

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 784 300**

51 Int. Cl.:

H02M 7/5383 (2007.01)

H02M 3/158 (2006.01)

H02M 1/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **29.10.2013 PCT/EP2013/072548**

87 Fecha y número de publicación internacional: **08.05.2014 WO14067915**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **29.10.2013 E 13782723 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **04.03.2020 EP 2915245**

54 Título: **Convertidor de potencia resonante auto-oscilante**

30 Prioridad:

02.11.2012 EP 12191129

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

24.09.2020

73 Titular/es:

**DANMARKS TEKNISKE UNIVERSITET (100.0%)
Anker Engelundsvej 1, Bygning 101A, 2. sal
2800 Kgs. Lyngby, DK**

72 Inventor/es:

**MADSEN, MICKEY P y
PEDERSEN, JEPPE ARNSDORF**

74 Agente/Representante:

ELZABURU, S.L.P

ES 2 784 300 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

Convertidor de potencia resonante auto-oscilante

La presente invención se refiere a inversores y convertidores de potencia resonantes que comprenden un bucle de realimentación auto-oscilante acoplado desde una salida de interruptor a una entrada de control de una red conmutada que comprende uno o más interruptores de semiconductor. El bucle de realimentación auto-oscilante ajusta una frecuencia de conmutación del convertidor de potencia y comprende una primera capacitancia de interruptor intrínseca acoplada entre una salida de interruptor y una entrada de control de la red conmutada y una primera bobina. La primera bobina está acoplada entre una primera fuente de tensión de polarización y la entrada de control de la red conmutada y tiene una inductancia sustancialmente fija. La primera fuente de tensión de polarización está configurada para generar una tensión de polarización ajustable aplicada a la primera bobina. La tensión de salida del convertidor de potencia se controla de una manera rápida y flexible mediante el control de la tensión de polarización ajustable.

Antecedentes de la invención

La densidad de potencia es siempre un métrico de rendimiento clave de un circuito de alimentación de potencia tal como los convertidores de potencia AC-DC, DC-AC y DC-DC para proporcionar el mínimo tamaño físico posible para una especificación de potencia de salida dada. Las topologías de convertidor de potencia resonante son tipos bien conocidos de convertidores o fuentes de potencia de modo conmutado/DC-CD (SMPS, *Switched Mode Power Supplies*). Los convertidores de potencia resonantes son particularmente útiles para altas frecuencias de conmutación tales como aquellas superiores a 1 MHz donde las pérdidas por conmutación de topologías SMPS estándar (Buck, Boost, etc.) tienden a ser inaceptables debido a motivos de eficiencia de conversión. Generalmente, son deseables altas frecuencias de conmutación debido a la disminución resultante del tamaño físico y eléctrico de los componentes de circuito del convertidor de potencia, tales como bobinas y condensadores. Los componentes más pequeños permiten aumentar la densidad de potencia del SMPS. En un convertidor de potencia resonante, un interruptor de semiconductor de entrada de tipo "chopper" (frecuentemente un MOSFET o IGBT) de los SMPS estándar se sustituye por un interruptor de semiconductor "resonante". El interruptor de semiconductor resonante se basa en las resonancias de las bobinas y condensadores del circuito para conformar la onda de la intensidad o la tensión por el elemento de conmutación de modo que, cuando se lleva a cabo la conmutación, no pasa ninguna corriente a través de, ni hay ninguna diferencia de tensión en, el elemento de conmutación. Por tanto, se elimina casi toda la disipación de potencia en al menos algunos de los condensadores intrínsecos del elemento de conmutación de entrada, de modo que se puede conseguir un considerable aumento de la frecuencia de conmutación, por ejemplo hasta valores por encima de 10 MHz. El concepto es conocido en la técnica bajo denominaciones tales como operación de conmutación de cero tensión (ZVS, *Zero Voltage Switching*) y/o corriente (ZCS). Los convertidores de potencia en modo conmutado que funcionan bajo ZVS y/o ZCS frecuentemente se describen con inversores o convertidores de potencia de clase E, clase F o clase DE.

Sin embargo, continúa siendo un reto un control rápido y preciso de la tensión de salida del convertidor de potencia resonante. Los convertidores de potencia de la técnica anterior descritos en los documentos siguientes proponen utilizar un bucle de realimentación auto-oscilante alrededor del elemento de conmutación de entrada y controlados por la capacitancia intrínseca o inherente drenador-a-fuente de un interruptor MOSFET en combinación con una inductancia en serie variable acoplada al terminal de puerta del interruptor MOSFET.

El documento US 4.605.999 describe un convertidor de potencia auto-oscilante que comprende un circuito inversor auto-oscilante construido alrededor de un único interruptor MOSFET. La capacitancia drenador-a-fuente inherente del interruptor MOSFET suministra una ruta de realimentación suficiente para sostener la auto-oscilación del circuito inversor si la frecuencia de operación es suficientemente elevada. El convertidor de potencia está regulado en tensión por un bucle de realimentación que obtiene la señal de control de una tensión de salida DC del convertidor y que aplica la señal de control a una red de inductancia variable que comprende una bobina y un par de capacitancias no lineales.

El documento US 5.430.632 describe un convertidor de potencia auto-oscilante que emplea un par de interruptores de transistor MOSFET en configuración de medio puente donde la unión de los dos transistores MOSFET se acopla a una red reactiva que, a su vez, está conectada a un rectificador de salida. Las capacitancias inter-electrodo puerta-a-drenador de los transistores de conmutación sirven como los únicos medios para mantener las oscilaciones. Las oscilaciones se inician en los terminales puerta-a-fuente de los interruptores de transistor MOSFET mediante un circuito de arranque. La frecuencia de oscilación está determinada por la capacitancia puerta-a-fuente de los interruptores de transistor MOSFET y la inductancia de un transformador de mando de puerta aislada. La frecuencia de oscilación se controla modificando la inductancia del transformador de mando de puerta aislada acoplado a los terminales de puerta de los interruptores de transistor MOSFET a través de un par de arrollamientos de control.

Sin embargo, el posible intervalo de regulación de inductancias ajustables y/o capacitancias tiende a ser muy estrecho debido a limitaciones físicas de los componentes y la precisión también puede ser limitada. Además, es difícil integrar inductancias y/o capacitancias ajustables en sustratos de semiconductor o en portadores de circuito ordinarios tales como placas de circuito impreso. Finalmente, la máxima velocidad de regulación de la inductancia o capacitancia puede estar limitada debido a la naturaleza reactiva del componente, lo que conduce a una limitación indeseable de la velocidad de regulación de la tensión de salida del convertidor. Esto, por supuesto, es particularmente indeseable

en vista de las ventajas de obtener frecuencias de conmutación de convertidor más altas por los motivos descritos anteriormente.

5 En consecuencia, sería ventajoso proporcionar un mecanismo de control para la frecuencia de oscilación que elimine la necesidad de componentes reactivos variables tales como bobinas y condensadores, de modo que pueda controlarse la tensión de salida del convertidor mediante un adecuado control de un nivel de una tensión de circuito o intensidad de circuito por ejemplo en forma de tensión de polarización ajustable.

Compendio de la invención

La invención se refiere a un convertidor de potencia resonante de acuerdo con la reivindicación 1, cuyas características se incluyen en todas las reivindicaciones.

10 El presente convertidor de potencia resonante permite un control flexible, rápido y preciso de la tensión de salida del convertidor mediante el control de la tensión de polarización ajustable aplicada a la primera bobina acoplada a la entrada de control de la red de conmutación. Mediante el ajuste de un nivel de la tensión de polarización ajustable, puede controlarse una frecuencia de oscilación del bucle de realimentación auto-oscilante acoplado alrededor de la red de conmutación para ajustar una frecuencia de conmutación del convertidor de potencia resonante. El ajuste de la frecuencia de oscilación del bucle de realimentación auto-oscilante se consigue sin realizar ningún ajuste de la inductancia de la primera bobina, que por tanto tiene una inductancia sustancialmente fija independientemente del nivel de la tensión de polarización ajustable. El experto en la técnica entenderá que el término "sustancialmente fijo" que caracteriza la inductancia de la primera bobina incluye una inductancia que varía ligeramente con la temperatura dependiendo de las características eléctricas de un material particular del tipo de bobina seleccionada. Además, la aplicación de la primera tensión de polarización ajustable a la primera bobina se lleva a cabo preferiblemente sin ningún ajuste de una reactancia inductiva o capacitiva de un componente acoplado en serie con la primera bobina en el bucle de regulación de tensión. Por tanto, la primera tensión de polarización ajustable generada por el bucle de regulación de tensión se aplica preferiblemente a la primera bobina sin ningún transformador, bobina ajustable o condensador ajustable en serie con la primera bobina.

15 La capacidad de ajustar la frecuencia de conmutación del presente convertidor de frecuencia resonante mediante el ajuste del nivel de la primera tensión de polarización ajustable permite un amplio y preciso intervalo de control de la frecuencia de conmutación y elimina o evita las desventajas descritas anteriormente de basarse en bobinas y/o condensadores ajustables para ajustar la frecuencia de conmutación del convertidor de potencia resonante. Las pérdidas de potencia en condensadores intrínsecos o parásitos, tal como el primer condensador de interruptor intrínseco de uno o más interruptores de semiconductor, se reducen además a un nivel bajo mediante la presencia de la primera bobina debido a que la energía almacenada en estos condensadores parásitos durante la carga se descarga a, y se almacena temporalmente en, la primera bobina. La energía almacenada en la primera bobina posteriormente se devuelve a los condensadores intrínsecos o parásitos del uno o más interruptores de semiconductor. Los condensadores parásitos o intrínsecos pueden comprender los condensadores puerta-fuente, puerta-drenador y drenador-fuente de un interruptor MOSFET.

20 Aunque la presente invención se describe con detalle a continuación haciendo referencia a implementaciones en convertidores/inversores de potencia resonantes y correspondientes convertidores de potencia DC-DC de tipo o topología de Clase E o DE, un experto en la técnica entenderá que la invención es igualmente aplicable a otros tipos de rectificadores, convertidores e inversores de potencia resonantes como los inversores y rectificadores de clase E, F, DE y π_2 y convertidores LLC, LCC, SEPIC, Buck o boost resonantes.

25 El bucle de regulación de tensión puede comprender un generador de tensión de referencia que suministra una tensión de referencia DC o AC a una primera entrada de un comparador o amplificador de error. Una segunda entrada del comparador puede estar acoplada a la tensión de salida del convertidor y una salida del comparador puede estar acoplada operativamente a una entrada de control de la primera fuente de tensión de polaridad. De este modo, el comparador o amplificador de error puede estar configurado para generar una señal de error adecuada como señal de control para la primera fuente de tensión de polarización mediante una comparación de la tensión de salida del convertidor con la tensión de referencia DC o AC. La señal o señales de error aplicadas a la primera fuente de tensión de polarización aumenta o disminuye la primera tensión de polarización ajustable en una dirección adecuada para ajustar la tensión de salida del convertidor a la tensión de salida objetivo indicada por la tensión de referencia DC o AC, según se explica con mayor detalle más adelante con relación a las figuras adjuntas.

30 El experto en la técnica apreciará que la red conmutada puede comprender numerosos tipos de topologías de interruptor tales como una topología de interruptor simple, o topologías de interruptor de medio puente o de puente completo. De acuerdo con una realización preferida, la red conmutada comprende un primer interruptor de semiconductor con un terminal de control acoplado a la entrada de control de la red conmutada y un terminal de salida acoplado a la entrada del interruptor y a la salida del interruptor. Una bobina de entrada está acoplada entre la tensión de entrada y la entrada de interruptor. Esta realización puede comprender un convertidor o inversor de potencia de clase E básico donde la red conmutada comprende un único interruptor de semiconductor con su terminal de salida, por ejemplo un terminal de drenador de un MOSFET, acoplado tanto a la entrada como a la salida de la red conmutada. La bobina de entrada forma parte de la red resonante para controlar el ajuste de la frecuencia de resonancia

predeterminada (f_R). El terminal de control, por ejemplo un terminal de base o puerta, del único interruptor de semiconductor está acoplado a la entrada de control de la red conmutada.

La bobina de entrada y la primera bobina pueden estar acopladas magnéticamente con un coeficiente de acoplamiento magnético predeterminado, preferiblemente un coeficiente de acoplamiento magnético mayor de 0,1 o incluso más preferiblemente mayor de 0,4. El acoplamiento magnético proporciona varias ventajas con relación al caso de una bobina de entrada y primera bobina desacopladas, tal como una mejor respuesta de fase entre la señal en la entrada de control de la red conmutada y la salida del interruptor y una ganancia mayor y más constante. El acoplamiento magnético asegura que las corrientes de la bobina de entrada y la primera bobina no están en fase. En consecuencia, un desplazamiento de fase entre la señal de entrada de control, por ejemplo una tensión de puerta del interruptor MOSFET, de la red conmutada y la salida del interruptor está muy cerca de 180 grados. Además, el acoplamiento magnético es preferiblemente sustancialmente constante a lo largo de un amplio rango de frecuencias para proporcionar un nivel más constante de la primera tensión de polarización ajustable cuando se regula la tensión de salida V_{OUT} del convertidor de potencia.

Otra realización preferida del presente convertidor de potencia resonante comprende una red conmutada basada en medio puente. La red conmutada comprende un primer interruptor de semiconductor acoplado entre la salida del interruptor y un raíl de suministro de tensión del convertidor de potencia resonante y que tiene un terminal de control acoplado a la entrada de control de la red conmutada. La red conmutada comprende adicionalmente un segundo interruptor de semiconductor acoplado entre la salida del interruptor y el terminal de entrada. Un terminal de control del segundo interruptor de semiconductor está acoplado a una segunda fuente de tensión de polarización a través de una cascada de una segunda bobina con una inductancia sustancialmente fija y una tercera bobina con una inductancia sustancialmente fija. Un condensador de realimentación de la red conmutada está acoplado entre la salida del interruptor y un nodo intermedio entre la segunda y tercera bobinas. Esta realización del presente convertidor de potencia resonante puede comprender un inversor o convertidor de potencia de clase DE o formar parte de un convertidor de potencia DC-DC basado en clase DE.

