



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 325 873**

51 Int. Cl.:
H02M 3/335 (2006.01)
H02M 3/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **99939234 .3**
96 Fecha de presentación : **01.03.1999**
97 Número de publicación de la solicitud: **1084531**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **21.03.2001**

54 Título: **Regulador de tensión de CA/CC bidireccional.**

30 Prioridad: **11.03.1998 GB 9805021**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
22.09.2009

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
22.09.2009

73 Titular/es: **Simon Richard Greenwood
Aston Cottage Cinder Lane
Reaseheath, Nantwich CW5 6AJ, GB
Stephen Soar**

72 Inventor/es: **Greenwood, Simon Richard y
Soar, Stephen**

74 Agente: **Torner Lasalle, Elisabet**

ES 2 325 873 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

Regulador de tensión de CA/CC bidireccional.

5 **Campo de invención**

La presente invención se refiere al campo de las fuentes de potencia eléctrica y, en particular, a un regulador de tensión de CA/CC bidireccional.

10 **Antecedentes de la técnica**

Un transformador variable de CA convencional (un variac) para reducir una tensión de red eléctrica, por ejemplo CA de 230 voltios a una tensión de CA reducida, comprende terminales de entrada de tensión de CA, entre los que se conecta un devanado inductivo, y terminales de salida de CA, que extrae potencia del devanado a una tensión que puede seleccionarse, dependiendo de dónde está ubicada una hoja de cursor a lo largo del devanado. El cursor es normalmente un cursor giratorio que gira alrededor del devanado que está formado de forma sustancialmente cilíndrica o de anillo. El cursor puede accionarse mediante un servomotor, para mover el cursor de forma automática, variando así la tensión de salida en respuesta a una señal de control.

No obstante, el variac convencional presenta los problemas de peso elevado, gran tamaño y tiempo de respuesta pobre al mover la hoja de cursor, y produce ruido que se realimenta al suministro de red eléctrica y a través de los terminales de salida.

Un aparato que se ha usado en sistemas de potencia de CC para transformar y regular tensión es el convertidor de Cuk. Un convertidor de Cuk de topología básica, tal como se ilustra en la figura 1 de los dibujos, presenta un circuito que comprende inductancias L1 y L2 filtro de entrada y salida, un condensador C1 de transferencia de energía, un condensador C2 de suavizado de salida, un diodo D1 y un transistor Q1 de conmutación (cf. el documento US-A-4 184 197).

Esta disposición permite elevar o reducir la tensión de salida de CC para una tensión de entrada dada dependiendo de la proporción de tiempo que el transistor Q1 conduce durante un periodo de su funcionamiento. Esta relación se conoce como el ciclo de trabajo del transistor.

Durante un primer intervalo de tiempo durante el que el transistor Q1 se encuentra en estado de no conducción, el diodo D1 se polariza de forma directa y el condensador C1 se carga en el sentido positivo a través del inductor L1. Durante un segundo intervalo de tiempo, el transistor Q1 se pasa a estado de conducción, y el condensador C1 pasa a estar conectado en paralelo al diodo D1, polarizándolo de forma inversa. Así, el condensador C1 se descarga a través de la carga y la inductancia L2 de salida, cargando el condensador C2 de salida a un potencial negativo. El funcionamiento del circuito se repite cuando el transistor Q1 se pasa de nuevo a estado de no conducción.

La tensión V_{out} de salida de CC depende de una serie de parámetros. En primer lugar, naturalmente la tensión V_{in} de entrada afecta al valor de tensión entre los terminales de salida del convertidor. Si todos los demás parámetros se mantienen constantes y la tensión V_{in} de entrada se incrementa, la tensión de salida de CC del convertidor también se incrementará. Como se ha explicado anteriormente, el ciclo (δ) de trabajo de conducción del transistor Q1 es otro parámetro que afecta a la tensión V_{out} de salida de CC. Un ciclo (δ) de trabajo alto puede producir una tensión aumentada en los terminales de salida, mientras que un ciclo (δ) de trabajo bajo producirá una tensión V_{out} de salida que es más pequeña en magnitud que la tensión V_{in} de entrada. El parámetro principal restante que controla el comportamiento del convertidor es el rendimiento (ϵ) del circuito del convertidor.

Se ha evaluado que la relación de tensión entre la señal de salida y la señal de entrada es como sigue:

$$V_{out}/V_{in} = \delta \epsilon / (1 - \delta)$$

Ampliaciones adicionales del convertidor, ilustradas en las figuras 2 a 4, presentan un funcionamiento similar al explicado anteriormente.

