

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 661 374**

51 Int. Cl.:

H02J 50/12 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **10.05.2013 PCT/US2013/040581**

87 Fecha y número de publicación internacional: **14.11.2013 WO13170173**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **10.05.2013 E 13787746 (0)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **29.11.2017 EP 2847771**

54 Título: **Sistema de transmisión de potencia inductiva resonante con reactancia ajustable**

30 Prioridad:

11.05.2012 US 201261645850 P

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

28.03.2018

73 Titular/es:

**Momentum Dynamics Corporation (100.0%)
3 Pennsylvania Avenue
Malvern, PA 19355, US**

72 Inventor/es:

**LONG, BRUCE, RICHARD;
DAGA, ANDREW, S. y
HACKMAN, DANIEL, S.**

74 Agente/Representante:

LEHMANN NOVO, María Isabel

ES 2 661 374 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 transmisión de potencia inductiva resonante con reactancia ajustable

CAMPO TÉCNICO

5 Esta solicitud de patente pertenece a la transmisión de energía eléctrica por medio de inducción resonante. Más específicamente, describe un método de y un aparato para generar la reactancia ajustable necesaria para una transmisión eficiente de potencia inductiva resonante.

ANTECEDENTES

10 La transmisión de potencia inductiva tiene muchas aplicaciones importantes que abarcan muchas industrias y mercados. La fig. 1 muestra una representación conceptual de un sistema de transmisión de potencia inductiva resonante. En la fig. 1, se aplica una fuente de energía eléctrica alterna al inductor primario 100 de un transformador con entrehierro. El acoplamiento magnético entre el inductor primario 100 del transformador y el inductor secundario 102 del transformador transfiere alguna proporción de la energía del lado del primario al inductor secundario 102 del transformador, que está retirado a cierta distancia del inductor primario 100. El campo magnético del inductor primario, la corriente de inductor primario, y la corriente de inductor secundario son proporcionales. La resonancia aplicada al inductor primario 100
15 aumenta la corriente de inductor del lado del primario que produce un aumento correspondiente en el flujo magnético, la corriente de inductor secundario y la potencia transferida desde el primario al secundario.

20 El flujo magnético procedente del inductor primario 100 induce una tensión en el arrollamiento de inductor secundario 102. La corriente secundaria máxima y por lo tanto la transmisión de potencia máxima ocurre cuando el arrollamiento de inductor secundario es resonante también. El resultado es un circuito resonante bipolar que consiste en dos circuitos resonantes acoplados magnéticamente. Los circuitos resonantes pueden ser resonantes en paralelo con el inductor y el condensador cableado en paralelo como se ha mostrado en la fig. 1, o pueden ser cableados en serie y resonantes en serie. Además, las resonancias del lado del primario y del secundario no necesitan compartir la misma forma.

25 La transferencia eficiente de potencia inalámbrica inductiva resonante se basa en mantener un alto grado de resonancia tanto en el inductor de fuente primario como en un inductor de carga secundario. Sin embargo, las frecuencias resonantes del primario y del secundario del transformador son afectadas por muchos factores que incluyen la variación de fabricación, la tolerancia de componente, la distancia de separación primario-secundario, la alineación axial, la temperatura y otros factores. La transferencia eficiente de potencia inalámbrica inductiva resonante por lo tanto demanda un ajuste continuo, autónomo con el fin de mantener el alto grado de resonancia requerido.

30 Cuando se proporciona una fuente de energía inductiva (o inalámbrica) para vehículos, por ejemplo, estas variaciones son encontradas rutinariamente y presentan un problema crítico para los fabricantes de vehículos eléctricos y otros vehículos que requieren una fuente externa de energía. Se desea desarrollar un sistema para cargar vehículos que aborde estos problemas de tal manera que el arrollamiento de inductor primario pueda estar ubicado sobre o en una superficie horizontal y el arrollamiento de inductor secundario pueda estar unido a la parte inferior del vehículo para transferencia eficiente inalámbrica de potencia eléctrica al vehículo. La presente invención aborda estas necesidades en la técnica.
35

El documento US2002123779 (A1) describe métodos y un aparato para proporcionar potencia a una carga en un sistema de transferencia de energía que transfiere energía desde un lado de un límite físico a otro lado del límite.

El documento US2009243397 (A1) describe un sistema de potencia inalámbrico que incluye una fuente de energía, un receptor de energía, y componentes de los mismos.

40 El documento US2010184371 (A1) describe un transmisor de potencia inalámbrico que incluye una antena transmisora configurada como un depósito resonante que incluye un inductor de bucle y una capacitancia de antena.

RESUMEN

El objeto mencionado anteriormente es satisfecho por el aparato de acuerdo con la reivindicación 1 de aparato independiente. Las realizaciones ventajosas de la presente invención se dan en las reivindicaciones dependientes.

45 Estas y otras realizaciones de la invención resultarán evidentes para los expertos en la técnica a partir de la siguiente descripción detallada.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

La fig. 1 muestra una representación conceptual de un sistema de transmisión de potencia inductiva resonante.

50 La fig. 2A muestra un generador de impedancia de Miller convencional y la fig. 2B muestra un generador de reactancia electrónica ejemplar, de acuerdo con una realización de la invención.

La fig. 3 muestra una realización ejemplar del generador de reactancia ajustable.

Las figs. 4A-4D representan configuraciones de generador de reactancia alternativas para cada uno de los cuatro tipos de amplificador canónicos, de acuerdo con diferentes realizaciones de la invención.

DESCRIPCIÓN DETALLADA DE REALIZACIONES ILUSTRATIVAS

5 Se describirá una realización ejemplar de la invención para utilizar en la carga de vehículos alimentados eléctricamente, aunque los expertos en la técnica apreciarán que las enseñanzas proporcionadas en este documento pueden ser utilizadas para alimentar otros sistemas alimentados eléctricamente. En la realización ejemplar, el arrollamiento primario puede estar ubicado sobre o en una superficie horizontal y la bobina secundaria puede estar unida a la parte inferior del vehículo. Los expertos en la técnica apreciarán que tales aplicaciones, en la práctica, encuentran problemas que incluyen los descritos a continuación.

10 El movimiento vertical de los arrollamientos secundario y/o primario (traslación de eje z) debido, por ejemplo, a personas que se mueven dentro del vehículo, entrada o salida de pasajeros, cargas que son aplicadas a o retiradas de un vehículo, vibraciones en el pavimento debidas al movimiento de vehículos grandes, el efecto de las ráfagas de viento en el vehículo, acumulación de nieve y hielo en un vehículo, acumulación de nieve y hielo en la superficie de la carretera, degradación de la suspensión del vehículo a lo largo del tiempo, y otros casos en los que hacer que el vehículo se mueva cambia la distancia de separación entre los arrollamientos primario y secundario.

15 El desplazamiento o movimiento de traslación en cualquiera o en ambas de las dimensiones del eje-x (por ejemplo, frontal a posterior) y del eje y (por ejemplo, lado a lado) conduce a una alineación no concéntrica de los arrollamientos secundario y primario. Esto puede incluir desalineación de traslación debida, por ejemplo, al posicionamiento inapropiado o impreciso del arrollamiento secundario por encima del arrollamiento primario así como al movimiento del vehículo.

20 Se puede ver una desalineación plana entre los arrollamientos primario y secundario cuando el secundario está montado en el lado inferior de un vehículo y el propio vehículo no está situado perfectamente plano paralelo a la superficie del pavimento sobre o en el cual está emplazado el primario. Bajo tales circunstancias, los arrollamientos primario y secundario serán desajustados para resonancia y se debe hacer una corrección basada en las peculiares condiciones encontradas a un solo caso de la colocación de un vehículo. Cuando el vehículo se mueve y es de nuevo situado con respecto al mismo primario, u otro primario está ubicado en una nueva ubicación, la alineación plana será casi ciertamente imperfecta. En cada caso, de acuerdo con una realización de la invención, la resonancia del sistema puede ser ajustada en consecuencia.

