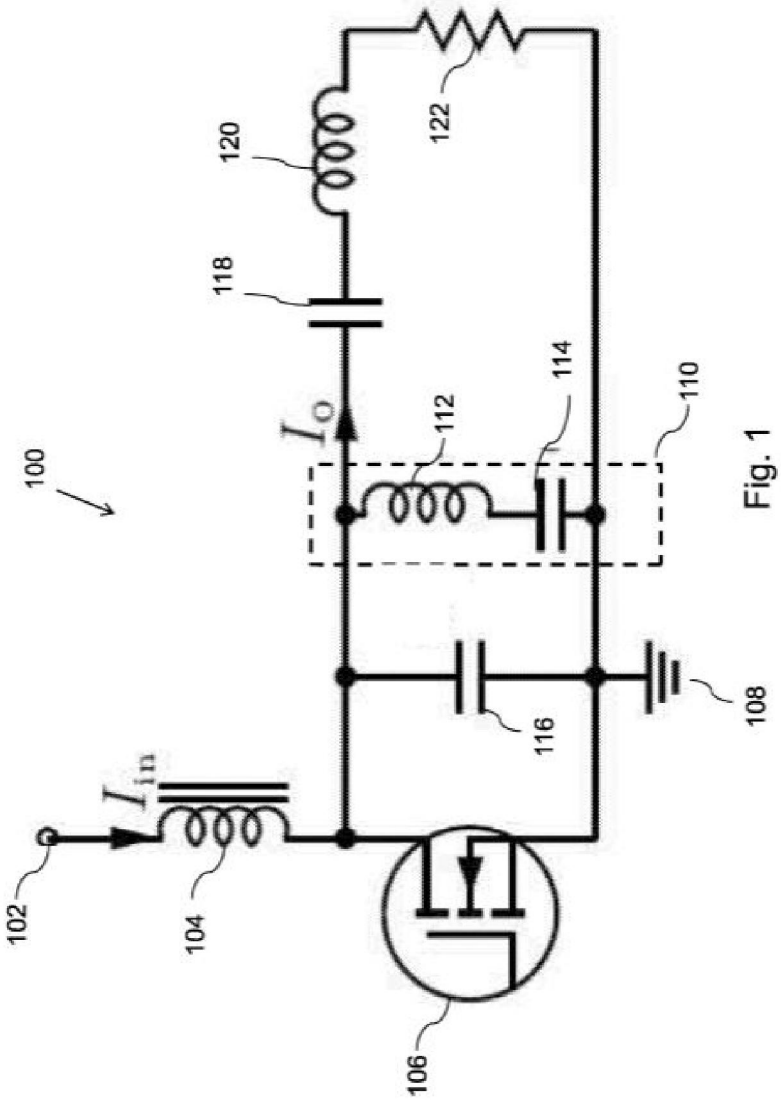

Fig. 1

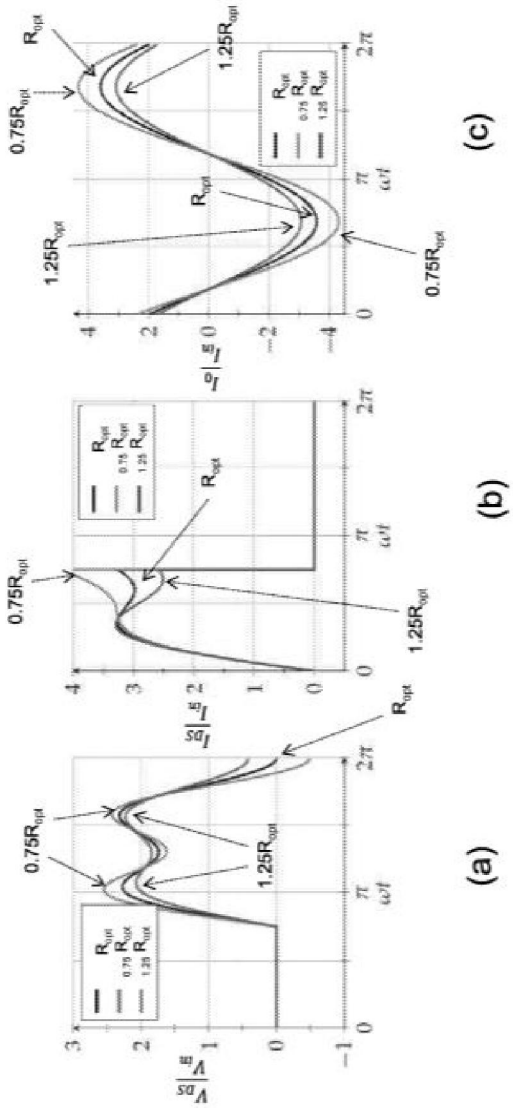

Fig. 2

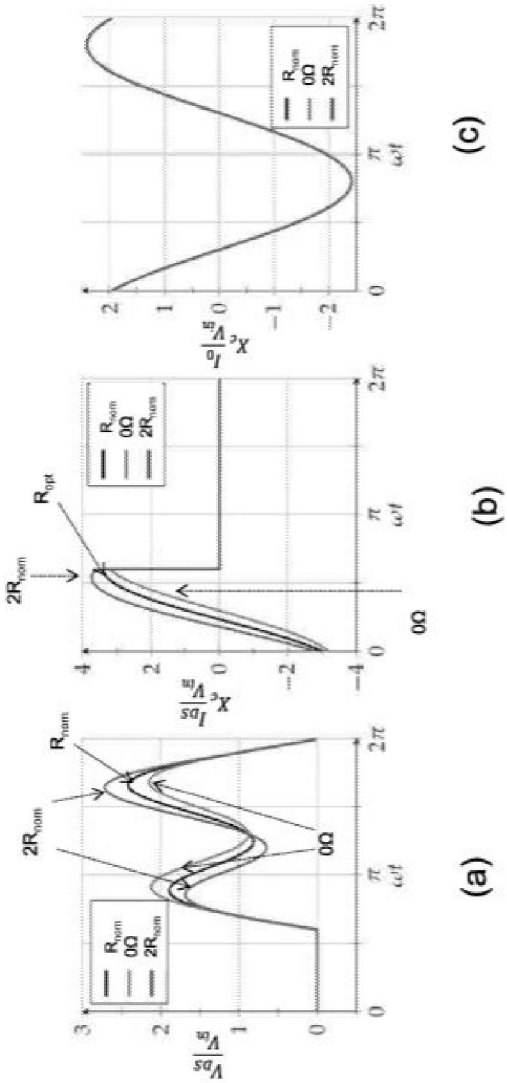
(a)
(b)
(c)
$\frac{V_{bs}}{V_{in}}$
$X_c\frac{I_{bs}}{V_{in}}$
$X_c\frac{I_0}{V_{in}}$
ωt
R_{nom}
0Ω
$2R_{nom}$
