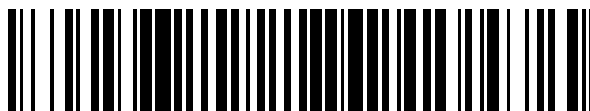


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 700 533**

51 Int. Cl.:

H02J 7/02

(2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **28.05.2013** **E 13002764 (2)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **19.09.2018** **EP 2808975**

54 Título: **Dispositivo de transmisión de potencia inductiva**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la
traducción de la patente:
18.02.2019

73 Titular/es:

FRIWO GERÄTEBAU GMBH (100.0%)
von-Liebig-Strasse 11
48346 Ostbevern, DE

72 Inventor/es:

POMP- MELCHERS, TOBIAS

74 Agente/Representante:

MILTENYI , Peter

ES 2 700 533 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

Dispositivo de transmisión de potencia inductiva

La presente invención se refiere a un dispositivo de transmisión de potencia para la transferencia de energía inductiva, que puede funcionar en un amplio intervalo de tensiones y que tiene pérdidas de energía reducidas.

5 El principio de la transferencia de energía inductiva sirve en una pluralidad de aplicaciones como base física del desarrollo técnico de un gran número de aplicaciones. Se muestra una ilustración esquemática de un sistema para la transferencia de energía inductiva en la figura 1. Un elemento esencial en caso de una transferencia de energía inductiva es un conductor acoplado de manera holgada, que representa el acoplamiento magnético de un inductor o un devanado magnético en la parte de base o cargador o dispositivo de transmisión de potencia 102 con un inductor o un devanado magnético en la parte móvil 104 (dispositivo objetivo). La figura 1 (a) muestra un dispositivo de transmisión de potencia durante el funcionamiento, cuando se transfiere energía entre la parte de base 102 y la parte móvil 104. Esta energía puede utilizarse para habilitar la funcionalidad de la parte móvil 104. Alternativamente, la energía transferida de manera inductiva puede almacenarse de forma intermedia en baterías de acumuladores (para aplicaciones modernas principalmente acumuladores de ion de Li, aunque pueden usarse tipos adicionales de baterías de acumuladores como los tipos de plomo, de NiCd, de NiMH). Si la parte móvil 104 se retira de la parte de base 102 tal como se muestra en la figura 1b, se interrumpe la transferencia de energía. La parte móvil 104 recibe suministro entonces por el almacenamiento de energía interna cargado previamente o permanece en estado inactivo hasta el siguiente contacto con la parte de base 102.

20 Cuando la parte móvil 104 se sitúa cerca de la parte de base 102, puede obtenerse un acoplamiento magnético entre la parte de base y la parte móvil de modo que se permita la transferencia de energía desde la parte de base a la parte móvil. El ejemplo más popular de un sistema de carga inductiva de este tipo es el cepillo de dientes eléctrico, que permite la carga sin contacto del cepillo de dientes como parte móvil 104. En este contexto, el término sin contacto se usa para indicar que puede realizarse la transferencia de energía sin ninguna conexión eléctrica entre contactos eléctricos correspondientes en las partes móvil y de base, respectivamente.

25 La omisión de contactos eléctricos es de gran importancia para muchas aplicaciones en diferentes áreas de aplicación. Esto se aplica específicamente a aplicaciones con altas demandas en la configuración mecánica de las conexiones eléctricas entre la fuente de alimentación y el disipador en las que pueden evitarse cables y enchufes técnicamente complejos mediante la aplicación de transferencia de energía inductiva (IE, *inductive energy*). Además, pueden protegerse los componentes técnicos del sistema de suministro de energía basados en IE frente a impactos ambientales sin hacer que la configuración mecánica sea innecesariamente compleja mediante la aplicación de conectores externalizados. Además, en algunas áreas de aplicación para IE, ha de evitarse el uso de conexiones eléctricas en vista de la viabilidad técnica. Por ejemplo, en entornos con riesgo de explosión o durante el funcionamiento de componentes del sistema en medios conductores y/o agresivos, puede resultar ventajoso a nivel técnico basarse en sistemas que permiten la transferencia de energía sin contacto. Además, el uso de IE puede mejorar la fiabilidad de sistemas en los que los dispositivos y eventualmente los contactos eléctricos de estos dispositivos están expuestos a grandes estréss. Por un lado, este es el caso para sistemas con partes rotatorias o móviles, puesto que los componentes basados en IE permiten evitar el uso de contactos de escobilla, que son susceptibles de desgaste debido a fricción. Además, pueden usarse ventajosamente tecnologías de IE en dispositivos con conectores, que tendrían que dimensionarse si no para una pluralidad de enchufes.

40 La figura 2 muestra una configuración de la sección de potencia de un sistema que comprende un cargador y un dispositivo objetivo que puede producir transferencia de energía inductiva basándose en un convertidor CC/CC resonante según el estado de la técnica. Además de esto, se conocen tipos de convertidor adicionales basados en transformadores (de retroceso, directo, CUK, de semipunto asimétrico, etc.). La tensión de entrada V_i se corta por un puente de conmutación 106 en una tensión de CA de alta frecuencia. Este puente de conmutación 106 consiste en un semipunto, o puente completo, en el que se usan conmutadores de semiconductor como componentes activos. La tensión de CA generada por el puente de conmutación se aplica al lado primario del transformador acoplado de manera holgada 110. En el lado primario y el lado secundario del transformador se proporcionan componentes reactivos, que se representan esquemáticamente como circuitos resonantes 108 y 112. Como norma general, se integra una capacidad en serie en el lado primario aunque pueden proporcionarse componentes reactivos adicionales para controlar las propiedades de frecuencia del circuito primario.

50 En el lado secundario, puede omitirse el uso de componentes reactivos adicionales aunque pueden usarse en paralelo capacidades adicionales para compensar la inductancia principal del conductor así como en circuitos en serie. Además, también pueden usarse componentes reactivos adicionales para controlar las características de frecuencia del lado secundario.

55 La corriente secundaria se rectifica en el lado de salida en un circuito de rectificación 114. El circuito de rectificación 114 puede configurarse para realizar una rectificación intermedia o una rectificación completa. Los componentes del circuito de rectificación 114 pueden ser diodos convencionales así como conmutadores de semiconductor (rectificación síncrona). La corriente de salida rectificada se alisa con la ayuda de un filtro 116, que puede incluir opcionalmente una inductancia.

En vista de la atención creciente a soluciones sostenibles a nivel ambiental para artículos de consumo, en particular artículos electrónicos, también la eficiencia de los cargadores de batería adopta una importancia fundamental en el diseño de artículos de consumo electrónicos. Además, la legislación impulsa a los fabricantes de dispositivos electrónicos a desarrollar dispositivos electrónicos que muestran un consumo de potencia reducido. En particular, la reducción del consumo de potencia del cargador de batería debida a pérdidas que se producen cuando el dispositivo portátil no está conectado al cargador de batería o cuando el dispositivo portátil no está cargándose porque la batería ya está llena (condición sin carga) puede aumentar significativamente la eficiencia del artículo de electrónica.

Además, con la penetración creciente de diferentes mercados en todo el mundo por artículos de consumo de electrónica, incluyendo dispositivos que usan los principios de IE, tiene el máximo interés desarrollar dispositivos que puedan conectarse sin riesgo a diferentes líneas de potencia. Por tanto, existe la necesidad de desarrollar un cargador de batería que pueda conectarse en un amplio intervalo de tensiones de entrada.

El documento US 2011/012556 describe dispositivo de juego que puede cargarse de manera inalámbrica. Se usa un LED para indicar si ha finalizado o no la carga.

El documento US 2012/0244822 A1 se refiere a un sistema de transmisión de potencia inalámbrico, que detecta una pluralidad de dispositivos objetivo usados para recibir potencia de manera inalámbrica.

Por tanto, el objeto de la presente invención es desarrollar un dispositivo de potencia de transmisión inductiva que puede funcionar en un amplio intervalo de tensiones de entrada y que muestra un consumo de potencia reducido en condiciones sin carga.

Este objeto se resuelve mediante el contenido de las reivindicaciones independientes. Algunas realizaciones preferidas son el contenido de las reivindicaciones dependientes.

Por tanto, la presente invención proporciona un dispositivo de potencia de transmisión para la transferencia de energía inductiva sin contacto que incluye un circuito resonante adaptado para acoplar magnéticamente el dispositivo de potencia de transmisión a un dispositivo objetivo y un circuito de control. El circuito de control puede monitorizar el circuito resonante y controlar el mismo de modo que las pérdidas debidas a la conmutación del modo de funcionamiento del circuito resonante cuando el dispositivo de potencia de transmisión cambia del modo de carga al modo sin carga son casi nulas.

En particular, la presente invención proporciona un dispositivo de transmisión de potencia para la transferencia de energía inductiva sin contacto. El dispositivo de transmisión de potencia comprende una primera etapa adaptada para conectarse a una tensión de entrada de suministro y adaptada para convertir la tensión de entrada de suministro en una tensión de funcionamiento, siendo la tensión de entrada de suministro una tensión de amplio rango. El dispositivo de transmisión de potencia incluye además una segunda etapa que comprende un circuito resonante conectado a la primera etapa y adaptado para generar una tensión oscilante a partir de la tensión de funcionamiento de modo que se genere un campo magnético para la transferencia de energía sin contacto desde el dispositivo de transmisión de potencia a un dispositivo objetivo mediante un entrehierro. Se conecta un circuito de control a la segunda etapa. El circuito de control está adaptado para detectar un valor de parámetro de la segunda etapa y está adaptado para iniciar o detener la amplificación del circuito resonante basándose en el valor de parámetro detectado.

La transferencia de energía puede producirse mediante un entrehierro en caso de una transferencia de energía sin contacto. Alternativamente, el dispositivo de transmisión de potencia de la invención también puede funcionar con contacto. En particular, reduciendo a cero la distancia entre una bobina primaria y una secundaria e implementando una ferrita alrededor de las mismas, puede obtenerse un transformador con un alto factor de acoplamiento de la bobina primaria a la secundaria. Sin embargo, también en este caso habrá una separación galvánica para la transferencia de energía inductiva. Por tanto, en caso de una versión con contacto del dispositivo de transmisión de potencia, la transferencia de energía puede producirse directamente sin un entrehierro.

La tensión de funcionamiento puede ser una tensión de CC, para la oscilación permanente. Alternativamente la tensión de funcionamiento puede ser una onda sinusoidal de CA rectificada. En el segundo caso, la amplificación y oscilación es posible siempre que la onda sinusoidal, por ejemplo una onda sinusoidal de 50 Hz, combinada con el nivel de tensión del circuito resonante esté por debajo de la máxima tensión aceptable del transistor de amplificación. En esta configuración, la conmutación a tensión nula está todavía activa, produciendo de ese modo bajas pérdidas por amplificación.

En el dispositivo de transmisión de potencia de la invención, el circuito de control puede comparar el parámetro detectado con un valor umbral predefinido e iniciar o detener la amplificación basándose en el resultado de comparación.

Específicamente, el valor de parámetro puede ser un valor de tensión media a través del circuito resonante y el circuito de control puede estar configurado para iniciar la amplificación del circuito resonante si una tensión media real está por debajo de un valor umbral de tensión.

Alternativamente, el valor de parámetro puede ser un valor de tensión pico a través del circuito resonante. El circuito de control puede detectar la tensión pico y puede iniciar la amplificación del circuito resonante si la tensión pico detectada está por debajo de un valor umbral de tensión.

5 En una realización aún alternativa, el valor de parámetro puede comprender un valor de tensión pico y a el tiempo de subida del mismo a través del circuito resonante. El circuito de control puede detectar la tensión pico y el tiempo de subida y puede estar configurado para iniciar la amplificación del circuito resonante si la tensión pico detectada y el tiempo de subida está por debajo de un valor umbral de tensión después de un tiempo especificado.

10 En el dispositivo de transmisión de potencia de la invención, el valor umbral de tensión puede ser un valor de tensión medido previamente y el circuito de control puede estar configurado para iniciar la amplificación si la entrada de tensión media real es menor que el valor de tensión media medido previamente.

En una realización alternativa, el valor de parámetro puede ser una entrada de corriente de entrada desde la primera etapa en la segunda etapa y el circuito de control puede estar configurado para iniciar la amplificación del circuito resonante la corriente de entrada detectada real es mayor que un valor umbral de corriente.

15 Ventajosamente, el valor umbral de corriente puede ser una entrada de corriente medida previamente en la segunda etapa y el circuito de control puede estar configurado para iniciar la amplificación del circuito resonante cuando la corriente de entrada real es mayor que la corriente de entrada medida previamente. En efecto, cuando una carga adicional, tal como un dispositivo objetivo se acopla de manera inductiva al dispositivo de transmisión de potencia, se eleva la corriente en comparación con el estado sin carga, cuando solamente el circuito resonante era una carga. La detección de corriente puede realizarse repetidamente y si el valor de corriente es demasiado bajo, se detiene la amplificación durante un tiempo predefinido.

20 En el dispositivo de transmisión de potencia de la invención, la segunda etapa puede incluir además un elemento de conmutación conectado al circuito resonante, estando adaptado el elemento de conmutación para iniciar o detener la amplificación del circuito resonante. Específicamente, el elemento de conmutación realiza la amplificación del nivel de energía dentro del circuito resonante de modo que se inicie o se detenga la amplificación del circuito resonante.

