

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 639 091**

51 Int. Cl.:

**H02M 3/335** (2006.01)

**H02M 1/42** (2007.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **21.03.2012 PCT/US2012/029996**

87 Fecha y número de publicación internacional: **27.09.2012 WO12129337**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **21.03.2012 E 12761146 (5)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **19.07.2017 EP 2689523**

54 Título: **Aparato y método para la conversión CC-CC eficiente a través de amplias oscilaciones de tensión**

30 Prioridad:

**22.03.2011 US 201113069251**

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

**25.10.2017**

73 Titular/es:

**LEDILLION TECHNOLOGIES INC. (100.0%)**

**61 Parker Ave**

**Atherton, California 94027, US**

72 Inventor/es:

**KASSAYAN, REZA**

74 Agente/Representante:

**ELZABURU, S.L.P**

ES 2 639 091 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín Europeo de Patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre Concesión de Patentes Europeas).

**DESCRIPCIÓN**

Aparato y método para la conversión CC-CC eficiente a través de amplias oscilaciones de tensión

**Campo de la invención**

5 Esta invención se refiere en general a la conversión de potencia. Más particularmente, esta invención se refiere a un convertidor CC-CC eficiente que puede funcionar a través de amplias oscilaciones de tensión.

**Antecedentes de la invención**

10 Existe una demanda creciente de convertidores CC-CC con una eficiencia de conversión mejorada y un tamaño reducido. Las técnicas de diseño varían, con algunas técnicas que reducen la tensión o corriente, otras que aumentan la tensión o corriente, y otras más que aumentan o disminuyen alternativamente la tensión o corriente. En un convertidor CC-CC típico, uno o más interruptores se conectan a la potencia de entrada, un condensador o inductor almacena el exceso de energía en una fase, y en otra fase la energía almacenada se libera a los nodos de salida.

15 Cada técnica tiene sus propias ventajas y desventajas. Hay múltiples soluciones intermedias entre tamaños de componentes, eficiencia general y zonas óptimas de ratios de tensión de entrada a tensión de salida. Por ejemplo, aumentar la frecuencia de conmutación normalmente da lugar a una reducción del tamaño de componentes, pero concomitantemente aumenta las pérdidas de conmutación debido a capacitancias parásitas y pérdidas de transición del interruptor. Como resultado, la eficiencia total se reduce.

20 Un método común de conversión CA-CC es utilizar un puente rectificador para convertir la entrada de CA en CC y, a continuación, utilizar un convertidor de conmutación CC-CC para generar la salida de CC adecuada. Los intentos pasados de cumplir simultáneamente los objetivos de mejorar la eficiencia de conversión y reducir el tamaño del convertidor han estado dominados por problemas de eficiencia general. La eficiencia es particularmente importante en un ratio de tensión de entrada a tensión de salida más amplio, como se experimenta en las conversiones CA-CC. Una fuente de CA normalmente atraviesa un amplio intervalo de tensiones momentáneas en cada ciclo, impidiendo cualquier intento de optimizar un convertidor CC-CC para un ratio específico de tensión de entrada a tensión de salida.

25 Un enfoque para superar el efecto adverso de grandes variaciones en la tensión de entrada es almacenar carga en un condensador de almacenamiento, y utilizar la carga almacenada en los momentos en que la tensión de entrada de CA esté por debajo de un cierto nivel, denominados como "período de transición". Hay dos desventajas asociadas con este método. En primer lugar, se requiere un condensador relativamente grande para almacenar suficiente energía durante un periodo de transición. En segundo lugar, durante los periodos de transición se absorbe poca o ninguna corriente desde la entrada, lo que da lugar a que se produzca una absorción de corriente eléctrica desde la línea de entrada de CA en un marco de tiempo más estrecho, principalmente alrededor de las tensiones pico de entrada. Esto finalmente da lugar a una transferencia de potencia ineficiente y un factor de potencia más bajo.

35 Los convertidores de conmutación se pueden clasificar en tres clases principales de convertidores basándose en el número de interruptores de potencia activos empleados. La clase de convertidor de dos interruptores incluye convertidores buck (o reductores), boost (o elevadores) y flyback (o de retroceso). La clase de convertidor de tres interruptores incluye convertidores forward (o directo). La clase de convertidor de cuatro interruptores incluye convertidores CC-CC de conmutación de medio puente y push-pull. Los interruptores pueden ser activos o pasivos. Un interruptor activo se controla modulando una puerta. Un interruptor pasivo, tal como un diodo, no requiere un control separado.

40 La patente US 2004/0070376 A1 describe todas las características según el preámbulo de la reivindicación 1 (la topología, véase la Figura 1).

45 La patente US 2008/100273 A1 describe un convertidor de potencia que comprende inductores acoplados y que puede actuar según un funcionamiento buck (reductor) o boost (elevador), dependiendo de la tensión de entrada (véase la Figura 5).

En vista de lo anterior, sería deseable proporcionar técnicas mejoradas para la conversión de potencia. En particular, sería deseable proporcionar pérdidas de conmutación reducidas y tamaños reducidos de componentes en un convertidor utilizado en relación con amplias oscilaciones de tensión.

**50 Compendio de la invención**

Una realización de la invención incluye un convertidor CC-CC que comprende: una entrada de CC que comprende un terminal de entrada positivo y un terminal de entrada negativo, una salida de CC que comprende un terminal de salida positivo y un terminal de salida negativo, dos o más inductores acoplados a un núcleo común; tres interruptores que incluyen dos o más interruptores activos, un controlador configurado para controlar el

funcionamiento del convertidor CC-CC controlando los interruptores activos; una rama de entrada positiva, una rama de entrada negativa, una rama de salida positiva, una rama de salida negativa y una rama interna, y un nodo interno positivo y un nodo interno negativo; en donde: la rama de entrada positiva está conectada entre el terminal de entrada positivo y el nodo interno positivo; la rama de entrada negativa está conectada entre el terminal de entrada negativo y el nodo interno negativo; la rama interna está conectada entre el nodo interno positivo y el nodo interno negativo; la rama de salida positiva está conectada entre el nodo interno positivo y el terminal de salida positivo; la rama de salida negativa está conectada entre el nodo interno negativo y el terminal de salida negativo; en donde: el primero de los al menos dos inductores acoplados está situado en serie con la entrada de CC, ya sea en la rama de entrada positiva o en la rama de entrada negativa; el segundo de los al menos dos inductores acoplados está situado en serie con la salida de CC, ya sea en la rama de salida positiva o en la negativa; el primero de los al menos dos interruptores activos está situado en serie con la entrada de CC, ya sea en la rama de entrada positiva o en la rama de entrada negativa, la rama interna consiste en el segundo de los al menos dos interruptores activos; y el tercer interruptor restante está situado en serie con la salida de CC, ya sea en la rama de salida positiva o en la rama de salida negativa; en donde el controlador está configurado además para seleccionar una topología CC-CC entre un conjunto de más de una posibles topologías CC-CC basándose en la tensión de entrada de la entrada de CC, controlando los al menos dos interruptores activos para que uno de los tres interruptores se vea forzado a conducir corriente permanentemente según la topología seleccionada mientras la topología seleccionada no cambie, los dos interruptores restantes se vean forzados a conducir alternativamente la corriente de forma complementaria de manera que el número total de inductores que conducen corriente cambie alternativamente y la conversión de potencia CC-CC se lleve a cabo según la topología seleccionada.

Otra realización de la invención incluye un convertidor CC-CC que comprende: una entrada de CC que comprende un terminal de entrada positivo y un terminal de entrada negativo, una salida de CC que comprende un terminal de salida positivo y un terminal de salida negativo, dos o más inductores acoplados a un núcleo común; cuatro interruptores que incluyen dos o más interruptores activos, y un controlador configurado para controlar el funcionamiento del convertidor CC-CC controlando los interruptores activos para seleccionar una topología CC-CC entre un conjunto de más de una posibles topologías CC-CC basándose en la tensión de entrada de la entrada de CC; una rama de entrada positiva, una rama de entrada negativa, una rama de salida positiva, una rama de salida negativa, una rama interna positiva, una rama interna negativa, una primera rama interna paralela y una segunda rama interna paralela y un primer nodo interno positivo, un segundo nodo interno positivo, un primer nodo interno negativo y un segundo nodo interno negativo; en donde: la rama de entrada positiva está conectada entre el terminal de entrada positivo y el primer nodo interno positivo; la rama de entrada negativa está conectada entre el terminal de entrada negativo y el primer nodo interno negativo; la primera rama interna paralela está conectada entre el primer nodo interno positivo y el primer nodo interno negativo; la rama interna positiva está conectada entre el primer nodo interno positivo y el segundo nodo interno positivo; la rama interna negativa está conectada entre el primer nodo interno negativo y el segundo nodo interno negativo; la segunda rama interna paralela está conectada entre el segundo nodo interno positivo y el segundo nodo interno negativo; la rama de salida positiva está conectada entre el segundo nodo interno positivo y el terminal de salida positivo; y la rama de salida negativa está conectada entre el segundo nodo interno negativo y el terminal de salida negativo; en donde: el primero de los al menos dos inductores acoplados está situado en serie con la entrada de CC, ya sea en la rama de entrada positiva o en la rama de entrada negativa; el segundo de los al menos dos inductores acoplados está situado en serie con la salida de CC, ya sea en la rama de salida positiva o en la negativa; el primero de los al menos dos interruptores activos está situado en serie con la entrada de CC, en la rama de entrada positiva; la primera rama interna paralela consiste en el segundo de los al menos dos interruptores activos; el tercer interruptor está situado o bien en la rama interna positiva o en la rama interna negativa; y la segunda rama interna paralela consiste en el cuarto interruptor; en donde, controlando los dos a cuatro interruptores activos, el controlador está configurado para forzar permanentemente a uno de los interruptores a conducir corriente permanentemente según la topología seleccionada mientras la topología seleccionada no cambie, de tal manera que:

- el funcionamiento del convertidor CC-CC es según un funcionamiento boost (elevador) cuando el primer interruptor activo es forzado permanentemente a estar encendido (cerrado) y los interruptores activos restantes son controlados de tal manera que el segundo interruptor activo y el tercer interruptor conduzcan alternativamente la corriente de manera complementaria;

- el funcionamiento del convertidor CC-CC es según un funcionamiento flyback (de retroceso) cuando el segundo interruptor activo es forzado permanentemente a estar encendido (cerrado) y los interruptores activos restantes son controlados de tal manera que el primer interruptor activo y el cuarto interruptor conduzcan alternativamente la corriente de manera complementaria;

- el funcionamiento del convertidor CC-CC es según un funcionamiento buck (reductor) cuando el tercer interruptor es un interruptor activo y es forzado permanentemente a estar encendido (cerrado) y los interruptores activos restantes son controlados de tal manera que el primer interruptor activo y el cuarto interruptor conduzcan alternativamente la corriente de manera complementaria, o cuando el tercer interruptor es un diodo y los interruptores activos restantes son controlados de tal manera que el primer interruptor activo y el cuarto interruptor conduzcan alternativamente la corriente de forma complementaria.