25 De manera similar, cuando están situados, el primario y el secundario pueden caer fuera de la alineación precisa debido a las fuerzas externas que actúan sobre el vehículo. Estas fuerzas pueden actuar en combinación para cambiar la posición del secundario con respecto al primario en los ejes x, y, y/o z, y se puede ver que el resultado puede ser alguna forma de desalineación debida al desplazamiento de traslación. Esto se puede ver en una desalineación sesgada o plana, y/o un movimiento o desplazamiento vertical o de traslación.

30 Los desplazamientos descritos anteriormente se pueden ver como desplazamientos de larga duración discretos, o como movimientos de corta duración, o como movimiento oscilatorio. El desplazamiento o el movimiento mecánico interrumpen la transferencia de potencia inductiva resonante dando como resultado una eficiencia de transferencia de potencia reducida y genera la posibilidad de un mal funcionamiento del sistema, una desconexión o incluso daños en el sistema. Por esta razón el ajuste resonante o la compensación automática pueden ser parte de una realización ejemplar de la invención.

35 Además, debido a que muchos vehículos tienen sistemas de suspensión complejos, y debido a que los componentes de potencia inductiva pueden ser instalados en el bastidor con muelles de un vehículo, se puede esperar un movimiento vibratorio impredecible, complejo, y muy variable. Por esta razón, la realización de la invención puede responder al rango más amplio posible de movimientos de un vehículo que perturbarían un transformador inductivo resonante sintonizado y para ser capaz de hacer los ajustes requeridos rápidamente para eliminar efectivamente los efectos perjudiciales de la vibración y del movimiento.

40 Los inductores primario y secundario junto con sus componentes resonantes asociados forman una red resonante de segundo orden compleja e interactiva. La alteración, desviación o variación de cualquier componente o parámetro de red pueden dar como resultado un rendimiento inferior al óptimo. Los componentes eléctricos pueden ser fabricados con un alto grado de repetibilidad pero el alto grado requerido de precisión de fabricación genera costes de desarrollo y fabricación indeseables. La capacidad de absorber o compensar de otra manera la variabilidad de fabricación es por lo tanto deseable en una realización ejemplar de la invención.

45 Además, debido a la amplia adopción en el mercado de sistemas de potencia inductiva para vehículos (y para aplicaciones que no son de vehículos) se predicará la interoperatividad entre los inductores primario y secundario producidos por diferentes fabricantes, una realización de la invención puede acomodar variaciones de sistema que surgen entre sistemas diseñados, fabricados, e instalados por múltiples compañías y agencias. En tal realización, cualquier inductor en el lado del primario y los componentes asociados diseñados y fabricados por una compañía pueden

ser requeridos para funcionar automáticamente y/o sin fallos con cualquier inductor en el lado del secundario y los componentes en el lado del secundario asociados fabricados por cualquier otro fabricante. Tales sistemas de potencia inductiva “no coincidentes”, incluso si son unificados bajo una norma internacional, se enfrentarán a retos de interoperatividad significativos. Solamente a través de una re-sintonización activa y automática se puede hacer que estas unidades funcionen de manera eficiente.

Puede ser improbable que se consiga una sintonización fija, preestablecida de fábrica para conseguir y mantener de manera improbable la precisión de sintonización requerida para un funcionamiento eficiente frente a las variaciones de fabricación y de alineación tratadas anteriormente. Además, el abuso operacional normal soportado por los vehículos, los movimientos violentos, los choques, impactos, y otras tensiones externas encontradas durante el funcionamiento significan que incluso un sistema sintonizado fijo inicialmente adecuado necesitará mantenimiento, reparación y realineación frecuentes a lo largo de la vida útil del vehículo. Por esta razón, y especialmente dado el problema de composición de las normas de interoperatividad, una realización ejemplar de la invención incluye confirmación de resonancia y probablemente reajuste de resonancia antes de cada evento de recarga así como vigilancia continua de resonancia y reajuste si es necesario durante la operación de recarga. Las mejoras incrementales a lo largo de años de fabricación pueden dar como resultado variabilidad en el diseño de la bobina que no puede ser predicha. La re-sintonización automática ofrece un medio para asegurar que los inductores de otras épocas continúen funcionando con inductores diseñados recientemente y fabricados recientemente.

Aún en otra realización de la invención es posible que inductores de geometría diferente interactúen. Esto puede ser necesario cuando una bobina primaria es más grande o tiene una morfología diferente que la bobina secundaria. Por ejemplo, una bobina primaria ovalada necesitará funcionar con bobinas secundarias de tamaño y forma diferentes. De nuevo, el ajuste de resonancia automático puede ser necesario para establecer y mantener la resonancia.

Las variaciones de la temperatura ambiente también pueden afectar a la sintonización resonante y requerir un ajuste en una realización de la invención. Las temperaturas ambientes de funcionamiento esperadas varían ampliamente debido a la ubicación geográfica, a la estación, la hora del día, al clima, al viento, a la exposición solar, o a la sombra incluyendo la sombra del vehículo de carga. La bobina secundaria y la electrónica asociada están sometidas además a las emisiones térmicas del vehículo, que bien podrían dominar otros efectos térmicos. Además, no se pueden descartar grandes cambios de la temperatura ambiente durante la carga y no se puede suponer que las temperaturas en el lado del vehículo sean las mismas que o sigan a la temperatura de la bobina en el lado del primario montada en tierra. La resonancia de la bobina puede variar con la temperatura debido a la expansión y a la contracción térmica de la propia bobina, la sensibilidad a la temperatura de los componentes electrónicos asociados especialmente los condensadores resonantes, los cambios en la permitividad magnética del material de ferrita asociado y también debido a los cambios en la distancia de separación de la bobina inducida por la sensibilidad a la temperatura de los neumáticos del vehículo y los componentes de la suspensión.

Aún en otra realización la invención proporciona un medio de sintonización electrónica que hace que el sistema de inductores primario-secundario sea fácilmente adaptable a la carga dinámica de los vehículos en movimiento. En el caso de vehículos en movimiento, el inductor secundario es fijado al vehículo. Un vehículo en movimiento es hecho pasar sobre una agrupación lineal de múltiples inductores primarios independientes, con cada inductor primario secuenciado por un secuenciador automático para activarlo y luego desactivarlo de tal manera que acople potencia al inductor secundario del vehículo durante un corto intervalo de tiempo cuando el vehículo pasa por encima. Claramente, en tal caso, las condiciones óptimas de alineación x, y, z y el plano paralelo son conseguidas solo momentáneamente para cada combinación de bobina primaria-secundaria. En todos los demás momentos, la sintonización de resonancia magnética debe ser puesta en práctica de una manera automática para mantener la resonancia y la eficiencia de transferencia de potencia inalámbrica del sistema cuando la bobina secundaria se aproxima repetidamente, la consigue y luego se aleja de la alineación. Con bobinas fijadas al suelo superpuestas o espaciadas de forma cercana, podrían ser activadas simultáneamente múltiples bobinas con trayectoria de potencia-tiempo real y reactiva que varía continuamente creando de este modo el efecto de mover dinámicamente la bobina primaria virtual que mantiene la resonancia y la eficiencia de transferencia de potencia inalámbrica del sistema con un vehículo en movimiento en presencia de todas las condiciones de desalineación y las influencias que perturban la resonancia indicadas anteriormente.