25 El elemento de conmutación puede desactivarse para detener la amplificación del circuito resonante, en el que el elemento de conmutación/amplificación se activa cuando la tensión a través del elemento de conmutación está en un valor mínimo a través del elemento de conmutación/amplificación. Además o alternativamente, el elemento de conmutación/amplificación puede desactivarse para iniciar la amplificación del circuito resonante, en el que el elemento de conmutación se activa cuando la corriente de salida del elemento de conmutación está en un nivel predeterminado.

30 En el dispositivo de transmisión de potencia de la invención, la primera etapa puede incluir una sección de regulación configurada para disminuir la tensión de entrada hasta una tensión de corriente continua de funcionamiento predefinida. Ventajosamente, la sección de regulación puede incluir un elemento de Mos-Fet de alta resistencia óhmica. Esta elección permite reducir las pérdidas por conmutación.

35 Además o alternativamente, el circuito resonante puede diseñarse de modo que incluya un condensador y una bobina de autoinducción conectados en paralelo.

40 En el dispositivo de transmisión de potencia según la invención, el circuito de control puede detener la amplificación durante un tiempo de inactividad predefinido y la relación del tiempo de inactividad con el periodo de la señal oscilatoria puede elegirse ventajosamente de modo que se minimicen las pérdidas de la primera etapa. El tiempo de inactividad puede ser, por ejemplo, de 500 mS de tiempo de inactividad y el tiempo de conducción para realizar la detección puede ser de 2 mS. Según una realización adicional, la presente invención puede incluir un sistema para la transferencia de energía inductiva. El sistema comprende un dispositivo de transmisión de potencia tal como se describió anteriormente y un dispositivo objetivo. El dispositivo objetivo está adaptado para acoplarse magnéticamente al dispositivo de transmisión de potencia para la transferencia de energía desde el dispositivo de transmisión de potencia al dispositivo objetivo.

45 En una realización preferida el dispositivo de transmisión de potencia puede detectar un campo magnético opuesto de una bobina receptora de potencia en el dispositivo objetivo al que se transfiere la potencia, detectándose el campo magnético opuesto a través del valor de parámetro detectado.

50 En el sistema para la transferencia de energía inductiva, puede activarse un desacoplamiento magnético de la bobina receptora de potencia conmutando la bobina receptora de potencia eléctricamente a un alta carga óhmica y/o abriendo eléctricamente uno o ambos extremos de hilo de la bobina receptora de potencia para desconectar dicho uno o ambos extremos de hilo de la baja carga óhmica. El desacoplamiento magnético desencadena el modo sin carga que consume menos potencia.

55 Los conceptos subyacentes a la presente invención pueden usarse adicionalmente para la transferencia de potencia en fuentes de alimentación conectadas con enchufes comunes con un transformador puesto que las bobinas secundarias también pueden formar parte de un transformador junto con la primaria. Siempre que no haya carga

acoplada magnéticamente a la bobina secundaria, se construye la misma configuración, como teniendo un concepto inductivo, en el que no hay ningún dispositivo portátil u objetivo con bobina en el interior del campo magnético primario.

5 Para una mejor comprensión de la presente invención, se explicará dicha invención con referencia a las realizaciones representadas en las siguientes figuras. En las mismas, se le proporcionan a las partes iguales, símbolos de referencia iguales y etiquetas de componente iguales. Además, pueden considerarse individualmente características o combinaciones de características particulares de las realizaciones representadas y descritas y pueden proporcionar soluciones inventivas independientes según la invención.

10 La figura 1 muestra un diagrama esquemático de una subdivisión de un sistema que usa los principios de transmisión de energía inductiva según el estado de la técnica;

la figura 2 es un dibujo esquemático que muestra la composición de un sistema para la transmisión de energía inductiva que usa un convertidor CC-CC resonante según el estado de la técnica;

la figura 3 es un dibujo esquemático que muestra un dispositivo de transmisión de energía inductiva según una realización de la presente invención;

15 la figura 4 muestra un diagrama de circuitos que describe una posible realización de un dispositivo de transmisión de potencia según una realización de la presente invención;

la figura 5 muestra una forma de onda detectada a través del circuito resonante en condiciones sin carga y una tensión de entrada de 120 voltios en una escala de 500 μ s/div según una realización de la presente invención;

20 la figura 6 es una representación gráfica de la misma forma de onda representada en la figura 5 en una escala temporal de 100 ms/div;

la figura 7 muestra una forma de onda a través del circuito resonante durante la amplificación y la corriente correspondiente para una tensión de entrada de 120 V en condiciones de carga y en una escala temporal de 5 ms/div según una realización de la presente invención;

25 la figura 8 es una representación gráfica de la misma forma de onda y corriente de la figura 7 en una escala temporal de 20 ms/div;

la figura 9 es una representación gráfica de la tensión de entrada de red (120 Vrms), la tensión de entrada rectificadora y la tensión constante intermedia suministrada al circuito resonante durante la carga del dispositivo objetivo;

la figura 10 muestra los mismos parámetros representados en la figura 9 detectados en condiciones sin carga;

la figura 11 muestra un esquema de circuitos del elemento de circuito integrado MC40B.

30 En la siguiente descripción, el término permanentemente o permanente usados en relación con el estado del elemento de conmutación o con el de amplificación significa que el elemento de conmutación/amplificación mantendrá su estado sin ningún cambio siempre que se verifique la condición que provocó dicho estado. De manera similar, el término el continuo referido a lo que se refiere amplificación significa que el sistema se amplifica de manera continua durante el intervalo de tiempo en que está activa la amplificación.

35 La presente invención se basa en la necesidad de desarrollar herramientas electrónicas que cumplan con las últimas regulaciones en cuanto a consumo de energía. Por los motivos explicados anteriormente, la presente invención se basa en la observación de que los cargadores de batería inductivos, usados habitualmente para la carga sin contacto de baterías en herramientas portátiles (dispositivos objetivo), son responsables del consumo aumentado de energía debido a pérdidas de energía. Tal como ya se mencionó anteriormente, el término sin contacto se usa en el presente documento para indicar que puede realizarse la transferencia de energía sin ninguna conexión eléctrica entre contactos eléctricos correspondientes en las partes móvil y de base, respectivamente. Aunque en la presente invención, la transferencia de energía puede producirse de una manera sin contacto mediante un entrehierro, el dispositivo de transmisión de potencia de la invención también puede funcionar con contacto. En particular, reduciendo a cero la distancia entre una bobina primaria y una secundaria e implementando una ferrita alrededor de las mismas, puede obtenerse un transformador con un alto factor de acoplamiento de la primaria a la secundaria. Sin embargo, también en este caso habrá una separación galvánica para la transferencia de energía inductiva. Por tanto, en caso de una versión con contacto del dispositivo de transmisión de potencia, la transferencia de energía puede producirse directamente sin un entrehierro. Aunque la siguiente descripción se refiere a la transferencia de energía sin contacto, ha de entenderse que el dispositivo de transmisión de potencia de la presente invención también puede funcionar con contacto tal como se describió anteriormente.

Las pérdidas de energía responsables de un alto consumo de energía se producen principalmente durante la situación de espera del cargador (funcionamiento inactivo del cargador), cuando el cargador no está conectado a ninguna carga, tal como un dispositivo objetivo, el consumo de energía puede ser todavía bastante alto debido a pérdidas internas del dispositivo de transmisión de potencia. Estas pérdidas podrían deberse, por ejemplo al

consumo de energía de un circuito resonante del dispositivo de transmisión de potencia usado para generar el campo magnético usado para acoplar el dispositivo de transmisión de potencia con un dispositivo objetivo. Por otro lado, si se establece que la corriente alimentada al circuito resonante sea baja de modo que se reduzcan las pérdidas durante el funcionamiento sin carga, resulta que se reduce la potencia de transmisión del circuito resonante incluso cuando un dispositivo objetivo se acopla magnéticamente al dispositivo de transmisión de potencia para la recarga. Esto reduce la eficiencia de la transferencia de energía, dando como resultado un impacto negativo sobre la transferencia de energía entre el dispositivo de transmisión de potencia y el dispositivo objetivo.

Por tanto, la idea de la presente invención es reducir las pérdidas del dispositivo de transmisión de potencia en la condición sin carga, en la que la condición sin carga significa que no existe acoplamiento magnético entre el dispositivo de transmisión de potencia y el dispositivo portátil correspondiente (dispositivo objetivo). Esto se obtiene dotando el dispositivo de transmisión de potencia de un circuito de control configurado para monitorizar un parámetro del circuito resonante del dispositivo de transmisión de potencia y controlar la amplificación del circuito resonante basándose en el valor de dicho parámetro. Específicamente, basándose en la variación de dicho parámetro, el circuito de control puede detectar la presencia o no de un acoplamiento magnético entre el dispositivo de transmisión de potencia y el dispositivo objetivo. Si se detecta tal acoplamiento magnético, el circuito de control inicia una amplificación en conmutación a tensión nula altamente eficaz preferiblemente permanente del circuito resonante, aumentando de ese modo la eficiencia de la transferencia de energía entre el dispositivo de transmisión de potencia y el dispositivo objetivo sobre la condición sin carga y con carga. Por otro lado, cuando el circuito de control no detecta acoplamiento magnético entre el dispositivo de transmisión de potencia y el dispositivo objetivo, se detiene la amplificación y solamente se repite el inicio de la amplificación durante un corto tiempo para detectar un nuevo estado de carga, de modo que se reduzca el consumo de energía sin carga del dispositivo de transmisión de potencia. El corto tiempo durante el que se repite el reinicio puede ser, por ejemplo, de 2 ms.

Además, la presente invención se basa en la observación de que dispositivos de transmisión de potencia habituales para la transferencia de energía inductiva sin contacto, tales como los cargadores de batería inductivos, solamente pueden funcionar a una tensión de suministro específica. Por tanto, el uso de herramientas electrónicas que tienen tal cargador de batería se limita a aquellos entornos que proporcionan la tensión de red particular a la que puede funcionar el cargador de batería. Esto resulta desventajoso para los fabricantes puesto que es necesario producir cargadores de batería con diferentes especificaciones para mercados en los que se usan diferentes tensiones de red, aumentando de ese modo los costes de producción.

Por tanto, la idea de la presente invención también es implementar un circuito de regulación en la primera etapa del dispositivo de transmisión de potencia, en el que el circuito de regulación puede convertir tensiones de entrada que abarcan el amplio rango completo de las tensiones de entrada de red a una tensión de funcionamiento intermedia predefinida V_{cc} o tensión intermedia.

La tensión de funcionamiento puede ser una tensión de CC, para la oscilación permanente. Alternativamente, la tensión de funcionamiento puede ser una onda sinusoidal de CA rectificada. En el segundo caso, la amplificación y oscilación son posibles siempre que la onda sinusoidal, por ejemplo una onda sinusoidal de 50 Hz, combinada con el nivel de tensión del circuito resonante esté por debajo de la máxima tensión aceptable del transistor de amplificación. En esta configuración, la conmutación a tensión nula todavía está activa, produciendo de ese modo bajas pérdidas por amplificación.

La figura 3 es un dibujo esquemático que muestra un dispositivo de transmisión de potencia de energía inductiva según la presente invención. El dispositivo de transmisión de potencia 200 incluye una primera etapa 210 y una segunda etapa 220. La primera etapa 210 comprende un circuito de regulación (no mostrado en la figura 3) configurado para recibir como entrada una tensión de entrada alterna desde la red eléctrica y convertir la tensión de CA de entrada en una tensión intermedia constante predefinida.

En una realización ventajosa, el circuito de regulación en la primera etapa puede ser un regulador de fase de borde de salida realizado usando un transistor Mos-Fet de alta resistencia óhmica. Esta elección permite la recepción, en la primera etapa 210, de una tensión de entrada que abarca el amplio rango completo de tensiones de entrada que puede oscilar entre 90 Vrms y 264 Vrms. Cualquiera de estas tensiones de entrada se disminuirá entonces hasta una tensión constante de funcionamiento predefinida (tensión intermedia) que va a suministrarse al circuito resonante. Ventajosamente, la tensión de funcionamiento puede elegirse para que sea una tensión intermedia de, por ejemplo, 120 Vcc. Claramente, esta elección de la tensión de funcionamiento no es limitativa y el sistema puede diseñarse de modo que el circuito resonante funciona a cualquier otra tensión constante. La tensión de funcionamiento puede elegirse basándose en la tensión operativa del elemento de conmutación, que puede ser un transistor de conmutación: la tensión de funcionamiento está limitada por la máxima tensión operativa del elemento de conmutación. Específicamente, la suma de la tensión de funcionamiento y el pico de la tensión de oscilación no debe ser mayor que la tensión operativa del elemento de conmutación y no debe ser mayor que la tensión máxima de los elementos del circuito resonante. Adicionalmente a tener una conmutación a tensión nula, el pico de la tensión de oscilación debe ser tal que la diferencia entre la tensión de funcionamiento y el pico de la tensión de oscilación esté por debajo de 0 V. El intervalo que puede usarse de tensiones de funcionamiento puede determinarse basándose en las condiciones de contorno descritas anteriormente.