R_{opt}
R_{harm}

Fig. 3

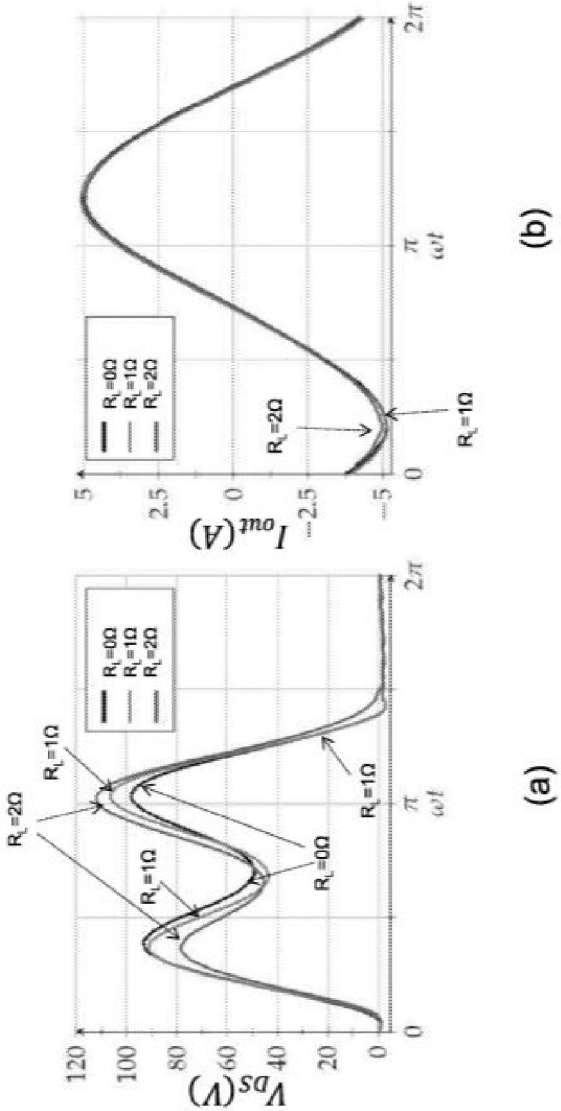
$V_{ds}(V)$
120
100
80
60
40
20
0
0
π
ωt
2π
R_L=0Ω
R_L=1Ω
R_L=2Ω
R_L=2Ω
R_L=1Ω
R_L=1Ω
R_L=0Ω
R_L=1Ω
(a)
$I_{out}(A)$
5
2.5
0
−2.5
−5
0
π
ωt
2π
R_L=0Ω
R_L=1Ω
R_L=2Ω
R_L=2Ω
R_L=1Ω
(b)