Además, la presente invención permite la práctica de un funcionamiento bidireccional muy eficiente de transmisión de potencia donde la potencia puede fluir en cualquier dirección entre el vehículo y un dispositivo que no esté a bordo. En muchas aplicaciones consideradas de vehículos de potencia eléctrica, puede ser deseable utilizar la energía almacenada dentro de las baterías del vehículo, condensadores u otros dispositivos de almacenamiento de energía para hacer funcionar el equipo que no esté a bordo o para complementar la red de distribución de potencia. Aunque la disposición y el diseño de los inductores primario y secundario están invertidos y el sistema debe aún mantener la resonancia en la presencia de carga que no esté a bordo que bien puede presentar requisitos desconocidos y variables tanto para la potencia real como para la reactiva.

Uno o más de los factores anteriores que requieren control de resonancia activo y automático en sistemas de potencia inalámbricos montados en un vehículo pueden estar presentes en aplicaciones de transferencia de potencia inalámbricas y podrían estar bien acompañados por otros factores que perturban la aplicación y la situación específicas que necesitan dirección y corrección automatizada.

Adicionalmente, al compensar uno o más de los factores anteriores, una realización ejemplar de la invención puede cumplir uno o más de los siguientes criterios de rendimiento:

El medio por el cual ocurre la re-sintonización debe estar casi en tiempo real y ser continuo durante el período de transmisión de potencia.

- 5 La tecnología utilizada para lograr la re-sintonización no puede ser excesivamente masiva o volumétricamente grande.

La tecnología utilizada para lograr la re-sintonización no debería demandar un gran suministro de potencia o depreciar sustancialmente la eficiencia de transmisión de potencia del sistema.

La tecnología utilizada para lograr la re-sintonización no debería causar o producir efectos secundarios que degraden otros aspectos del rendimiento de la transferencia de potencia inalámbrica inductiva.

- 10 La tecnología utilizada para lograr esta re-sintonización debería estar integrada estrechamente en el sistema electrónico de componentes para reducir la complejidad general del sistema, reducir costes, y mejorar la capacidad de mantenimiento personal para efectuar reparaciones a sistemas de potencia inductiva que funcionan mal.

La tecnología utilizada para lograr la re-sintonización debería representar solo una pequeña fracción del coste de fabricación de un sistema de potencia inductiva.

- 15 De acuerdo con una realización de la invención, la resonancia de circuito inductor (secundario) en el lado de la carga es dejada que varíe de acuerdo con uno o más de los factores mencionados anteriormente. La polaridad y la magnitud del error de resonancia del inductor de carga pueden ser determinadas comparando la fase de la forma de onda de tensión de circuito resonante del inductor de carga y la fase de la forma de onda de corriente de circuito resonante de carga. Un enlace de comunicaciones inalámbricas desde el lado del secundario al lado del primario puede indicar la magnitud y la polaridad del error de resonancia en el lado del secundario y el micro-controlador en el lado del primario puede ajustar luego la frecuencia de la excitación del inductor primario hasta que se consigue la resonancia secundaria, como se ha indicado por las formas de onda de la tensión y de la intensidad en el lado del secundario que están en fase.
- 20

De esta forma, la frecuencia de funcionamiento del sistema es ajustada de tal manera que el resonador secundario sintonizado fijo es hecho funcionar siempre en su frecuencia resonante. Luego, la resonancia en el lado del primario puede entonces ser establecida en la frecuencia de funcionamiento recientemente ajustada mediante ajuste u otra manipulación del inductor en el lado del primario y componentes de coincidencia de resonancia e impedancia asociados. Lo que queda luego es el ajuste del inductor en el lado del primario y los componentes resonantes asociados de tal manera que también son resonantes en la frecuencia de funcionamiento resonante en el lado del secundario. Tal ajuste de resonancia puede ser realizado conmutando mecánica o eléctricamente diferentes reactancias (tales como, por ejemplo, capacitancia) dentro o fuera del circuito hasta que se consigue la resonancia. Una realización ejemplar se basa en N conmutadores y N condensadores, los últimos seleccionados de acuerdo con una secuencia binaria 1-2-4-8 que permite 2^N valores de reactancia espaciados uniformemente procedentes de N reactancias conmutadas. Alternativamente, múltiples inductores pueden ser conmutados dentro o fuera del circuito según se requiera o las tomas del inductor pueden ser seleccionadas por conmutación según se requiera.

- 35 La transferencia de potencia inalámbrica resonante requiere un alto grado de precisión que puede no ser posible con un enfoque de reactancia conmutada que utiliza un número práctico de conmutadores y componentes reactivos. La granularidad de ajuste conseguida con un número práctico de conmutadores puede ser demasiado grande.

Otra realización ejemplar puede utilizar una reactancia eléctricamente variable tal como un diodo varactor (condensador de tensión variable), o una inductancia de corriente variable en la que una corriente de polarización de cc variable habitualmente colocada en una bobina de control secundaria altera la permeabilidad de un núcleo ferromagnético alterando de este modo la inductancia.

40

Sin embargo, el diodo varactor puede ser incapaz de manejar niveles de potencia superiores a unos pocos milivatios y no puede proporcionar fácilmente valores de capacitancia grandes. Asimismo, el inductor de corriente variable es grande, pesado, y también puede ser incapaz de manejar niveles de potencia grandes porque la corriente de polarización de cc funciona moviendo el punto operacional del material de núcleo magnético hacia la saturación reduciendo de este modo la corriente y potencia nominales del inductor-

45

Sin embargo, de acuerdo con una realización de la invención, una aproximación de ajuste de resonancia alternativa que hace uso del Efecto Miller supera la granularidad de ajuste y las limitaciones del nivel de potencia de las realizaciones tratadas anteriormente. Considérese la fig. 2A que muestra un generador 200 de reactancia de Miller que comprende un amplificador 202 de tensión ideal convencional con ganancia G y una impedancia de realimentación Z 204. La tensión y la intensidad de entrada a esta red están indicadas por E_T e I_T , respectivamente.

50

La tensión a través de la impedancia Z es establecida por la ganancia G de tensión del amplificador que a su vez afecta a la corriente I_T del terminal de entrada. La impedancia efectiva a través de los terminales de entrada del amplificador viene dada entonces por:

Ecuación 1:
$$Z_{\text{eff}} = \frac{Z}{1 - G}$$

5 Esta es una disposición muy deseable cuando la impedancia efectiva puede ser alterada fácil y efectivamente cambiando G. Además, Además, G puede ser positiva o negativa, lo que permite generar valores de impedancia efectiva negativa (para $G > +1$) o positiva (para $G < +1$). Se ha observado que las impedancias negativas son potencialmente inestables. Sin embargo, pueden ser posibles ajustes de reactancia útiles utilizando impedancias negativas que funcionan con márgenes de estabilidad suficientes. Para $G = 1$ la tensión a través de Z es cero y la impedancia efectiva es infinito, efectivamente un circuito abierto. Como la ganancia G del amplificador es un vector Z_{eff} también puede ser alterada cambiando el desfase del amplificador.

10 Una desventaja en el Multiplicador de Impedancia de Miller en la fig. 2A es el requisito de potencia del amplificador 202 de tensión lineal. Como una estimación aproximada del orden de magnitud, el porcentaje de potencia de accionamiento total proporcionada por el amplificador 202 de tensión es aproximadamente el mismo que el rango de ajuste deseado; un rango de ajuste del diez por ciento significa que el amplificador 202 de tensión proporciona aproximadamente el 10% de la potencia total. Esto puede ser un problema cuando la eficiencia de un amplificador lineal analógico puede ser del 20% o menor. Por consiguiente, los dispositivos semiconductores en el amplificador 202 de tensión deben ser sustancialmente sobredimensionados lo que aumenta el coste de tal implementación. La alimentación de energía asociada y los sistemas de disipación de calor y de gestión de calor inflan aún más el coste de la implementación.