El condensador de realimentación sirve como un dispositivo bootstrap que eleva el nivel de tensión suministrado al terminal de control del segundo interruptor de semiconductor y de ese modo facilita el uso de un transistor MOSFET de canal-N como dispositivo de interruptor de semiconductor. La segunda bobina sirve como un camino de señal de alta impedancia a la frecuencia de oscilación, permitiendo el paso de un componente de tensión de polarización que varía relativamente despacio generado por la segunda fuente de tensión de polarización, pero bloqueando el paso de un componente de tensión de relativamente alta frecuencia suministrado a través del condensador de realimentación. En consecuencia, combinando los componentes de tensión de polarización suministrados a través de la segunda bobina y el condensador de realimentación, la tensión de control en el segundo interruptor se desplaza de nivel y se refiere a la salida del interruptor en lugar del raíl de suministro de tensión del primer interruptor de semiconductor, tal como una tensión de alimentación negativa o de tierra si la tensión de entrada es una tensión DC positiva. El bucle de auto-oscilación puede configurarse para asegurar que cada uno de los interruptores de semiconductor S_1 y S_2 conmutan alternativamente entre los estados de conducción y no conducción. Los interruptores de semiconductor S_1 y S_2 también conmutan en fases opuestas de acuerdo con un esquema de no-superposición.

La primera bobina y la tercera bobina pueden estar acopladas magnéticamente con un coeficiente de acoplamiento magnético predeterminado, preferiblemente un coeficiente de acoplamiento magnético mayor de 0,1 o incluso más preferiblemente mayor de 0,4. El acoplamiento magnético forzará un desplazamiento de fase que está sustancialmente 180 grados entre las señales de entrada de control, por ejemplo tensiones o señales de puerta, de los primer y segundo interruptores de semiconductor. Para proporcionar un coeficiente de acoplamiento magnético grande entre la bobina de entrada y la primera bobina, éstas pueden arrollarse alrededor de un miembro o núcleo común magnéticamente permeable. Por el mismo motivo, la primera bobina y la tercera bobina pueden arrollarse alrededor de un miembro o núcleo común magnéticamente permeable.

La primera fuente de tensión de polarización puede configurarse de varios modos. En una realización, la primera fuente de tensión de polarización puede acoplarse entre una tensión de referencia o polarización DC adecuada del convertidor de potencia resonante y un potencial de tierra o raíl de alimentación negativo del mismo. La primera tensión de polarización ajustable puede obtenerse de la tensión de referencia o polarización DC mediante una adecuada división de tensión o circuitería de regulación. En una realización, la primera fuente de tensión de polarización comprende un condensador acoplado desde la primera tensión de polarización ajustable a un primer potencial eléctrico fijo del convertidor de potencia resonante como tierra. Una primera resistencia ajustable está acoplada entre la primera tensión de polarización ajustable y una primera tensión de referencia DC y una segunda resistencia ajustable está acoplada entre la primera tensión de polarización ajustable y una segunda tensión de referencia DC. La primera tensión de referencia DC puede tener una tensión DC mayor que una tensión de pico máxima de la primera tensión de polarización ajustable. La segunda tensión de referencia DC puede tener una tensión DC menor que una tensión mínima esperada de la primera tensión de polarización ajustable, de modo que la primera tensión de polarización ajustable puede modificarse a través de un intervalo de regulación de tensión adecuado mediante el ajuste de una relación de resistencia entre las primera y segunda resistencias ajustables. Cada una de las primera y segunda resistencias ajustables comprende preferiblemente un transistor MOS que permite el control de las respectivas resistencias desde un terminal de puerta de alta impedancia del transistor MOS.

La primera bobina puede tener una inductancia de entre 1 nH y 10 μ H, tal como entre 1 nH y 50 nH. Éste último intervalo de inductancia hace posible formar la primera bobina como un patrón de traza eléctrica de una placa de circuito impreso o como un componente de semiconductor pasivo integrado, lo que conduce a una considerable reducción de tamaño y ventajas de fiabilidad del convertidor de potencia resonante.

5 La inductancia sustancialmente fija de la primera bobina se determina preferiblemente de manera experimental, por ejemplo ajustando su valor hasta que se ha obtenido un cambio de tensión adecuado en la entrada de control de la red conmutada, como se explica más adelante con mayor detalle. Preferiblemente, la inductancia sustancialmente fija se ajusta de modo que una tensión de pico en la entrada de control de la red de conmutación supera una tensión umbral de al menos uno de los interruptores de semiconductor de la red conmutada. Esta tensión umbral puede estar
10 por ejemplo entre 5 y 10 V para un MOSFET de potencia de canal-N, aunque el experto en la técnica apreciará que otros tipos de interruptores de semiconductor pueden tener diferentes tensiones umbral dependiendo de la tecnología de semiconductor en cuestión.

15 En una realización, la inductancia sustancialmente fija de la primera bobina se selecciona de modo que una tensión pico a pico en la entrada de control de la red conmutada es aproximadamente igual a un valor numérico de la tensión umbral del al menos uno de los interruptores de semiconductor de la red conmutada. En el ejemplo anteriormente mencionado con relación al MOSFET de potencia de canal N, la tensión pico a pico se ajustaría en consecuencia a un valor de entre 5 y 10 V de acuerdo con la tensión umbral.

20 En otra realización, el bucle de realimentación auto-oscilante comprende un circuito resonante en serie acoplado entre la entrada de control del primer interruptor de semiconductor y un potencial eléctrico fijo del convertidor. El circuito resonante en serie preferiblemente comprende una cascada de un condensador y una bobina conectados entre la entrada de control del interruptor de semiconductor y un raíl de alimentación de potencia negativo, por ejemplo tierra. El circuito resonante en serie funciona para introducir componentes de frecuencia adicionales no uniformes, atenuando uno o más componentes de frecuencia armónicos, a un componente de frecuencia fundamental de la forma de onda
25 oscilante de la tensión en la entrada de control de la red conmutada, por ejemplo la puerta del interruptor de semiconductor. Esto conduce a una forma de onda trapezoidal de la tensión oscilante y de como resultado unos tiempos de encendido y apagado del interruptor más rápidos.

Una realización útil del presente convertidor de potencia resonante comprende un convertidor de potencia DC-DC. El convertidor de potencia DC-DC. El convertidor de potencia DC-DC preferiblemente está fabricado u obtenido mediante el acoplamiento de un rectificador entre la salida de la red resonante y el terminal de salida del inversor o convertidor
30 para generar una tensión de salida DC rectificada. El rectificador puede comprender uno o más diodos para proporcionar una rectificación pasiva de la tensión de salida DC. El rectificador de una realización alternativa del convertidor de potencia resonante comprende un rectificador síncrono que puede comprender uno o más interruptores de semiconductor. De acuerdo con una de tales realizaciones, el rectificador síncrono comprende: un interruptor de semiconductor de rectificación configurado para rectificar una tensión de salida de la red resonante de acuerdo con
35 una entrada de control de rectificador del interruptor de semiconductor de rectificación. Una primera bobina de rectificación con una inductancia sustancialmente fija está acoplada entre una tensión de polarización de rectificador fija o ajustable y la entrada de control del rectificador. Es una ventaja significativa de esta realización que la tensión de polarización del rectificador fija o ajustable del rectificador se deje desacoplada o desconectada de la primera fuente de tensión de polarización que genera la primera tensión de polarización ajustable para la red conmutada en el lado
40 de entrada del convertidor de potencia resonante por los motivos descritos con detalle más adelante con referencia a la figura 8 de los dibujos adjuntos. La tensión de polarización de rectificador fija o ajustable puede por ejemplo acoplarse a una fuente de tensión de polarización DC fija del convertidor de potencia resonante o a la tensión de salida DC rectificada a través de un divisor de tensión resistivo o capacitivo.

45 El experto en la técnica apreciará que hay numerosos tipos de transistores de semiconductor que pueden usarse para implementar cada uno de los primero y segundo interruptores de semiconductor dependiendo de requisitos tales como la tensión umbral, la tensión de rotura puerta fuente, la tensión de rotura drenador fuente, etc., impuestos por cualquier convertidor de potencia resonante particular. Cada uno de entre el primer y segundo interruptores de semiconductor puede por ejemplo comprender un MOSFET o IGBT tal como un MOSFET de nitruro de galio (GaN) o carburo de silicio (SiC).

50 Un aspecto de la presente invención se refiere a un conjunto de convertidor de potencia resonante que comprende un convertidor de potencia resonante de acuerdo con cualquiera de las realizaciones descritas del mismo y un sustrato portador que tiene al menos la red conmutada y el circuito resonante integrado en el mismo, donde un patrón de traza eléctrica del sustrato portador forma la primera bobina. El sustrato portador puede comprender una placa de circuito impreso monocapa o multicapa con patrones de cableado eléctrico formados de manera integral que interconectan
55 varios componentes eléctricos del convertidor de potencia resonante. La inductancia relativamente pequeña requerida para la primera inductancia para conseguir frecuencias de conmutación VHF del convertidor de potencia, por ejemplo del orden de decenas de nH, facilita una integración ventajosa de la primera bobina, y potencialmente otras bobinas del convertidor de potencia de tamaño adecuado, directamente en el patrón de cableado de sustratos portadores tales como placas de circuito impreso. Este tipo de integración conduce a diversas ventajas tales como el ahorro de coste de los componentes, la reducción de tiempo y costes de ensamblaje y posiblemente la mejora de la fiabilidad del conjunto de convertidor de potencia.
60

Una realización particularmente ventajosa del sustrato portador comprende una pastilla de semiconductor, tal como un circuito integrado basado en CMOS, que integra en el mismo todos los componentes activos y pasivos del presente convertidor de potencia resonante.

Breve descripción de los dibujos

- 5 Una realización preferida de la invención se describirá con mayor detalle haciendo referencia a os dibujos adjuntos, en los que:
 - la figura 1A) es un diagrama de circuito eléctrico de un convertidor de potencia resonante de clase E de acuerdo con una primera realización de la invención,
 - la figura 1B) es un diagrama de circuito eléctrico de un convertidor de potencia resonante de clase E que comprende un par de bobinas magnéticas de acuerdo con una segunda realización de la invención,
 - la figura 2A) es un diagrama de circuito eléctrico de un convertidor de potencia resonante de clase E que comprende un circuito resonante en serie de acuerdo con una tercera realización de la invención,
 - la figura 2B) es un diagrama de circuito eléctrico de un convertidor de potencia resonante de clase E que comprende un circuito resonante en serie de acuerdo con una cuarta realización de la invención,
- 15 la figura 2C) es un diagrama de circuito eléctrico de un circuito de mando de puerta para convertidores de potencia resonantes de clase E y DE que comprenden una pluralidad de circuitos resonantes en serie,
 - la figura 2D) muestra una pluralidad de curvas de respuesta de fase y magnitud de funciones de transferencia de un interruptor MOSFET del convertidor de potencia resonante de clase E de acuerdo con la tercera realización de la invención,
- 20 la figura 2E) muestra una pluralidad de formas de onda de señal de entrada de control del interruptor MOSFET del convertidor de potencia resonante de clase E de acuerdo con la tercera realización de la invención,
 - la figura 3A) es un diagrama de circuito eléctrico de un convertidor de potencia resonante de clase DE de acuerdo con una quinta realización de la invención,
 - la figura 3B) es un diagrama de circuito eléctrico de un convertidor de potencia resonante de clase DE que comprende un par de bobinas acopladas magnéticamente de acuerdo con una sexta realización de la invención,
 - la figura 4 es un diagrama de circuito eléctrico de un ejemplo de convertidor de potencia DC-DC basado en el convertidor de potencia resonante de clase E de acuerdo con la primera realización de la invención,
 - la figura 5 muestra una serie de gráficos que ilustran formas de onda de tensión en la salida de una red conmutada del convertidor de potencia resonante de clase E de la primera realización para diferentes niveles de tensión de polarización aplicados a la entrada de control de la red conmutada,
- 30 la figura 6 es un modelo de simulación de circuito de un segundo ejemplo de convertidor de potencia DC-DC basado en la primera realización del convertidor de potencia resonante de clase E,
 - la figura 7 muestra una serie de gráficos que ilustran varias formas de onda de tensión simuladas del segundo convertidor de potencia DC-DC para cuatro diferentes niveles de tensión de polarización DC de una tensión de polarización ajustable; y
 - la figura 8 es un diagrama de circuito eléctrico de un tercer convertidor de potencia DC-DC con rectificación síncrona en el lado de salida basado en el convertidor de potencia resonante de clase E de acuerdo con la primera realización de la invención.