Fig. 4

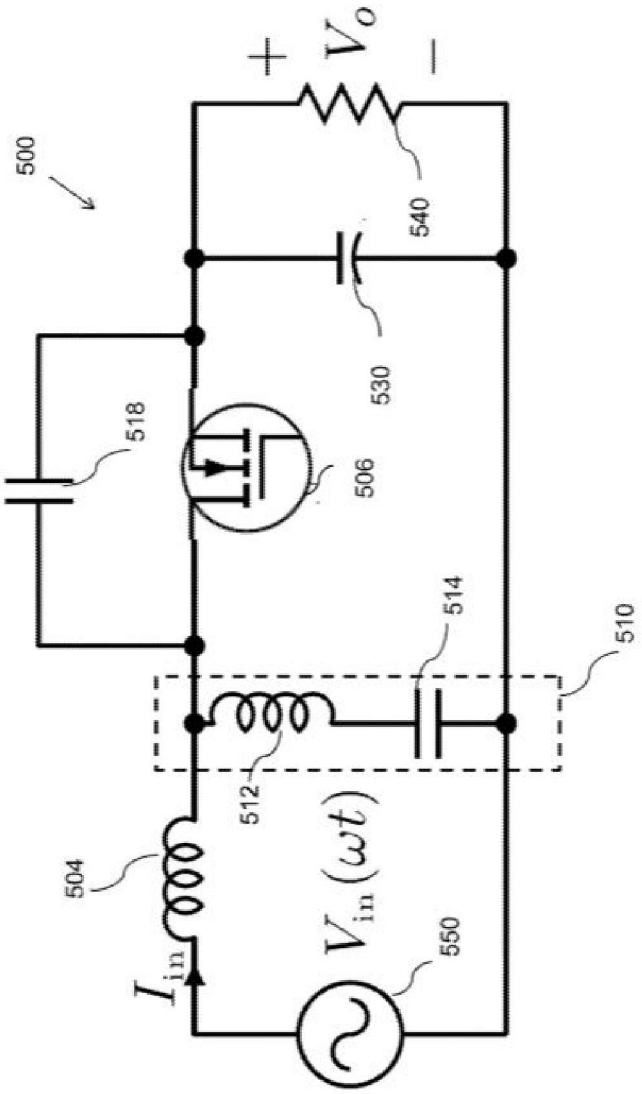

Fig. 5

Rendimiento máx (P_o x C_p)

$q_1 = 1.58, \quad k = 0.9078$

p	$\omega R_L C_1$	$\frac{X_{res}}{R_L}$	$\frac{i_m R_L}{V_{in}}$	$P_o \frac{R_L}{V_{in}^2}$	c_p
2	0.1651	0.3023	0.5250	0.1378	0.0746
3	0.1101	0.3024	0.3498	0.0612	0.1097
4	0.0826	0.3025	0.2622	0.0344	0.1322
5	0.0661	0.3026	0.2098	0.0220	0.1453
6	0.0551	0.3026	0.1748	0.0153	0.1537
7	0.0472	0.3026	0.1498	0.0112	0.1602
8	0.0413	0.3026	0.1311	0.0086	0.1652
9	0.0367	0.3026	0.1165	0.0068	0.1693
10	0.0331	0.3027	0.1048	0.0055	0.1727

C_p máx

$q_1 = 1.66, \quad k = 1.2706$

p	$\omega R_L C_1$	$\frac{X_{res}}{R_L}$	$\frac{i_m R_L}{V_{in}}$	$P_o \frac{R_L}{V_{in}^2}$	c_p
2	0.1772	0.3402	0.4409	0.0972	0.0882
3	0.1182	0.3403	0.2938	0.0432	0.1096
4	0.0887	0.3404	0.2203	0.0243	0.1203
5	0.0709	0.3404	0.1762	0.0155	0.1265
6	0.0591	0.3404	0.1468	0.0108	0.1307
7	0.0507	0.3404	0.1258	0.0079	0.1338
8	0.0443	0.3405	0.1101	0.0061	0.1362
9	0.0394	0.3405	0.0979	0.0048	0.1381
10	0.0355	0.3405	0.0881	0.0039	0.1397

Frecuencia máx

$q_1 = 1.69, \quad k = 1.4590$

p	$\omega R_L C_1$	$\frac{X_{res}}{R_L}$	$\frac{i_m R_L}{V_{in}}$	$P_o \frac{R_L}{V_{in}^2}$	c_p
2	0.1784	0.3421	0.4071	0.0829	0.0862
3	0.1190	0.3422	0.2713	0.0368	0.1015
4	0.0893	0.3423	0.2034	0.0207	0.1090
5	0.0714	0.3424	0.1627	0.0132	0.1134
6	0.0595	0.3424	0.1356	0.0092	0.1163
7	0.0510	0.3424	0.1162	0.0068	0.1185
8	0.0447	0.3424	0.1017	0.0052	0.1201
9	0.0397	0.3424	0.0904	0.0041	0.1215
10	0.0357	0.3425	0.0813	0.0033	0.1225

Fig. 6