La construcción del circuito de regulación con componentes de resistencia óhmica muy alta, tales como un Mos-Fet de alta resistencia óhmica, diodos y resistencias, proporciona la siguiente ventaja con respecto a los reguladores usados habitualmente en aplicaciones electrónicas. Específicamente, los reguladores habituales están diseñados para controlar bombillas normales y se componen de diodos o triodos. Estos componentes no requieren normalmente una alta corriente sin carga para ser operativos, lo que provoca de ese modo altas pérdidas sin carga. El uso de los transistores Mos-Fet con una alta resistencia óhmica para controlar la regulación de la tensión de entrada, permite obtener, partiendo de cualquier tensión de entrada de CA, una tensión constante intermedia, mientras que se reducen significativamente las pérdidas que están presentes normalmente en soluciones que usan conceptos de reguladores habituales.

La segunda etapa 220 se conecta además a un circuito de control 230. La segunda etapa 220 incluye un circuito resonante 221, que en una realización ventajosa puede realizarse usando una conexión en paralelo de un condensador y una bobina de autoinducción. La bobina de autoinducción puede ser una bobina de autoinducción habitual que incluye dos bobinas devanadas sobre un núcleo magnético. Una primera bobina de las bobinas podría funcionar como inductancia principal, mientras que podría usarse una segunda bobina para tener una señal de control. El circuito oscilante 221 se conecta a un elemento de conmutación 222. El elemento de conmutación puede ser, por ejemplo, un transistor de conmutación. Sin embargo, puede usarse en su lugar cualquier otro componente que pueda producir la realización de una operación de conmutación con una señal de control. El elemento de conmutación 222 lo controla el circuito de control 230 en fase con la oscilación del circuito resonante 221 de modo que se amplifique la oscilación del circuito resonante 221. Específicamente, se activa el transistor cuando la tensión a través del transistor está en un mínimo, normalmente de aproximadamente 0 voltios. Después de alcanzarse la tensión nula, se activa el transistor. Cuando la corriente de colector alcanza un valor predeterminado, se desactiva el transistor. Durante este tiempo, se transfiere energía al circuito resonante de modo que se genere un campo magnético para acoplarse con un dispositivo objetivo 240. El valor predeterminado puede ser una tensión de referencia almacenada en el interior de un componente de circuito integrado para aplicaciones específicas (ASIC) en el circuito de control (no mostrado en la figura 3). El circuito resonante actúa como elemento de almacenamiento de energía que se alimenta mediante la corriente procedente del transistor de conmutación. La corriente sólo se facilita durante un corto tiempo para aumentar el nivel de potencia dentro del circuito resonante. Puesto que el circuito de control monitoriza la tensión a través del elemento de conmutación 222, puede hacerse funcionar el elemento de conmutación 222 cuando las pérdidas por conmutación están en el mínimo (casi 0). Al detener la amplificación durante un tiempo predefinido al final de un corto periodo de detección, si no hay carga acoplada magnéticamente, dando como resultado un rápido aumento y sobrepasamiento de la energía y tensión dentro del circuito resonante, es posible reducir las pérdidas de potencia sin carga. El periodo de detección puede ser, por ejemplo, de 2 ms. De este modo, pueden reducirse significativamente las pérdidas durante el periodo sin carga, al tiempo que puede aumentarse la eficiencia en la transferencia de energía.

El circuito de control 230 se conecta al circuito resonante 220 para controlar el funcionamiento del circuito resonante 220. El circuito de control 230 puede incluir un circuito de detección (no mostrado en la figura 3) adaptado para detectar la presencia de una carga secundaria (dispositivo objetivo) acoplada al dispositivo de transmisión de potencia 200. Durante la detección, se habilita la amplificación del circuito resonante y se monitoriza el aumento de tensión (y, por tanto, de energía) en el interior del circuito resonante. En la condición sin carga, la tensión aumenta muy rápido hasta un nivel, que está por encima del valor predeterminado para el que se detiene la amplificación. En este caso, se detiene la amplificación y comienza un procedimiento de reinicio que es mucho más largo que el tiempo de detección. El procedimiento de reinicio es un procedimiento de descarga y carga de un elemento de almacenamiento de energía. El elemento de almacenamiento de energía puede ser, por ejemplo, un condensador. Más adelante se describirá una posible disposición con referencia a la figura 4. Por consiguiente, se reduce el consumo de potencia en el modo de espera/detección.

Por otro lado, si está presente un dispositivo portátil u objetivo, se reduce el aumento de la tensión o de manera equivalente de la energía en el interior del circuito resonante. Por tanto, no se alcanza el valor predeterminado y se iniciará un modo de carga continuada. Si el circuito de control detecta la presencia de una carga, la amplificación a la tensión nula, que puede ser preferiblemente permanente, a través del elemento de conmutación 222 servirá de fuente al circuito resonante 221 de modo que se genere un campo magnético para establecer un acoplamiento magnético con el dispositivo objetivo 240. Si no se detecta carga secundaria, el circuito de control controla el circuito resonante 221 a través del elemento de conmutación 222 de modo que se detenga la amplificación del circuito resonante 221. El periodo de tiempo durante el que se detiene la amplificación se denomina tiempo de inactividad. Durante el tiempo de inactividad, el nivel de tensión de oscilación disminuye debido a pérdidas internas. El consumo de potencia del dispositivo de transmisión de potencia 200 de la presente invención puede ajustarse basándose en la relación del tiempo de inactividad con el tiempo de amplificación de desactivación+conducción (OFF+ON) del circuito resonante (periodo de la señal oscilatoria). Este tiempo puede ser, por ejemplo, de 500 mS de tiempo de inactividad y 2 mS de tiempo de conducción (para la detección). El parámetro puede ajustarse para minimizar las pérdidas mientras se detecta la presencia de una carga.

Según una realización ventajosa, la detección de la presencia de una carga, tal como un dispositivo objetivo 240, acoplada con el dispositivo de transmisión de potencia 200 puede llevarse a cabo monitorizando uno o más parámetros del circuito resonante 221. Una variación de tales parámetros indica la presencia o no de una carga. Específicamente, el parámetro medido puede compararse con un valor umbral predefinido. Si el parámetro medido

está por encima o por debajo de dicho umbral, el circuito de control 230 detecta la presencia de una carga y controla el elemento de conmutación de modo que se inicie la amplificación.

Como ejemplo, la tensión a través del circuito resonante directamente o detectada por un devanado independiente acoplado magnéticamente adicional puede compararse con un valor umbral de tensión. El valor umbral de tensión puede ser un valor predefinido elegido basándose en parámetros de diseño del circuito o puede ser un valor de tensión medido previamente a través del circuito resonante 221. Si la tensión medida es menor que el valor umbral de tensión, el circuito de control 230 controla el elemento de conmutación 222 de modo que se inicie la amplificación preferiblemente permanente del circuito resonante 221.

Específicamente, en el caso de que una carga se acople al dispositivo de transmisión de potencia, se atenuará la salida de forma de onda en el circuito resonante 221. Por consiguiente, disminuirá el valor de tensión media detectado a través del circuito resonante 221 en comparación con el valor de tensión media detectada en la condición sin carga. Tras detectarse una disminución del valor de tensión media a través del circuito resonante o el nivel pico en el devanado adicional, el circuito de control 230 controlará el elemento de conmutación de modo que se inicie la amplificación del circuito resonante. Por otro lado, tras detectarse un aumento del valor de tensión media o nivel pico de tensión, lo que significa que el dispositivo de transmisión de potencia está funcionando en condiciones sin carga, el circuito de control 230 controlará el elemento de conmutación 222 de modo que se detenga la amplificación del circuito resonante 221.

Más precisamente, la detección puede llevarse a cabo de la siguiente manera. Tras el inicio de la oscilación, se amplifica el circuito resonante 221 y se eleva el nivel de tensión del circuito resonante 221. Cada vez que el elemento de conmutación 222 conmuta (conmutación a tensión nula) se añade energía adicional al circuito resonante y se almacena en el mismo aumentando el nivel de tensión dentro del circuito resonante. Cuando el dispositivo objetivo 240 está recargándose, los devanados magnéticos en el dispositivo de transmisión de potencia 200 y en el dispositivo objetivo 240, indicados respectivamente como bobinas primaria y secundaria, se acoplarán magnéticamente. Tras el acoplamiento magnético de la bobina secundaria a la bobina primaria, se reducirán la velocidad de elevación y el nivel de tensión porque la bobina secundaria consume una parte de la energía que está dentro de y que se transfiere al circuito resonante 221. Por tanto, el nivel de tensión de oscilación, que puede ser un ejemplo de parámetro medido, no sobrepasará el valor umbral predefinido. El valor umbral predefinido puede ser en este caso un nivel de regulación de tensión interna de un circuito integrado dentro del circuito de control 230 (no mostrado). Siempre que el nivel de tensión de oscilación permanezca por debajo de este nivel de regulación de tensión, continúa la amplificación.

En caso de que el dispositivo objetivo 240 no esté recargándose, no existe acoplamiento magnético entre la bobina secundaria en el dispositivo objetivo 240 y la bobina en el dispositivo de transmisión de potencia 200. Por consiguiente, la tensión dentro del circuito resonante 221 se eleva mucho más rápido. Esto hace que el parámetro medido, en este caso el nivel de tensión de oscilación que se detecta retardado en el circuito de control 230, sobrepase el valor umbral predefinido. Se detiene la amplificación (véase la figura 5, tiempo A) hasta que el nivel de tensión de oscilación disminuya por debajo del valor umbral predefinido. Este sobrepasamiento por encima de la tensión de regulación provoca un reinicio del IC dentro del circuito de control 230 (no mostrado) porque se mantiene una clavija de habilitación del IC en una tensión negativa almacenada. La tensión negativa puede almacenarse en un elemento capacitivo durante una elevación del nivel de tensión dentro del circuito resonante al arranque. La duración del sobrepasamiento permite que los elementos de consumo parásitos del circuito resonante consuman la energía almacenada. Adicionalmente, la tensión almacenada durante el sobrepasamiento disminuye por debajo del valor umbral predefinido, y se inicia de nuevo la amplificación pero solamente durante un tiempo. Esta tensión puede almacenarse en un elemento capacitivo conectado a una clavija del IC. Se lleva a cabo una comparación del nivel de tensión de oscilación y la tensión negativa almacenada (véase la figura 5, segunda elevación de tensión después del primer alto nivel de oscilación). Puesto que el nivel de tensión de oscilación es demasiado bajo como para habilitar la siguiente amplificación, el IC espera a esta habilitación y se reinicia. Durante el tiempo de inactividad, se descarga la tensión negativa de modo que en el siguiente arranque puede producirse la habilitación.

En un ejemplo particular, el dispositivo objetivo que ha de recargarse puede incluir un rectificador de 1 pulso conectado al circuito resonante 240. Cuando un dispositivo objetivo de este tipo se acopla al dispositivo de transmisión de potencia, se atenúa la mitad de la salida de forma de onda del circuito de oscilación 221. Esta atenuación provoca una disminución del valor de tensión media y el valor de tensión pico a través del circuito resonante 221. De esta manera, el circuito de control puede detectar la presencia del dispositivo objetivo 240 acoplado al dispositivo de transmisión de potencia 200.

Alternativamente, puede realizarse la detección de una carga secundaria (dispositivo objetivo acoplado al dispositivo de transmisión de potencia) monitorizando la entrada de corriente al circuito resonante 221. Tan pronto como el dispositivo objetivo 240 se acopla magnéticamente a la inductancia del circuito resonante 221, aumentará la corriente detectada en la entrada del circuito resonante 221. Tras detectar el aumento durante el modo de detección en la entrada de corriente al circuito resonante 221, el circuito de control 230 controlará los elementos de conmutación de modo que se inicie la amplificación preferiblemente permanente del circuito resonante. Por otro lado, tras una disminución de la corriente detectada, conectada en ausencia de un acoplamiento magnético entre el dispositivo objetivo 240 y el dispositivo de transmisión de potencia 200, el elemento de conmutación 222 lo

controlará el circuito de control 230 de modo que se inicie el tiempo de inactividad, durante el cual se detiene la amplificación del circuito resonante 221.

La figura 3 también muestra un sistema que comprende el dispositivo de transmisión de potencia 200 y un dispositivo objetivo 240. El dispositivo objetivo 240 está adaptado para acoplarse magnéticamente al dispositivo de transmisión de potencia 200 de modo que se transfiera energía desde el dispositivo de transmisión de potencia 200 al dispositivo objetivo. El sistema que incluye el dispositivo de transmisión de potencia 200 y el dispositivo objetivo 240 puede detectar el campo magnético opuesto de una bobina receptora de potencia (no mostrada) en el dispositivo objetivo 240 al que debe transferirse la potencia. Puede detectarse el campo magnético opuesto detectándose cambios en el valor de parámetro tal como se describió anteriormente y tal como se comentará en detalle con referencia a la figura 4.