La figura 2 muestra un convertidor de Cuk en el que los inductores L1 y L2 filtro de entrada y salida están acoplados mediante un núcleo común. Existen ventajas evidentes al desarrollar el convertidor de esta forma, concretamente, reducciones del tamaño, peso y número de componentes del convertidor, mientras que las propiedades de conversión básicas de CC a CC del convertidor permanecen sin cambios. Además, se ha mostrado que una reducción significativa de magnitudes de corriente de rizado puede lograrse mediante acoplamiento magnético de las inductancias L1 y L2 filtro.

La figura 3 ilustra cómo puede introducirse un transformador TX1 de aislamiento en el convertidor de Cuk para proporcionar aislamiento galvánico entre las tensiones V_{out} y V_{in} de salida y de entrada. Puesto que el transformador TX1 está aislado mediante los dos condensadores C1a y C1b de transferencia de energía, no puede tener lugar magnetización de núcleo del transformador de CC.

ES 2 325 873 T3

El convertidor de Cuk ilustrado en la figura 4 presenta acoplamiento de la inductancia L1 y L2 de entrada y de salida y un transformador TX1 de aislamiento. Este convertidor se beneficia de las características descritas anteriormente, pero su funcionamiento básico permanece sin cambios.

5 Los convertidores de Cuk explicados hasta ahora permiten sólo transformación de tensión/corriente de CC y permiten que la potencia fluya en sólo un sentido. Para entender la invención completamente se describe a continuación una ampliación conocida del convertidor de Cuk, con referencia a las figuras 5 y 6 de los dibujos (cf. los documentos US-A-4 186 437 y Marian K. Kazimierzuk *et al.* "Topologies of bidirectional PWM DC-DC power converters" de 1933 IEEE National Aerospace and Electronics Conference).

10 Aunque el convertidor ilustrado en la figura 5 es similar a un convertidor de Cuk de topología básica y es en esencia un regulador de CC, los componentes adicionales, un segundo transistor Q2 y un segundo diodo D2, permiten un funcionamiento bidireccional del convertidor.

15 Las señales de control que se proporcionan a la base de los transistores conmutan cada uno de los transistores a estado de conducción y estado de no conducción de manera alternativa, en contrafase entre sí.

Durante un primer intervalo de tiempo, durante el que el primer transistor Q1 se encuentra en estado de no conducción y el segundo transistor Q2 se encuentra en estado de conducción, el primer diodo D1 está polarizado de forma directa y el condensador C1 de transferencia de energía se carga en el sentido positivo a través de la inductor L1 de entrada.

20 Durante un segundo intervalo de tiempo, durante el que el primer transistor Q1 se encuentra en estado de conducción y el segundo transistor Q2 se encuentra en estado de no conducción, el condensador C1 de transferencia de energía se conecta en paralelo al primer diodo D1, polarizándolo de forma inversa. Por lo tanto, el condensador C1 de transferencia de energía se descarga a través de la carga de salida y de la inductancia L2, y en el proceso carga el condensador C2b de salida a un potencial negativo.

30 El funcionamiento del circuito descrito anteriormente es similar al de un convertidor de Cuk de topología básica. Sin embargo, el convertidor de la figura 5 es simétrico con respecto a las entradas y las salidas, y por lo tanto permitirá flujo de potencia en ambos sentidos.

35 Como se ha descrito anteriormente, puede hacerse uso de un núcleo común para acoplar las inductancias L1 y L2 filtro de entrada y salida para reducir el rizado, y/o un transformador TX1 de aislamiento para proporcionar aislamiento galvánico. La figura 6 ilustra la adición de un transformador TX1 de aislamiento de este tipo al circuito de la figura 5.

La tecnología del convertidor de Cuk se ha usado exclusivamente para convertir una tensión de entrada de CC en una tensión de salida de CC.

40 La presente solicitud aborda el problema de proporcionar un regulador/convertidor de CA/CC que pueda convertir una entrada de CA o una entrada de CC (de una u otra polaridad) en una [4] salida de CA o CC correspondiente.

45 Dicho regulador/convertidor de tensión de CA/CC, aunque funcionalmente análogo a transformadores de CA de hierro/cobre convencionales, se beneficia del control de estado sólido de modo que permite una reducción de peso, tamaño y coste al tiempo que mejora el comportamiento en comparación con medios convencionales.