Un ejemplo comparativo incluye un método de conversión de potencia de CC. Se recibe una entrada de CC. Se aplican señales de control a interruptores activos, donde las señales de control tienen ciclos de trabajo alternos entre el 25% y el 100%. La entrada de CC se acciona, en respuesta a las señales de control, a través de al menos uno de dos o más

- 5 Las técnicas descritas reducen la variación del ciclo de trabajo de conmutación para producir una eficiencia mejorada. Las variaciones del ciclo de trabajo se utilizan para implementar un intervalo de ratios de tensión o de corriente. A medida que los ciclos de trabajo cambian para acomodar diferentes ratios de transferencia, la pérdida del interruptor puede aumentar debido al efecto de capacitancias parásitas y/o pérdida de transición del interruptor. La invención utiliza uno o más interruptores como cambiador del modo de conmutación. Esto reduce la necesidad de cambios drásticos en los ciclos de trabajo de conmutación, al tiempo que consigue un ratio elevado de transferencia de tensión o corriente.
- 10

### Breve descripción de las figuras

La invención se aprecia más a fondo en relación con la siguiente descripción detallada, tomada conjuntamente con los dibujos adjuntos, en los que:

- 15 Las Figuras 1a-1j ilustran varias realizaciones de una implementación de tres interruptores de la invención.
- Las Figuras 2a-2d ilustran varias realizaciones de la implementación de tres interruptores que emplean interruptores pasivos.
- Las Figuras 3a-3d ilustran varias realizaciones de una implementación de cuatro interruptores de la invención.
- Las Figuras 4a-4e ilustran varias realizaciones de una implementación de cuatro interruptores que emplean interruptores pasivos.
- 20 Las Figuras 5a-5b ilustran realizaciones de la invención con una salida aislada.
- Las Figuras 6a-6b ilustran los circuitos descritos de la invención en una configuración conectada en cadena.
- Las figuras 7a-7b ilustran circuitos de reducción de parpadeo configurados de acuerdo con realizaciones de la invención.
- 25 La Figura 8a ilustra un convertidor CA-CC que incorpora una realización de tres interruptores de la invención.
- La Figura 8b ilustra un convertidor CA-CC que incorpora una realización de cuatro interruptores de la invención.
- Los números de referencia iguales se refieren a partes correspondientes a lo largo de las diversas vistas de los dibujos.

### Descripción detallada de la invención

- 30 Las Figuras 1a-1j ilustran varias realizaciones de una implementación de tres interruptores de la invención. Obsérvese que el interruptor A está siempre en el camino de entrada y el interruptor C está siempre en el camino de salida. Dependiendo del estado del interruptor B y/o del interruptor C, el almacenamiento de energía del inductor puede ser solo a través de L1, o de L1 y L2 en serie.
- 35 En la figura 1a, el interruptor A puede ser un interruptor de alternancia maestro para lograr una conversión reductora (buck). El estado del interruptor B es el inverso del estado del interruptor A. El interruptor C está siempre encendido. Por ejemplo, cuando el interruptor A está cerrado, el interruptor B está abierto, por lo que siempre que la tensión de entrada sea superior a la tensión de salida, una corriente positiva pasa por L1, el interruptor A, el interruptor C y L2 hasta la salida. Abrir el interruptor A y cerrar el interruptor B desconecta la entrada. Consecuentemente, la energía almacenada en el inductor L2 se libera hasta la salida a través del interruptor C y el interruptor B.
- 40 Esta configuración contrasta con un convertidor buck, donde el almacenamiento de energía del inductor y los caminos de liberación usan tanto L1 como L2. En la figura 1a en un caso típico donde  $L1 = L2 = Lx$ , la inductancia efectiva de un convertidor buck es alrededor de  $4 \cdot Lx$  durante el almacenamiento de energía dentro del núcleo del inductor. En la Figura 1a, solo L2 está en el camino de liberación de energía por lo que la inductancia efectiva es igual a  $Lx$ .
- 45 En otra realización operativa de la Figura 1a, el interruptor B está encendido y el interruptor C está configurado como el estado inverso del interruptor A. Así, cuando el interruptor A está encendido, se almacena energía en el inductor L1, independientemente de la tensión de salida. Cuando el interruptor A se apaga, la energía del inductor L2 se libera a través del interruptor C y del interruptor B. Esta configuración se comporta como un convertidor flyback donde la entrada y la salida comparten una línea. Por ejemplo, cuando  $L1 = L2 = Lx$ , los caminos de almacenamiento y liberación de energía encuentran  $Lx$ , que representa una conversión flyback (de retroceso) de
- 50

ratio 1 a 1. Seleccionar diferentes valores para L1 y L2 y modificar los ciclos de trabajo pueden generar diferentes ratios de corriente efectiva o transferencia de tensión en este modo.

5 En una tercera configuración, el circuito de la Figura 1a emula un modo de operación boost (elevador). Aquí, el interruptor A está siempre encendido, y el interruptor C está configurado como el estado inverso del interruptor B. Encender el interruptor B almacena la energía en el inductor L1. Apagar el interruptor B libera energía del inductor a través de L1, L2, el interruptor A y el interruptor C. Donde  $L1 = L2 = Lx$ , el camino de liberación de energía del inductor equivale a  $4*Lx$ .

10 Los interruptores A, B o C pueden funcionar en fase, fuera de fase, con ciclos de trabajo superpuestos o sin ciclos de trabajo superpuestos, o incluso de manera aleatoria. Los valores L1 y L2 preseleccionados pueden generar ratios de transferencia de corriente efectiva o de tensión muy amplios. Esto se logra con solo un inductor físico (L1 y L2 están en el mismo núcleo), y al menos tres interruptores.

Opcionalmente, se pueden añadir condensadores a diferentes nodos en el sistema para reducir las corrientes y/o tensiones de rizado de entrada y salida.

15 Las pérdidas de conmutación se mantienen al mínimo minimizando los cambios de ciclo de trabajo a lo largo de un intervalo de tensión de entrada muy amplio. Por ejemplo, cuando la tensión de entrada es significativamente menor que la tensión de salida, se puede seleccionar el modo boost. Cuando el ratio de entrada a salida es más cercano al ratio de L1 a L2, se selecciona un comportamiento equivalente al flyback. Cuando la entrada sobrepasa un cierto umbral superior a la tensión de salida, se selecciona un modo buck.

20 Considérese de nuevo el ejemplo donde  $L1 = L2 = Lx$ . Supóngase también que una tensión de salida ideal ( $V_o$ ) es  $1/3$  de la tensión de entrada ( $V_i$ ) pico,  $V_o = V_i \text{ pico} / 3$ . Cuando está configurado para el funcionamiento en modo buck, durante la tensión de entrada pico, el interruptor A encuentra una inductancia de  $4*Lx$ . Como ambos bobinados están en el mismo núcleo, la corriente de saturación de inductancia ( $I_{sat}$ ) es la mitad de cuando solo un bobinado recibe corriente. La tensión efectiva de inductancia es  $V_i - V_o = 3*V_o - V_o = 2*V_o$ . El tiempo requerido para saturar el núcleo del inductor es proporcional a la inductancia y a la corriente de saturación del inductor, y es inversamente proporcional a la tensión:  $(4*Lx*I_{sat}/2) / (2*V_o) = Lx*I_{sat}/V_o$ .

Supóngase ahora que la tensión de entrada está más cerca de  $V_o$  ( $1/3$  de  $V_i$  pico en este ejemplo), y se selecciona el modo flyback. En este modo la inductancia de entrada es  $Lx$  y la tensión a través de L1 es  $V_i = V_o$ . El tiempo requerido para saturar el núcleo del inductor es proporcional a:  $Lx*I_{sat}/V_o$ . Así que aunque la tensión de entrada sea  $1/3$  de la tensión pico, el tiempo requerido para saturar el núcleo del inductor es el mismo.

30 Para el modo boost, el interruptor A está siempre encendido, la absorción de corriente de entrada se produce tanto cuando el interruptor B está encendido como cuando está apagado. Esto puede aumentar la absorción de corriente de entrada. Así que a la mitad de la tensión de entrada, en comparación con el modo flyback, se absorbe la misma potencia desde la entrada. Esto amplía aún más el intervalo de tensión de entrada que puede absorber potencia de entrada, mientras que mantiene una frecuencia de conmutación más estrecha y con menos variación de ciclos de trabajo en comparación con los métodos convencionales.