Descripción detallada de realizaciones preferidas

- 40 La figura 1A) es un diagrama de circuito eléctrico simplificado de un convertidor 100 de potencia resonante de clase E de acuerdo con una primera realización preferida de la invención. El presente convertidor de potencia resonante de clase E está particularmente bien adaptado para la operación en el rango de frecuencias VHF, por ejemplo con frecuencias de conmutación superiores a 10 MHz o incluso mayores, como entre 30 y 300 MHz, debido a, entre otros factores, unas bajas pérdidas de conmutación relacionadas con el funcionamiento del bucle de realimentación auto-oscilante conectado alrededor de un elemento S₁ de interruptor de transistor, como se explica con mayor detalle más adelante.
- 45 El convertidor o inversor 100 de potencia resonante de clase E comprende un borne o terminal 102 de entrada para la recepción de una tensión V_{IN} de entrada DC desde una fuente 104 de alimentación DC. El nivel de tensión DC puede variar considerablemente de acuerdo con los requisitos de cualquier aplicación de conversión particular, puede estar entre 1 V y 500 V, por ejemplo entre 10 V y 230 V. Una red conmutada comprende un único transistor S₁ de
- 50

interruptor. El experto en la técnica entenderá que el transistor S_1 de interruptor puede comprender diferentes tipos de transistores de semiconductor, tales como MOSFETs e IGBTs. El experto en la técnica similarmente entenderá que el transistor S_1 de interruptor en la práctica puede estar formado por una pluralidad de transistores separados en paralelo, por ejemplo para distribuir las corrientes de operación entre múltiples dispositivos. En una realización de la invención, S_1 está formado por un MOSFET de potencia IRF5802, disponible por el fabricante International Rectifier. Un terminal V_{GS} de puerta del transistor S_1 de interruptor conforma una entrada de control de la red conmutada que permite que S_1 conmute entre un estado de conducción o estado encendido con una baja resistencia entre los terminales de drenador y fuente y un estado de no-conducción o estado apagado con una resistencia muy alta entre los terminales de drenador y fuente. Un terminal V_{DS} de drenador del transistor S_1 de interruptor forma una entrada de interruptor y una salida de interruptor de la red conmutada en la presente invención basada en un único transistor de interruptor. El terminal V_{DS} de drenador está, en un lado, acoplado a la tensión de entrada DC a través de una bobina L_{IN} (108) de entrada. El terminal V_{DS} de drenador también está acoplado a un primer lado de una red resonante en serie que comprende un condensador C_F resonante y una bobina L_R resonante. La bobina L_{IN} de entrada, el condensador C_R resonante, una capacitancia C_{DS} intrínseca drenador-fuente del MOSFET S_1 y la bobina L_R resonante (112) forman en conjunto una red resonante del convertidor 100 de potencia. Un segundo lado opuesto de la red resonante en serie está acoplado de manera operativa a un terminal 114 de salida o nodo del convertidor 100 de potencia resonante de clase E bien directamente, como se ilustra, o a través de un circuito de rectificación adecuado, tal como se ilustra con detalle más adelante. Una carga de inversor está indicada de manera esquemática mediante una resistencia R_{LOAD} de carga conectada al convertidor en el terminal 114 de salida y puede tener en general una impedancia inductiva, capacitiva o resistiva. La red resonante está diseñada con una frecuencia de resonancia (f_R) de alrededor de 50 MHz en la presente implementación, aunque la frecuencia de resonancia puede variar dependiendo de los requisitos de la aplicación en cuestión. En la práctica, los respectivos valores del condensador C_R resonante y la bobina L_R resonante puede seleccionarse de manera que se alcance una potencia de salida objetivo en la salida del convertidor para una impedancia de carga particular. A continuación, se selecciona el valor de la bobina L_{IN} de entrada de modo que se alcanza un valor deseado u objetivo de la frecuencia de resonancia (f_R) predeterminada en vista de la capacitancia C_{DS} intrínseca drenador-fuente para el transistor de interruptor seleccionado.

El presente convertidor 100 de potencia resonante de clase E comprende un bucle de realimentación auto-oscilante dispuesto alrededor del interruptor S_1 de transistor de modo que la frecuencia de oscilación del bucle ajuste la frecuencia de conmutación o de operación del convertidor 100 de potencia, como se ha mencionado de manera breve anteriormente. El bucle de realimentación auto-oscilante comprende una capacitancia C_{GD} puerta-drenador intrínseca del interruptor S_1 de transistor que transmite una porción desfasada en fase 180 grados de la señal de salida del interruptor en el terminal de drenador V_{DS} de vuelta a la terminal de puerta del interruptor S_1 de transistor. Se introduce un desplazamiento de fase de bucle mediante la bobina de puerta L_G que preferiblemente comprende una inductancia sustancialmente fija. La bobina L_G de puerta está acoplada entre una tensión V_{Bias} de polarización variable y el terminal de puerta del interruptor S_1 de transistor. La tensión V_{Bias} de polarización variable es generada por una fuente o generador de tensión de polarización con un diseño que se explica con mayor detalle más adelante con relación a la figura 4. Sin embargo, la tensión V_{Bias} de polarización ajustable aplicada al terminal de puerta del interruptor S_1 de transistor, a través de la bobina L_G de puerta, proporciona un mecanismo ventajoso para controlar la tensión V_{OUT} de salida del convertidor. Este mecanismo aprovecha que el período de tiempo del tiempo de ciclo, donde el tiempo de ciclo es el recíproco de la frecuencia de oscilación del bucle de realimentación, durante el que S_1 permanece en un estado de no-conducción está controlado por los componentes anteriormente mencionados de la red resonante que definen la frecuencia de resonancia (f_R). Esta última frecuencia controla cuándo la tensión en la salida del interruptor en V_{DS} llega a tierra o cero voltios, siendo el raíl de alimentación de potencia inferior del convertidor en la presente realización, y permitiendo así que S_1 se encienda de nuevo sin introducir pérdidas de conmutación para descargar la capacitancia C_{DS} intrínseca drenador-fuente. Este mecanismo de operación donde se usa el circuito resonante para descargar la capacitancia intrínseca del interruptor de semiconductor hasta que la tensión a través del interruptor de semiconductor llega aproximadamente a cero se denomina operación de conmutación de tensión cero (*ZVS, Zero Voltage Switching*).

Inversamente, el período de tiempo del tiempo de ciclo durante el cual S_1 permanece en conducción, o en su estado encendido, puede controlarse mediante el nivel de la tensión de polarización ajustable. Esta propiedad permite ajustar un ciclo de trabajo, y por tanto la frecuencia de oscilación del bucle auto-oscilante. Esto se explica con mayor detalle con relación a la figura 5 adjunta. Como la salida del interruptor en V_{DS} está acoplada directamente a la tensión de entrada DC a través de la bobina L_{IN} de entrada, se obliga a que la tensión medida en la salida V_{DS} del interruptor sea igual que la tensión de entrada DC. La integral de un semiperíodo de forma sinusoidal de la frecuencia (f_R) es igual a la amplitud dividida por pi veces la frecuencia de resonancia (f_R). Además, cuando S_1 está conduciendo, la tensión a través de S_1 es esencialmente cero, de modo que la tensión en la salida V_{DS} del interruptor se hace sustancialmente cero. Estas circunstancias conducen a la siguiente ecuación para una tensión de pico $V_{DS,PEAK}$ a través de S_1 :

$$V_{DS,PEAK} = \frac{V_{IN} * \pi * f_R}{f_S} \quad (1)$$

en donde f_s = La frecuencia de oscilación en el bucle auto-oscilante que iguala a la frecuencia de conmutación del convertidor de potencia.

La ecuación (1) revela que una frecuencia de oscilación que disminuye conduce a una tensión V_{DS} de salida del interruptor que aumenta, como se ilustra más adelante mediante las tensiones V_{DS} de salida del interruptor de la figura 5.

Las formas de onda de la tensión, control del ciclo de trabajo y control de la frecuencia de oscilación que se han descrito se ilustran en los gráficos 500, 510 y 520 de la figura 5 para tres niveles diferentes de la tensión V_{Bias} de polarización ajustable aplicada a la bobina L_G de puerta de inductancia sustancialmente fija. La escala en el eje y de todos los gráficos indica tensión en voltios, mientras que la escala en el eje x indica tiempo en pasos de 10 ns, de modo que todo el eje x abarca alrededor de 100 ns. Como se ha mencionado anteriormente, L_G se acopla a la puerta V_{GS} o entrada de control del interruptor S_1 de transistor. En el gráfico 500, la tensión V_{Bias} de polarización ajustable se ha ajustado hasta un nivel que da como resultado un ciclo de trabajo de aproximadamente 0,5 en la tensión V_{DS} de salida del interruptor. La forma de onda 501 muestra la tensión V_{DS} de salida del interruptor mientras que la forma de onda 503 muestra la correspondiente tensión puerta-fuente aplicada a la puerta V_{GS} de S_1 . Es evidente que el tiempo de ciclo de la tensión V_{DS} de salida del interruptor es de alrededor de 10 s, correspondiente a una frecuencia de oscilación de alrededor de 100 MHz.

En la práctica, la inductancia sustancialmente fija de la bobina L_G de puerta puede seleccionarse de modo que se consiga una amplitud de tensión deseada de la forma de onda (oscilante) de la tensión puerta-fuente. La amplitud de tensión preferiblemente se ajusta de modo que se alcanza una tensión pico adecuada en el terminal de puerta del interruptor S_1 MOSFET en vista de su tensión umbral y su tensión de rotura de puerta. Esto significa que la tensión de pico en el terminal de puerta debería ser lo suficientemente grande como para superar la tensión umbral del interruptor de semiconductor elegido, por ejemplo V_{TH} del interruptor S_1 MOSFET. La frecuencia de oscilación f_s del bucle auto-oscilante estará inherentemente cerca de la frecuencia de resonancia (f_R) de la red resonante si la tensión de polarización se ajusta aproximadamente a la tensión umbral del interruptor S_1 MOSFET. Si la tensión V_{Bias} de polarización ajustable aumenta por encima de la tensión umbral, el período de conducción del interruptor S_1 MOSFET aumenta y conduce a un incremento del ciclo de trabajo de la forma de onda de la tensión de salida del interruptor oscilante. Esto conduce a una frecuencia de oscilación decreciente o frecuencia de conmutación del convertidor de potencia. La disminución de la frecuencia de oscilación conduce a un aumento de la tensión de pico $V_{DS,PEAK}$ en la salida del interruptor, como se ha explicado anteriormente con relación a la ecuación (1), y a un correspondiente aumento de la tensión de pico a través de la red resonante en serie que comprende el condensador C_R resonante y la bobina L_R resonante debido a su acoplamiento a la tensión V_{DS} de salida del interruptor. Además, como la serie de red resonante presenta una impedancia inductiva, la frecuencia de oscilación decreciente de la forma de onda de la tensión de salida del interruptor conduce a una disminución de la impedancia de la red resonante en serie. La disminución en la impedancia conduce, a su vez, a un crecimiento en la corriente y potencia través de la red resonante en serie y a través de la resistencia R_{LOAD} de carga – aumentando de hecho la tensión V_{OUT} de salida del convertidor.

En consecuencia, la tensión V_{OUT} de salida del convertidor puede controlarse mediante el control adecuado de la tensión V_{Bias} de polarización ajustable aplicada a la bobina L_G de puerta de inductancia sustancialmente fija. Esta característica proporciona una manera altamente flexible y rápida de controlar la tensión V_{OUT} de salida del convertidor en comparación con el mecanismo de la técnica anterior basado en inductancias y/o capacitancias ajustables. En particular, el rango del ajuste de la tensión V_{Bias} de polarización ajustable puede ser muy amplio en comparación con el rango de regulación posible de las inductancias y/o capacitancias ajustables.

En el gráfico 510, la tensión V_{Bias} de polarización ajustable se ha incrementado hasta un nivel que da como resultado un ciclo de trabajo de aproximadamente 0,7 en la tensión V_{DS} de salida del interruptor. La forma de onda 511 muestra la tensión V_{DS} de salida del interruptor, mientras que la forma de onda 513 muestra la tensión puerta-fuente correspondiente aplicada a la puerta V_{GS} de S_1 . Como se ilustra, la tensión V_{DS} de salida del interruptor ha aumentado desde un nivel de pico de aproximadamente 30 voltios para el estado de ciclo de trabajo 0,5 mostrado anteriormente hasta aproximadamente 50 voltios. Es evidente que el ciclo de trabajo de la tensión V_{DS} de salida del interruptor ha disminuido hasta aproximadamente 18 ns, que corresponden a una frecuencia de oscilación de alrededor de 55 MHz. Finalmente, en el gráfico 520, la tensión V_{Bias} de polarización ajustable ha aumentado hasta un nivel que da como resultado un ciclo de trabajo de aproximadamente 0,9 en la tensión V_{DS} de salida del interruptor. La forma de onda 521 muestra la tensión V_{DS} de salida del interruptor, mientras que la forma de onda 523 muestra la correspondiente tensión puerta-fuente aplicada a la puerta V_{GS} de S_1 . Como se ilustra, la tensión V_{DS} de salida del interruptor ha aumentado desde un nivel de pico de aproximadamente 50 voltios para el estado de ciclo de trabajo de 0,7 mostrado anteriormente hasta aproximadamente 150 voltios. Es evidente que el tiempo de ciclo de la tensión V_{DS} de salida del interruptor ha aumentado hasta alrededor de 50 ns, que corresponden a una frecuencia de oscilación de alrededor de 20 MHz.

La figura 1B) es un diagrama de circuito eléctrico de un convertidor 100b de potencia resonante de clase E que comprende un par de bobinas acopladas magnéticamente de acuerdo con una segunda realización de la invención. El experto en la técnica apreciará que los elementos, funciones y componentes descritos anteriormente de la primera realización del convertidor 100 de potencia resonante de clase E pueden aplicarse también a la presente realización. Similarmente, componentes correspondientes en las primera y segunda realizaciones del presente convertidor de

potencia resonante de clase E se han dotado de números de referencia correspondientes para facilitar la comparación. La principal diferencia entre las realizaciones primera y segunda es que la bobina L_{in} de entrada y bobina L_G de puerta sustancialmente desacopladas y separadas, como se describió anteriormente, han sido sustituidas por el par de bobinas L_{in} y L_G magnéticamente acopladas, donde las respectivas funciones en el presente convertidor 100b de potencia resonante de clase E son similares a las de la primera realización. El experto en la técnica apreciará que el acoplamiento magnético entre la bobina L_{in} de entrada y la bobina L_G de puerta puede conseguirse de numerosos modos, por ejemplo por medio de una disposición cercana de las bobinas, por ejemplo dispuestas coaxialmente. El acoplamiento magnético proporciona varias ventajas con relación a la primera realización, tal como una respuesta en fase mejorada entre la entrada de control y la salida de interruptor del interruptor S_1 MOSFET y una ganancia mayor y más constante. El acoplamiento magnético asegura que las corrientes de bobina respectivas de la bobina L_{in} de entrada y la bobina L_G de puerta están fuera de fase. En consecuencia, el desplazamiento de fase entre la entrada de control del interruptor S_1 y la salida del interruptor está muy cerca de 180 grados. Además, la bobina L_{in} de entrada magnéticamente acoplada y la bobina L_G de puerta pueden estar configuradas de modo que el acoplamiento magnético sea sustancialmente constante a lo largo de un amplio rango de frecuencias para proporcionar un nivel más constante de la primera tensión de polarización ajustable cuando se regula la tensión de salida V_{OUT} del convertidor de potencia.

El acoplamiento magnético entre la bobina L_{in} de entrada y la bobina L_G de puerta magnéticamente acopladas también puede conseguirse mediante una estructura de transformador, como se muestra esquemáticamente en la figura 1B). La bobina L_{in} de entrada y la bobina L_G de puerta pueden, por ejemplo, arrollarse alrededor de un miembro o núcleo magnéticamente permeable común. Esta última realización tiene la ventaja de una acoplamiento de los campos magnéticos más fuerte entre la bobina L_{in} de entrada y la bobina L_G de puerta. Esto provoca un desplazamiento de fase incluso más cercano a 180 grados entre la entrada de control del interruptor S_1 (es decir, la tensión de puerta del interruptor S_1) y la salida del interruptor (es decir, la tensión de drenador del interruptor S_1).