En el sistema para la transferencia de energía inductiva, se activa desacoplamiento magnético de la bobina receptora de potencia que desencadena el modo sin carga que consume menos potencia, conmutando la bobina receptora de potencia eléctricamente a un alta carga óhmica y/o abriendo eléctricamente uno o ambos extremos de hilo de la bobina receptora de potencia para desconectar dicho uno o ambos extremos de hilo de la baja carga óhmica. De esta manera, el campo magnético opuesto se atenúa fuertemente o ya no está disponible y crea la misma situación que el desacoplamiento de la bobina receptora de potencia al colocarla lejos de la bobina en el circuito resonante del dispositivo de transmisión de potencia que crea el campo magnético de modo que el campo magnético opuesto también se atenúa fuertemente.

La figura 4 muestra un diagrama de circuitos que describe una posible realización de un dispositivo de transmisión de potencia según una realización de la presente invención. Las partes del diagrama de circuitos correspondientes a las etapas primera y segunda 210, 220 y al circuito de control 230 se identifican mediante recuadros de línea discontinua. La primera etapa 210 incluye un circuito de rectificación de 1 pulso que comprende el diodo D1. El transistor T3 (alternativamente T2 o T6) se activa directamente (se carga la capacidad de compuerta por R10 y C2) al comienzo de cada pulso rectificado y se mantiene a través de R6, R7, R8 y R9. Un condensador C12 se conecta mediante un MOS-Fet T3 y otros elementos en serie a la red. Durante este tiempo, la tensión del condensador C12 se eleva siguiendo la tensión de pulso de onda sinusoidal. El MOS-Fet T3 continúa siendo conductor hasta que la tensión de onda sinusoidal dividida por las resistencias R1, R2, R3, R4 y R5 se eleva por encima de la tensión umbral de compuerta-fuente T1. En este momento, T1 se vuelve conductor, descarga el condensador de compuerta-fuente de T3 y lo deshabilita preferiblemente de manera permanente siempre que el transistor T1 es conductor. Para garantizar que el transistor T1 no se convierta de nuevo en una alta resistencia óhmica (no conductor), habilitando de ese modo el transistor T3, que es responsable de pérdidas (sen 90° a 180°), antes de que el pulso de onda sinusoidal disminuya por debajo de 0 V (sen 180° a 360°), entonces el condensador C1 así como C15 y C16 almacenan el nivel de tensión de onda sinusoidal durante un tiempo predeterminado. El tiempo predeterminado oscila entre el tiempo en que se desactiva el transistor T3 hasta el tiempo en el que la onda sinusoidal disminuye por debajo de 0 V. No obstante, el nivel de tensión disminuye en una cantidad que es suficiente de modo que el siguiente pulso de onda sinusoidal puede usarse para recargar de nuevo el condensador C12. El hecho de que el condensador no se recargue por completo permite reducir las pérdidas. Los condensadores C1, C15 y C16 junto con las resistencias R25 y el parámetro Rds-on del transistor T3 pueden usarse adicionalmente para atenuar las perturbaciones de conductancia (EMI). La resistencia fusible F1 así como el fusible término incluido garantizan una detención segura del funcionamiento en caso de fallo. F10 reduce adicionalmente la capacidad de sobrecarga.

El condensador C12 se conecta a los circuitos resonantes 210 en la segunda etapa 220 y proporciona la tensión predefinida constante al circuito resonante 221. Específicamente, la tensión de referencia intermedia, que se almacena en el condensador C12, alimenta el circuito resonante en la segunda etapa de 220 sin convertirse adicionalmente. En el diseño particular representado en la figura 4, el circuito resonante 221 se compone de la conexión en paralelo del condensador C4 con un devanado que incluye las bobinas L1 y L2 devanadas alrededor de un núcleo (no mostrado). En la implementación descrita en la figura, el 4 transistor T5, que se conecta al circuito resonante 221 a través del diodo D3, tiene la función del elemento de conmutación/amplificación 222. El circuito resonante paralelo 221 lo alimenta el condensador C12 solamente durante el tiempo en que se activa el transistor T5. Solamente durante este tiempo fluirá una corriente desde el condensador C12 a tierra a través del circuito resonante 221 y el transistor T5. El transistor T5 se activa cuando el circuito de control detecta que la tensión obtenida sumando la tensión almacenada en el condensador C12 y la tensión a través del circuito resonante está por debajo de o es igual a cero. Esta condición puede detectarse monitorizando el valor de tensión a través del transistor T5. Se realiza la detección mediante un circuito de detección 231, representado en la figura 4 por el ASIC MC4OB. Ha de quedar claro para el experto que aunque en el circuito de la figura 4, el circuito de control se realiza como el ASIC 231, también podrían usarse otras soluciones siempre que estén configuradas para llevar a cabo la detección de la invención.

Más precisamente, cuando la suma de la tensión en el condensador C12, que es la tensión predeterminada intermedia y puede elegirse para que sea de aproximadamente 120 voltios, y la tensión del circuito resonante es cero o inferior, la tensión medida a través del transistor T5 (o alternativamente detectando la tensión de L2 acoplada magnéticamente) se vuelve igual a o menor de cero. De esta manera, el circuito de control puede detectar cuándo la tensión a través de T5 está por debajo de o es igual a cero y, por tanto, puede conmutar en el transistor T5, cuando su tensión es cero o inferior. La temporización de la conmutación mencionada anteriormente permite controlar el

transistor T5 y, por tanto, el circuito resonante sin pérdidas. Dicho de otro modo, realizar una conmutación a tensión nula del transistor T5 para controlar el circuito resonante proporciona la ventaja de reducir drásticamente las pérdidas por conmutación en el transistor.

La conmutación a tensión nula puede entenderse con referencia a las figuras 7 y 8. Específicamente, estas figuras representan con diferentes factores de ampliación las señales a la tensión del circuito resonante TP2 a TP14 (canal 3) y la corriente a través de D4 (T5) (canal 4). A través de estas figuras, puede entenderse el principio de funcionamiento de la conmutación a tensión nula así como el de la detección de conmutación nula.

La tensión del circuito resonante se detecta en valor pico positivo y negativo en L2. El pulso positivo se rectifica en serie con baja resistencia óhmica por el diodo D7 y posteriormente se rectifica con alta resistencia óhmica por el diodo D11. El pulso negativo se rectifica entonces con baja resistencia óhmica por el diodo D10. El diodo D7 alimenta el IC 231 y mide el nivel pico de tensión dentro del circuito resonante. La señal en D7 también se usa para detectar el sobrepasamiento en condiciones sin carga. El diodo D11 se usa para definir la temporización para la conmutación a tensión nula. Tan pronto como la clavija D del IC 231 (circuito de detección) se vuelve positiva y V_p está por debajo de la tensión de regulación, el IC 231 activa el transistor T5 para iniciar la amplificación. La tensión de la clavija D es la suma de la tensión negativa almacenada en el condensador C8 y la tensión positiva rectificada a través del diodo D11. Se establece la configuración anterior de manera que se alcanza el estado habilitado del IC 231 tan pronto como la tensión en el transistor T5 está por debajo de 0 V. Por tanto, esta tensión no se mide directa sino indirectamente. De esta manera, también puede iniciarse el proceso de oscilación cuando la primera amplificación no es lo suficientemente fuerte como para alcanzar 0 V en el transistor T5, lo que provocaría que se detuviese la amplificación. La señal positiva en la clavija D se almacena internamente en un IC o ASIC 231, que es un ejemplo de circuito de detección. Por tanto, es necesario que se aplique una vez para habilitar la clavija D y se reinicia después de un procedimiento de amplificación. De esta manera, puede habilitarse la clavija D y después de que la señal detectada en la clavija VP disminuya por debajo del nivel de regulación, se activa el transistor T5.

En la realización representada en la figura 4, el punto de conmutación nula puede detectarse comparando el valor de tensión media o pico de la salida de onda sinusoidal del circuito resonante con un umbral de tensión del IC. Si el valor de tensión media o pico real es menor que el valor umbral, una carga (tal como un dispositivo objetivo que va a recargarse) se conecta al cargador. En esta configuración, el dispositivo de transmisión de potencia está cargando la batería del dispositivo objetivo y el circuito resonante ha de amplificarse de modo que aumente la eficiencia (conmutación a tensión nula) en la transmisión de energía. Alternativamente, la detección puede realizarse comparando el valor medio o pico con un valor detectado previamente. Se representa un ejemplo de una salida de forma de onda amplificada del circuito resonante 221 en la figuras 7 y 8.

Tal como ya se describió de manera genérica con referencia a la figura 3, el circuito de control 230 se conecta al circuito resonante 220 para controlar el funcionamiento del circuito resonante 220. El circuito de detección (ASIC) 231 está adaptado para detectar la presencia de una carga secundaria (dispositivo objetivo) acoplada al dispositivo de transmisión de potencia 200. Durante la detección, se habilita la amplificación del circuito resonante y se monitoriza el aumento de tensión (y, por tanto, de energía) en el interior del circuito resonante. En la condición sin carga, la tensión aumenta muy rápido hasta un nivel, que está por encima del valor predeterminado para el que se detiene la amplificación. En este caso, se detiene la amplificación y comienza un procedimiento de reinicio que es mucho más largo que el tiempo de detección. El procedimiento de reinicio es un procedimiento de descarga/carga de un elemento de almacenamiento. En el circuito mostrado, se descarga un condensador C5 (o alternativamente C6) mediante la clavija V_p del IC 231 y después de alcanzar un nivel de bloqueo de subtensión, el IC fija esta clavija para que sea de alta resistencia óhmica. Por tanto, la resistencia R13 puede recargar el condensador alimentado por la tensión intermedia hasta que alcanza el nivel de arranque del IC y se inicia de nuevo la detección.

Se describirá a continuación el control del transistor de conmutación T5 por el circuito de control 230 con referencia al diagrama de circuitos de la figura 4. Tras el inicio de la oscilación, se amplifica el circuito resonante y se eleva el nivel de tensión del circuito resonante. Cada vez que el transistor T5 conmuta (conmutación a tensión nula) se añade energía adicional al circuito resonante y se almacena en el mismo aumentando el nivel de tensión dentro del circuito resonante. Al comienzo, antes de que alcance la tensión nula, el transistor T5 también puede conmutar a la amplitud mínima. La cantidad de energía alimentada al circuito resonante la ajusta una resistencia en derivación R11 conectada en paralelo con una resistencia R12. Cuando el dispositivo objetivo está recargándose, los devanados magnéticos L1, L2 (bobina primaria) en el dispositivo de transmisión de potencia se acoplarán magnéticamente a aquellos en el dispositivo objetivo (bobina secundaria). Tras la conexión magnética de la bobina secundaria a la bobina primaria, se reducirá la velocidad de elevación del nivel de tensión así como el nivel pico resultante de la tensión porque la bobina secundaria consume una parte de la energía que se transfiere al circuito resonante. En esta condición, el nivel de tensión de oscilación, que puede ser un ejemplo de parámetro medido, no sobrepasará el nivel de tensión medido en la clavija VP (clavija 1) del circuito de detección 231 MC40B (véase también la figura 11). Dicho nivel de tensión (nivel de regulación de tensión) define en esta realización el valor umbral predefinido. Siempre que el nivel de tensión de oscilación permanezca por debajo del nivel de regulación de tensión medido en la clavija VP, seguirá la amplificación. Cuando el nivel de tensión de oscilación está por encima del nivel de regulación de tensión en la clavija VP, se detiene la amplificación hasta que el nivel de tensión de oscilación disminuye por debajo del nivel de regulación de tensión en la clavija VP.

En caso de que el dispositivo objetivo no esté recargándose así como el dispositivo portátil esté conectado y más tarde se extraiga del acoplamiento magnético a L1, L2, no hay un acoplamiento magnético entre la bobina secundaria en el dispositivo objetivo y la bobina primaria L1, L2 en el dispositivo de transmisión de potencia. Por consiguiente, la tensión dentro del circuito resonante se eleva mucho más rápido y sobre un mayor nivel. La nivel de regulación de tensión en la clavija VP se retarda por el elemento de circuito RC que incluye la conexión en serie de las resistencias R18 y R19 conectadas al condensador C5 (o alternativamente C6) en el circuito de control 230. Por tanto, la tensión del circuito resonante se eleva por encima del nivel de regulación antes de detenerse la amplificación (véase la figura 5, tiempo A). De este modo, la tensión se eleva por encima del nivel de regulación de tensión antes de que el nivel de tensión en la clavija VP provoque una detención de la amplificación. De esta manera, la tensión de oscilación se eleva por encima del nivel de regulación de tensión en la clavija VP en una cantidad que provoca que el IC o ASIC 231 (MC40B) detenga la amplificación durante un tiempo que es lo suficientemente largo como para permitir que los elementos de consumo parásitos del circuito resonante consuman la energía almacenada. Por consiguiente, la tensión disminuye hasta un bajo nivel y se inicia de nuevo la amplificación pero solamente durante un tiempo. Puede observarse este comportamiento en la figura 5, en la que puede reconocerse un único pico de corriente después del tiempo A.