35 Para ver el efecto de este método en la pérdida de conmutación, supóngase que todas las bobinas y todos los interruptores no tienen resistencia parásita y que no hay otra fuente de pérdida excepto las capacitancias parásitas y las pérdidas de transición de los interruptores. En el ejemplo mencionado anteriormente donde  $L1 = L2 = Lx$ , a la tensión de entrada pico, donde se utiliza un modo buck, es suficiente solo un 50% de ciclo de trabajo en el interruptor A para alcanzar una  $V_o$  equivalente a  $1/3$  de la tensión de entrada pico. Un MOSFET típico capaz de conmutar a unos pocos cientos de voltios y capacidad de corriente de unos pocos amperios normalmente tiene tiempos de transición de interruptor de alrededor de diez nanosegundos, y capacitancias parásitas de alrededor de cientos de picofaradios. Un cálculo rápido de la pérdida de conmutación del interruptor sería:  $P_{sw} = (V*I*(t_{RISE} + t_{FALL})) / (2*T)$  donde  $P_{sw}$  es la pérdida de potencia del interruptor,  $V$  es la tensión a través del interruptor mientras el interruptor está apagado,  $I$  es la corriente del interruptor,  $t_{RISE}$  y  $t_{FALL}$  son los tiempos de subida y de caída del interruptor, y  $T$  es el periodo de conmutación. Si  $t_{RISE}$  y  $t_{FALL}$  son 10 ns, se puede querer limitar la frecuencia de conmutación a alrededor de 1 MHz para mantener la pérdida de transición del interruptor a menos del 2% en cada interruptor activo (interruptor A y B). Supongamos que la tensión de entrada es 300 V y la corriente de entrada es 1 A. Con un ciclo de trabajo del 50%, la potencia de entrada es  $300*1*50\% = 150 \text{ W}$ . Con un 4% de pérdida total (aproximadamente 2% en el interruptor A y 2% en el interruptor B), la eficiencia sería del 96% y se transfieren 144 W a la salida. Para una salida de tensión ideal de  $1/3$  de 300 V ( $300/3 = 100 \text{ V}$ ), esto genera una salida de 1,44 A. En este escenario, se pierden 6 W en los interruptores A y B combinados. Ahora supóngase una tensión de entrada que sea  $1/9$  de la tensión de entrada pico ( $300/9 = 33,33 \text{ voltios}$ ) y se selecciona el modo boost. Un ciclo de trabajo del 50% que encienda el interruptor B y el C genera 100 V a la salida. El camino de descarga del inductor es L1 y L2, de manera que la potencia total absorbida de la entrada es  $(33,33*2*50\% + 33,33*1*50\%) = 50 \text{ W}$ . Esto se puede lograr a 333,33 KHz, por lo que la pérdida de conmutación total es insignificante, estando en torno al 1,33%. En este caso, se transfieren 49,33 W a la salida y se pierden 0,67 W en los interruptores B y C.

En el ejemplo anterior de la invención, la eficiencia mínima era del 96% a la tensión de entrada pico utilizando una bobina con corriente de saturación de 1 A en ambos bobinados L1 y L2 en serie. Esto contrasta con un convertidor flyback de la técnica anterior. Para conseguir el mismo nivel de rendimiento a baja tensión a partir de un convertidor flyback de la técnica anterior, se requiere un transformador de ratio 1 a 3. Con este ratio, una tensión de entrada de 33,33 V y un ciclo de trabajo del 50% en los interruptores de entrada y salida generan 100 V a la salida y una eficiencia comparable. Ahora si la tensión de entrada aumenta a 300 V, el ciclo de trabajo debe reducirse al 10% para generar 100 V a la salida con el mismo transformador 1 a 3 ( $300 \times 3/1 \times (10\%/90\%) = 100 \text{ V}$ ). Esto significa que la pérdida de conmutación relativa aumenta en un factor de 5 (50% en esta invención frente al 10% utilizando un convertidor flyback) y la absorción de potencia de entrada se divide entre 5 ( $300\text{V} \times 1\text{A} \times 10\% = 30 \text{ W}$ ).

En resumen, esto significa que en un convertidor flyback de la técnica anterior a 300 V de tensión de entrada, comparado con esta invención, la absorción total de potencia de entrada y, de manera subsecuente, la entrega de potencia de salida está reducida en un factor de cinco (30 W en lugar de 150 W). Para compensar esta pérdida en un convertidor flyback de la técnica anterior, la única opción es aumentar la corriente de saturación del inductor y la capacidad de almacenamiento del inductor 5 veces, aumentando la corriente de entrada del estado ON a 5 A y reduciendo la frecuencia de conmutación en un ratio de 5 para compensar el aumento en Pin. Un aumento de inductancia y un aumento de corriente de saturación de 5 veces significan aproximadamente un aumento de más de 5 veces del tamaño de la bobina. Como la corriente de entrada ha aumentado y la frecuencia de funcionamiento se ha reducido, para mantener la misma tensión de rizado de entrada, los condensadores de entrada deben ser  $5 \times 5 = 25$  veces mayores. Un aumento de la inductancia va acompañado de un aumento de la resistencia parásita del inductor.

Así, en la técnica anterior, se necesita aumentar el tamaño de los componentes para compensar el ciclo de trabajo perdido. La invención no tiene este problema porque solo hay pequeñas variaciones en los ciclos de trabajo. En la práctica, el ahorro de espacio de la invención puede equivaler a más de un orden de magnitud en comparación con la técnica anterior. La mayoría de los reguladores de conmutación de alta tensión más recientes están limitados a operaciones de conmutación de alrededor de cien kilohercios debido a problemas de pérdidas de conmutación. La invención es capaz de funcionar a una frecuencia de conmutación de más de 500 KHz en el caso de 150 W desde 300 V de entrada a 100 V de salida, y a más de un 95% de eficiencia. Al mismo tiempo, el volumen total de componentes se reduce de 10 a 30 veces. Un condensador de entrada significativamente más pequeño (25 veces más pequeño en el ejemplo anterior) permite a un diseñador utilizar condensadores de alta fiabilidad, tales como condensadores cerámicos en lugar de condensadores electrolíticos ordinarios. Esto es muy importante en el diseño de fuentes de alimentación de alta fiabilidad. La vida de un condensador electrolítico es normalmente de alrededor de un par de miles de horas a 105°C aproximadamente, mientras que los condensadores cerámicos pueden durar varias décadas en condiciones similares.

Obsérvese que en cada configuración el interruptor A está en el camino de entrada y se puede utilizar para monitorizar las propiedades de la carga de entrada. El interruptor C está siempre en el camino de salida y se puede utilizar para monitorizar las propiedades de la carga de salida. Esto es especialmente beneficioso cuando un diseñador tiene la intención de monitorizar el Factor de Potencia del sistema y ajustar la frecuencia de conmutación o cambiar el ciclo de trabajo para mantener ciertas propiedades de la carga de entrada o de salida. Por ejemplo, la corriente de entrada se puede ajustar para imitar un comportamiento casi resistivo basándose en la tensión de entrada para alcanzar un Factor de Potencia muy próximo a 1. Alternativamente, la corriente de entrada o la potencia de entrada total se pueden ajustar para un valor bastante constante. Un aumento en la corriente de entrada a tensiones de entrada más bajas en comparación con la resistencia de entrada equivalente efectiva genera una "resistencia negativa dinámica", lo que significa que la impedancia equivalente de entrada se reduce a tensiones de entrada más bajas. En un entorno doméstico o industrial esto se puede utilizar para compensar la absorción de corriente no lineal de otros dispositivos principales cargados en la línea de CA y aumentar la eficiencia de las líneas eléctricas de la red en algunos casos.

La Figura 1b es similar a la Figura 1a, pero el interruptor A y el inductor L1 han cambiado de posición, con el interruptor A conectado directamente a la entrada, seguido por el inductor L1. La Figura 1c es similar a la Figura 1a, pero el interruptor C y el inductor L2 han cambiado de posición, con el interruptor C conectado directamente a la salida siguiendo al inductor L2. La Figura 1d es similar a la Figura 1a, pero el interruptor A está en la entrada y el interruptor C está en la salida, con los inductores L1 y L2 compartiendo un cable común.

La Figura 1e ilustra una configuración donde el interruptor C y L2 están en un camino de retorno de la salida. La Figura 1f es similar a la Figura 1e, pero el interruptor A y el inductor L1 han cambiado de posición, con el interruptor A conectado directamente a la entrada, seguido por el inductor L1. La Figura 1g es similar a la Figura 1e, pero el interruptor C y el inductor L2 han cambiado de posición, con el interruptor C conectado directamente a la salida. La Figura 1h es similar a la Figura 1g, pero el interruptor A está conectado directamente a la entrada.

La Figura 1i es similar a la Figura 1e, pero los interruptores A y C están en el camino de retorno y los inductores L1 y L2 comparten un cable común. La Figura 1j es similar a la Figura 1e, pero el interruptor A está en el camino de retorno de la entrada y el inductor L2 está en el camino de retorno de la salida.

Las Figuras 2a-2d ilustran una implementación de tres interruptores con al menos un interruptor pasivo (esto es, un interruptor que no está controlado activamente, un diodo es un interruptor pasivo). La Figura 2a es igual que la Figura 1a, pero el interruptor C es un diodo. La Figura 2b es igual que la Figura 1e, pero el interruptor A es un diodo. En la Figura 2c, el interruptor C es un diodo y el inductor L2 está en el camino de retorno de la salida. En la Figura 2d, el interruptor A es un diodo y el interruptor C está en el camino de retorno de la salida.

Otra realización de la invención utiliza cuatro interruptores. Una ventaja de esta configuración es un control más sencillo de los interruptores. Las Figuras 3a-3d ilustran varias realizaciones de cuatro interruptores de la invención. La Figura 3a es una versión ampliada de la configuración de tres interruptores de la Figura 1a, donde se añade un interruptor D. La Figura 3b es similar a la Figura 3a, pero el interruptor C está en la unión entre los caminos de retorno de la entrada y la salida. La Figura 3c es similar a la Figura 3a, pero el inductor L2 está en el camino de retorno de la salida. La Figura 3d es similar a la Figura 3b, pero el inductor L2 está en el camino de retorno de la salida.

Las Figuras 4a-4e muestran versiones donde uno o dos de los interruptores controlados activamente están sustituidos por diodos. La Figura 4a es igual que la Figura 3a, pero el interruptor D es un diodo. La Figura 4b es igual que la Figura 3a, pero el interruptor C es un diodo. La Figura 4c es igual que la Figura 3a, pero ambos interruptores C y D son diodos. La Figura 4d es igual que la Figura 3a, pero ambos interruptores A y D son diodos. La Figura 4e es la misma que la Figura 3a, pero el interruptor A es un diodo.