La bobina L_{in} de entrada y la bobina L_G de puerta magnéticamente acopladas pueden configurarse para tener un acoplamiento magnético que es suficiente para asegurar que la corriente de bobina forzada en L_G por L_{in} sea lo suficientemente grande como para controlar la entrada de control del interruptor S_1 . En este caso, también se puede usar el control de puerta para controlar transistores acoplados en cascada donde la capacitancia C_{GD} intrínseca es pequeña o inexistente.

La figura 2A) es un diagrama de circuito eléctrico simplificado de un convertidor 200 de potencia resonante de clase E de acuerdo con una tercera realización de la invención. El presente convertidor de potencia tiene una topología similar que el convertidor de potencia descrito anteriormente basado en un único transistor S_1 de interruptor. El experto en la técnica apreciará que los elementos, funciones y componentes anteriormente descritos de la primera realización pueden aplicarse también a la presente realización. Similarmente, componentes correspondientes en las primera y segunda realizaciones del convertidor de potencia resonante de clase E se han dotado de números de referencia correspondientes para facilitar la comparación. La principal diferencia entre la primera y segunda realizaciones es la adición de un circuito resonante en serie, que comprende una cascada de un condensador C_{MR} y una bobina L_{MR} , conectadas entre el nodo de puerta o terminal V_{GS} del transistor S_1 de interruptor y el rail de alimentación negativa, por ejemplo, tierra. La función del circuito resonante en serie es introducir componentes de frecuencia adicionales no uniformes, mediante la atenuación de uno o más componentes de frecuencia armónicos uniformes, a la componente de frecuencia fundamental de la forma de onda de la tensión de puerta oscilante del transistor S_1 del interruptor. Esto conduce a una forma de onda trapezoidal de la tensión de puerta del transistor S_1 de interruptor, lo que permite tiempos de conmutación entre encendido y apagado más rápidos. Esto es beneficioso porque reduce las pérdidas de conducción, ya que el interruptor MOSFET S_1 tendrá una resistencia relativamente elevada cuando la tensión de puerta está justo por encima de la tensión umbral. La figura 2C) muestra realizaciones generalmente aplicables de una red 201a resonante en serie acoplada a la entrada de control, por ejemplo un terminal de puerta, de un transistor de interruptor o una red conmutada de un convertidor de potencia resonante de clase E o DE tal como los convertidores de potencia resonantes de clase E y DE mostrados en las figuras 1A)-1B), figura 2A), figuras 3A)-3B), figura 4 y figura 8. La red 201 resonante en serie comprende una pluralidad de circuitos resonantes en serie de los que uno o más pueden incluirse en el diseño particular del convertidor de potencia resonante de clase E o DE.

Si un interruptor de transistor, tal como un MOSFET, es accionado por una onda sinusoidal, la señal de puerta estará justo por encima de la tensión umbral del MOSFET en un inicio y final de un período de conducción del MOSFET. Esto hace que la resistencia de encendido sea muy alta en estos períodos, ya que el MOSFET solo se enciende completamente cuando la señal de puerta es mayor de alrededor dos veces la tensión umbral. En muchos convertidores de potencia resonantes, estos períodos de tiempo también son aquellos en los que corrientes más altas pasan a través del MOSFET. Por tanto, en estos períodos de tiempo se disipa mucha potencia. Para mejorar la velocidad de encendido del MOSFET, pueden añadirse armónicos de mayor orden a la onda sinusoidal fundamental, lo que conduce a una señal de puerta más trapezoidal, como se ha mencionado anteriormente. Esto puede conseguirse añadiendo uno o más circuitos resonante en serie, comprendiendo cada uno de ellos un circuito LC entre la entrada de control, es decir, la puerta del interruptor MOSFET presente, y una fuente o drenador del MOSFET, como se ilustra en la figura 2C). Aquí, el condensador C_{GDext} es opcional y puede utilizarse para aumentar la ganancia global de la señal de puerta, como se muestra en la figura 2D). Del mismo modo, el condensador C_{GSext} puede utilizarse opcionalmente para reducir la ganancia. El primer y segundo circuitos resonantes en serie basados en LC, C_{4HI} y L_{4HI} y C_{2HI} y L_{2HI} , respectivamente, están ambos conectados al drenador del interruptor S_1 MOSFET y provocará que

armónicos mayores estén en fase con la tensión de salida del interruptor en la salida del interruptor, V_{DS} . El tercer y cuarto circuitos resonantes en serie basados en LC, C_{4HO} y L_{4HO} y C_{2HO} y L_{2HO} , respectivamente, conectados a tierra harán que los armónicos estén fuera de fase con V_{DS} , como se ilustra en la figura 2D). La curva 250 de respuesta de magnitud del gráfico 245 de la figura 2D) ilustra cómo un circuito LC con una resonancia en el segundo armónico de la frecuencia de conmutación del convertidor de potencia provoca un pico en la ganancia en el tercer armónico y está en fase con la salida V_{DS} del interruptor. Se puede mostrar que sería deseable un 3^{er} armónico en fase par un ciclo de trabajo del 25%, aunque para un ciclo de trabajo del 50% sería más deseable tener la señal fuera de fase, ya que esto incrementaría la señal justo después y encendería el MOSFET y justo antes del apagado del MOSFET. Esta característica puede conseguirse ajustando un circuito resonante en serie LC con una frecuencia de resonancia en el 2^o armónico a tierra en lugar de lo indicado por el tercer y cuarto circuitos de resonante en serie, C_{4HO} y L_{4HO} y C_{2HO} y L_{2HO} , respectivamente, de la figura 2C). Mediante esta conexión, se consigue la curva 252 de magnitud de respuesta de la figura 2D). Aquí, se observa un cero en el 2^o armónico de la frecuencia de resonancia y de nuevo un pico en el 3^{er} armónico, aunque esta vez con un desplazamiento de fase de cerca de 180 grados (por favor, véase la curva 252 del gráfico de fase 246). El experto en la técnica comprenderá que el número de armónicos a incluir en un diseño de convertidor de potencia dado dependerá de múltiples parámetros tales como precio, complejidad, eficiencia, etc. Añadir armónicos de orden mayor en general aumentará el rendimiento del convertidor de potencia, pero es importante considerar qué armónicos incluir y la magnitud de dichos armónicos en comparación con la frecuencia fundamental. Los gráficos 247 y 248 de la figura 2E) muestran que la frecuencia fundamental y los armónicos 3^o y 5^o de la frecuencia de conmutación están en fase y fuera de fase con la señal de salida del interruptor para el ciclo de trabajo D ajustado a 25% y 50%. Nótese que el símbolo * indica que la señal mostrada está en fase con la señal V_{DS} de salida del interruptor. Mediante una comparación de las formas de onda de la señal de mando de puerta con la forma de onda ideal indicada (rectangular), está claro que es deseable disponer la frecuencia fundamental fuera de fase con la señal de salida del interruptor, pero para el 3^o y 5^o armónicos depende del ciclo de trabajo y de la forma de onda de la corriente. En los gráficos 247 y 248 de la figura 2E) se muestran formas de onda de mando de puerta a modo de ejemplo que pueden conseguirse mediante la adición de armónicos a las redes resonantes en serie anteriormente descritas.

La figura 2B) es un diagrama de circuito eléctrico de un convertidor 200b de potencia resonante de clase E que comprende un circuito resonante en serie de acuerdo con una cuarta realización de la invención. Un experto en la técnica apreciará que los elementos, funciones y componentes anteriormente descritos de la tercera realización del convertidor 200 de potencia resonante de clase E pueden aplicarse también a la presente realización. Similarmente, se ha dotado a los componentes de la tercera y cuarta realización del presente convertidor de potencia resonante de clase E de números de referencia correspondientes para facilitar la comparación. La principal diferencia entre las realizaciones tercera y cuarta es que el circuito resonante en serie, que comprende la cascada de condensador C_{MR} y bobina L_{MR} , conectadas entre el nodo de puerta o terminal V_{GS} del transistor S_1 de interruptor y tierra, ha sido sustituido por otro tipo de circuito resonante que comprende el condensador C_{MR} y bobina L_{MR} acoplados en paralelo. El condensador C_{MR} y bobina L_{MR} acoplados en paralelo están acoplados entre la tensión V_{Bias} de polarización ajustable y la bobina L_g de puerta. Esta conexión con el condensador C_{MR} y bobina L_{MR} acoplados en paralelo proporciona las mismas ventajas que el circuito resonante en serie utilizado en la tercera realización, pero con una inductancia mucho menor de las bobinas L_g y L_{MR} , lo que conduce a una reducción significativa en costes y tamaño.

La figura 3A) es un diagrama de circuito eléctrico simplificado de un convertidor de potencia resonante de clase DE o inversor 300 de acuerdo con una quinta realización de la invención. El presente inversor 300 de potencia resonante está basado en una red conmutada que comprende una topología de semiconductor de medio puente. El presente convertidor 300 de potencia resonante DE proporciona múltiples ventajas importantes. Uno de los mayores retos al diseñar convertidores de potencia resonante es una enorme carga de tensión impuesta sobre el elemento de interruptor en la topología de convertidor de potencia de interruptor único descrita anteriormente con relación a las realizaciones de la invención primera, segunda, tercera y cuarta. Esta carga de tensión puede llegar hasta 3-4 veces el nivel de la tensión de entrada DC. Utilizar una topología de interruptor de medio puente en lugar de ello limita una tensión de pico a través de cada uno de los interruptores S_1 y S_2 de semiconductor hasta un nivel de la tensión de entrada. Sin embargo, esto requiere un controlador del lado alto rápido y eficiente que pueda obtener una ventaja significativa si se desea una frecuencia de operación o frecuencia de conmutación de más de aproximadamente 5 MHz. La presente generación de la primera tensión de polarización ajustable resuelve este problema, ya que puede utilizarse también con un controlador de lado alto (V_{Bias1}) a varias decenas de megahercios. El medio puente comprende una cascada del primer interruptor S_1 de semiconductor acoplado entre un terminal 311 de salida del interruptor y tierra y un segundo interruptor S_2 de semiconductor acoplado entre el terminal 311 de salida del interruptor y un raíl de tensión de entrada DC suministrado a través del terminal 302 de entrada de potencia desde una fuente de tensión DC externa o generador 304. Un acoplamiento o interconexión de nodo de medio-punto del primer y segundo interruptores S_1 y S_2 de semiconductor forma el terminal 311 de salida del interruptor. Este terminal 311 de salida del semiconductor es el terminal de drenador del primer interruptor S_1 de semiconductor. Este terminal de salida del interruptor o nodo 311 se acopla a un primer lado de una red resonante en serie que comprende un condensador C_R resonante y una bobina L_R resonante. Un nodo de drenador del interruptor S_2 de transistor acoplado a la tensión de entrada DC comprende el terminal de entrada de interruptor del presente interruptor de medio puente. Cada uno de los interruptores S_1 y S_2 de semiconductor puede comprender un transistor de potencia NMOS según se ilustra mediante el símbolo del interruptor. Las capacitancias intrínsecas drenador-puerta, puerta-fuente, y drenador-fuente

del primer interruptor S_1 de transistor NMOS se muestran como C_{GD2} , C_{GS2} y C_{DS2} , y similarmente como C_{GD1} , C_{GS1} y C_{DS1} para el interruptor S_2 de transistor NMOS.

5 El condensador C_R resonante, las capacitancias intrínsecas drenador-fuente de los interruptores S_1 y S_2 , C_{DS1} y C_{DS2} , respectivamente, y la bobina L_R resonante forman en conjunto una red resonante del convertidor 300 de potencia. Un
 10 segundo lado opuesto de la red resonante en serie está acoplado a un terminal 314 de salida o nodo del convertidor 300 de potencia. Se ilustra esquemáticamente una carga de convertidor mediante una resistencia R_{LOAD} de carga conectada al convertidor en el terminal 314 de salida y puede generalmente presentar una impedancia inductiva, capacitiva o resistiva. El inversor 300 de potencia resonante de clase DE incluye además un bucle de realimentación auto-oscilante dispuesto alrededor del interruptor S_1 de transistor de modo que una frecuencia de oscilación del bucle
 15 ajusta la frecuencia de conmutación u operacional del convertidor de potencia de un modo similar al descrito con detalle anteriormente con relación a la primera realización de la invención. El bucle de realimentación auto-oscilante comprende una capacitancia C_{GD2} intrínseca puerta-drenador del interruptor S_1 de transistor y una primera bobina L_{G2} de puerta que preferiblemente comprende una inductancia fija, como se ha descrito anteriormente. La bobina L_{G2} de puerta está acoplada entre una tensión V_{Bias2} de polarización variable y el terminal V_{GS2} de puerta del interruptor S_1 de transistor. La tensión V_{Bias2} de polarización variable puede generarse de numerosos modos por un generador de tensión de polarización o fuente adecuadamente configurado, por ejemplo tal como se explica con mayor detalle más adelante con relación a la figura 4. Además de la circuitería que forma el bucle de realimentación auto-oscilante dispuesto alrededor del interruptor S_1 de transistor, el inversor 300 de potencia actual comprende una tensión V_{Bias1} de polarización ajustable del lado alto que está acoplada al terminal de puerta del segundo interruptor S_2 de semiconductor a través de una cascada de una segunda inductancia L_H sustancialmente fija y una tercera inductancia L_{G1} sustancialmente fija. Las inductancias de las bobinas L_{G2} y L_{G1} de puerta pueden ser sustancialmente idénticas. Un condensador C_{G1} de realimentación está acoplado entre el nodo 311 de salida del interruptor y un nodo intermedio entre las segunda y tercera inductancias L_H y L_{G1} sustancialmente fijas. El condensador C_{G1} de realimentación sirve como un dispositivo Bootstrap que eleva el nivel de tensión suministrado al transistor superior S_2 y facilita el uso de un transistor MOSFET de canal N como dispositivo de interruptor. La bobina L_H sirve como un camino de señal de elevada impedancia a la frecuencia de oscilación que permite el paso de una componente de tensión de polarización que varía de manera relativamente lenta generada por la segunda tensión V_{Bias1} de polarización ajustable, pero que bloque el paso de una componente de tensión de relativamente alta frecuencia suministrado a través del condensador Bootstrap o condensador C_{G1} de realimentación. En consecuencia, combinando los componentes de tensión de polarización desde L_H y C_{G1} , se eleva el nivel de la tensión de control de puerta en la terminal de puerta del segundo interruptor S_2 . De este modo, la tensión de control de puerta queda referida al nodo 311 de salida del interruptor en lugar de a tierra. El bucle auto-oscilante asegura que cada uno de los interruptores S_1 y S_2 conmuta alternativamente entre los estados de conducción y no-conducción en oposición de fase de una manera no superpuesta. Por tanto, el nodo 311 de salida de interruptor queda vinculado de manera alternativa a la tensión V_{IN} de entrada DC y tierra a través de los interruptores S_1 y S_2 de semiconductor a una frecuencia definida por la frecuencia de oscilación del bucle auto-oscilante.