15 Se puede evitar la desventaja de la eficiencia de conversión de potencia de un amplificador analógico, lineal, convencional a través de la utilización de técnicas de conmutación controladas digitalmente. Específicamente, la función de amplificación analógica puede ser reemplazada por una realización de circuito que emplea modulación de anchura de impulso ("PWM") y un bloque de conversión analógica asociado a PWM. Tales amplificadores son capaces de una muy buena eficiencia; sin embargo los dispositivos de conmutación de potencia de PWM pueden conmutar en frecuencias mucho más altas que la frecuencia de la señal que ha de ser amplificada con el fin de satisfacer el criterio de Nyquist. Además, el ajuste preciso de amplitud o de ganancia en un amplificador de PWM convencional requiere un ajuste granulado fino, preciso de la anchura de impulso lo que posiciona demandas adicionales en el ancho de banda de los dispositivos de conmutación de potencia de PWM. Así, la eficiencia de conversión de potencia de una implementación de amplificador de PWM convencional puede requerir dispositivos de conmutación de potencia de PWM rápidos, un requisito que conlleva costes y otras responsabilidades prácticas.

20 Se puede desarrollar un método para eludir los requisitos de ancho de banda excesivos impuestos por los amplificadores de PWM convencionales utilizados como parte de un generador de reactancia electrónicamente ajustable a partir de los principios de que (1) las ondas de tensión y de intensidad en un circuito resonante de factor Q de calidad suficientemente alta son sinusoidales y (2) que cualquier senoide puede ser descrita completa y absolutamente por tres parámetros: frecuencia, fase y amplitud.

25 La generación de señal de PWM convencional puede generar cualquier forma de onda arbitraria limitada solo por la necesidad de satisfacer el criterio de Nyquist para el componente de frecuencia más alta. Sin embargo, tal flexibilidad de forma de onda es desechada cuando es utilizada en el generador de reactancia electrónicamente variable. De hecho, de acuerdo con una realización ejemplar, se puede implementar un generador de reactancia funcional que emplea solo generación de onda cuadrada en la frecuencia de funcionamiento del sistema, así pueden no ser requeridos dispositivos de conmutación más rápidos.

30 La fig. 2B muestra un generador 210 de reactancia electrónica ejemplar, de acuerdo con una realización de la invención. En la fig. 2B, un comparador 212 de tensión muestra la forma de onda E_T de tensión sinusoidal aplicada que crea una forma de onda en el punto 214 que retiene la frecuencia y la fase de la forma de onda E_T de tensión sinusoidal aplicada. Cuando la onda cuadrada en el punto 214 tiene una amplitud constante, la información de amplitud de la forma de onda E_T de tensión sinusoidal aplicada puede no ser retenida. La onda cuadrada resultante, emitida en el punto 214, controla la frecuencia y la fase de conmutación de un circuito 216 de conmutación de potencia. Un circuito 216 de conmutación de potencia ejemplar se ha representado en la fig. 2B como un circuito de medio puente que comprende dos transistores de potencia 218, 226 de efecto de campo. También se pueden utilizar otros circuitos 216 de conmutación de potencia. Por ejemplo, el circuito de conmutación de potencia puede comprender una configuración de puente completo, una configuración de línea o "flyback", un depósito resonante con configuración de accionamiento de un solo extremo o de empujar-tirar, una configuración de convertidor de avance de un solo o de doble extremo, u otras topologías de circuito de conmutación de potencia o de conservación de potencia de estas configuraciones generales. La salida del circuito 216 de conmutación de potencia puede ser una onda cuadrada con amplitud determinada por la alimentación 222 de energía ajustable.

35 La alimentación 222 de potencia ajustable puede ser una fuente de tensión controlada que crea de este modo una onda cuadrada de tensión de salida de medio puente con amplitud controlada, o la alimentación 222 de potencia ajustable puede ser implementada como una fuente de corriente controlada que conduce de este modo a una onda cuadrada de corriente en la salida del medio puente. En cualquier caso, la onda cuadrada retiene la frecuencia y la fase de la tensión E_T sinusoidal aplicada. El parámetro de amplitud E_T perdido puede ser introducido por medio del bloque 220 de

Detección de Amplitud que controla la amplitud de la alimentación 222 de potencia ajustable. El método de control puede ser analógico, digital, o alguna combinación de los mismos.

5 En una realización ejemplar, la alimentación 222 de potencia ajustable puede ser implementada como una alimentación de energía de modo de conmutación convencional que tiene una amplitud de salida controlada por cualquiera de los métodos de control de alimentación de energía de modo de conmutación bien conocidos en la técnica convencional. Además, en una realización ejemplar, el bloque 220 de detección de amplitud - función de transferencia de alimentación 222 de potencia controlada Fuera/Dentro puede ser igual a G en el diagrama generador de reactancia de Miller analógico original de la fig. 2A.

10 En una realización ejemplar, el circuito mostrado en la fig. 2B reproduce la frecuencia, la fase y la amplitud en escala de G de la tensión E_T de senoide aplicada con una onda cuadrada en la salida del medio puente. La onda cuadrada es generada, en parte, por la alimentación 222 de potencia ajustable, que es controlada, por ejemplo, por un método de control de alimentación de energía de modo de conmutación ejemplar que evita las ineficiencias de conversión de potencia de los amplificadores analógicos convencionales. La conversión de la onda cuadrada a una senoide es lograda por la acción de filtrado combinada de la impedancia Z 224 de Thevenin y el transformador de transferencia de núcleo de aire resonante LC (no mostrado). La impedancia Z 224 de Thevenin puede ser implementada como una reactancia pura dado que un componente resistivo de la impedancia de Thevenin, si está presente, puede introducir pérdidas. La reactancia óptima (inductiva o capacitiva), para cualquier aplicación dada, depende en gran medida del tipo de fuente de alimentación de energía de medio puente. Se puede preferir una reactancia inductiva en combinación con un conmutador de potencia alimentado por fuente de tensión, aunque se puede preferir una reactancia capacitiva cuando se utiliza una alimentación de energía de fuente de corriente. La realización descrita anteriormente representa una metodología de diseño general que puede ser implementada en múltiples configuraciones. Por consiguiente, se describen a continuación varias implementaciones alternativas del generador de reactancia electrónica.

25 La fig. 3 ilustra realizaciones ejemplares de un generador de reactancia electrónica que utiliza los principios descritos anteriormente. El circuito incluye una sección 300 de generación de potencia y una sección 302 de generación de reactancia del lado del inductor primario y un transformador 304 de transferencia de espacio de aire resonante y un circuito 306 rectificador-filtro-carga del lado del inductor secundario.

30 La sección 300 del generador de potencia puede contener un circuito 308 de conmutación de potencia que convierte la tensión V_{cc1} de alimentación de energía de cc en una onda cuadrada 310 de alta potencia que es aplicada a través de un condensador de bloqueo C_b de CC y el inductor de Thevenin L_{th} en el circuito LC resonante en el lado del primario que incluye el condensador resonante C_r y el inductor primario L_p . En la resonancia del sistema, el generador 300 de potencia puede ver una carga puramente resistiva, y como resultado, el generador 300 de potencia proporciona solo potencia real. Los armónicos de onda cuadrada pueden ver una carga de impedancia alta establecida por el inductor de Thevenin. Por esta razón las corrientes de armónico de onda cuadrada pueden ser minimizadas.