De esta manera, el circuito de control 230 puede detener la amplificación durante un tiempo de inactividad predefinido y la relación del tiempo de inactividad con el periodo de la señal oscilatoria puede elegirse ventajosamente de modo que se minimicen las pérdidas de la primera etapa. El tiempo de inactividad puede ser, por ejemplo, de 500 mS de tiempo de inactividad y el tiempo de conducción para realizar la detección puede ser de 2 mS. Esto se logra desencadenando un reinicio del IC 231 si no se detecta carga durante el tiempo de detección de amplificación activa. Este tiempo de reinicio puede establecerse, por ejemplo, en 500 mS, tal como ya se mencionó anteriormente. Con referencia al esquema de circuitos de la figura 4, se establece el tiempo de reinicio por el elemento de RC que incluye la resistencia R13 y el condensador C5 (alternativamente C6) y la tensión intermedia. Durante el reinicio, se descargan los condensadores C5 (C6) por el IC 231 y se recargan por la resistencia R13 después de alcanzar el nivel de bloqueo de la clavija Vp del IC 231.

El procedimiento de detección descrito anteriormente también puede permitir implementar un modo lleno de batería o similar que tenga el mismo bajo consumo de potencia que el obtenido con el dispositivo objetivo desconectado. Puesto que se usa el campo magnéticamente opuesto para iniciar o detener la amplificación, sólo es necesario que la bobina dentro del dispositivo objetivo se desconecte eléctricamente de su acumulador y/o carga. La bobina con extremos de devanado desconectados ya no podrá crear ningún campo opuesto y, por tanto, es magnéticamente invisible para L1, L2. Esto da como resultado el mismo comportamiento que el que tiene el dispositivo objetivo separado de la estación base/de carga.

Puesto que la desviación almacenada en el condensador C8 es negativa y un pulso sobre la desviación negativa ya no es suficiente como para habilitar la clavija D del MC40B, el MC40B no recibirá ninguna señal de habilitación adicional en la clavija D. Por consiguiente, el MC40B solamente conmutará el transistor T5 una vez más. Como resultado, el MC40B sigue esperando la señal de habilitación y consume energía del condensador C5 hasta que la tensión en la clavija VP de MC40B pasa a estar por debajo de un bloqueo de subtenión y se vuelve de alta resistencia óhmica en la clavija VP. El bloqueo de subtenión puede ser, por ejemplo, de 6 V tal como se muestra en la figura 11. En este punto, la tensión en el condensador C5 eleva la potencia por la resistencia R13 de nuevo hasta que se alcanza el nivel de tensión de arranque. El nivel de tensión de arranque puede ser, por ejemplo, de 20 V tal como se muestra en la figura 11. Durante este tiempo (bloqueo y reinicio), se descarga el condensador C8 mediante la conexión en serie del diodo D10, el devanado L2+ L2- y la resistencia R26. Por tanto, en el reinicio, un pulso puede alcanzar un nivel positivo en la clavija D de MC40B habilitando de ese modo una amplificación en curso. Se muestran esquemáticamente la estructura interna en el ASIC MC40B y la conexión de las clavijas VP, D y B en la figura 11.

En el diagrama de la figura 4, los elementos con línea discontinua tales como los transistores T2, T6 y el condensador C3, C9, C13 indican disposiciones alternativas. Más precisamente, el transistor T2 con línea discontinua usarse en la posición indicada en vez del transistor T3 en una implementación alternativa de la primera etapa 210. De manera similar, el condensador C6 y los diodos D5, D6, D13, D9, D14, D12, D2 y D8 así como la resistencia R17 en el circuito de control 230 también pretenden mostrar una solución de diseño/configuraciones alternativas para la realización del circuito de control.

La figura 5 muestra una forma de onda detectada en el circuito resonante (TP2 a TP14) en condiciones sin carga y una tensión de entrada de 120 voltios en una escala de 500 μ S/div. A partir de la representación gráfica en la figura 5 es posible entender cómo se realiza la detección de las condiciones con carga/sin carga. Después de activarse la amplificación del circuito resonante 221 (periodo T_{ON}), el circuito resonante inicia la oscilación y se detecta la forma de onda en la parte superior de la representación gráfica (señal de color gris oscuro). Tal como puede observarse a partir de la forma de onda, no puede detectarse atenuación de un lado de la forma de onda (tal como la mitad de lado negativo y/o positivo de la forma de onda). Por tanto, el valor de tensión pico medido por el circuito de control no variará con respecto a la tensión de referencia umbral. Por tanto, el circuito de control 230 detecta una condición sin carga y detiene la amplificación. Durante el tiempo de conducción de la amplificación (periodo T_{ON} indicado en la representación gráfica con la letra A), aumenta la energía en el interior del circuito resonante 221, puesto que no hay atenuación debida a la carga. Cuando se detiene la amplificación por el circuito de control 230, la tensión en el

condensador C4 disminuye rápidamente de nuevo. La señal de color gris claro indica el flujo de corriente a través del transistor de conmutación T5 durante el tiempo de amplificación.

La figura 6 muestra una representación gráfica de la misma forma de onda representada en la figura 5 en una escala temporal de 100 ms/div. Este muestra los tiempos de inactividad y conducción durante el modo de detección. La figura 5 muestra el corto periodo de detección y en la figura 6 puede observarse la relación de detección y potencia que ahorra tiempo de reinicio. Debido a la mayor escala temporal de la representación gráfica, la figura 6 permite entender los ciclos de amplificación del circuito resonante. T_{OFF} indica el periodo de tiempo durante el cual no se amplifica el circuito resonante. Los picos en la forma de ondas representada gráficamente en la figura 6 indican los periodos de tiempo durante los que se desactiva la amplificación. Durante el tiempo T_{OFF} , se reduce claramente el consumo de corriente, puesto que no fluye corriente adicional a través del transistor T5 al circuito resonante. Tal como puede derivarse a partir de la figura, en la condición sin carga, el tiempo T_{OFF} es mucho más largo que el tiempo T_{ON} a lo largo de un ciclo de funcionamiento completo del dispositivo de transmisión de potencia.

La figura 7 muestra una forma de onda a lo largo del circuito resonante (TP2 a TP14) durante la amplificación y la corriente correspondiente a través de D4 (T5) para una tensión de entrada de 120 V en condiciones de carga y en una escala temporal de 5 μ s/div. La conmutación a tensión nula puede observarse dentro de esta representación gráfica en el momento en que la tensión se eleva a 0 V después de ser negativa. Ahí, se mantiene la tensión en 0 V durante un corto periodo de recarga del circuito resonante. Esta forma de onda se indica en la representación gráfica como la oscilación de tensión del condensador C4 a GND (*ground*, tierra) que forma el circuito resonante. A partir de la forma de onda en la figura 7 es posible observar la amplificación realizada por el transistor T5. Específicamente, la forma de onda oscila con una desviación de CC de 120 voltios. Cuando la tensión suma del condensador C4 y la tensión intermedia (tensión de funcionamiento) está por debajo de GND, el transistor T5 está a la tensión nula y, por tanto, se activará. El transistor para a un estado de conducción hasta que la tensión se eleva por encima del nivel de GND. Después de elevarse por encima del nivel de tensión de GND, durante un corto tiempo, fluye corriente adicional hasta el circuito resonante, realizando de ese modo la amplificación del circuito resonante. Se regula el nivel de amplificación detectando la corriente a través de su disminución de tensión en las resistencias R11 y R12. La clavija B del IC 231 conmuta el transistor T5 pero también detecta la tensión aplicada en esta clavija. Esta tensión, de la que se resta la tensión de emisor-base de transistor, es lineal con la corriente y se compara con un umbral interno de IC que tan pronto como se alcance forzará la desactivación de la etapa excitadora.

La señal representada gráficamente en la figura 7 se mide en el devanado L1- (TP2) de la bobina a GND (TP14), pero se realiza la detección a través del devanado L2 de la bobina primaria. Sin embargo, puesto que las bobinas primaria y secundaria se acoplan magnéticamente, la señal en los devanados L1 y L2 es la misma.

La figura 8 muestra la misma forma de onda representada en la figura 7 y la corriente correspondiente a través del transistor de conmutación T5 tomada en una escala temporal diferente. Se representa gráficamente la forma de onda en una escala temporal de 2 ms/div para mostrar la oscilación permanente durante el modo de carga. Por tanto, a partir de esta figura es posible observar la evolución de la señal emitida desde el circuito resonante durante el funcionamiento permanente del dispositivo de transmisión de potencia 200.

La figura 9 muestra el funcionamiento del circuito de regulación 210 a una tensión de entrada de 120 Vrms en la condición con carga. La forma de onda de color gris claro muestra la tensión de entrada procedente de la red eléctrica. La forma de onda de color gris oscuro representa la señal rectificada con un pulso que se usa para generar la tensión de funcionamiento predefinida intermedia almacenada en el condensador C12. Se muestra la evolución temporal de la carga en el condensador C12 mediante la línea oscura. En condiciones con carga, se descarga la carga en el condensador C12 para alimentar el circuito resonante. Cuando la tensión en el condensador C12 alcanza un valor mínimo, se recarga el condensador C12 mediante una corriente que fluye durante un corto tiempo a través del transistor T3.

La figura 10 muestra el funcionamiento del circuito de regulación 210 a una tensión de entrada de 120 Vrms en condiciones sin carga. Tal como se explicó ya con referencia a la figura 9, la forma de onda de color gris claro muestra la tensión de entrada procedente de la red eléctrica. La forma de onda de color gris oscuro representa la señal rectificada con un pulso que se usa para generar la tensión de funcionamiento predefinida intermedia almacenada en el condensador C12. Se muestra la evolución temporal de la carga en el condensador C12 mediante la línea oscura. En este caso, puesto que no se acopla carga al dispositivo de transmisión de potencia 200, el condensador C12 no se descarga periódicamente y, por tanto, no hay picos de corriente periódicos para la recarga del condensador C12.

La figura 11 muestra un esquema de circuitos del elemento de ASIC MC40B 231 implementado en el circuito de control 230 como circuito de detección 231. La clavija VP del ASIC 231 se conecta al condensador C5. La clavija D de MC40B recibe alta impedancia óhmica a través del diodo D11 (o alternativamente D6) y D15 así como las resistencias R14, R16 y R15 la semionda sinusoidal del devanado L2. Tal como se describió ya, en el interior del ASIC 231 hay varias tensiones de referencia fijas. La corriente de colector del transistor T5 se detecta a través de una clavija de salida excitadora B del ASIC MC40B. El circuito de detección 231 incluye un circuito de contrafase de corriente constante 2311. Cuando el transistor de conmutación T5 se activa usando el circuito de contrafase de corriente constante 2311, la tensión en la clavija de salida del ASIC es la suma de la tensión de emisor-base del

transistor T5 y la tensión disminuye a través de las resistencias R11 y R12. La corriente de recarga del circuito resonante fluye a través de estas resistencias y genera una tensión. Esta tensión es la tensión medida en la clavija B y puede ser de 4,1 V. La tensión medida en la clavija B fuerza al circuito de contrafase de corriente 2311 a desactivar el transistor T5 de modo que se detenga la amplificación.

- 5 En conclusión, la presente invención proporciona un dispositivo de transmisión de potencia que cumple con las últimas regulaciones en cuanto al consumo de energía y que puede usarse con una amplia gama de tensiones de entrada de suministro. Específicamente, la presente invención permite reducir las pérdidas del dispositivo de transmisión de potencia en la condición sin carga así como otros modos como, por ejemplo, la condición del modo
- 10 lleno de batería. Esto se obtiene proporcionando el dispositivo de transmisión de potencia con un circuito de control configurado para monitorizar un parámetro del circuito resonante del dispositivo de transmisión de potencia y controlar la amplificación del circuito resonante basándose en el valor de dicho parámetro. Específicamente, basándose en la variación de dicho parámetro, el circuito de control puede detectar la presencia o no de un acoplamiento magnético entre el dispositivo de transmisión de potencia y el dispositivo objetivo. Si se detecta tal acoplamiento magnético, el circuito de control inicia una amplificación continua del circuito resonante, aumentando
- 15 de ese modo la eficiencia de la transferencia de energía entre el dispositivo de transmisión de potencia y el dispositivo objetivo. Adicionalmente, la eficiencia se aumenta incluso más mediante la conmutación a tensión nula. Por otro lado, cuando el circuito de control no detecta acoplamiento magnético entre el dispositivo de transmisión de potencia y el dispositivo objetivo, se detiene la amplificación de modo que se reduzca el consumo de energía sin carga del dispositivo de transmisión de potencia.