El ciclo de trabajo de las formas de onda de tensión de salida del interruptor y por tanto la tensión de salida del convertidor en V_{out} pueden de nuevo controlarse mediante el control síncrono de las respectivas tensiones de polarización suministradas por las primera y segunda tensiones de polarización ajustables V_{Bias2} y V_{Bias1} .

40 La figura 3B) es un diagrama de circuito eléctrico de un convertidor 300b de potencia resonante de clase DE que comprende un par de bobinas L_{G1} y L_{G2} acopladas magnéticamente de acuerdo con una sexta realización de la invención. El experto en la técnica apreciará que los elementos, funciones y componentes descritos anteriormente de la primera realización del convertidor 300 de potencia resonante de clase DE pueden aplicarse también a la presente realización. Similarmente, se ha dotado a los componentes correspondientes en las realizaciones quinta y sexta del presente convertidor de potencia resonante de números de referencia correspondientes para facilitar la comparación. La principal diferencia entre las realizaciones quinta y sexta es que las bobinas L_{G1} y L_{G2} de puerta separadas y sustancialmente desacopladas descritas anteriormente se han sustituido por el par de bobinas L_{G1} y L_{G2} magnéticamente acopladas donde sus respectivas funciones en el convertidor 300b de potencia resonante de clase E son similares a las de la primera realización. Un experto en la técnica apreciará que el acoplamiento magnético entre las bobinas L_{G1} y L_{G2} de puerta puede conseguirse de numerosos modos, por ejemplo mediante una disposición cercana de las bobinas, por ejemplo dispuestas coaxialmente. El acoplamiento magnético proporciona varias ventajas con relación a la primera realización anteriormente descrita del convertidor 300 de potencia resonante de clase DE, tal como una respuesta de fase mejorada entre las respectivas señales de puerta en los terminales de puerta, o entradas de control, de las bobinas L_{G1} y L_{G2} y una mayor ganancia. El acoplamiento magnético asegura que las respectivas corrientes de bobina a través de las bobinas L_{G1} y L_{G2} están fuera de fase. De ese modo, fuerza un desplazamiento de fase que es sustancialmente de 180 grados entre las señales de puerta de las bobinas L_{G1} y L_{G2} .

60 El acoplamiento magnético entre las bobinas puede conseguirse mediante una estructura de transformador como la indicada esquemáticamente en la figura 3B) donde las bobinas L_{G1} y L_{G2} están arrolladas alrededor de un núcleo magnéticamente permeable común. Esta última realización tiene la ventaja de que puede conseguirse un mayor acoplamiento magnético entre las bobinas L_{G1} y L_{G2} y el desplazamiento de fase relativo de sustancialmente 180 grados entre las respectivas señales de puerta o tensiones de los interruptores S_1 y S_2 MOSFET se refuerza aún más.

La figura 4 es un diagrama esquemático de un circuito eléctrico de una alimentación/convertidor de potencia en modo conmutado o DC-DC (SMPS, *Switched Mode Power Supply*) 400 que está basado en el inversor 100 o convertidor de potencia resonante descrito anteriormente en la primera realización de la invención. El convertidor 400 de potencia DC-DC comprende, además de la circuitería del convertidor 100 de potencia resonante de clase E, un bucle de control de tensión que controla el nivel de una tensión V_{OUT} de salida DC del convertidor DC-DC y un rectificador 413 ilustrado esquemáticamente por un condensador de almacenamiento y un diodo. El rectificador 413 incluye preferiblemente una bobina en serie acoplada entre el diodo ilustrado y el terminal V_{OUT} de tensión de salida. El experto en la técnica apreciará que el rectificador 413 basado en diodo(s) ilustrado puede sustituirse por un rectificador síncrono basándose en uno o más interruptores de semiconductor controlados activamente en lugar de diodos, como se describe con mayor detalle más adelante con referencia a la figura 8. El bucle de control de tensión regula las respectivas resistencias de un par de resistencias M_1 y M_2 MOSFETS *pull-up* y *pull-down* que forman parte de una fuente de tensión de polarización o generador que suministra la tensión V_{Bias} de polarización ajustable. La tensión V_{Bias} de polarización ajustable se aplica al terminal de puerta del interruptor S_1 de transistor a través de la bobina L_G de puerta, como se ha explicado anteriormente con relación a la figura 1A). El bucle de control de tensión comprende un comparador o amplificador 414 de error que tiene una primera entrada acoplada a una tensión V_{REF} de referencia DC o AC y una segunda entrada acoplada a la tensión V_{OUT} de salida DC del convertidor. Se alimenta una señal V_{ERR} de error resultante que refleja si la tensión de salida es mayor o menor que la tensión de referencia a un convertidor 414 de nivel opcional. El convertidor 414 de nivel opcional está configurado para proporcionar unas señales V_{C1} y V_{C2} de control de puerta adecuadas para el par de resistencias M_1 y M_2 MOSFET *pull up* y *pull down* para aumentar o disminuir la tensión V_{Bias} de polarización ajustable. La fuente de tensión de polarización o generador comprende las resistencias M_1 y M_2 MOSFET acopladas entre la tensión de entrada DC y tierra. Por tanto, la tensión V_{Bias} de polarización ajustable puede ser elevada o reducida para acercarse hacia la tensión de entrada DC o tierra, dependiendo de las resistencias de encendido ajustables de las resistencias M_1 y M_2 MOSFET. El experto en la técnica apreciará que el bucle de control de tensión puede configurarse de numerosos modos para proporcionar señales de control adecuadas a las resistencias M_1 y M_2 MOSFET, por ejemplo mediante un control de tensión proporcional o mediante un control de tensión puramente binario, es decir, arriba/abajo.

La figura 6 es un modelo de simulación de circuito de un convertidor de potencia DC-DC basado en la primera realización del convertidor de potencia resonante de clase E. El convertidor DC-DC comprende un rectificador acoplado entre una salida del circuito resonante en serie, que incluye $C1$ y $L4$, y una resistencia $R6$ de carga acoplada a una tensión de salida del convertidor. El rectificador comprende componentes $C3$, D , $L2$ y $C5$. Los valores de los componentes de bobina y condensador del segundo convertidor de potencia DC-DC se listan en la figura en henrios y faradios, respectivamente. En consecuencia, la inductancia de la bobina L_g de puerta se ajusta a un valor sustancialmente fijo de 68 nH. El interruptor de semiconductor se modela mediante un interruptor ISW ideal con los parámetros listados, es decir, una resistencia de estado encendido de $1,0 \Omega$ resistencia de estado apagado de $1 M\Omega$ y tensión umbral de 4,5 V.

La figura 7 muestra una serie de gráficos 600, 610, 620, 630 y 640 que ilustran varias formas de onda de tensión simplificadas del modelo de simulación del segundo convertidor de potencia DC-DC para cuatro diferentes niveles de tensión de polarización DC fijos de la tensión V_{Bias} de polarización ajustable. V_{Bias} se escalona según niveles de tensión DC fijos de -7,0, -2,0, 3,0 y 8,0 voltios, como se ilustra mediante las formas de onda 607, 605, 603, 601 respectivamente, del gráfico 600 que muestra el nivel de tensión de polarización DC. La tensión V_2 (V_{in}) de entrada DC se mantiene constante en 50 voltios en todas las simulaciones.

La escala en el eje y de todos los gráficos indica tensiones en voltios mientras que la escala en el eje x indica tiempo en pasos de $0,01 \mu s$, de modo que todo el eje x abarca aproximadamente $0,05 \mu s$.

La gráfica 610 ilustra las correspondientes formas de onda 617, 615, 613, 611 de tensión de entrada de control oscilantes en el nodo de entrada indicado (véase la figura 6) para los cuatro niveles diferentes de tensión de polarización DC. El nivel medio mayor de las formas de onda de tensión de entrada de control oscilantes para la tensión de polarización DC más alta de 8,0 V es evidente. La gráfica 620 ilustra las correspondientes formas de onda 627, 625, 623, 621 de tensión de salida de interruptor en el nodo de salida del interruptor, es decir, en el nodo de drenaje indicado (véase la figura 6). Son evidentes los estados de encendido o de conducción más largos del interruptor ISW para la mayor tensión de polarización DC de 8,0 V, lo que conduce a una menor frecuencia de oscilación o frecuencia de conmutación del convertidor.

El gráfico 640 ilustra las formas de onda 627, 625, 623, 621 de potencia de carga correspondientes para la potencia suministrada por la resistencia $R6$ de carga a través de la salida del convertidor. Es evidente el crecimiento gradual de la potencia de carga desde alrededor de 1,5 W en la tensión de polarización DC más baja de -7,0 V hasta alrededor de 3,5 W en la potencia de polarización DC más alta de 8,0 V. Por tanto, la potencia de salida del convertidor y por tanto la tensión de salida del convertidor pueden controlarse ajustando la tensión suministrada por la tensión V_{Bias} de polarización ajustable.

La figura 8 es un diagrama de circuito eléctrico esquemático de una fuente de alimentación/convertidor de potencia en modo conmutado (SMPS, *Switched Mode Power Supply*) 800 basada en el inversor 100 o convertidor de potencia resonante de clase E de acuerdo con la primera realización de la invención descrita anteriormente. El convertidor 800 de potencia DC-DC comprende, además de la circuitería del convertidor 100 de potencia resonante de clase E, un

rectificador síncrono construido alrededor del interruptor S_{R1} de transistor y que comprende los componentes pasivos adicionales L_{G2} y L_{OUT} . El experto en la técnica entenderá que el convertidor 800 de potencia DC-DC puede comprender un condensador de salida acoplado desde V_{OUT} hasta el raíl de alimentación negativo (por ejemplo, tierra) y un bucle de control de tensión similar al descrito anteriormente con relación a la figura 4 en la cuarta realización de la invención. Estando el bucle de control de tensión configurado para controlar la tensión de salida V_{OUT} del convertidor 800 de potencia según se define mediante una tensión de referencia AC o DC. El elemento S_{R1} de interruptor de transistor y las bobinas L_{G2} y L_{OUT} proporcionan un rectificador síncrono en el convertidor 800 de potencia DC-DC y sustituye el circuito 413 de rectificador asíncrono basado en diodos descrito anteriormente. Como la entrada de control por ejemplo la señal de mando de puerta, de la red conmutada de los presentes convertidores de potencia resonantes de clase E y DE no necesita una señal de control del tipo tradicional PWM o PDM (sino solo las dos tensiones V_{Bias1} y V_{Bias2} de polarización ajustables), los convertidores de potencia resonantes de acuerdo con las presentes realizaciones son generalmente adecuados para rectificación síncrona, como se ilustra en la figura 8 para esta realización particular. Las señales de control tradicionales de tipo PWM o PDM no son necesarias porque no es necesario controlar una fase entre las respectivas señales de entrada de control del primer interruptor S_1 de transistor y el interruptor S_{R1} de transistor de rectificación. El interruptor S_{R1} de transistor de rectificación puede, por ejemplo, acoplarse a una tensión V_{Bias2} de polarización DC de rectificador adecuadamente fija aplicada a la bobina L_{G2} acoplada a la puerta (es decir, entrada de control) de S_{R1} . Para tareas de rectificación, el terminal de puerta de S_{R1} es accionado por una tensión de salida de oscilación, es decir, la tensión V_{DS} de drenaje, del primer interruptor S_1 de semiconductor para mantener automáticamente una operación síncrona entre S_1 y S_{R1} . Esta ausencia de las señales de control tradicionales de tipo PWM o PDM en los respectivos terminales de puerta del primer interruptor S_1 de transistor y el interruptor S_{R1} de transistor de rectificación es una ventaja significativa que conduce a un diseño simplificado del convertidor de potencia y un menor número de componentes. En aplicaciones de convertidor de potencia aislado, el presente circuito 413 de rectificador asíncrono basado en diodos posee una ventaja adicional porque elimina la necesidad de transmitir o comunicar la señal o señales de control tradicionales de tipo PWM o PDM a través de una barrera de aislamiento de tensión del convertidor de potencia resonante. Este tipo de barrera de aislamiento de tensión requerirá típicamente componentes caros y voluminosos tales como optoacopladores o transformadores rápidos en topologías de convertidor de potencia tradicionales. Como se ilustra en la figura 8, el presente convertidor de potencia DC-DC con rectificación síncrona puede ser completamente simétrico en términos de topología de circuito a través de una red resonante en serie que comprende condensador C_R resonante y bobina L_R resonante que permiten un flujo de potencia bidireccional entre la fuente V_{IN} 804 de potencia de entrada DC y la tensión de salida en V_{OUT} . El experto en la técnica apreciará que el interruptor S_1 de transistor de entrada y el interruptor S_{R1} de transistor de rectificador pueden ser componentes sustancialmente idénticos o diferentes, y lo mismo aplica a las bobinas L_{G2} y L_{G1} de inductancia fija dependiendo de factores tales como la relación de conversión de tensión del convertidor de potencia resonante.

El experto en la técnica apreciará que el rectificador síncrono anteriormente descrito puede añadirse a cada una de las realizaciones de convertidor de potencia resonante de clase E y DE descritas anteriormente y mostradas en la figura 1B), figuras 2A)-2B) y figuras 3A)-3B).