35 El generador 302 de reactancia ejemplar puede tener la misma topología que el generador 300 de potencia real. El generador 302 de reactancia también puede desarrollar una onda cuadrada 312 en su nodo 314 de salida de medio puente. Sin embargo, esta onda cuadrada 312 puede o puede no tener la misma fase o la misma amplitud que la onda cuadrada 310 del generador de potencia. Las diferencias de fase y amplitud pueden estar dispuestas para producir una corriente a través del inductor L_{th} de Thevenin del generador de reactancia al nodo 316 sumador de reactancia que reproduce el efecto de un componente de desviación, pasivo y/o reactivo. La impedancia efectiva de este componente virtual puede ser alterada fácilmente por el ajuste de la fase de accionamiento de medio puente y/o de la magnitud de alimentación de energía de medio puente del generador de reactancia.

45 Como se ha ilustrado en la fig. 3, la funcionalidad del amplificador de tensión del generador de reactancia de Miller mostrada en la fig. 3 puede ser implementada con un comparador de tensión 318, un inversor y un par de conmutadores semiconductores de potencia de medio puente. En la fig. 3 estos dispositivos semiconductores se han mostrado como Transistores de Efecto de Campo (FETs) pero otros dispositivos de conmutación de potencia tales como perno no limitados a los transistores bipolares, Transistores Bipolares de Puerta Aislada (IGBTs), o incluso tubos de vacío, o conmutadores foto-conductores (por ejemplo, conmutadores foto-conductores activados por láser) pueden ser utilizados. En esta realización, el amplificador de potencia analógico es reemplazado con una implementación de conmutación más simple, menos costosa, más eficiente.

50 Continuando con la realización ejemplar representada en la fig. 3, el comparador de tensión 318 muestra la forma de onda de tensión en el nodo 316 sumador de reactancia y crea una representación de activación-desactivación de onda cuadrada de la tensión de nodo sumador. La información de amplitud de la forma de onda sinusoidal del nodo sumador es perdida obviamente en esta operación. Puede ser añadida de nuevo más tarde. La onda cuadrada representa solo la fase de la forma de onda sinusoidal que aparece a través del circuito resonante que ha de ser ajustado.

55 La onda cuadrada y una inversión invertida de los dispositivos de dos FET de control de onda cuadrada cableados en una configuración de medio puente o de polo tótem y hechos funcionar como conmutadores en lugar de dispositivos lineales. Trabajando juntos los dos FET pueden generar una onda cuadrada 312 de potencia alta en su nodo común, cuya amplitud puede ser establecida por la magnitud de la alimentación de energía controlable de medio puente

etiquetada V_{cc2} , que puede ser a su vez aplicada al condensador de bloqueo C_b y luego al inductor de Thevenin L_{th} . En una realización ejemplar, cambiar la magnitud de V_{cc2} cambia la ganancia aparente de este amplificador de Miller no convencional cambiando de este modo la magnitud de la reactancia generada por el generador de reactancia de Miller. V_{cc2} es alimentada por un control digital o analógico de una alimentación de energía modo conmutador (no mostrada). La señal de control puede ser derivada por un micro-controlador (no mostrado) que utiliza una representación digital de la tensión de nodo sumador de reactancia. El micro-controlador puede ajustar la magnitud de V_{cc2} en proporción a la amplitud de la onda sinusoidal presente en el nodo sumador de reactancia. La constante de proporcionalidad puede ser $1/(1-G)$ como antes para producir la reactancia deseada. La impedancia de Miller en esta realización, que emplea un par de transistores de medio puente alimentado por una fuente de tensión controlada, es un inductor, que actúa en parte como un filtro de paso bajo evitando de este modo grandes transitorios de conmutación de corriente asociados con los componentes de onda cuadrada de Fourier superiores del circuito de accionamiento. Por esta razón, solo el componente fundamental de la forma de onda de accionamiento de Miller afecta la frecuencia resonante primaria ya que los armónicos son rechazados en gran medida. También, la forma de onda de corriente inyectada en el nodo sumador de reactancia es esencialmente sinusoidal al igual que cuando está en el generador de reactancia de Miller lineal mostrado en la fig. 3.

También se ha mostrado en la fig. 3, el transformador 304 de transferencia resonante que incluye además un inductor secundario L_s y un condensador resonante C_r . El circuito Rectificador-Filtro 320 rectifica y filtra la señal sinusoidal recibida antes de aplicarla a la carga 322.

En realizaciones ejemplares adicionales, se pueden incorporar configuraciones de amplificador alternativas al generador de reactancia representado en la fig. 3. Las realizaciones alternativas se pueden caracterizar de acuerdo con el tipo de amplificador y la topología de conmutación de potencia seleccionada. De acuerdo con la Tabla 1, las realizaciones de amplificador alternativas incluyen el amplificador de tensión, el amplificador de trans-conductancia, el amplificador de corriente y el amplificador de trans-resistencia. Las figs. 4A-4D representan cuatro de tales configuraciones de amplificador alternativas mientras que la Tabla 1 enumera la definición de ganancia para cada una.

Tipo	Definición de Ganancia
Amplificador de Tensión	$G = V_{fuera}/V_{dentro}$
Amplificador de Corriente	$G = I_{fuera}/I_{dentro}$
Amplificador de Trans-resistencia	$G = V_{fuera}/I_{dentro}$
Amplificador de Trans-conductancia	$G = I_{fuera}/V_{dentro}$

Tabla 1 – Configuraciones del Amplificador generador de Reactancia

En la realización ejemplar representada en la fig. 4A, un amplificador de tensión compuesto es implementado mostrando la forma de onda de tensión del nodo sumador de reactancia con un comparador de tensión 318 y utilizando la onda cuadrada resultante para controlar los conmutadores de transistor de medio puente con el medio puente alimentado por una fuente de tensión de magnitud controlada. El comparador de tensión 318 genera una onda cuadrada que tiene la misma frecuencia y fase que la señal sinusoidal en el nodo 316 que acciona un conmutador de potencia alimentado por fuente 402 de tensión ajustable. La tensión de la fuente 402 de tensión ajustable es establecida para ser proporcional a la amplitud de la onda sinusoidal de tensión presente en el nodo 316 sumador de reactancia. Además, en la realización ejemplar representada en la fig. 4D, se muestrea la forma de onda de tensión de nodo sumador de reactancia con el comparador de tensión 318 como antes pero utilizando la onda cuadrada resultante para controlar un medio puente alimentado por una fuente 404 de corriente ajustable produce efectivamente una implementación de amplificador de trans-conductancia compuesto. Los expertos en la técnica apreciarán que un amplificador de trans-conductancia muestrea la forma de onda de tensión presente en el nodo 316 sumador de reactancia y genera una onda cuadrada de la misma frecuencia y fase que acciona un conmutador de potencia alimentado por una fuente 404 de corriente ajustable. La magnitud de la fuente de corriente ajustable es establecida para ser proporcional a la amplitud de la onda sinusoidal de corriente que fluye hacia el nodo 316 sumador de reactancia.