La Figura 4c es una versión simplificada de la Figura 4a donde dos de los interruptores controlados activamente han sido sustituidos por diodos. En la figura 4c, cuando el interruptor B está cerrado, el interruptor A puede alternar para actuar efectivamente como un convertidor flyback con una línea compartida. L1 actúa como primario y L2 actúa como secundario de un transformador.

Para los circuitos de las Figuras 4a-4e, cuando el interruptor B está abierto, alternar el interruptor A da lugar a un convertidor buck. En esta condición, la tensión de salida es siempre menor que la tensión de entrada. Cuando los interruptores A y C están cerrados y  $V_i$  es mayor que  $V_o$ , pasa corriente positiva por L1, el interruptor A, C y L2. Como resultado, se almacena energía en L1 y L2. Cuando el interruptor A se abre, L2 y el interruptor D actúan como camino de conducción y se transfiere energía a la salida.

En una configuración diferente, el interruptor B está cerrado y alternar el interruptor A da lugar a un convertidor flyback con una línea común entre la entrada y la salida. En este estado, la tensión de salida puede ser inferior o superior a la tensión de entrada. Cuando el interruptor A está cerrado y el interruptor C está abierto, independientemente de la tensión de salida, pasa corriente por L1, el interruptor A y el interruptor B. Como resultado, se almacena energía en L1. Cuando el interruptor A se abre, L2 y el interruptor D actúan como camino de conducción y se transfiere energía a la salida.

En otra configuración, el interruptor A está encendido y el interruptor B se utiliza para alternar encendido y apagado. En este caso, el convertidor actúa como un convertidor boost modificado. Cuando el interruptor B está encendido y el interruptor C está apagado, independientemente de la tensión de salida, la corriente fluye a través del interruptor A, B y L1. Así, L1 almacena energía. Cuando el interruptor B se apaga y el interruptor C se enciende, la energía del inductor de L1 y L2 se aplica a la salida.

Se pueden utilizar otras combinaciones de alternancia de los interruptores A y B con ciclos de trabajo superpuestos para conseguir otros ratios de transferencia de tensión o corriente. Esto permite diferentes ratios de transferencia de corriente o tensión y otros comportamientos de conmutación, incluyendo una topología Split-pi equivalente.

Una ventaja de la invención es el esquema de control simplificado para implementar funciones buck-boost. En todos los escenarios, el interruptor A está siempre en el camino de la corriente de entrada alternando la corriente de entrada. En un escenario, el interruptor B puede actuar como "cambiador de modo" del ratio de transferencia para seleccionar entre los modos flyback y buck de conversión. Estos dos interruptores pueden funcionar en conjunto, o independientes entre sí. El funcionamiento independiente de estos dos interruptores puede hacer el diseño de convertidores CC-CC y CA-CC de alta tensión mucho más fácil. Por ejemplo, el interruptor A se puede activar dependiendo de su corriente, y el interruptor B se puede activar basándose en el nivel momentáneo de tensión de entrada. Esto permite que el interruptor A funcione a alta frecuencia y tensiones muy altas, sin necesidad de ninguna comunicación a otros interruptores. Diseñar un camino de comunicación de alta velocidad capaz de trabajar a altas diferencias de tensión es un desafío, y un factor limitador importante para los convertidores CC-CC de alta tensión conmutados. Como el interruptor A está siempre en el camino de la corriente de entrada, se puede utilizar el mismo interruptor para monitorizar las propiedades de la carga de entrada y para hacer los ajustes necesarios para un Factor de Potencia deseado.

Una ventaja de la invención son ratios más amplios de transferencia arbitraria. Puesto que tanto L1 como L2 están en el mismo núcleo, cuando la potencia de entrada pasa a través tanto de L1 como de L2, la inductancia es significativamente mayor que L1, L2 o la suma de L1 y L2. Por ejemplo, cuando  $L1 = L2 = Lx$ , la inductancia efectiva es casi  $4 \cdot Lx$ . Esto ayuda a reducir la corriente de rizado cuando el convertidor funciona en un modo buck. En los modos flyback o boost, solo L1 está en el camino de conducción de entrada, por lo que el interruptor de entrada A

solo contempla L1, que es igual a Lx. Esta condición es beneficiosa, específicamente para el modo flyback, que permite un funcionamiento de frecuencia más alta. Una inductancia inferior eleva la corriente más deprisa y se logra más rápidamente el mismo nivel de energía almacenada dentro del material del núcleo del inductor. Normalmente se necesita el funcionamiento del modo flyback o boost cuando la tensión de entrada es menor que la tensión de salida, o cercana a la misma. Un funcionamiento de frecuencia más alta se tolera mejor en aras de capacitancias parásitas funcionando a una tensión menor. Las pérdidas de transición del interruptor son bajas a tensiones de entrada más bajas. Durante el modo buck, la alta inductancia contemplada por el camino de entrada, generada por L1 y L2 en serie, ayuda a disminuir la corriente de rizado y reduce la capacitancia parásita y las pérdidas de conmutación. Con la selección de diferentes valores y proporciones de L1 y L2, pueden obtenerse ratios arbitrarios de tensión y de transferencia de corriente muy amplios con un número reducido de componentes, mientras que la pérdida de conmutación se puede mantener al mínimo.

Se puede añadir un tercer inductor, L3, en el mismo núcleo para generar una salida aislada tanto en configuraciones de tres como de cuatro interruptores. Se requiere un nuevo interruptor o diodo controlado activamente para generar salida de CC en cada caso. Las Figuras 5a y 5b muestran ejemplos de un inductor aislado, L3. La figura 5a muestra el circuito de la figura 1a con un inductor adicional L3 y el interruptor D para generar una salida aislada. La figura 5b muestra una versión de salida aislada de la figura 3a con la adición del inductor L3 y el interruptor E. Esta configuración tiene todas las ventajas de una versión de dos inductores acoplados, junto con que tiene una salida de CC aislada.

Múltiples etapas de este nuevo convertidor se pueden conectar en cadena a etapas similares u otras etapas estándar CC-CC para conseguir posibilidades ampliadas de conversión de potencia. Se pueden acoplar inductores individuales o acoplados, en etapas subsiguientes o etapas anteriores, al mismo núcleo que L1 y L2 (y L3 para la versión aislada) o estar en núcleos distintos. Las Figuras 6a y 6b ilustran ejemplos de este enfoque multi-etapa. En la Figura 6a, cuando el interruptor B está encendido, o cuando el interruptor D está encendido, se generan diferentes caminos de retorno para el interruptor A. Cuando el interruptor A se cierra, la corriente puede pasar a través de diferentes bobinados en el mismo núcleo, dependiendo del estado de otros interruptores, en este caso los interruptores B y D. Dependiendo de los valores L1, L2 y L3 y los ciclos de trabajo de los interruptores A a E, se puede generar un ratio diferente de transferencia de tensión o corriente. La presencia de un nuevo inductor en el mismo núcleo, en este caso L3, proporciona posibilidades adicionales para ratios de transferencia arbitrarios sin forzar la frecuencia o los ciclos de trabajo a condiciones extremas. La Figura 6b muestra una versión con (n) inductores en el mismo núcleo y un número ampliado de interruptores para crear aún más etapas conectadas en cadena.

Una aplicación de este nuevo convertidor es accionar un diodo emisor de luz (LED, por sus siglas en inglés). Una entrada de CA tiene una tensión variable que varía de 0 a una tensión positiva pico y luego regresa a cero, seguida de una tensión negativa que alcanza un pico negativo y luego vuelve de nuevo a cero. Esto suele ocurrir 50 o 60 veces por segundo para las fuentes de potencia de CA convencionales en el uso comercial e industrial. Esta tensión ampliamente variable hace que diseñar un convertidor CA-CC de alta eficiencia sea un desafío. Los cables LED a veces tienen caídas de tensión significativas a lo largo de los mismos. Para mantener un buen Factor de Potencia es necesario absorber potencia de la línea de CA en cada ciclo, lo mismo que una carga resistiva.

Un enfoque típico para la conversión CA-CC es usar un puente de diodo para convertir la entrada de CA a una tensión de CC rectificada, y luego utilizar esta tensión de CC en la entrada de un convertidor CC-CC para generar la tensión de salida adecuada. Cuando la tensión de entrada es aproximadamente mayor que la caída de tensión del cable LED, se requiere un regulador de bajada. Cuando la tensión de entrada es aproximadamente más baja que la caída de tensión del cable LED, se requiere un regulador de subida. El convertidor descrito soporta funcionamientos de bajada y de subida.

Es deseable eliminar o reducir el efecto de parpadeo de la línea de CA creado por variaciones en la tensión de CA. Un ejemplo común de una luz parpadeante es una luz fluorescente. Las lámparas fluorescentes que funcionan con CA pueden generar el doble de la frecuencia de la línea de CA que las hace funcionar. En la luz LED que funciona con CA, normalmente un rectificador de puente de diodo genera una salida con un componente de frecuencia dominante de dos veces la frecuencia de la línea de CA. Por ejemplo, para una línea de 60 Hz de CA, un rectificador de puente de diodo genera una salida con una frecuencia dominante de 120 Hz. Si no hay almacenamiento de energía en el sistema, a medida que cambia la tensión de la línea, la intensidad de la luz puede variar y generar un parpadeo de 120 Hz. Aunque los seres humanos no pueden ver a la luz parpadear a una frecuencia mayor de unos 50 Hertz, el sistema sensorial de algunos individuos puede de alguna manera detectar el parpadeo. Desde que la iluminación fluorescente se introdujo en los lugares de trabajo, ha habido quejas acerca de dolores de cabeza, fatiga ocular y molestias oculares en general.

La presente invención tiene la capacidad de implementar funcionamientos buck o boost. Esto acorta la duración del tiempo en que no se absorbe potencia de la entrada. Esto reduce la cantidad de almacenamiento requerido para accionar un LED durante tensiones de entrada bajas momentáneas, conocidas como "período de transición". Otro enfoque utilizado en la presente invención es accionar una carga de salida durante un periodo de transición utilizando un condensador en serie o supercondensador con la carga. Una simple etapa boost o flyback se puede conectar a este condensador y puede utilizar su energía para accionar el LED cuando sea necesario.