20

REIVINDICACIONES

1. Dispositivo de transmisión de potencia (200) para la transferencia de energía inductiva, en el que el dispositivo de transmisión de potencia (200) comprende:

5 una primera etapa (210) adaptada para conectarse a una tensión de entrada de suministro y adaptada para convertir la tensión de entrada de suministro en una tensión de funcionamiento;

una segunda etapa (220) que incluye un circuito resonante (221) conectado a la primera etapa y adaptado para generar una tensión oscilante a partir de la tensión de funcionamiento de modo que se genere un campo magnético para la transferencia inductiva de energía desde el dispositivo de transmisión de potencia (200) a un dispositivo objetivo (240);

10 un circuito de control (230) conectado a la segunda etapa (220), estando adaptado el circuito de control para detectar un valor de parámetro de la segunda etapa (220), indicando el parámetro detectado si el dispositivo objetivo está recargándose o no, y adaptado para iniciar o detener la amplificación del circuito resonante (221) basándose en el valor de parámetro detectado;

caracterizado porque

15 el circuito resonante (221) se compone de la conexión en paralelo de un condensador (C4) con un devanado de una bobina de transferencia L1 y una bobina de detección acoplada magnéticamente L2, devanándose ambas bobinas L1, L2 alrededor de un núcleo y sirviendo como bobinas primarias para transferir de manera inductiva energía a un dispositivo objetivo que incluye una bobina secundaria, y el circuito de control (230) está adaptado para detectar el parámetro de la bobina de detección L2;

20 porque la segunda etapa (220) incluye además un elemento de conmutación (222) conectado al circuito resonante (230), estando adaptado el elemento de conmutación (222) para amplificar las oscilaciones del circuito resonante (221) de modo que se inicie o se detenga la amplificación del circuito resonante (221);

y porque el circuito de control (230) está adaptado para detectar un valor de tensión de oscilación de la bobina de detección L2 del circuito resonante (221) y para conmutar el elemento de conmutación (222) en fase con las oscilaciones del circuito resonante (221) de modo que se amplifique la oscilación del circuito resonante (221), realizándose la conmutación del elemento de conmutación (222) como amplificación en conmutación a tensión nula del circuito resonante (221).

25

2. Dispositivo de transmisión de potencia según la reivindicación 1, en el que el circuito de control está adaptado para detectar un parámetro de una señal que se suministra mediante la bobina de detección L2 y se retarda posteriormente mediante un elemento de circuito RC (R18, R19, C5), y/o

30 en el que el circuito de control está adaptado para detectar un parámetro de una señal que se suministra mediante la bobina de detección L2 y se rectifica posteriormente mediante un diodo (D7).

3. Dispositivo de transmisión de potencia (200) según la reivindicación 1 ó 2, en el que el circuito de control (230) compara el parámetro detectado con un valor umbral predefinido e inicia o detiene la amplificación basándose en el resultado de comparación.

35

4. Dispositivo de transmisión de potencia (200) según las reivindicaciones 1 a 3, en el que el valor de parámetro es un valor de tensión media a través del circuito resonante (221) y el circuito de control (230) está configurado para iniciar la amplificación del circuito resonante (221) si una tensión media real está por debajo de un valor umbral de tensión.

40

5. Dispositivo de transmisión de potencia (200) según las reivindicaciones 1 a 3, en el que el valor de parámetro es un valor de tensión pico a través del circuito resonante (221) y en el que el circuito de control (230) detecta la tensión pico y está configurado para iniciar la amplificación del circuito resonante (221) si la tensión pico detectada está por debajo de un valor umbral de tensión.

45

6. Dispositivo de transmisión de potencia (200) según las reivindicaciones 1 a 3, en el que el valor de parámetro comprende un valor de tensión pico y el tiempo de subida del mismo a través del circuito resonante (221) y en el que el circuito de control (230) detecta la tensión pico y el tiempo de subida y está configurado para iniciar la amplificación del circuito resonante (221) si la tensión pico detectada y el tiempo de subida están por debajo de un valor umbral de tensión después de un tiempo especificado.

50

7. Dispositivo de transmisión de potencia (200) según las reivindicaciones 4 a 6, en el que el valor umbral de tensión es un valor de parámetro medido previamente y el circuito de control está configurado para iniciar la amplificación si la entrada de parámetro real es mayor o menor que el valor de parámetro medido previamente.

8. Dispositivo de transmisión de potencia (200) según las reivindicaciones 1 a 3, en el que el valor de

parámetro es una entrada de corriente de entrada desde la primera etapa (210) hasta la segunda etapa (220) y el circuito de control (230) está configurado para iniciar la amplificación del circuito resonante si una corriente de entrada detectada real es mayor que un valor umbral de corriente.

- 5 9. Dispositivo de transmisión de potencia (200) según la reivindicación 8, en el que el valor umbral de corriente es una entrada de corriente medida previamente en la segunda etapa (220) y el circuito de control (230) está configurado para iniciar la amplificación del circuito resonante (230) cuando la corriente de entrada real es mayor que la corriente de entrada medida previamente.
- 10 10. Dispositivo de transmisión de potencia (200) según la reivindicación 1, en el que el elemento de conmutación (222) se desactiva para detener la amplificación del circuito resonante (221).
- 10 11. Dispositivo de transmisión de potencia según la reivindicación 1 o 10, en el que el elemento de amplificación y/o de conmutación (222) se activa para iniciar la amplificación del circuito resonante.
12. Dispositivo de transmisión de potencia (200) según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 11, en el que la primera etapa (210) incluye una sección de regulación configurada para aumentar o disminuir la tensión de entrada a una tensión de corriente continua de funcionamiento predefinida.
- 15 13. Dispositivo de transmisión de potencia (200) según la reivindicación 12, en el que la sección de regulación incluye un elemento de Mos-Fet de alta resistencia óhmica y/o el circuito resonante (221) incluye un condensador y una bobina de autoinducción conectados en paralelo o en serie.
- 20 14. Dispositivo de transmisión de potencia (200) según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 13, en el que el circuito de control (230) detiene la amplificación durante un tiempo de inactividad predefinido, eligiendo la relación del tiempo de inactividad con el periodo de la señal oscilatoria de modo que se minimicen las pérdidas de la primera etapa.
15. Sistema para la transferencia de energía inductiva, comprendiendo el sistema:
un dispositivo de transmisión de potencia (200) según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 14; y
un dispositivo objetivo (240) adaptado para acoplarse magnéticamente al dispositivo de transmisión de potencia (200) para la transferencia de energía desde el dispositivo de transmisión de potencia al dispositivo objetivo.
- 25 16. Sistema para la transferencia de energía inductiva según la reivindicación 15, en el que el dispositivo de transmisión de potencia (200) detecta un campo magnético opuesto de una bobina receptora de potencia en el dispositivo objetivo (240) al que se transfiere la potencia, detectándose el campo magnético opuesto a través del valor de parámetro detectado.
- 30 17. Sistema para la transferencia de energía inductiva según la reivindicación 16, en el que se activa un desacoplamiento magnético de la bobina receptora de potencia conmutando eléctricamente la bobina receptora de potencia a una alta carga óhmica y/o abriendo eléctricamente uno o ambos extremos de hilo de la bobina receptora de potencia para desconectar dicho uno o ambos extremos de hilo de la baja carga óhmica, en el que el desacoplamiento magnético desencadena el modo sin carga que consume menos potencia.
- 35