REIVINDICACIONES

1. Un convertidor (100, 200, 300, 400) de potencia resonante que comprende:
 - un terminal (102) de entrada para la recepción de una tensión (V_{IN}) de entrada,
 - una red de conmutación que comprende un primer interruptor MOSFET o interruptor IGBT (S_1, S_2) controlado por un respectivo terminal de puerta,
 - comprendiendo la red de conmutación una entrada de interruptor (V_{DS}) acoplada operativamente al terminal (102) de entrada para la recepción de la tensión de entrada (V_{IN}) y una salida (V_{DS}) de interruptor operativamente acoplada a una entrada de una red resonante (108, 110, 112) del convertidor de potencia resonante,
 - la red (108, 110, 112) resonante, que define una frecuencia (f_R) de resonante predeterminada y comprende una salida acoplada operativamente a un terminal de salida de convertidor (V_{OUT}),
 - un bucle de realimentación auto-oscilante acoplado a la salida del interruptor (V_{DS}) y al terminal de puerta (V_{GS}) del primer interruptor MOSFET o interruptor IGBT (S_1, S_2) de la red conmutada para ajustar una frecuencia de conmutación del convertidor de potencia;
 - comprendiendo el bucle de realimentación auto-oscilante:
 - una primera capacitancia (C_{GD}) intrínseca puerta-drenador del interruptor MOSFET, o una primera capacitancia intrínseca puerta-colector del interruptor IGBT, acoplada entre la salida del interruptor (V_{DS}) y el terminal de puerta (V_{GS}) del primer interruptor MOSFET o interruptor IGBT (S_1, S_2) de la red conmutada,
 - una primera fuente de tensión de polarización configurada para generar una primera tensión de polarización ajustable (V_{Bias}),
 - una primera bobina (L_G) con una inductancia sustancialmente fija acoplada entre la primera fuente de tensión de polarización y el terminal de puerta (V_{GS}) del primer interruptor MOSFET o interruptor IGBT (S_1, S_2) de la red conmutada,
 - caracterizado por:
 - un bucle de regulación de tensión configurado para controlar una tensión de salida del convertidor de potencia mediante el control de la primera tensión de polarización ajustable (V_{Bias}) aplicada a la primera bobina (L_G).
2. Un convertidor (100, 200, 300, 400) de potencia resonante de acuerdo con la reivindicación 1, que comprende:
 - una bobina (L_{IN}) de entrada acoplada entre el terminal (102) de entrada y la entrada del interruptor, en donde el primer interruptor MOSFET o interruptor IGBT (S_1) de la red conmutada tiene un terminal de drenador o terminal de colector acoplado a la entrada del interruptor (V_{DS}) y a la salida del interruptor (V_{DS}).
3. Un convertidor (100, 200, 300, 400) de potencia resonante de acuerdo con la reivindicación 2, en donde la bobina (L_{IN}) de entrada y la primera bobina (L_G) están magnéticamente acopladas con un coeficiente de acoplamiento magnético predeterminado, preferiblemente un coeficiente de acoplamiento magnético mayor de 0,1 o incluso más preferiblemente mayor de 0,4.
4. Un convertidor (100, 200, 300, 400) de potencia resonante de acuerdo con la reivindicación 1, en donde la red conmutada comprende:
 - el primer interruptor MOSFET o interruptor IGBT (S_1) acoplado entre la salida (311) de interruptor y un raíl de alimentación de tensión del convertidor de potencia resonante,
 - un segundo interruptor MOSFET o interruptor IGBT (S_2) acoplado entre la salida (311) de interruptor y el terminal (302) de interruptor; y
 - en donde el terminal de puerta (V_{GS2}) del segundo interruptor (S_2) de semiconductor está acoplado a una segunda fuente de tensión de polarización a través de una cascada de una segunda bobina (L_H) con una inductancia sustancialmente fija y una tercera bobina (L_{G1}) con una inductancia sustancialmente fija,
 - y en donde un condensador (C_{G1}) de realimentación de la red de conmutación está acoplado entre la salida (311) de interruptor y un nodo intermedio entre la primera y segunda bobina (L_H, L_{G1}).
5. Un convertidor (100, 200, 300, 400) de potencia resonante de acuerdo con la reivindicación 4, en donde la primera bobina (L_{G2}) y la tercera bobina (L_{G1}) están magnéticamente acopladas con un coeficiente de acoplamiento magnético predeterminado, preferiblemente un coeficiente de acoplamiento magnético mayor de 0,1 o incluso más preferiblemente mayor de 0,4.

6. Un convertidor (100, 200, 300, 400) de potencia resonante de acuerdo con la reivindicación 3 o 5, en donde la bobina de entrada (L_{IN}) y la primera bobina (L_G) están arrolladas alrededor de un miembro o núcleo común magnéticamente permeable; o
- 5 la primera bobina (L_{G2}) y la tercera bobina (L_{G1}) están arrolladas alrededor de un miembro o núcleo común magnéticamente permeable.
7. Un convertidor (100, 200, 300, 400) de potencia resonante de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en donde la primera fuente de tensión de polarización comprende:
- un condensador acoplado desde la primera tensión (V_{Bias}) de polarización ajustable y un potencial eléctrico fijo del convertidor de potencia resonante tal como tierra,
- 10 una primera resistencia (M_1) ajustable acoplada entre la primera tensión (V_{Bias}) de polarización ajustable y una primera tensión de referencia DC,
- una segunda resistencia (M_2) ajustable acoplada entre la primera tensión (V_{Bias}) de polarización ajustable y una segunda tensión de referencia DC.
8. Un convertidor (100, 200, 300, 400) de potencia resonante de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en donde el bucle de regulación de tensión comprende:
- 15 un generador de tensión de referencia que suministra una tensión (V_{REF}) AC o DC de referencia a una primera entrada de un comparador o amplificador (414) de error,
- estando acoplada una segunda entrada del comparador o amplificador (414) de error a la tensión (V_{OUT}) de salida del convertidor,
- 20 una salida del comparador o amplificador de error acoplada operativamente a una entrada de control de la primera fuente de tensión de polarización.
9. Un convertidor (100, 200, 300, 400) de potencia resonante de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en donde la primera bobina tiene una inductancia de entre 1 nH y 10 μ H, tal como entre 1 nH y 50 nH.
10. Un convertidor (100, 200, 300, 400) de potencia resonante de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en donde la inductancia sustancialmente fija de la primera bobina (L_G) se ajusta de modo que una tensión de pico en el terminal (V_{GS}) de puerta de la red conmutada supera una tensión umbral del primer interruptor (S_1 , S_2) MOSFET o IGBT de la red conmutada.
- 25 11. Un convertidor (100, 200, 300, 400) de potencia resonante de acuerdo con la reivindicación 10, en donde la inductancia sustancialmente fija de la primera bobina (L_G) se selecciona de modo que una diferencia de tensión pico-a-pico en el terminal (V_{GS}) de puerta de la red conmutada es aproximadamente igual a un valor numérico de la tensión umbral del primer interruptor (S_1 , S_2) MOSFET o IGBT de la red conmutada.
- 30 12. Un convertidor (100, 200, 300, 400) de potencia resonante de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en donde el bucle de realimentación auto-oscilante comprende además:
- un circuito resonante en serie acoplado entre el terminal (V_{GS}) de puerta del primer interruptor (S_1 , S_2) MOSFET o IGBT de la red conmutada y un potencial eléctrico fijo del convertidor de potencia o acoplado entre un terminal (V_{GS}) de puerta del primer interruptor (S_1 , S_2) MOSFET o IGBT de la red conmutada y la salida (V_{DS}) del interruptor.
- 35 13. Un convertidor (100, 200, 300, 400) de potencia resonante de acuerdo con la reivindicación 12, en donde el bucle de realimentación auto-oscilante comprende además:
- un primer circuito (C_{2H0} , L_{2H0}) resonante en serie acoplado entre el terminal (V_{GS}) de puerta del primer interruptor (S_1) MOSFET O IGBT y un potencial eléctrico fijo del convertidor tal como una tensión de alimentación DC positiva o negativa o una tensión de tierra,
- 40 un segundo circuito (C_{2HI} , L_{2HI}) resonante en serie acoplado entre el terminal de puerta del primer interruptor (S_1) MOSFET o IGBT y la salida (V_{DS}) del interruptor.
14. Un convertidor (100, 200, 300, 400) de potencia resonante de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1-11, en donde el bucle de realimentación auto-oscilante comprende además:
- un circuito (C_{MR} , L_{MR}) resonante en paralelo acoplado en serie con la primera bobina (L_G) entre la primera tensión (V_{Bias}) de polarización ajustable y la primera bobina.
- 45 15. Un convertidor (100, 200, 300, 400) de potencia resonante de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, que comprende un rectificador síncrono.

16. Un convertidor (100, 200, 300, 400) de potencia resonante de acuerdo con la reivindicación 15, en donde el rectificador síncrono comprende:

un interruptor (S_{R1}) de semiconductor de rectificación configurado para rectificar una tensión de salida de la red resonante de acuerdo con una entrada de control de rectificador del interruptor (S_{R1}) de semiconductor de rectificación,

5 una primera bobina (L_{G2}) de rectificación con una inductancia sustancialmente fija acoplada entre una tensión (V_{Bias2}) de polarización de rectificador ajustable o fija y la entrada de control del rectificador.

17. Un convertidor (100, 200, 300, 400) de potencia resonante de acuerdo con la reivindicación 16, en donde la tensión (V_{Bias2}) de polarización de rectificador ajustable o fija está acoplada a una fuente de tensión de polarización DC fija o la tensión de salida DC rectificada a través de un divisor de tensión resistivo o capacitivo.

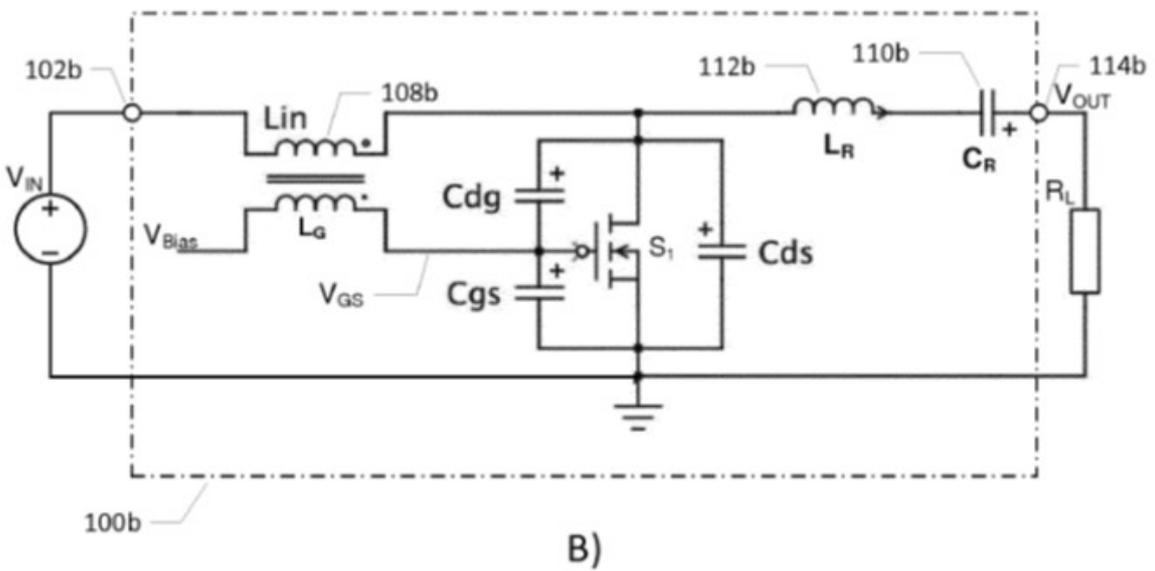
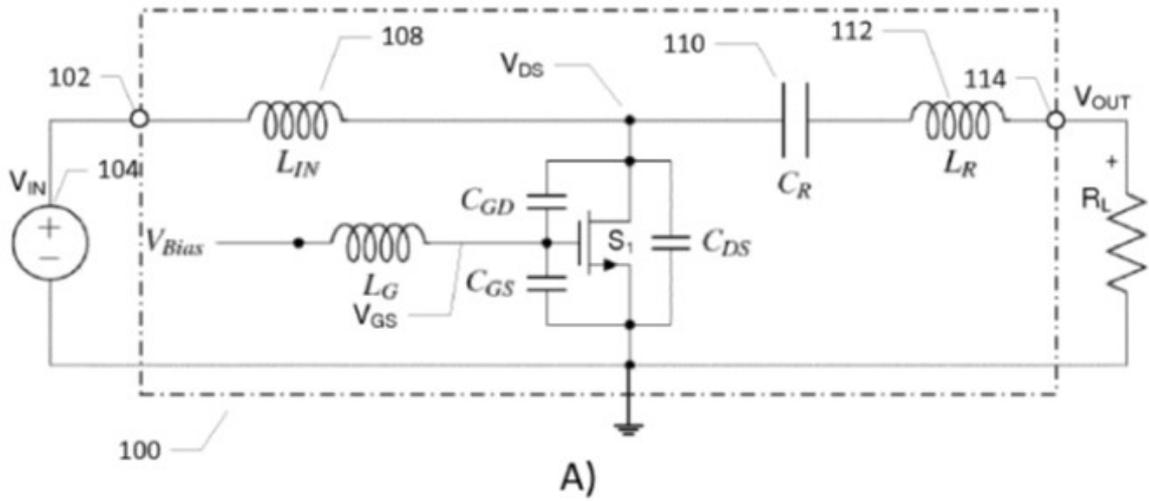
10 18. Un conjunto de convertidor de potencia resonante que comprende:

un convertidor (100, 200, 300, 400) de potencia resonante de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes,