La Figura 7a muestra un cable LED 700 con condensador de almacenamiento en serie, Cs. La entrada de CA se aplica a un rectificador 702, que produce entrada de CC, que se aplica al convertidor CC-CC 704. La salida del convertidor CC-CC 704 se aplica al cable LED 700. El condensador Cs está en serie con el cable LED 700 y almacena energía cuando la corriente pasa a través del cable LED 700. Un controlador 706 está conectado a los nodos de entrada y salida del condensador Cs. El controlador 706 implementa una conversión boost o flyback.

El controlador 706 puede estar diseñado para utilizar la energía almacenada del condensador Cs durante un período de transición para accionar el cable LED 700. Cuando la energía eléctrica recibida de la línea de CA es alta, se almacena energía y esta energía se utiliza para accionar el cable LED 700 cuando la energía recibida de la línea de CA es baja. A medida que aumenta la potencia desde el convertidor CC-CC 704, la corriente de salida carga el cable LED 700 y el condensador en serie Cs. La caída de tensión del cable LED 700 combinada con la caída de tensión del condensador Cs reduce la corriente generada por el convertidor CC-CC 704. La potencia momentánea es bastante constante y  $P = V \cdot I$ ; donde "P" es potencia momentánea, "V" es la tensión de salida e "I" es la corriente de salida. Para un cierto paquete de energía liberado a la salida, un aumento de la caída de tensión de salida reduce la corriente efectiva. La energía almacenada del condensador en serie Cs se puede calcular como  $0,5 \cdot Cs \cdot V^2$ . Utilizar esta energía para accionar el cable LED 700 reduce la caída de tensión del condensador en serie, lo que subsecuentemente aumenta la corriente efectiva de salida de conmutación CC-CC. Con un diseño adecuado, el valor de tensión para este condensador en serie (o supercondensador) puede ser inferior, igual o superior a la caída de tensión del cable LED 700. Este enfoque simplifica el diseño del sistema de almacenamiento requerido para la reducción del parpadeo.

La Figura 7b muestra la misma etapa con la adición de un componente resistivo, Rs. Rs es una resistencia de detección que puede estar en serie con el cable LED 700 y Cs. Rs es una resistencia muy baja para permitir la monitorización precisa de la corriente del cable LED y para mejorar la precisión de la etapa de reducción de parpadeo.

La Figura 8a ilustra un ejemplo de convertidor CA-CC que incorpora una realización de tres interruptores de la invención. La entrada de CA se aplica al rectificador 800. Un controlador 802 modula la conmutación de los interruptores A, B y C. Cuando la tensión rectificadora de CC del rectificador 800 es mayor que la salida de CC, el controlador 802 configura los interruptores A, B y C como sigue. El interruptor A es el interruptor de alternancia maestro y el interruptor C está en el estado opuesto al interruptor A, mientras que el interruptor B está apagado. Esto emula un modo buck. El interruptor A se enciende hasta que la corriente a través de Rs alcanza una corriente de saturación de L1 y L2 en serie, entonces el interruptor A se apaga y el interruptor C se enciende hasta que la corriente que pasa a través de L2 llega a cero. Esto inicia el siguiente ciclo de actividad del interruptor A.

Cuando la tensión rectificadora de CC del puente rectificador 800 es menor que  $(L1/(L1+L2) \cdot CC_{out})$ , el controlador 802 configura el interruptor A para que esté encendido, el interruptor B es el interruptor de alternancia maestro y el interruptor C es el inverso del interruptor B. Esto proporciona una conversión equivalente a la boost. El interruptor B se enciende hasta que la corriente en Rs alcanza la corriente de saturación de L1, entonces se apaga hasta que la corriente que pasa por L1 y L2 en serie llega a cero.

Cuando la tensión rectificadora de CC del puente rectificador 800 está entre  $(L1/(L1+L2) \cdot CC_{out})$  y la  $CC_{out}$ , el controlador 802 configura los interruptores como sigue. El interruptor A es el interruptor de alternancia maestro, el interruptor B está encendido y el interruptor C está en el estado inverso del interruptor A. Como se ha descrito anteriormente, emula una conversión flyback con una línea común de entrada y salida. El interruptor A se enciende hasta que la corriente en Rs alcanza la corriente de saturación L1, entonces se apaga hasta que la corriente que pasa por L2 llega a cero. En la Figura 8a, opcionalmente se añade el condensador Cout a la salida de CC para reducir la tensión de rizado de salida. Un condensador de salida de este tipo también se puede utilizar con otras realizaciones de la invención.

La Figura 8b ilustra un circuito similar con cuatro interruptores. El controlador 802 solo controla los interruptores A y B. El interruptor C y el interruptor D son diodos. Este controlador, como los otros controladores de la invención, puede implementar tres modos: buck, flyback y boost.

Aquellos expertos en la técnica apreciarán que el circuito relativamente simple de la invención soporta modos de funcionamiento buck, flyback y boost con tan solo dos interruptores activos. Esto facilita menores costes de componentes, tamaños más pequeños y facilidad de fabricación. Ventajosamente, las transiciones del ciclo de trabajo entre modos de funcionamiento son relativamente pequeñas, reduciendo así las pérdidas de potencia. Por ejemplo, un rango de tensión de entrada de 36x (tensión de entrada en el intervalo de  $V_{salida}/6$  a  $V_{salida} \cdot 6$ ) puede ser soportado por un intervalo de ciclos de trabajo que nunca caen por debajo del 25%. En un convertidor flyback con un ratio de 1 a 1, en el mismo rango de tensión de entrada de 36x, el ciclo de trabajo baja hasta un 2,7%, lo que da lugar a grandes pérdidas de potencia. Así, la invención proporciona una mejora de 9,25x en la eficiencia del ciclo de trabajo, en comparación con un convertidor flyback de la técnica anterior.

La invención soporta una frecuencia de conmutación con un periodo de  $100 \cdot (t_{FALL} + t_{RISE})$ , mientras mantiene aún una eficiencia superior al 95% sobre un cambio de tensión de entrada de 9x (por ejemplo  $V_{salida}/3$  a  $V_{salida} \cdot 3$ ). Para un interruptor típico con un tiempo de caída y subida de 10 ns, esto puede equivaler a una velocidad de

conmutación de 500 KHz. Ventajosamente, la configuración del circuito de la invención permite que se utilicen núcleos inductores tan pequeños como de 0,25 cc para convertir más de 50 W.

5 Además de en accionadores de LED, esta invención se puede utilizar en cualquier entorno con una tensión que varíe ampliamente, CA o CC. Ejemplos de tales aplicaciones son convertidores CA-CC o CC-CC para equipos de telecomunicaciones que conducen potencia desde líneas ruidosas, dispositivos que funcionan con baterías, tales como ordenadores portátiles y dispositivos de mano, o fuentes de alimentación en automoción, tren, barco, avión y otros vehículos.

10 Otra aplicación para esta invención es cualquier fuente de alimentación aislada CA-CC o CC-CC. Esto incluye, pero no se limita a, fuentes de alimentación portátiles, fuentes de alimentación de ordenadores portátiles y fuentes de alimentación de equipos de servidor.

15 La descripción anterior, con propósitos de explicación, utilizó una nomenclatura específica para proporcionar una comprensión profunda de la invención. Sin embargo, será evidente para un experto en la técnica que no se requieren detalles específicos para poner en práctica la invención. Así, las descripciones anteriores de realizaciones específicas de la invención están presentadas con propósitos de ilustración y descripción. No se pretende que sean exhaustivas o que limiten la invención a las formas precisas descritas; obviamente, son posibles muchas modificaciones y variaciones en vista de las enseñanzas anteriores. Las realizaciones se eligieron y describieron para explicar de la mejor manera los principios de la invención y sus aplicaciones prácticas, y permiten así a otros expertos en la técnica utilizar de la mejor manera la invención y diversas realizaciones con diversas modificaciones, según sean adecuadas para el uso particular contemplado. Se pretende que las siguientes reivindicaciones y sus  
20 equivalentes definan el alcance de la invención.