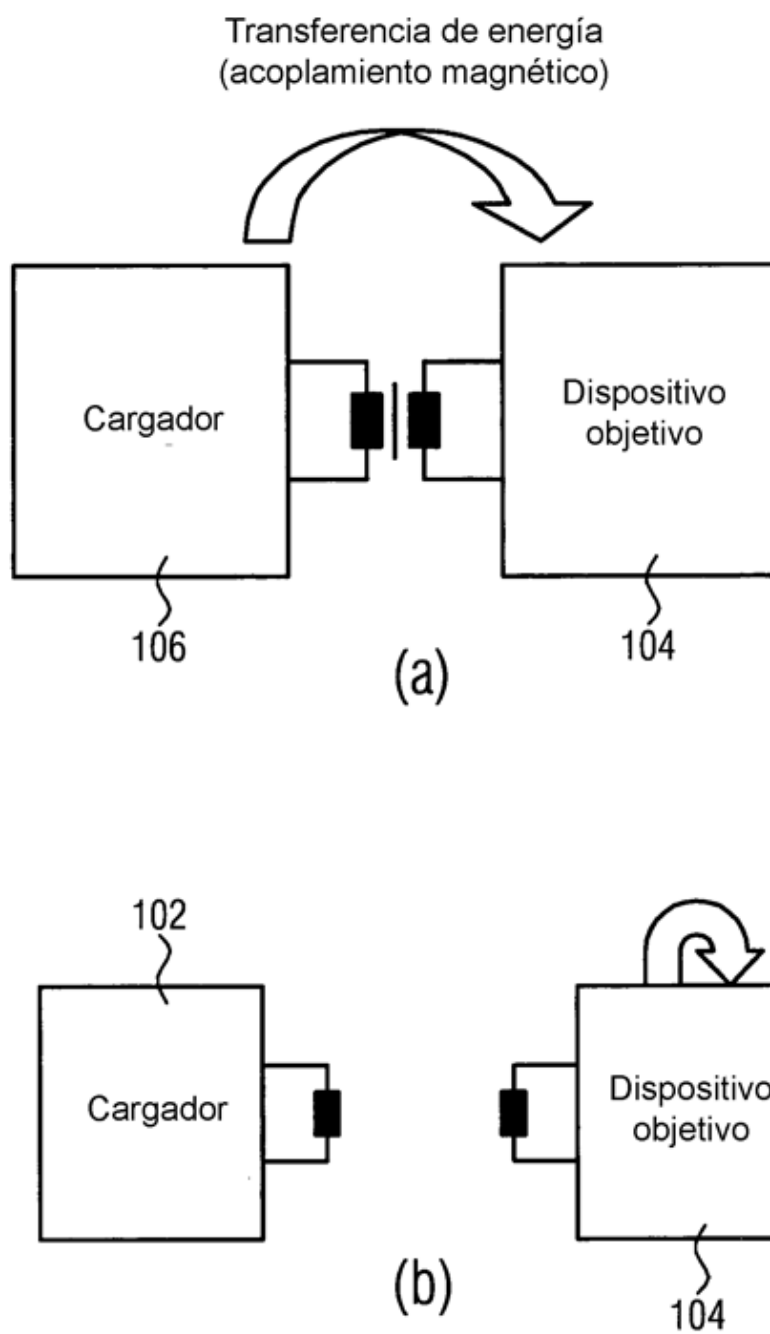


FIG. 1

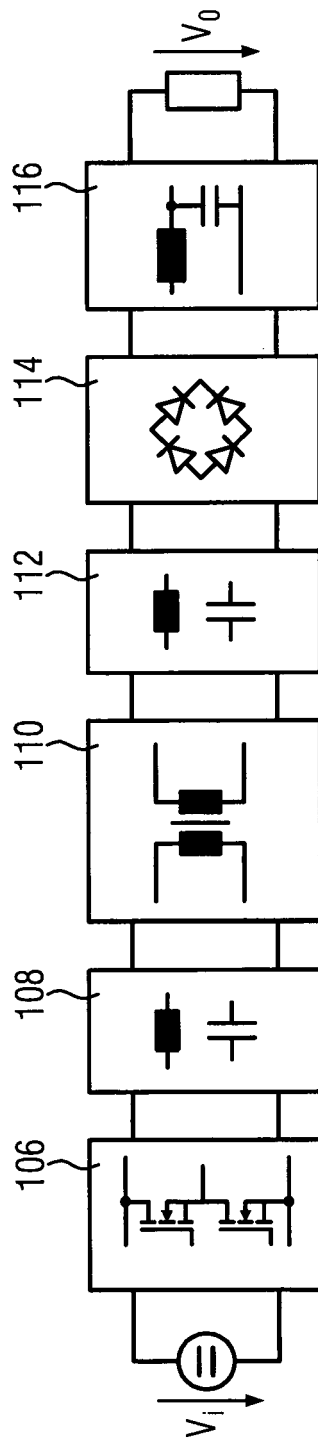


FIG. 2

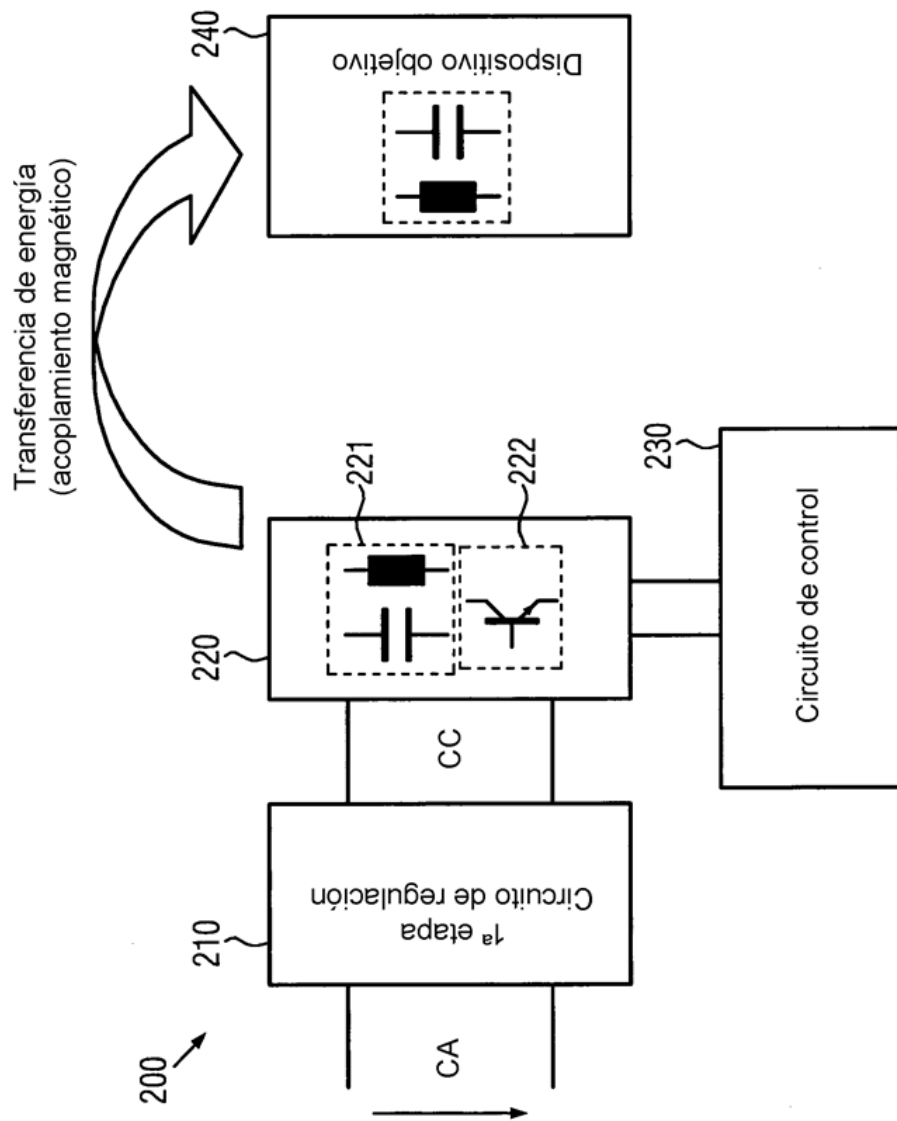


FIG. 3

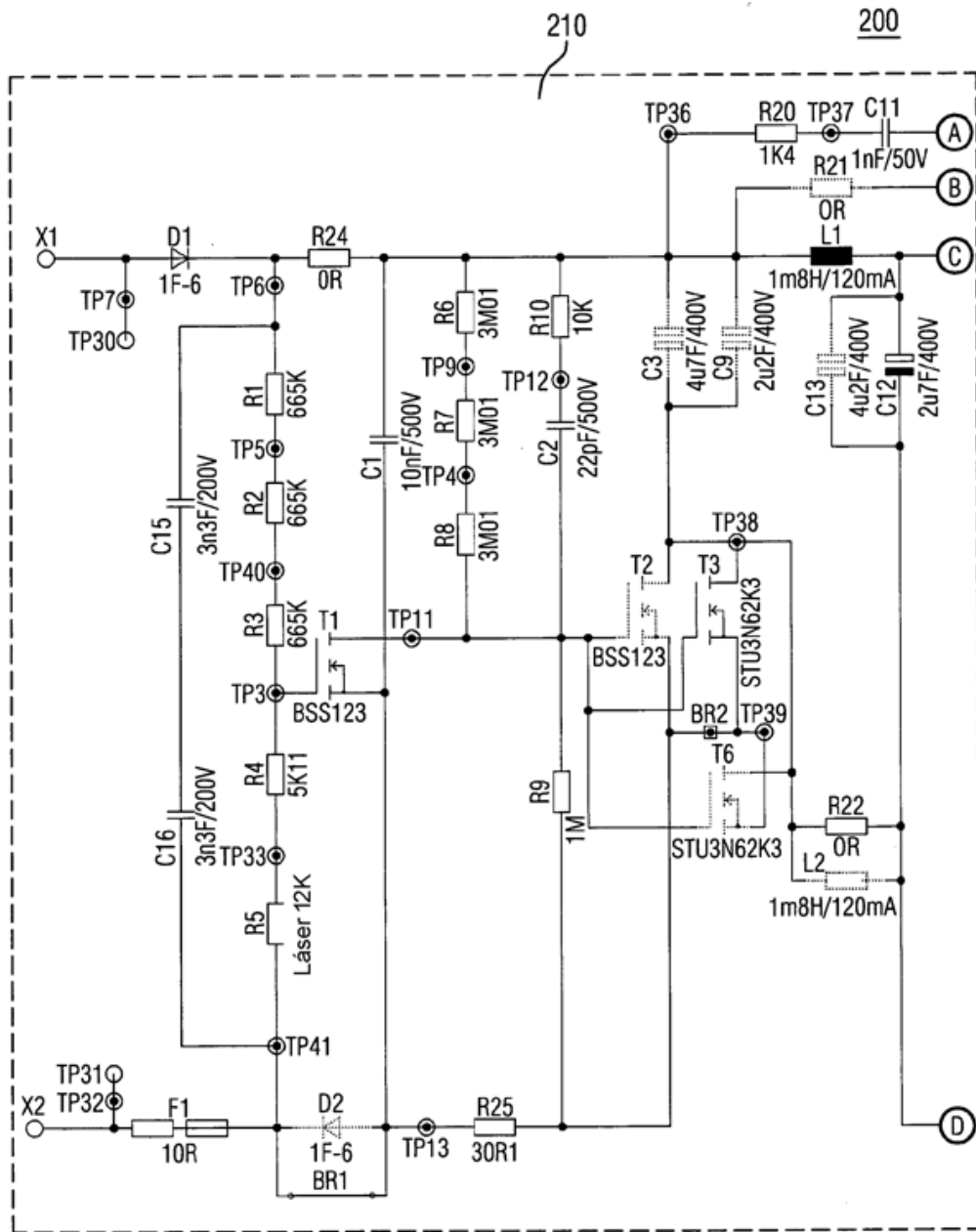
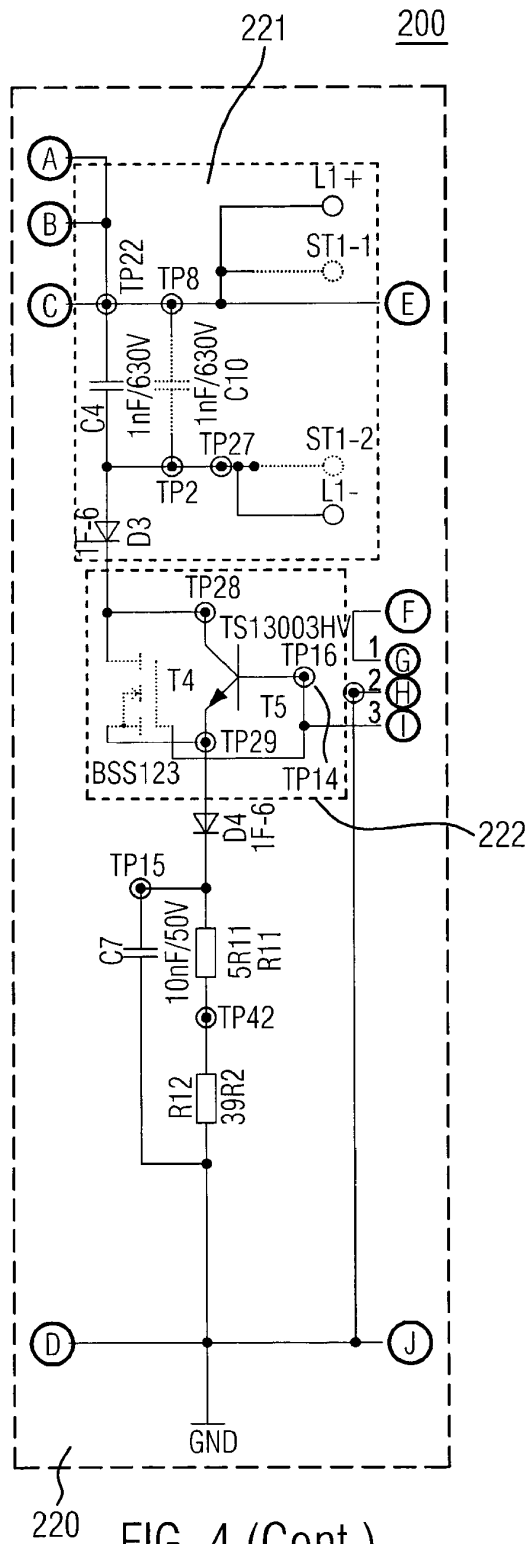


FIG. 4



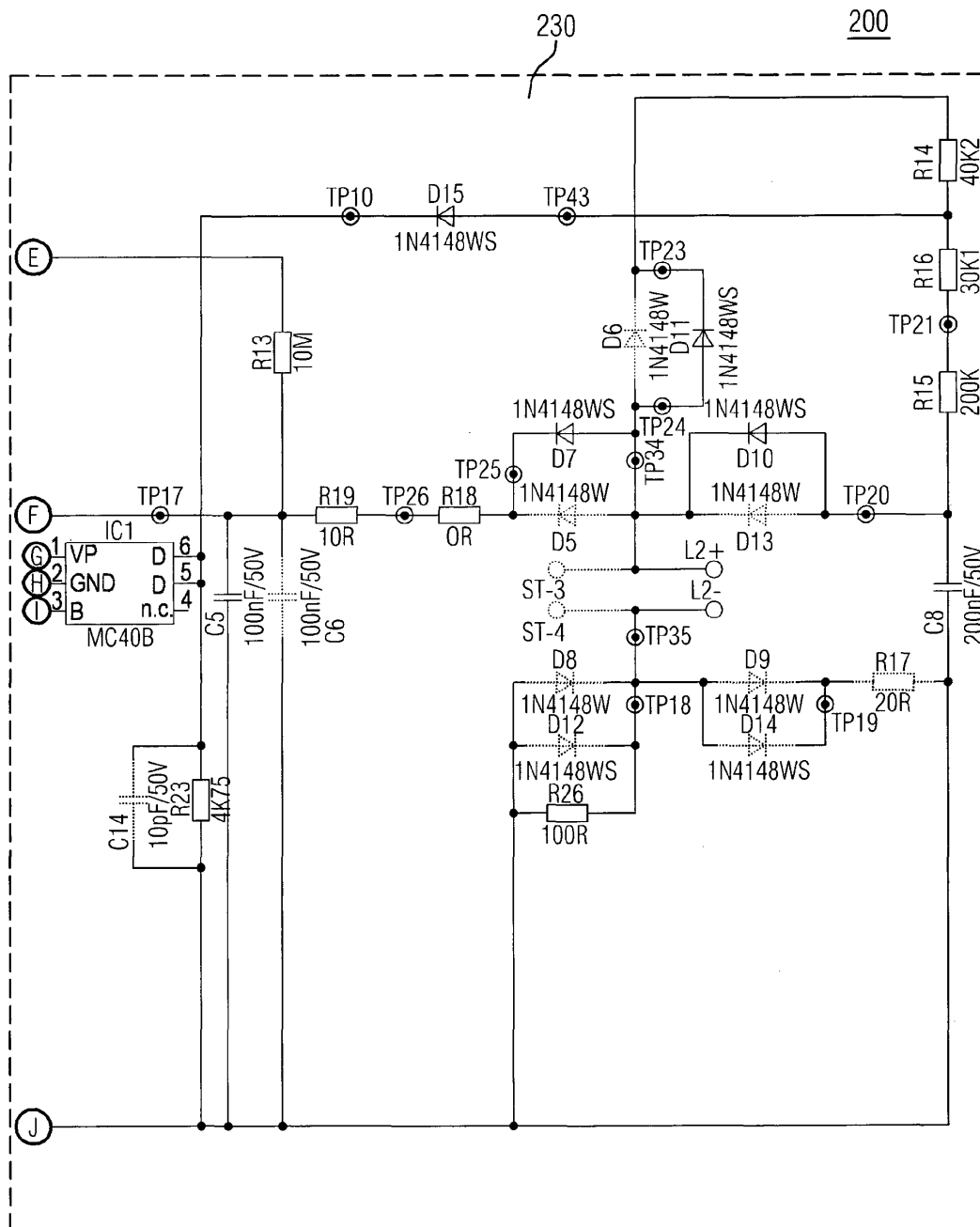


FIG. 4 (Cont.)