Además, en las realizaciones ejemplares representadas en las figs. 4B y 4C, muestreando la corriente sinusoidal presente en el circuito resonante que ha de ser ajustado y utilizando esa representación de onda cuadrada para accionar una fuente de tensión alimentada y un medio puente alimentado por fuente de corriente produce respectivamente implementaciones de Trans-resistencia y de amplificador de Corriente compuesto. Un amplificador de corriente (Fig. 4C) muestrea la forma de onda de corriente que fluye hacia el nodo 316 sumador de reactancia, genera una onda cuadrada de la misma frecuencia y fase que acciona un conmutador de potencia alimentado por una fuente 404 de corriente ajustable. La magnitud de la fuente 404 de corriente ajustable es establecida para ser proporcional a la amplitud de la onda sinusoidal de corriente que fluye hacia el nodo 316 sumador de reactancia. Por otro lado, un amplificador de trans-resistencia compuesto (Fig. 4B) muestrea la forma de onda de corriente que fluye hacia el nodo 316 sumador de reactancia, genera una onda cuadrada de la misma frecuencia y fase que acciona un conmutador de potencia alimentado por una fuente 402 de tensión ajustable. La tensión de la fuente 402 de tensión ajustable es establecida para ser proporcional a la onda sinusoidal de corriente que fluye al nodo 316 sumador de reactancia. Los amplificadores implementados con conmutadores de potencia alimentados por fuente de corriente son preferidos generalmente debido a

su tolerancia a la conducción simultánea del dispositivo de conmutación comúnmente conocida como ‘soplo a través’ y a otros fallos que causan fallos momentáneos, de tipo cortocircuito. Además, la utilización de una reactancia de retroalimentación de inductor es favorable en realizaciones que utilizan conmutadores alimentados por tensión constante, mientras que una reactancia de retroalimentación de generador de Miller capacitiva es favorable en realizaciones que utilizan conmutadores de potencia de corriente constante. Sin embargo, en la práctica, la configuración de amplificador más deseable puede depender de la naturaleza del circuito de carga resonante, ya sea de resonancia en serie o en paralelo, del tipo de Impedancia de Miller, ya sea inductiva o capacitiva y/o de otros factores de diseño.

En otras realizaciones ejemplares, las fuentes de potencia controlables de medio puente, una fuente de tensión controlable, o una fuente de corriente controlable como se ha descrito anteriormente y se ha representado en las figs. 3 y 4A-4B pueden ser reemplazadas por fuentes de tensión o de corriente de magnitud fija. La ganancia G de amplificador efectiva y por lo tanto el factor de proporcionalidad de reactancia $1/(1-G)$ puede ser implementado luego por modulación de anchura de impulso del medio puente. Aún en otra realización ejemplar, otras técnicas de control del generador de reactancia hacen uso de la parte de fase de la definición de ganancia G de vector del amplificador. Para señales de accionamiento del generador de reactancia en fase de 0 o 180 grados fuera de fase el denominador de la Ecuación 1 es real. Si Z en la Ecuación 1 es implementada como una reactancia ideal, específicamente un inductor o un condensador luego Z_{eff} también puede ser una reactancia pura y el generador de Reactancia de Miller puede proporcionar solo potencia imaginaria, VAR al nodo sumador de reactancia.

En una realización ejemplar, implementando Z en la Ecuación 1 como una reactancia ideal pero cambiando la fase de la señal de accionamiento se crea un componente imaginario en el denominador de la Ecuación 1 haciendo de este modo Z_{eff} complejo también. Esto significa que el generador de reactancia puede proporcionar (o absorber) potencia real (Vatios) además de potencia reactiva (VARs) al nodo sumador de reactancia. Una realización ejemplar de la invención dispone la magnitud y la fase de G en el denominador de la Ecuación 1 de tal manera que Z_{eff} consiste en la suma de una resistencia negativa real y una reactancia imaginaria de signo positivo o negativo. De esta forma, el generador de reactancia de Miller soporta parte de la carga al proporcionar potencia real al conductor. El control de la fase de la señal de accionamiento permite asignar la capacidad de manejo de potencia del medio puente del generador de reactancia a la generación de potencia puramente reactiva (VARs), potencia puramente real (vatios), o alguna combinación de ambas, según se desee, permitiéndole proporcionar potencia más reactiva o potencia más real según se desee.

Como se ha ilustrado anteriormente, un control muy fino de los parámetros que determinan la salida del generador de reactancia, concretamente la tensión de alimentación de corriente o la amplitud de corriente así como la potencia de la señal de accionamiento, el ciclo y la fase de trabajo – son logrados fácilmente utilizando una variedad de métodos, el efecto neto es la síntesis de una reactancia variable de alta potencia, o reactancia variable mezclada – resistencia negativa variable, la resistencia negativa que alimenta la potencia real, que cuando es conectada al inductor de transferencia de potencia inalámbrico, permite un ajuste suave y casi continuo de la frecuencia resonante del inductor de transferencia.

En una realización ejemplar de la invención, la utilización de la reactancia de Miller electrónicamente variable descrita anteriormente no excluye la utilización de elementos reactivos conmutados, roscados o variables. De hecho, se pueden incorporar elementos reactivos conmutados a una reactancia variable de Miller para proporcionar un cambio de reactancia de paso aproximado con la reactancia variable de Miller basada en un ajuste fino continuo.

Aún en otra realización ejemplar de la invención, la señal de onda cuadrada que acciona el generador de Reactancia de Miller se deriva de una muestra de la tensión o corriente sinusoidal presente en el nodo 316 sumador de reactancia. Alternativamente, la señal se puede derivar de la onda cuadrada que acciona el medio puente de potencia principal ya sea en fase o en cuadratura. Además, el reloj del generador de reactancia puede ser generado en un micro-controlador u otro dispositivo digital o controlado por software.

La fig. 3 representa una realización ejemplar que tiene un circuito LC de resonancia asimétrica, asimétrica en el sentido de que un lado está conectado del circuito LC está conectado al suelo y el circuito de resonancia LC es accionado por un par de circuitos de medio puente teniendo ambos una salida desequilibrada con respecto al suelo del circuito. Como se ha observado anteriormente, realizaciones adicionales de la invención pueden emplear circuitos resonantes LC equilibrados con ninguno de los lados conectado directamente al suelo accionados por la salida simétrica, equilibrada de accionadores de puente H en lugar de accionadores de medio puente. El circuito de conmutación de potencia de la invención puede comprender una configuración de medio puente, una configuración de puente completo, una configuración de línea o “flyback”, un depósito resonante con una configuración de accionamiento de un solo extremo o de empujar-tirar, una configuración de convertidor de avance de un solo o de doble extremo, u otras topologías de circuito de conmutación de potencia o de conservación de potencia de estas configuraciones generales. Se pueden utilizar múltiples topologías de conmutación de potencia evidentes para los expertos en la técnica en una realización de la función de conmutación de potencia de la parte de amplificador de conmutación del generador de reactancia de Miller descrito en este documento. Estas incluyen, circuitos de conmutación simple o múltiple, circuitos que son simétricos o asimétricos con respecto al terminal común de alimentación de energía, configuraciones de un solo extremo o de empujar-tirar, medio puente con o sin divisores de tensión capacitivos, configuraciones de puente H, convertidores de avance y “fly-back”, y otras topologías de conversión de energía como se conoce por expertos en la técnicas. La selección de topología de conmutación de potencia es guiada por las mismas elecciones de decisión de diseño que

guían la selección de topologías de conmutación de potencia para utilizar en aplicaciones de conversión y control de energía convencionales tales como inversores de cc a ca, controladores de motor, aparatos de calentamiento por inducción, y dispositivos de conversión de tensión cc a cc. También se pueden utilizar otras configuraciones de conmutación de potencia conocidas en la técnica.