**REIVINDICACIONES**

1. Un convertidor CC-CC que comprende:
- una entrada de CC (IN) que comprende un terminal de entrada positivo y un terminal de entrada negativo,
- una salida de CC (OUT) que comprende un terminal de salida positivo y un terminal de salida negativo,
- 5 dos o más inductores (L1, L2) acoplados a un núcleo común;
- tres interruptores (A, B, C) que incluyen dos o más interruptores activos,
- un controlador configurado para controlar el funcionamiento del convertidor CC-CC controlando los interruptores activos;
- 10 una rama de entrada positiva, una rama de entrada negativa, una rama de salida positiva, una rama de salida negativa y una rama interna,
- y un nodo interno positivo y un nodo interno negativo;
- en donde: la rama de entrada positiva está conectada entre el terminal de entrada positivo y el nodo interno positivo;
- la rama de entrada negativa está conectada entre el terminal de entrada negativo y el nodo interno negativo;
- la rama interna está conectada entre el nodo interno positivo y el nodo interno negativo;
- 15 la rama de salida positiva está conectada entre el nodo interno positivo y el terminal de salida positivo;
- la rama de salida negativa está conectada entre el nodo interno negativo y el terminal de salida negativo;
- en donde: el primero de los al menos dos inductores acoplados (L1) está situado en serie con la entrada de CC (IN), ya sea en la rama de entrada positiva o en la rama de entrada negativa;
- 20 el segundo de los al menos dos inductores acoplados (L2) está situado en serie con la salida de CC (OUT), ya sea en la rama de salida positiva o en la negativa;
- el primero de los al menos dos interruptores activos (A) está situado en serie con la entrada de CC (IN), ya sea en la rama de entrada positiva o en la rama de entrada negativa,
- 25 la rama interna consiste en el segundo de los al menos dos interruptores activos (B); y el tercer interruptor restante (C) está situado en serie con la salida de CC (OUT), ya sea en la rama de salida positiva o en la rama de salida negativa;
- caracterizado por que, el controlador está configurado además para seleccionar una topología CC-CC entre un conjunto de más de una topologías CC-CC posibles basándose en la tensión de entrada de la entrada de CC (IN), controlando los al menos dos interruptores activos para que uno de los tres interruptores se vea forzado a conducir corriente permanentemente según la topología seleccionada, siempre que la topología seleccionada no cambie, los dos interruptores restantes se vean forzados a conducir corriente alternativamente de manera complementaria de tal manera que el número total de inductores que conducen corriente cambie alternativamente, y la conversión de potencia CC-CC se lleve a cabo según la topología seleccionada.
- 30
2. El convertidor CC-CC de la reivindicación 1 configurado para llevar a cabo conversión de potencia CC-CC según un funcionamiento boost cuando el primer interruptor activo (A) está permanentemente encendido.
- 35
3. El convertidor CC-CC de la reivindicación 1 configurado para llevar a cabo conversión de potencia CC-CC según un funcionamiento buck cuando el tercer interruptor (C) se mantiene encendido, o cuando es un diodo y el controlador está configurado para operar los otros dos interruptores activos (A, B) para encenderlos y apagarlos de manera complementaria.
4. El convertidor CC-CC de la reivindicación 1 configurado para llevar a cabo la conversión de potencia CC-CC según un funcionamiento flyback cuando el segundo interruptor activo (B) está permanentemente encendido.
- 40
5. El convertidor CC-CC de la reivindicación 1, en donde el tercer interruptor es un diodo (C).
6. El convertidor CC-CC de la reivindicación 1, en donde el controlador está configurado para monitorizar propiedades de carga de entrada monitorizando propiedades eléctricas del interruptor de entrada.
7. El convertidor CC-CC de la reivindicación 1, en donde el controlador está configurado para monitorizar propiedades de carga de salida monitorizando propiedades eléctricas de al menos un interruptor.
- 45

8. El convertidor CC-CC de la reivindicación 1, que comprende además un condensador cerámico en el nodo de salida.
9. El convertidor CC-CC de la reivindicación 1, en donde el controlador está configurado para emplear solamente ciclos de trabajo de 25% o más.
- 5 10. Un convertidor CC-CC que comprende:
- una entrada de CC (IN) que comprende un terminal de entrada positivo y un terminal de entrada negativo, una salida de CC (OUT) que comprende un terminal de salida positivo y un terminal de salida negativo,
- dos o más inductores (L1, L2) acoplados a un núcleo común;
- cuatro interruptores (A, B, C, D) que incluyen dos o más interruptores activos,
- 10 y un controlador configurado para controlar el funcionamiento del convertidor CC-CC controlando los interruptores activos para seleccionar una topología CC-CC entre un conjunto de más de una topologías CC-CC posibles basándose en la tensión de entrada de la entrada de CC (IN);
- una rama de entrada positiva, una rama de entrada negativa, una rama de salida positiva, una rama de salida negativa, una rama interna positiva, una rama interna negativa, una primera rama interna paralela y una segunda rama interna paralela
- 15 y un primer nodo interno positivo, un segundo nodo interno positivo, un primer nodo interno negativo y un segundo nodo interno negativo;
- en donde: la rama de entrada positiva está conectada entre el terminal de entrada positivo y el primer nodo interno positivo;
- 20 la rama de entrada negativa está conectada entre el terminal de entrada negativo y el primer nodo interno negativo;
- la primera rama interna paralela está conectada entre el primer nodo interno positivo y el primer nodo interno negativo;
- la rama interna positiva está conectada entre el primer nodo interno positivo y el segundo nodo interno positivo;
- la rama interna negativa está conectada entre el primer nodo interno negativo y el segundo nodo interno negativo;
- 25 la segunda rama interna paralela está conectada entre el segundo nodo interno positivo y el segundo nodo interno negativo;
- la rama de salida positiva está conectada entre el segundo nodo interno positivo y el terminal de salida positivo;
- y la rama de salida negativa está conectada entre el segundo nodo interno negativo y el terminal de salida negativo;
- en donde: el primero de los al menos dos inductores acoplados (L1) está situado en serie con la entrada de CC (IN), ya sea en la rama de entrada positiva o en la rama de entrada negativa;
- 30 el segundo de los al menos dos inductores acoplados (L2) está situado en serie con la salida de CC (OUT), ya sea en la rama de salida positiva o en la negativa;
- el primero de los al menos dos interruptores activos (A) está situado en serie con la entrada de CC (IN), en la rama de entrada positiva;
- 35 la primera rama interna paralela consiste en el segundo de los al menos dos interruptores activos (B);
- el tercer interruptor (C) está situado o bien en la rama interna positiva o en la rama interna negativa;
- y la segunda rama interna paralela consiste en el cuarto interruptor (D);
- en donde, controlando los dos a cuatro interruptores activos, el controlador está configurado para forzar permanentemente uno de los interruptores para que conduzca corriente permanentemente según la topología seleccionada, siempre y cuando la topología seleccionada no cambie, de tal manera que:
- 40 - el funcionamiento del convertidor CC-CC es según un funcionamiento boost cuando el primer interruptor activo (A) es forzado a estar permanentemente encendido y los interruptores activos restantes son controlados de tal manera que el segundo interruptor activo (B) y el tercer interruptor (C) conducen corriente alternativamente de manera complementaria;

- el funcionamiento del convertidor CC-CC es según un funcionamiento flyback cuando el segundo interruptor activo (B) es forzado a estar permanentemente encendido y los interruptores activos restantes son controlados de tal manera que el primer interruptor activo (A) y el cuarto interruptor (D) conducen corriente alternativamente de manera complementaria;
- 5 - el funcionamiento del convertidor CC-CC es según un funcionamiento buck cuando el tercer interruptor (C) es un interruptor activo y es forzado a estar permanentemente encendido y los interruptores activos restantes son controlados de tal manera que el primer interruptor activo (A) y el cuarto interruptor (D) conducen corriente alternativamente de manera complementaria o cuando el tercer interruptor es un diodo y los interruptores activos restantes son controlados de tal manera que el primer interruptor activo (A) y el cuarto interruptor (D) conducen corriente alternativamente de manera complementaria.
- 10 11. El convertidor CC-CC de la reivindicación 10, en donde al menos uno de los interruptores tercero y cuarto es un diodo (C, D).
- 12. El convertidor CC-CC de la reivindicación 10, en donde el controlador está configurado para monitorizar propiedades de carga de entrada monitorizando propiedades eléctricas del interruptor de entrada.
- 15 13. El convertidor de CC a CC de la reivindicación 10, en donde el controlador está configurado para monitorizar propiedades de carga de salida monitorizando propiedades eléctricas de al menos un interruptor.