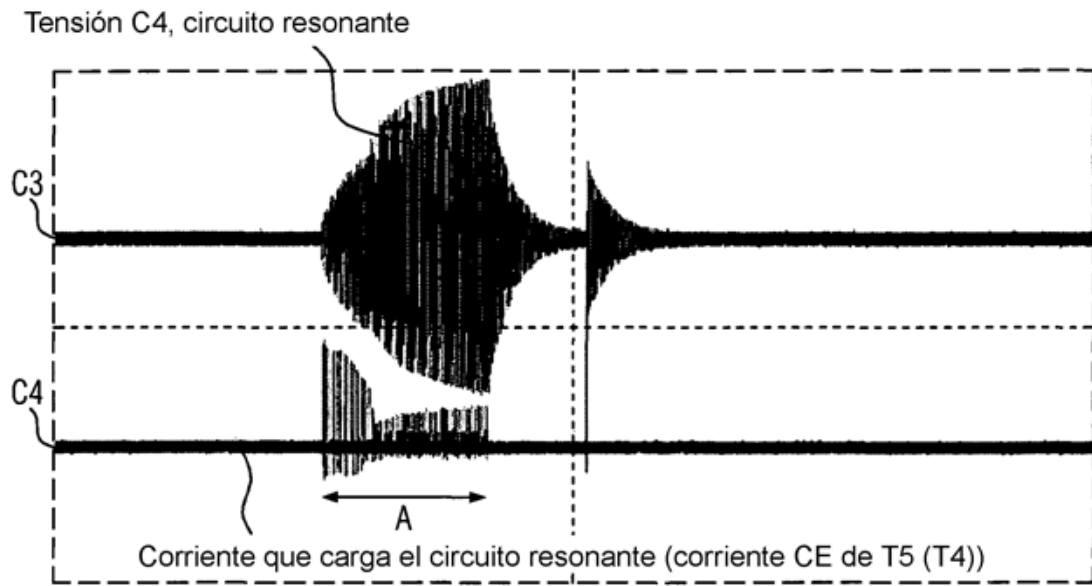


FIG. 5

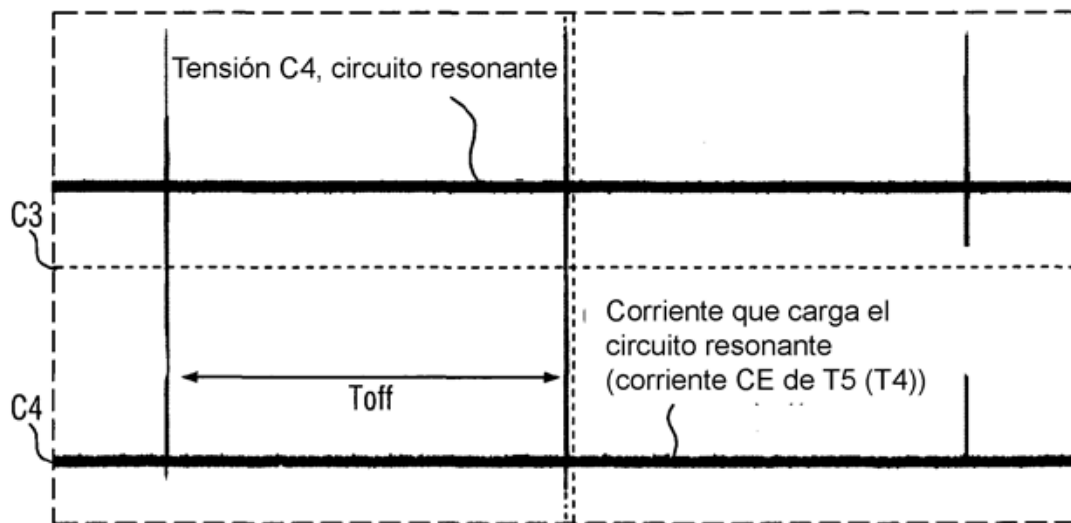


FIG. 6

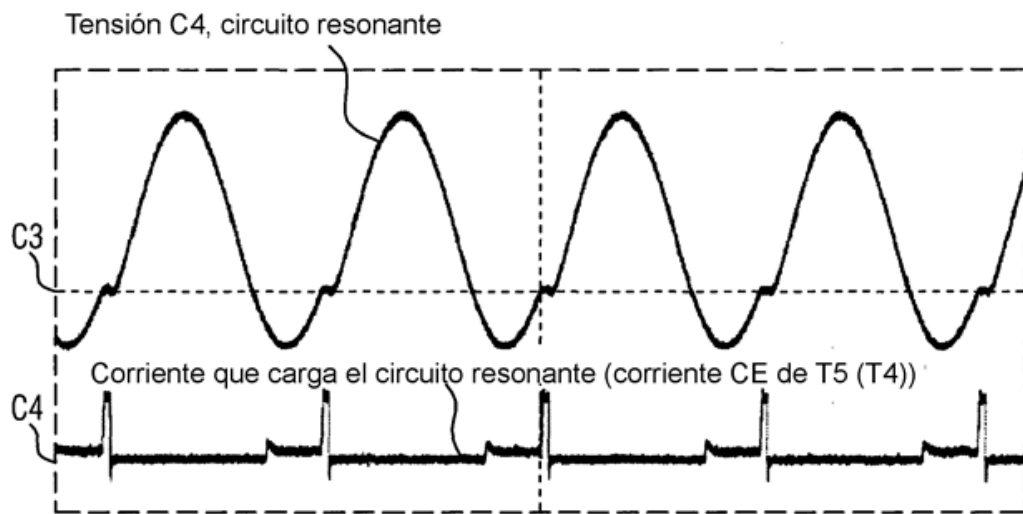


FIG. 7

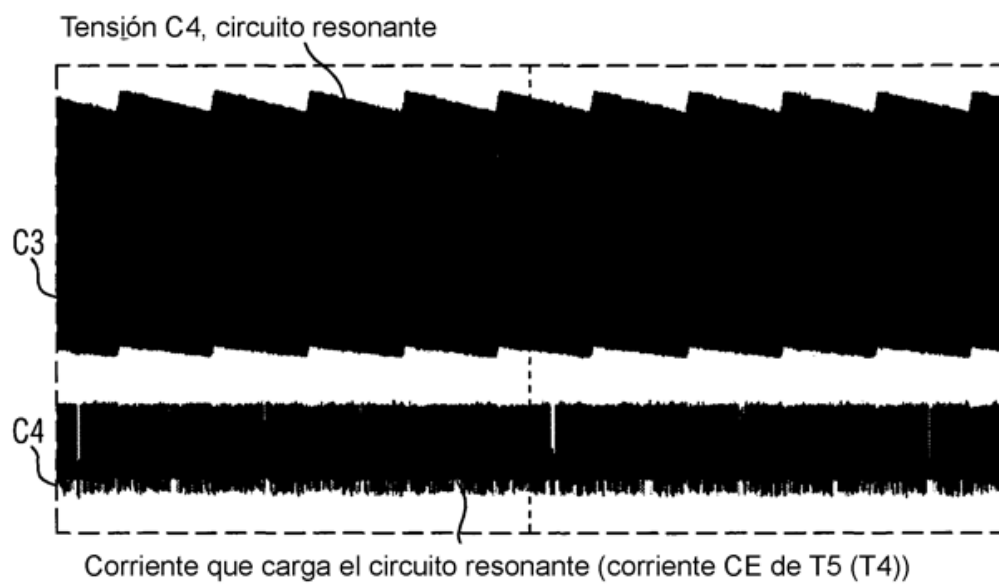


FIG. 8

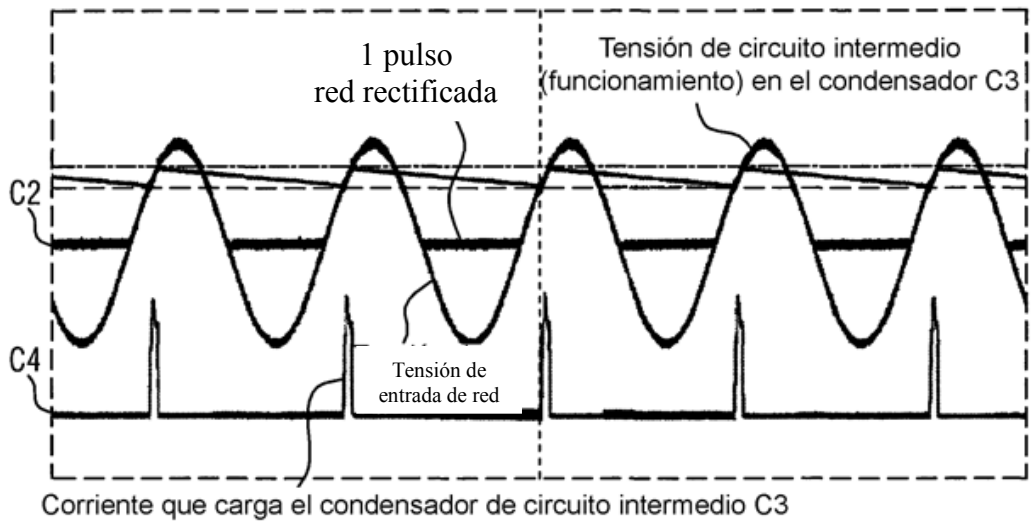


FIG. 9

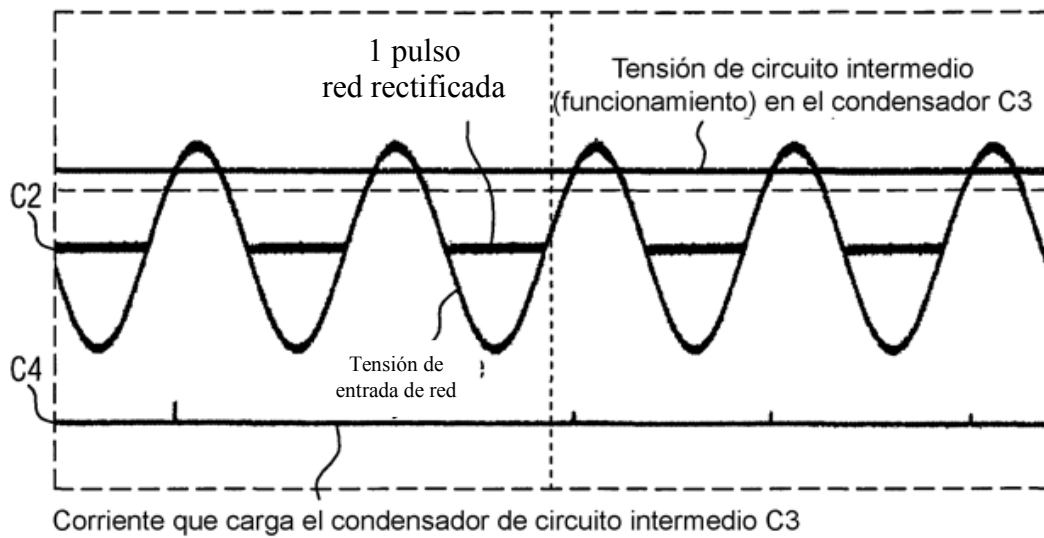


FIG. 10

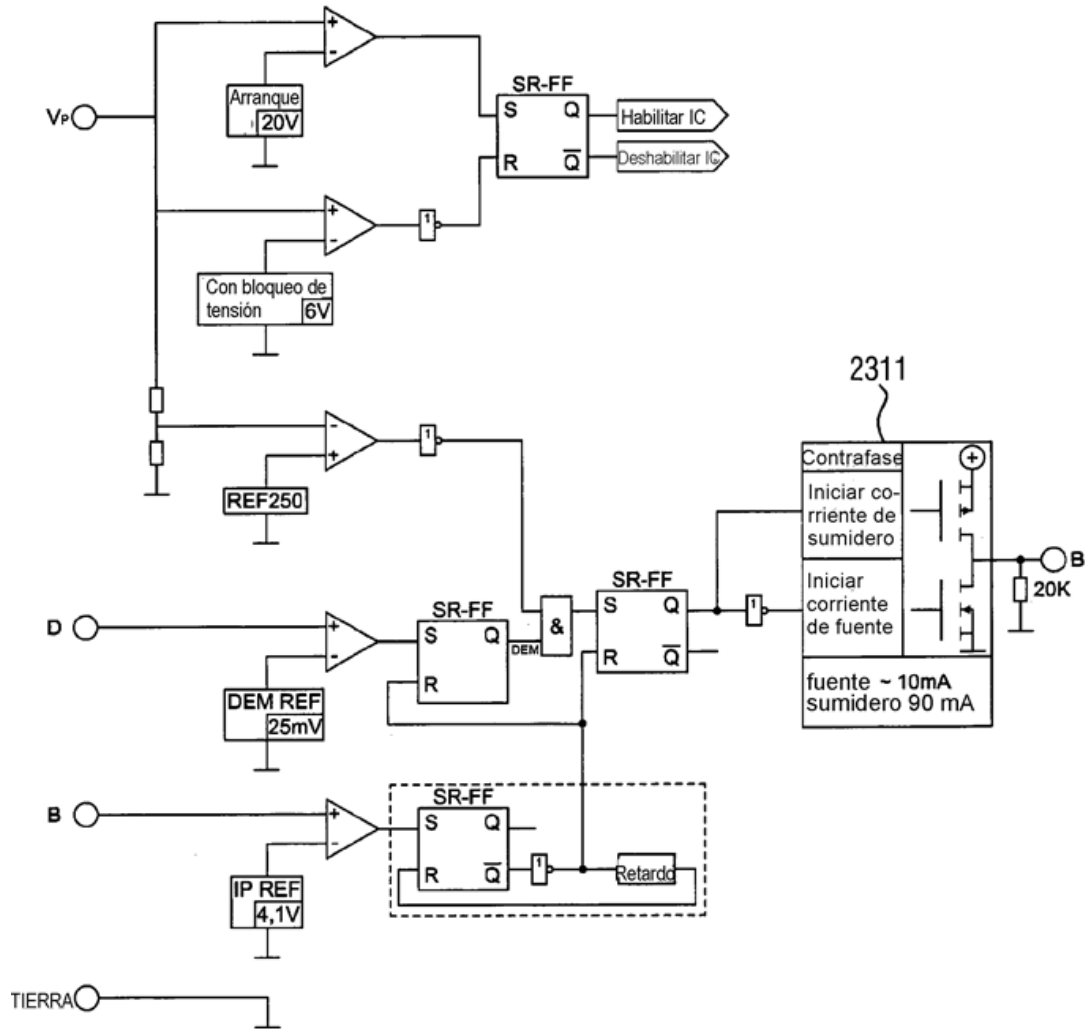


FIG. 11