- 5 Los expertos en la técnica apreciarán que las inductancias en el lado del primario y en el lado del secundario del transformador de transferencia deben ser resonadas por conexión de un condensador resonante para un funcionamiento eficiente. El condensador de resonancia se puede conectar en serie creando un circuito resonante en serie, o se puede conectar en paralelo creando un circuito resonante paralelo. Los expertos en la técnica conocerán que la conexión resonante en serie de la inductancia en el lado del primario del transformador de transferencia es muy adecuada para ser accionada por circuitos de conmutación de potencia alimentados por una fuente de tensión, mientras que la conexión resonante paralela de la inductancia en el lado del primario del transformador de transferencia es muy adecuada para ser accionada por circuitos de conmutación de potencia alimentados por una fuente de corriente. Los expertos en la técnica también comprenderán que estas amplias directrices de diseño pueden ser alteradas por la adición de una red de coincidencia de impedancia LC. Asimismo, en el lado de carga del transformador de transferencia, la conexión resonante en serie de la inductancia en el lado del secundario del transformador de transferencia es muy adecuada para accionar cargas que requieren una fuente de potencia del tipo de tensión constante y una conexión resonante paralela del inductor en el lado del secundario del transformador de transferencia es muy adecuada para accionar cargas que requieren una fuente de potencia del tipo de corriente constante. Como antes, los expertos en la técnica también comprenderán que estas amplias directrices de diseño pueden ser alteradas por la adición de una red de coincidencia de impedancia LC.
- 10
- 15
- 20 Aunque la descripción contenida en este documento contempla la utilización de esta invención para aplicaciones que requieren una potencia relativamente alta (por encima de 100 vatios), debería comprenderse que la lista potencial de aplicaciones de potencia no está limitada y que esta invención se puede aplicar a un amplio rango de requisitos de potencia.

- 25 Además, aunque la descripción contenida en este documento pertenece a la provisión de energía eléctrica a vehículos, debería comprenderse que esta es solo una de muchas aplicaciones posibles, y son posibles otras aplicaciones que incluyen aplicaciones no vehiculares. Estas y otras realizaciones de la invención están destinadas a estar dentro del marco de la invención como se ha identificado por las siguientes reivindicaciones.

REIVINDICACIONES

1. Un sistema, que comprende:

un transformador (304) de transferencia con entrehierro resonante que tiene un circuito LC resonante en el lado del primario y un circuito LC resonante en el lado del secundario;

5 una sección (300) de generación de energía que proporciona una primera onda cuadrada (310) a través de un primer condensador de bloqueo DC y de un primer inductor de Thevenin a un nodo (316) sumador del circuito LC resonante en el lado del primario;

10 una sección (302) de generación de reactancia que proporciona una segunda onda cuadrada (312) a través de un segundo condensador de bloqueo DC y un segundo inductor de Thevenin al nodo (316) sumador del circuito LC resonante en el lado del primario, en donde las diferencias de fase y amplitud entre dicha primera onda cuadrada (310) y dicha segunda onda cuadrada (312) producen una corriente en el nodo (316) sumador del circuito LC resonante en el lado del primario, en donde la sección (302) de generación de reactancia proporciona una impedancia efectiva que es ajustada ajustando la fase y/o la magnitud de la primera (310) y segunda (312) ondas cuadradas; y

un circuito (306) de carga rectificador-filtro conectado a dicho circuito LC resonante en el lado del secundario.

15 2. El sistema de la reivindicación 1, en el que la sección (302) de generación de reactancia comprende un comparador de tensión que recibe una forma de onda de tensión en dicho nodo (316) sumador del circuito LC resonante en el lado del primario y emite una representación de activación-desactivación de onda cuadrada de la tensión en el nodo (316) sumador del circuito LC resonante en el lado del primario, un inversor conectado a una salida de dicho comparador de tensión, y un par de medio puente de conmutadores semiconductores de potencia conectados respectivamente a una salida de dicho comparador de tensión ya una salida de dicho inversor.

20

3. El sistema de la reivindicación 2, en el que los conmutadores semiconductores de potencia comprenden transistores de efecto de campo, transistores bipolares, transistores bipolares de puerta aislada, tubos de vacío, y/o conmutadores foto-conductores.

25 4. El sistema de la reivindicación 2, en el que la magnitud de la segunda onda cuadrada (312) es establecida por una alimentación de energía controlable que proporciona potencia a dicho segundo par de medio puente de conmutadores semiconductores de potencia.

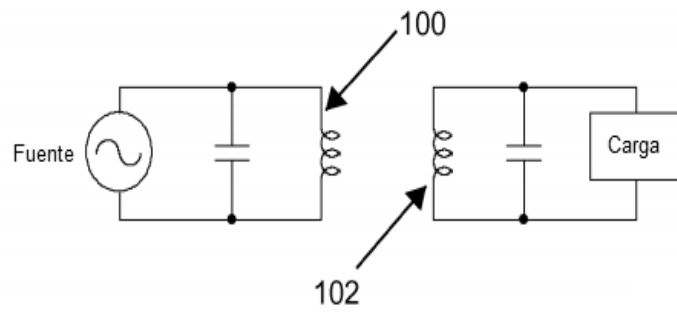
30 5. El sistema de la reivindicación 4, en el que la alimentación de energía controlable comprende i) una fuente (402) de tensión controlada que tiene una tensión de salida que es proporcional a la amplitud de la forma de onda de tensión en dicho nodo (316) sumador del circuito LC resonante en el lado del primario, o ii) una fuente (404) de corriente controlada que tiene una corriente de salida que es proporcional a la amplitud de la forma de onda de tensión en dicho nodo (316) sumador del circuito LC resonante en el lado del primario.

6. El sistema de la reivindicación 5, en el que la proporcionalidad de la tensión de salida o de la corriente de salida de la alimentación de energía a la amplitud de la forma de onda de tensión en dicho nodo (316) sumador del circuito LC resonante en el lado del primario es $1/(1-G)$, donde G es la ganancia de la sección (302) de generación de reactancia.

35 7. El sistema de la reivindicación 4, en el que la alimentación de energía controlable comprende i) una fuente (402) de tensión controlada que tiene una tensión de salida que es proporcional a la amplitud de la forma de onda de corriente en dicho nodo (316) sumador del circuito LC resonante en el lado del primario, o ii) una fuente (404) de corriente controlada que tiene una corriente de salida que es proporcional a la amplitud de la forma de onda de corriente en dicho nodo (316) sumador del circuito LC resonante en el lado del primario.

40 8. El sistema de la reivindicación 7, en el que la proporcionalidad de la tensión de salida o de la corriente de salida de la alimentación de energía a la amplitud de la forma de onda de corriente en dicho nodo (316) sumador del circuito LC resonante en el lado del primario es $1/(1-G)$, donde G es la ganancia de la sección de generación de reactancia.

45 9. El sistema de la reivindicación 2, en el que la magnitud de la segunda onda cuadrada (312) es establecida por una alimentación de energía que proporciona potencia de salida fija a dicho par de medio puente de conmutadores semiconductores de potencia y un modulador de anchura de impulso que modula la salida del par de medio puente de conmutadores semiconductores de potencia para ajustar la ganancia de la sección de generación de reactancia.