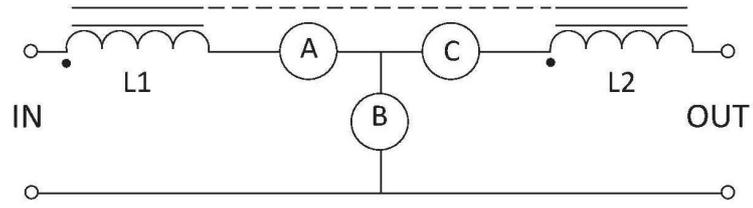


Figura 1a

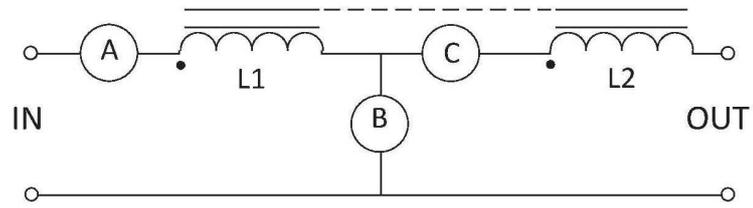


Figura 1b

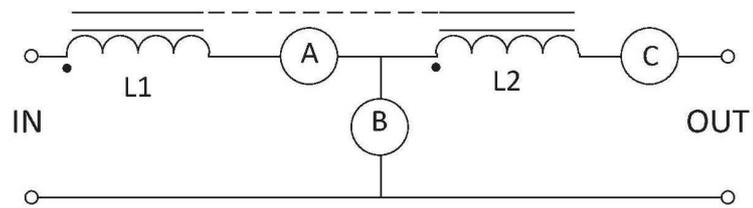


Figura 1c

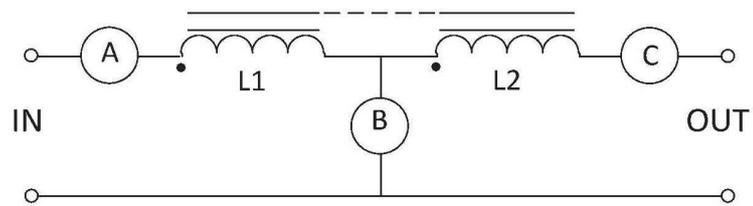


Figura 1d

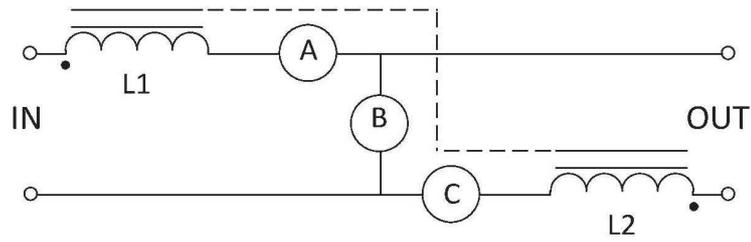


Figura 1e

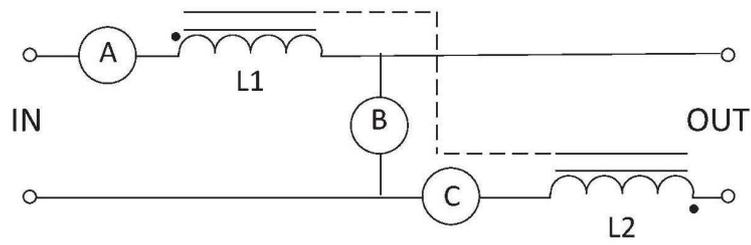


Figura 1f

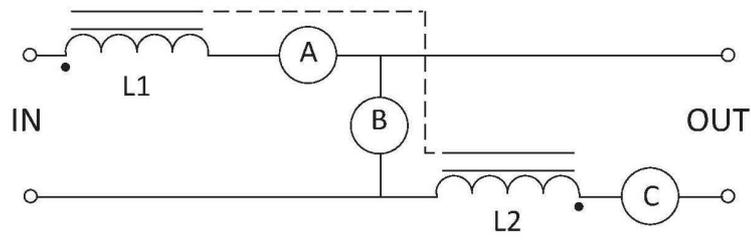


Figura 1g

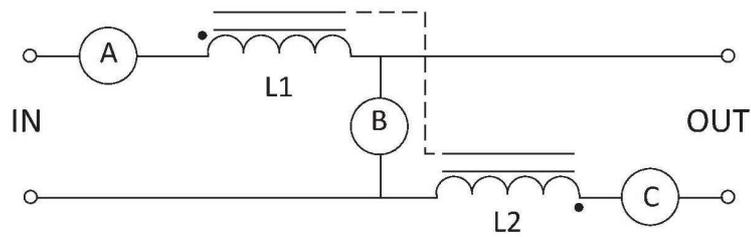


Figura 1h

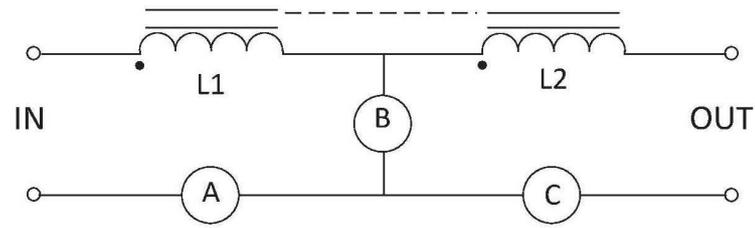


Figura 1i

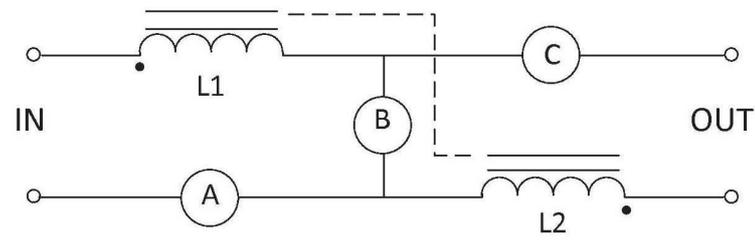


Figura 1j

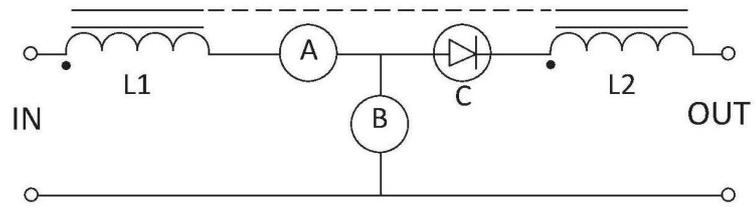


Figura 2a

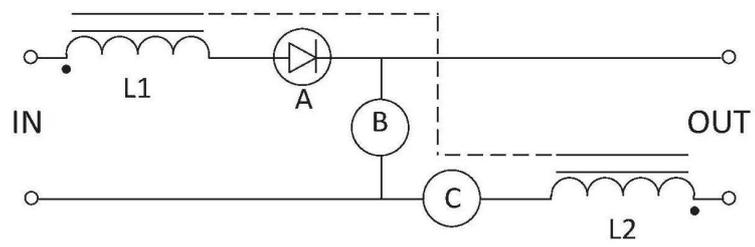


Figura 2b

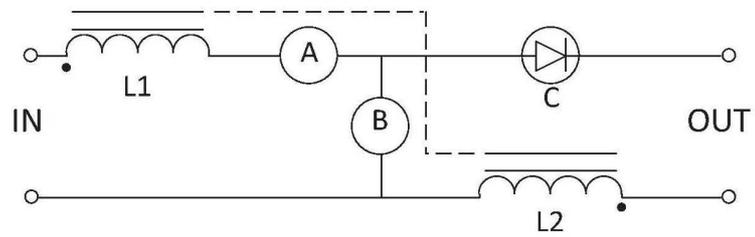


Figura 2c

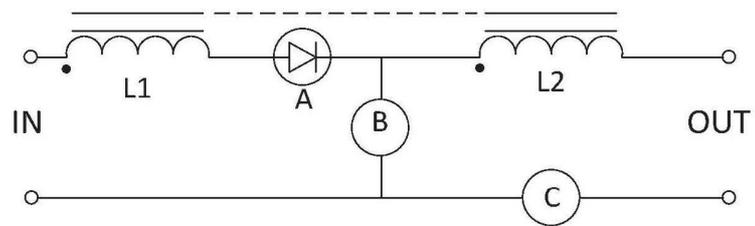


Figura 2d

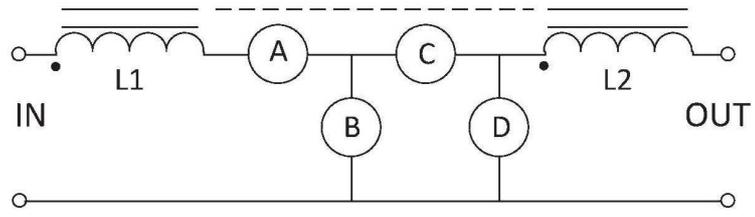


Figura 3a

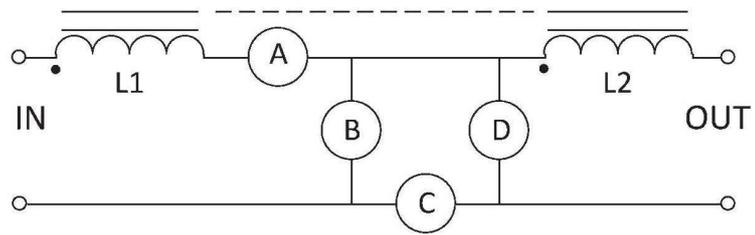