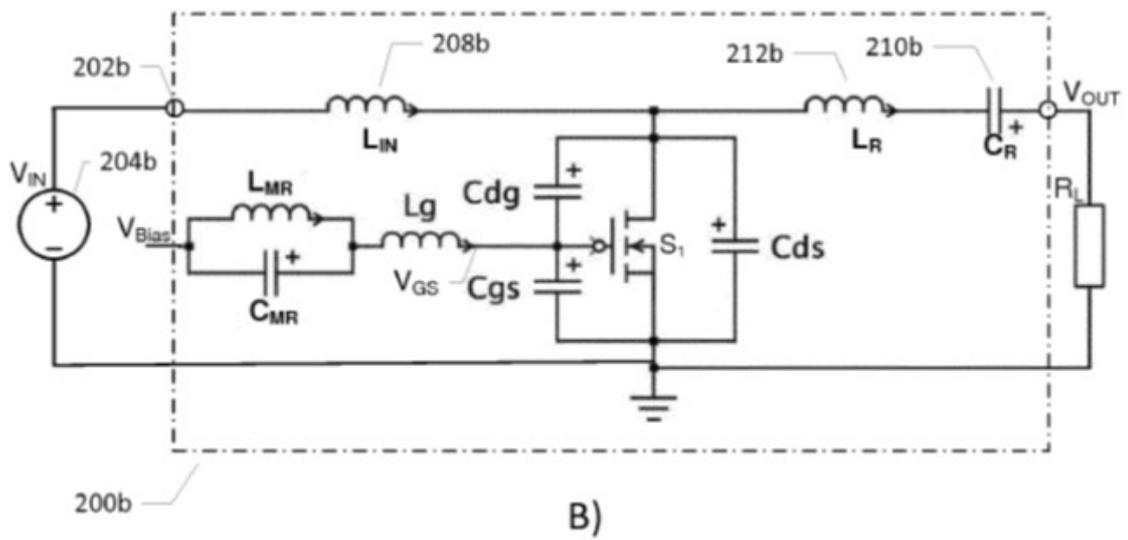
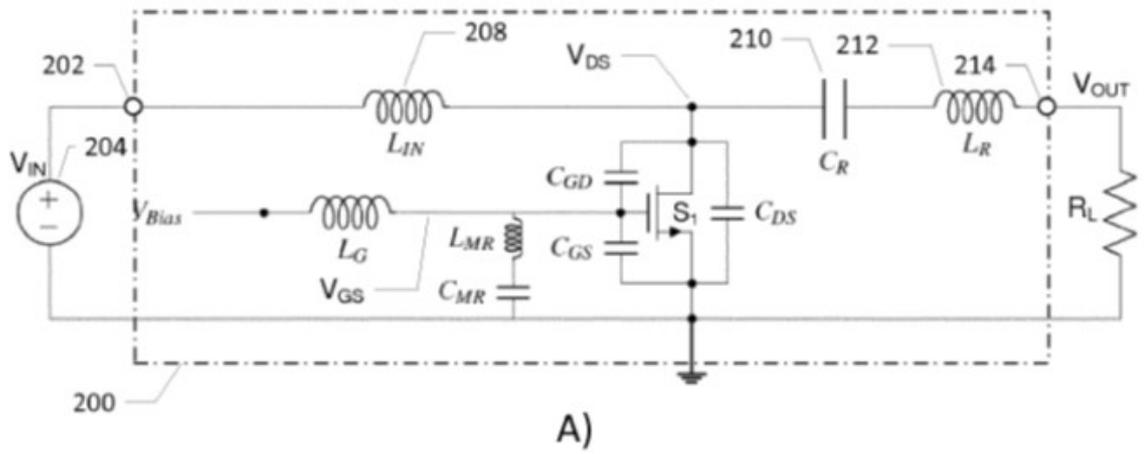
un sustrato portador que tiene al menos la red de conmutación y el circuito resonante integrados en el mismo,

un patrón de traza eléctrica del sustrato portador que forma la primera bobina.

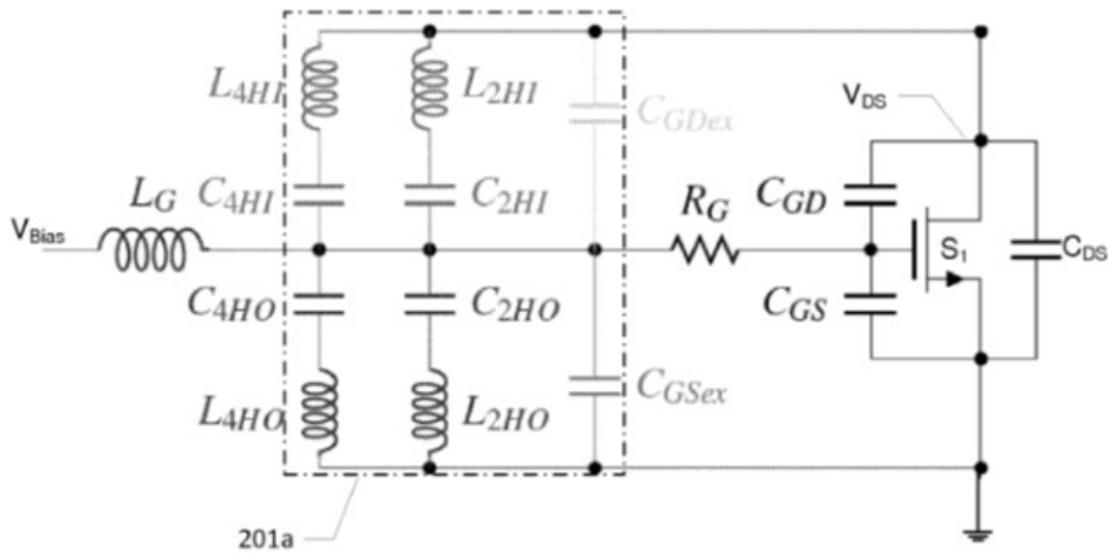
15



FIGS. 1A, B

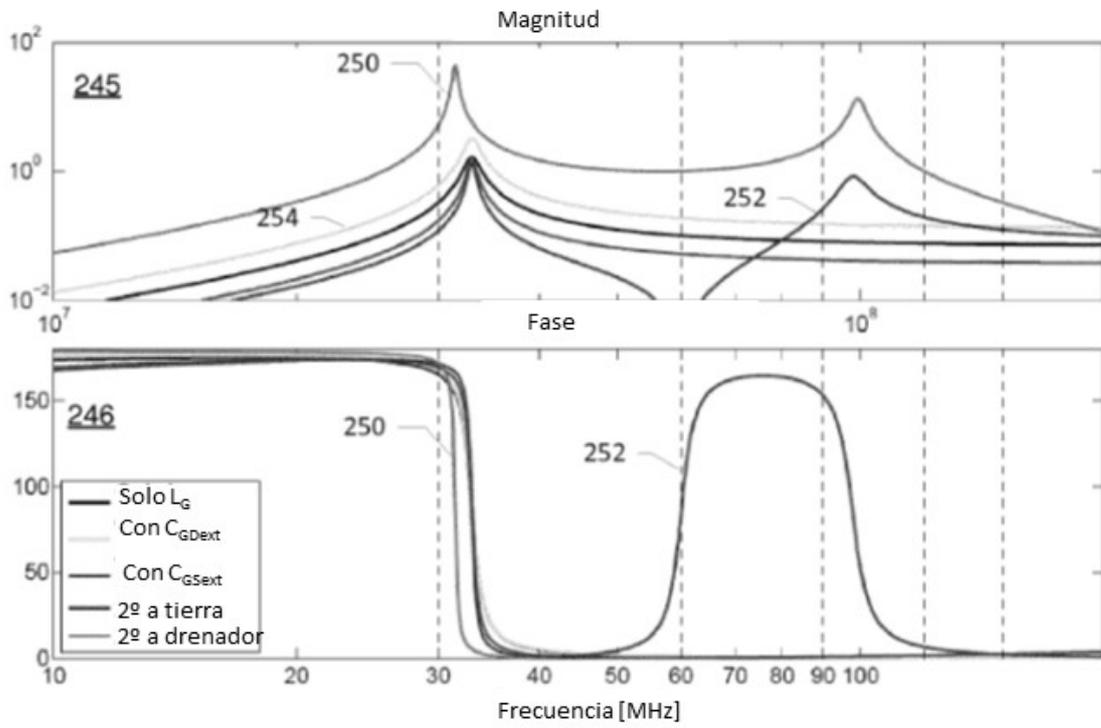


FIGS. 2A, B

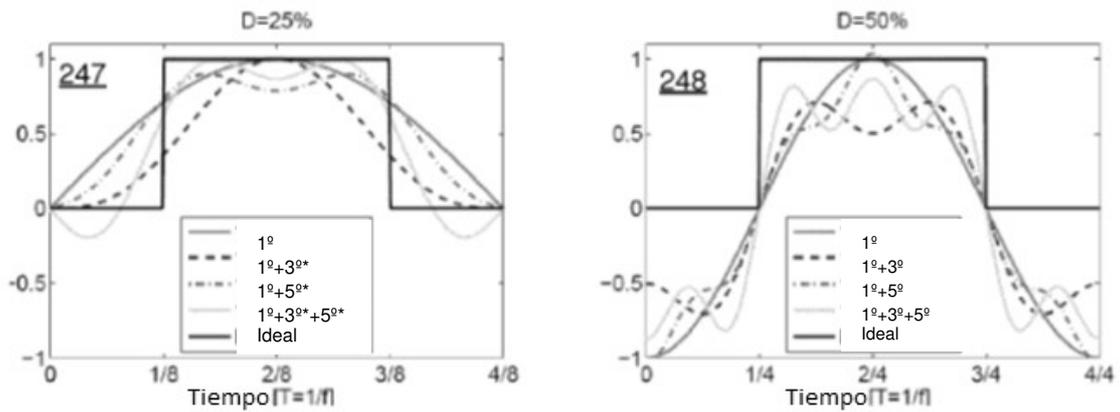


c)

FIG. 2C

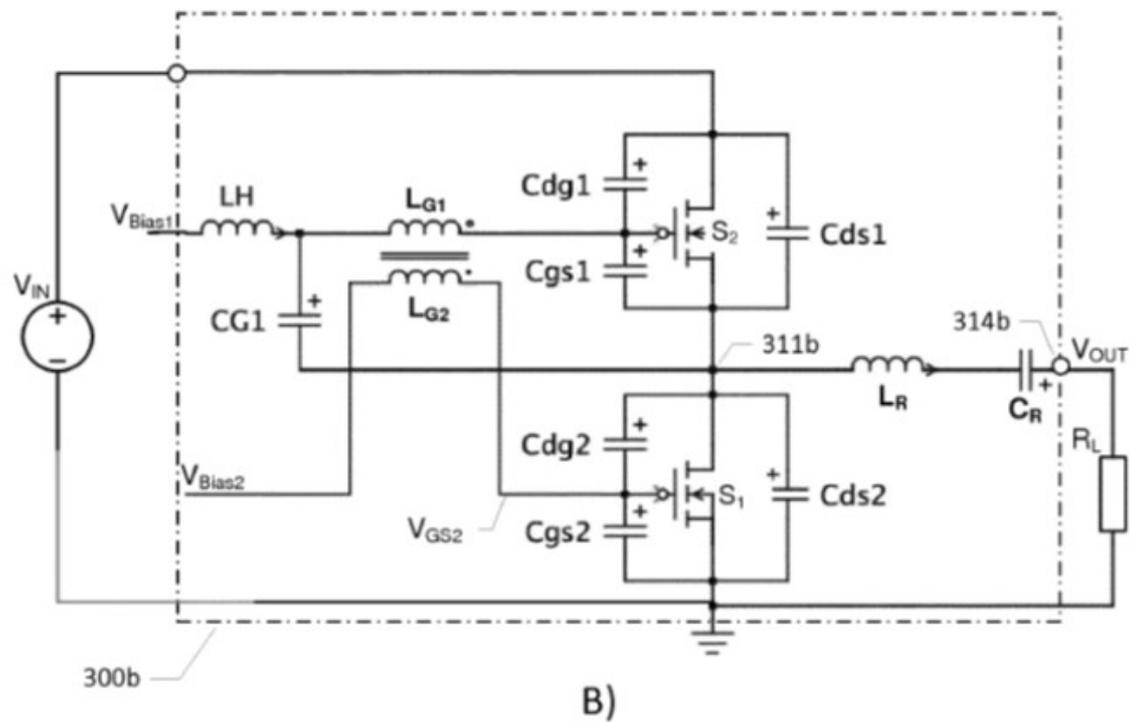
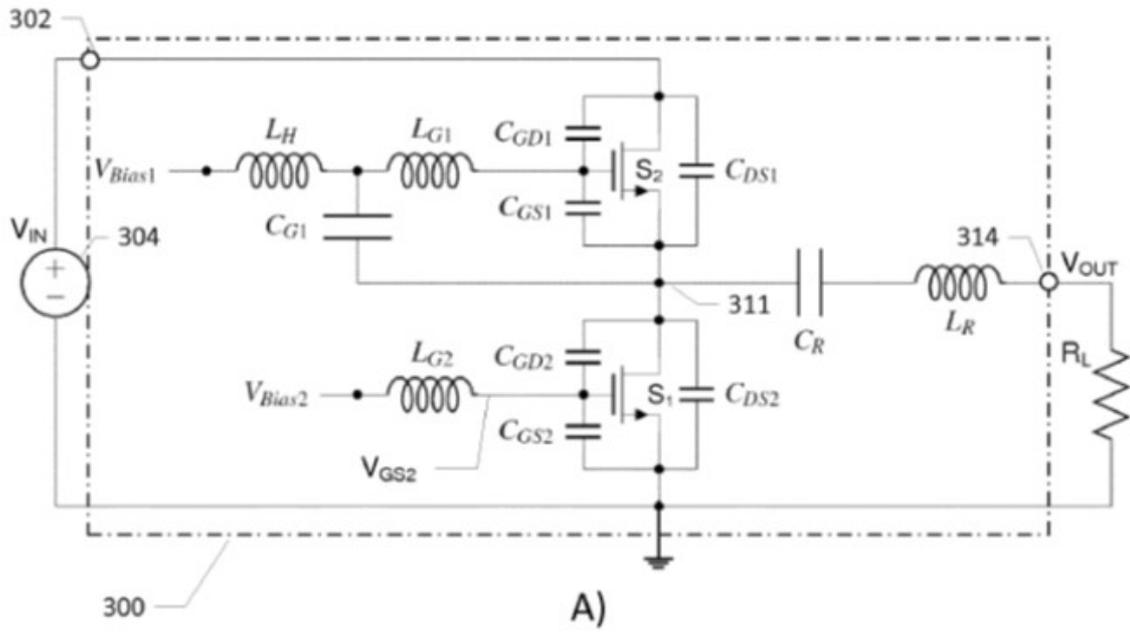


D)



E)