Técnica Anterior

Fig. 1

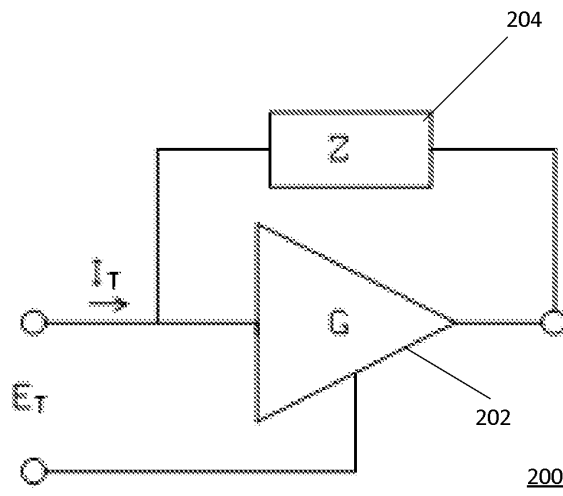


Fig. 2A

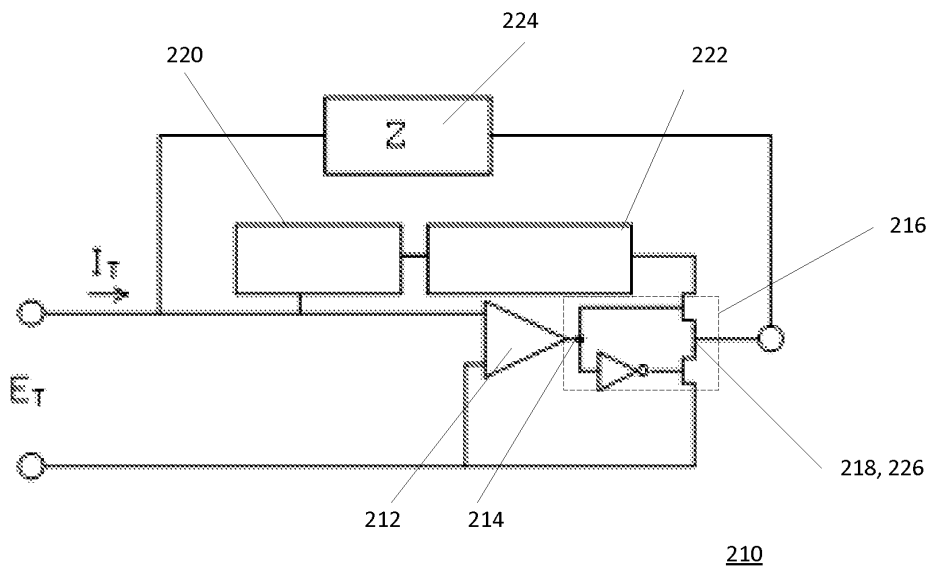


Fig. 2B

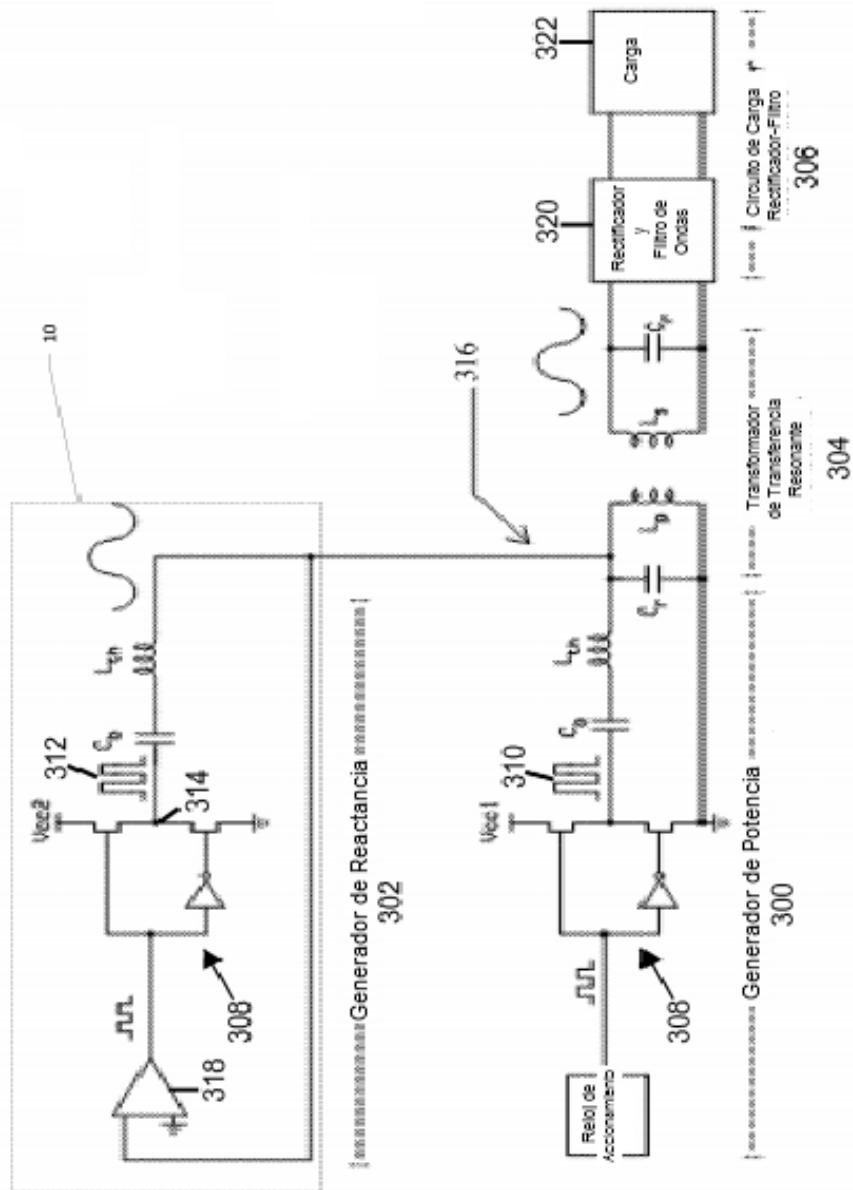
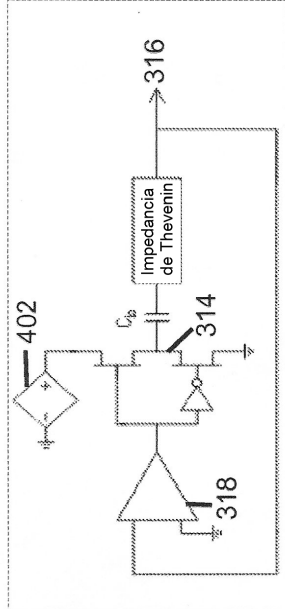
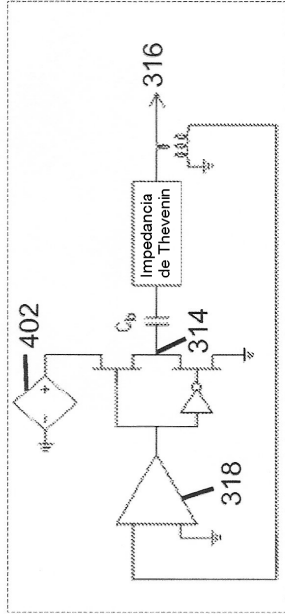


Fig. 3



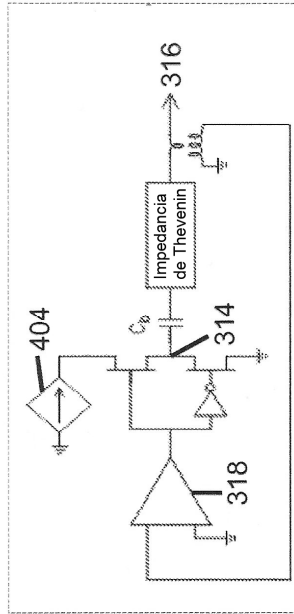
Amplificador de Tensión Equivalente

Figura 4A



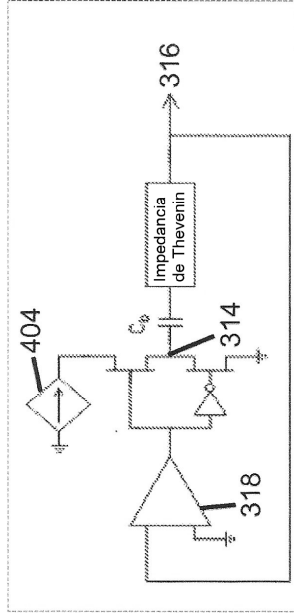
Amplificador de Trans-Resistencia Equivalente

Figura 4B



Amplificador de Corriente Equivalente

Figura 4C



Amplificador de Trans-Conductancia Equivalente

Figura 4D