Figura 3b

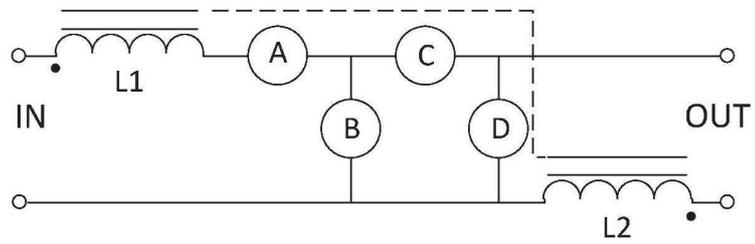


Figura 3c

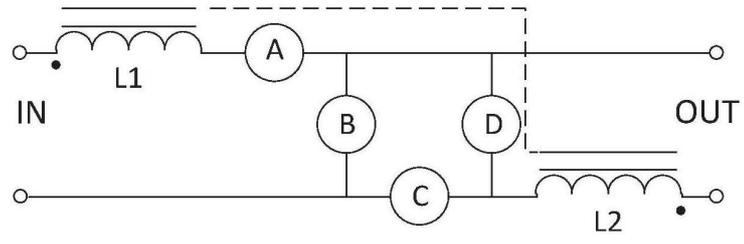


Figura 3d

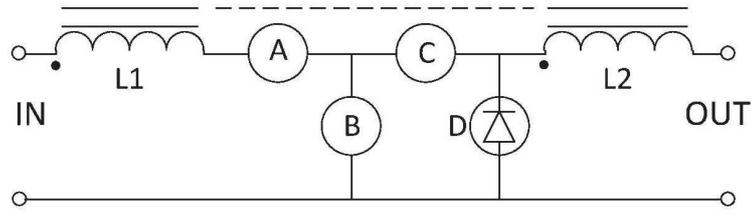


Figura 4a

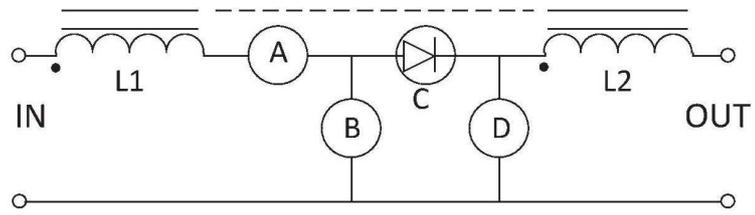


Figura 4b

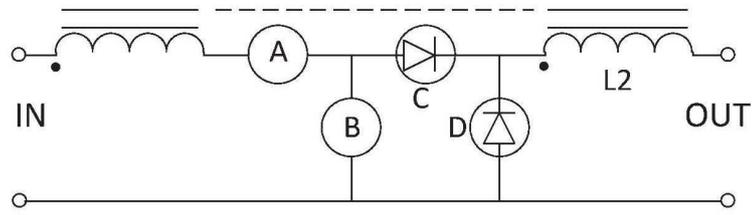


Figura 4c

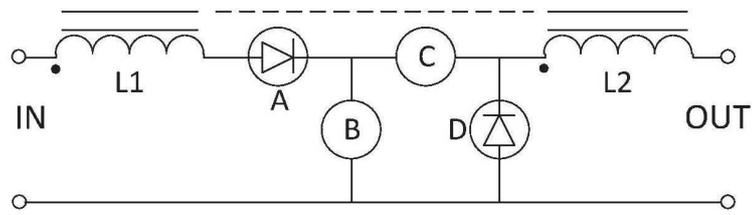


Figura 4d

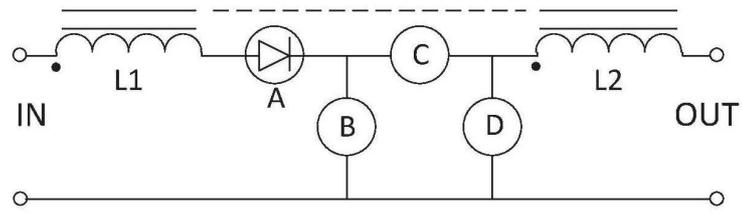


Figura 4e

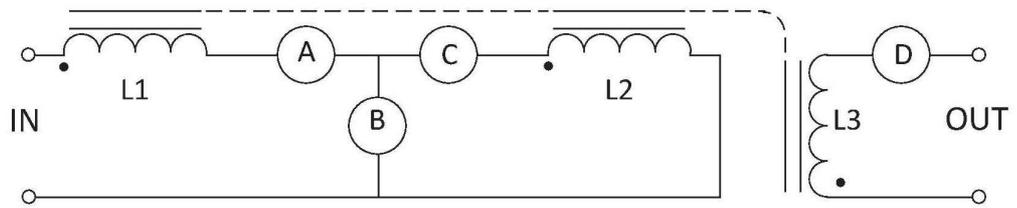


Figura 5a

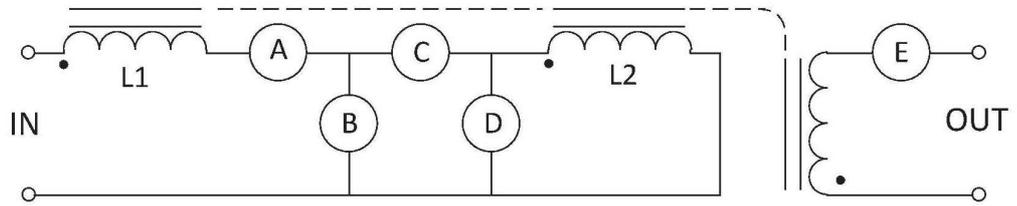


Figura 5b

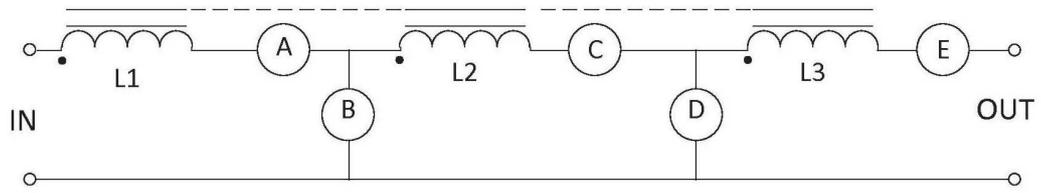


Figura 6a

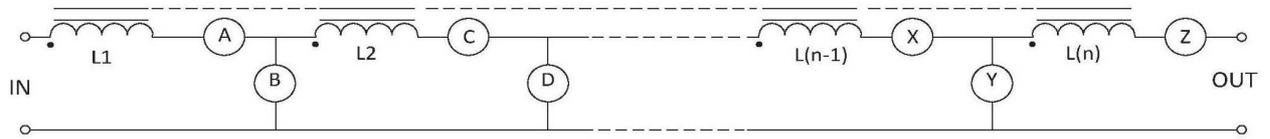


Figura 6b

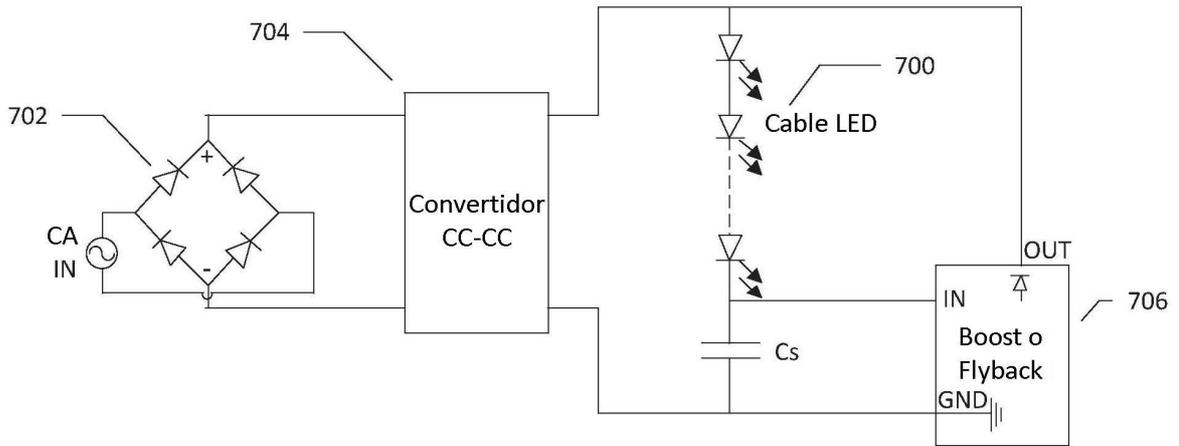


Figura 7a

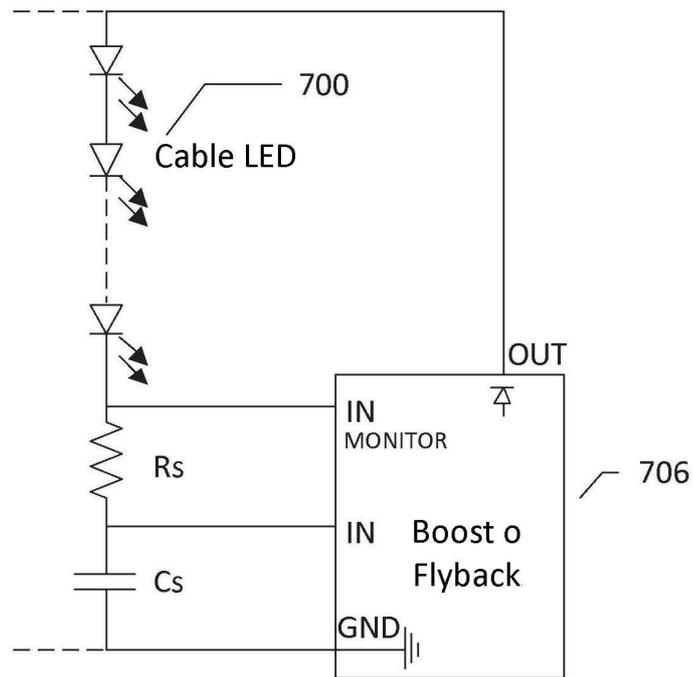


Figura 7b

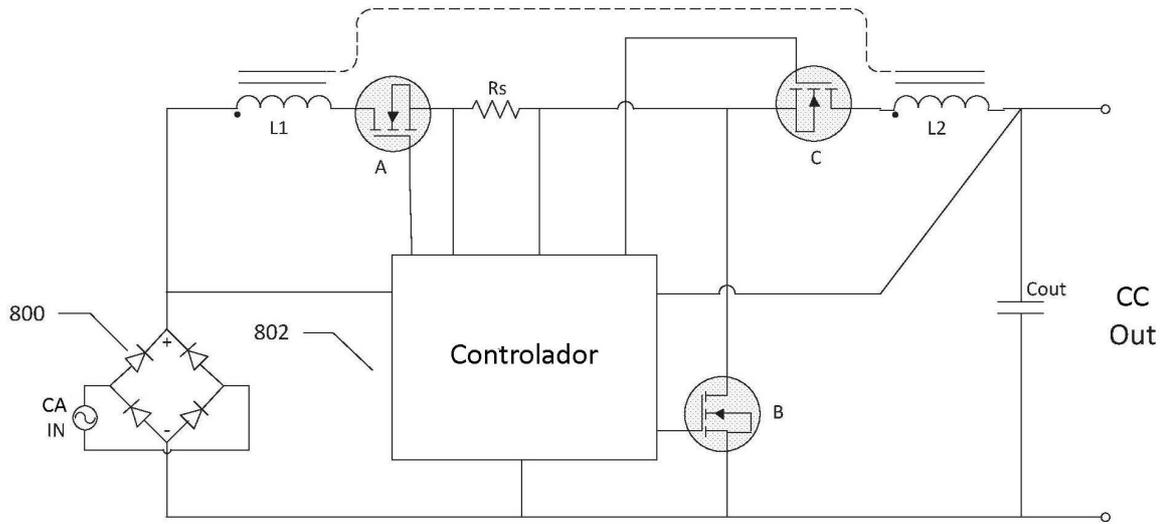


Figura 8a

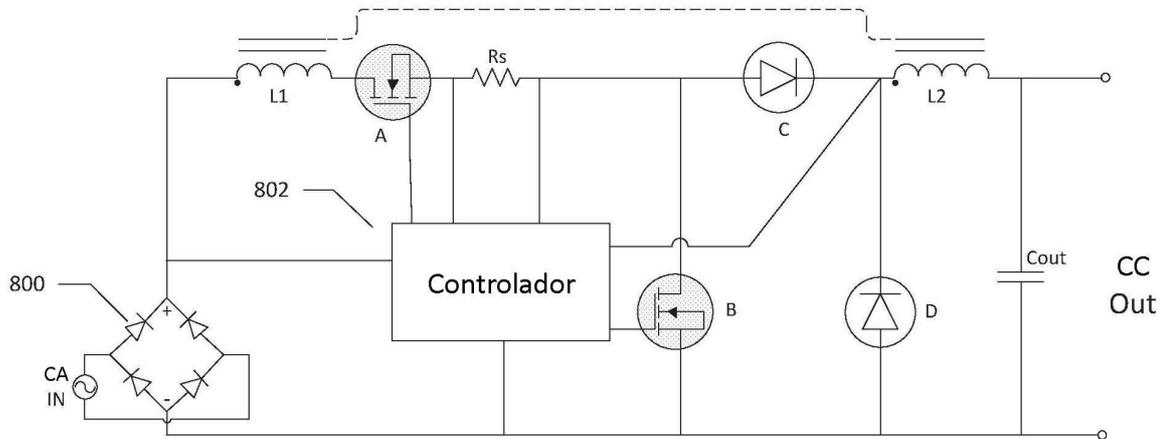


Figura 8b