FIGS. 2D, E



FIGS. 3A, B

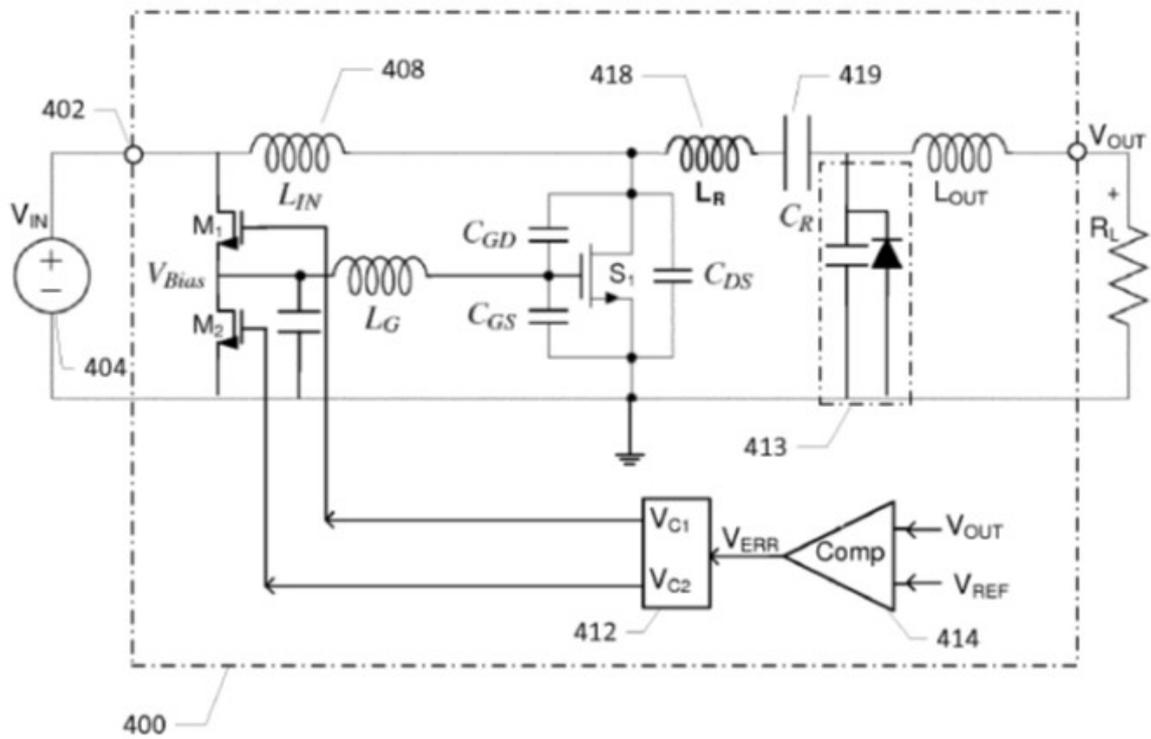


FIG. 4

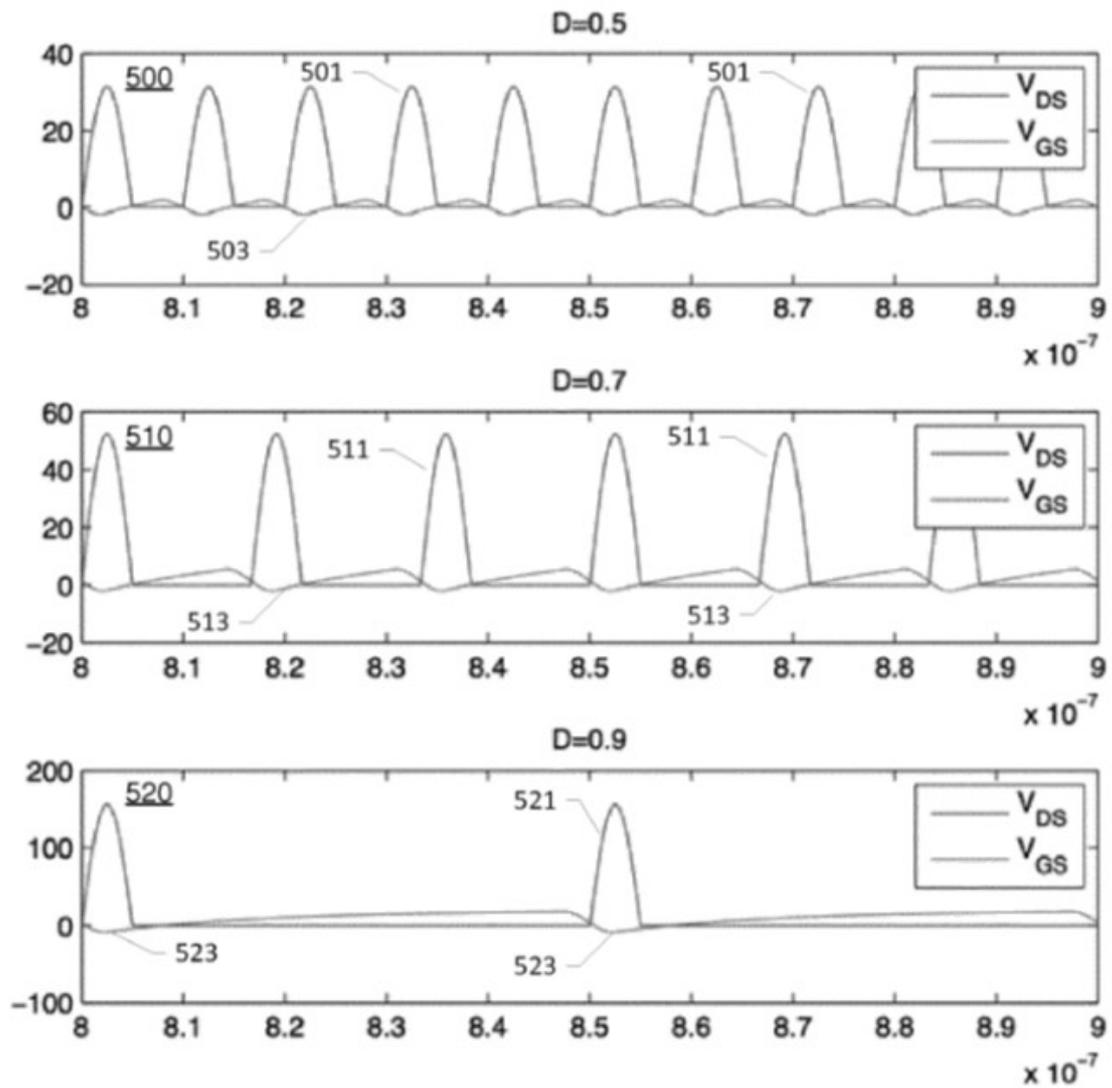


FIG. 5

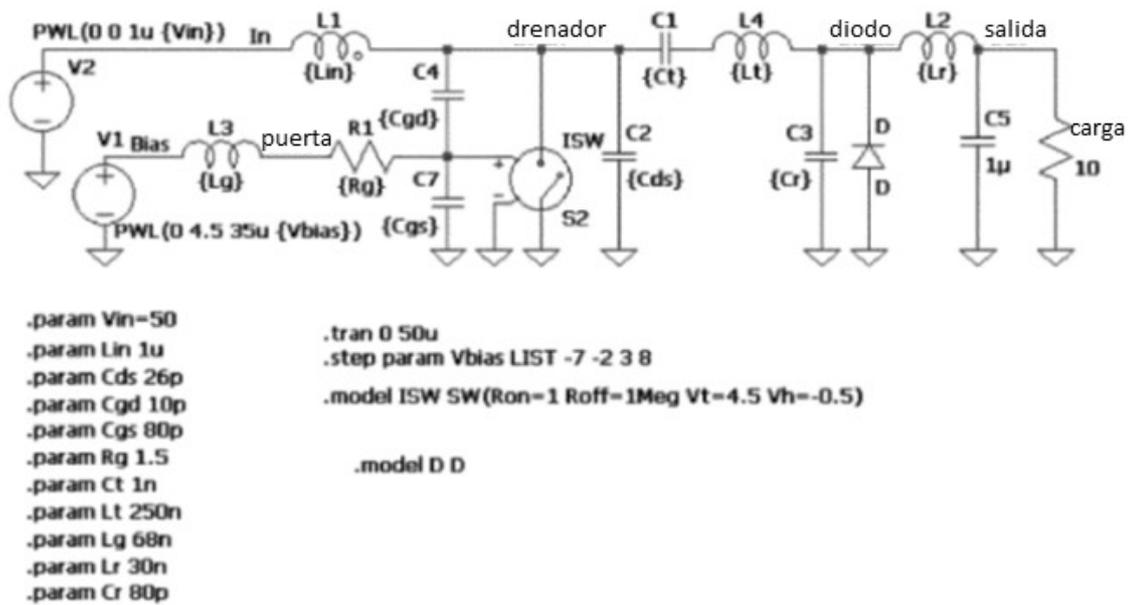


FIG. 6

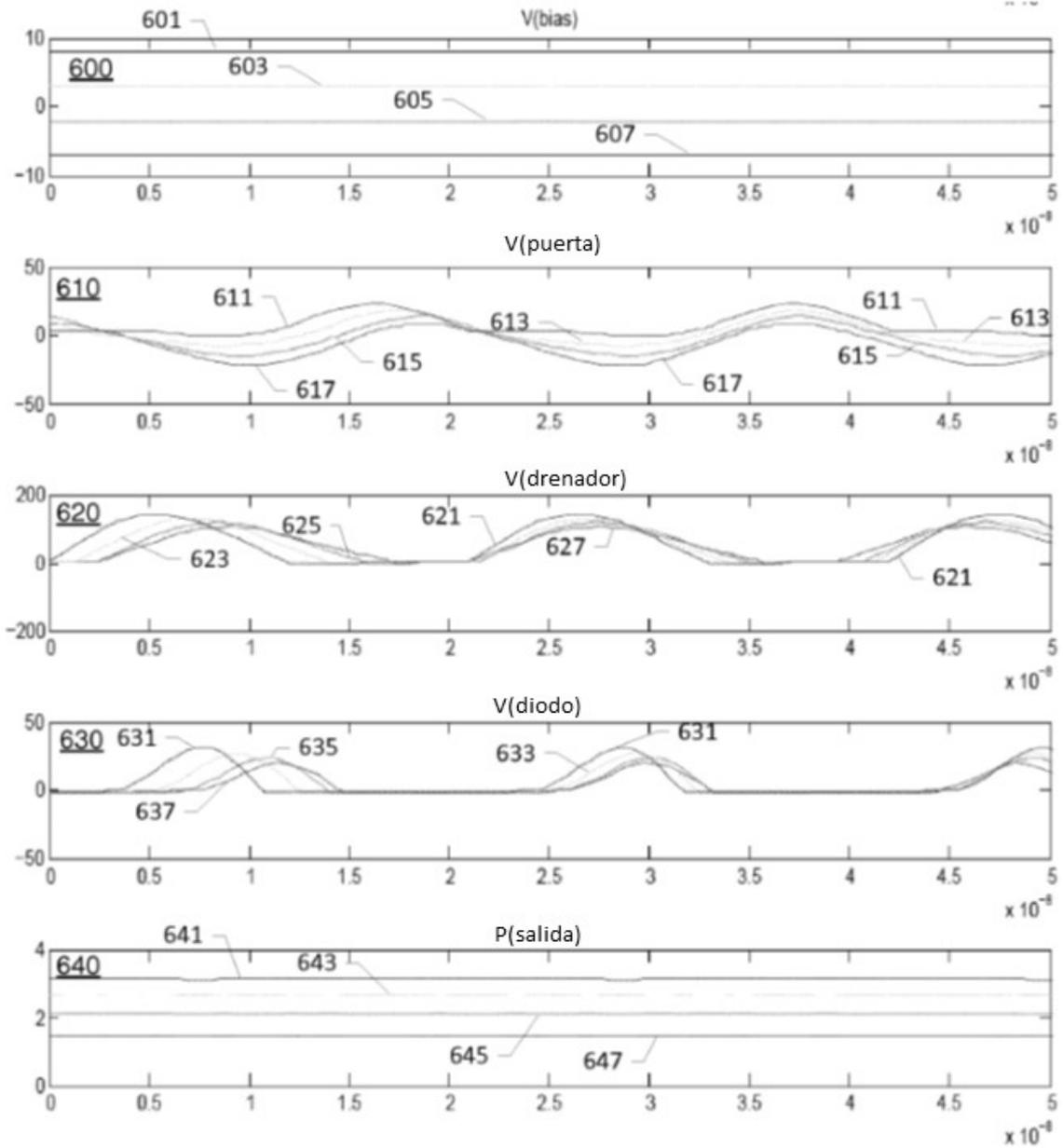


FIG. 7

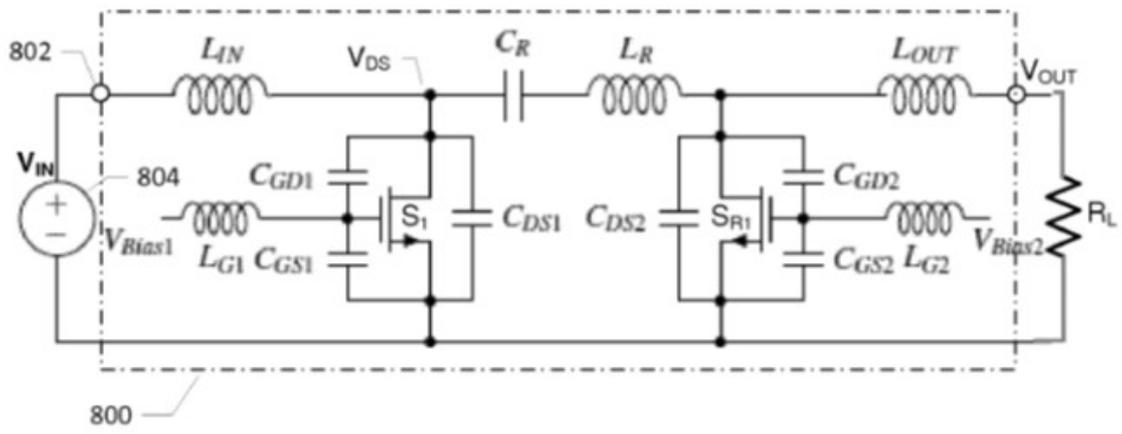


FIG. 8