Sumario de la invención

50 El objeto reivindicado por esta invención se define en la reivindicación 1. Preferiblemente, un transformador de aislamiento junto con un par de condensadores de transferencia de energía pueden insertarse entre los circuitos de entrada y de salida permitiendo acoplamiento magnético y capacitivo de los mismos. Alternativamente, los circuitos de entrada y de salida pueden acoplarse sólo capacitivamente, a través de un único condensador de transferencia de energía.

55 Cuando se usa un transformador único para acoplar el circuito de entrada al circuito de salida, la relación de espiras puede seleccionarse de modo que se establece el intervalo de tensiones de salida requerido para una tensión de entrada dada.

60 En una realización adicional de la presente invención, el inductor del circuito de entrada está acoplado magnéticamente al inductor del circuito de salida.

Preferiblemente, el controlador monitoriza la polaridad de la tensión de entrada de modo que se establece cuál de los medios de conmutación permitiría, si se cerrara, que la corriente fluyera a través de la red de conmutación.

65 Preferiblemente, el ciclo de trabajo de los transistores en los circuitos de entrada y de salida que se hacen funcionar a alta frecuencia puede variarse de modo que varíe la tensión de salida real dentro de un intervalo de tensiones de salida.

Preferiblemente, los transistores que no se hacen funcionar a alta frecuencia se mantienen cerrados.

Dibujos

La figura 1 es un diagrama de red de un convertidor de Cuk de topología básica;

5 la figura 2 es una ampliación del convertidor mostrado en la figura 1 en el que las inductancias filtro de entrada y salida están acopladas magnéticamente;

la figura 3 es una ampliación adicional de un convertidor de Cuk de topología básica en el que se introduce un transformador de aislamiento entre los terminales de entrada y de salida;

10 la figura 4 ilustra una combinación del sistema de circuitos mostrado en las figuras 2 y 3;

la figura 5 muestra una modificación de un convertidor de Cuk de topología básica que permite flujo de potencia bidireccional;

15 la figura 6 es una ampliación del convertidor de la figura 5 en el que se introduce un transformador de aislamiento entre los terminales de entrada y de salida;

20 la figura 7 muestra un regulador/transformador de tensión de CA o CC bidireccional según la invención en el que los circuitos de entrada y de salida están acoplados a través de un transformador de aislamiento; y

la figura 8 muestra un regulador/transformador de tensión de CA o CC bidireccional según la invención con una geometría de topografía ligeramente diferente de las redes de conmutación y en el que los circuitos de entrada y de salida están acoplados directamente a través de un condensador.

25 Descripción de la realización preferida

Las figuras 1 a 6 se han descrito anteriormente en la sección de los antecedentes de la técnica de esta memoria descriptiva.

30 Haciendo referencia a la figura 7 de los dibujos, un regulador/transformador de tensión de CA o CC bidireccional según la invención comprende un circuito de entrada y un circuito de salida que es simétrico al circuito de entrada. Puesto que el regulador/transformador es completamente simétrico con respecto a los terminales de entrada y de salida, la potencia puede fluir en uno u otro sentido dando al regulador/transformador sus características bidireccionales. Por tanto, los terminales de entrada y de salida pueden intercambiarse. El regulador/transformador se describirá en primer lugar con referencia a una entrada de CA.

35 Puesto que los dos circuitos son simétricos, sólo es necesario describir la disposición de los componentes dentro de uno de los circuitos. Esto es suficiente para desarrollar una comprensión completa de la construcción del regulador/transformador.

40 El circuito de entrada presenta dos terminales AC1 y AC2 entre los que se conectan un condensador C2a y, en paralelo con el condensador C2a, un inductor L1 filtro conectado en serie a un condensador C1a de transferencia de energía que, a su vez, se conecta a un devanado de un transformador TX1 de aislamiento que acopla magnéticamente los circuitos de entrada y de salida. Una red S1 de conmutación, que comprende dos diodos D1 y D2 y dos transistores Q1 y Q2, se conecta entre la unión inductor L1/condensador C1a y la unión devanado de transformador/terminal AC2 del circuito.

45 En primer lugar, es necesario considerar un periodo durante el que el terminal AC1 es positivo con respecto al terminal AC2 y la corriente de carga está en fase con la tensión de carga. El transistor Q2 y el transistor Q3 se mantienen en estado de conducción y, por lo tanto, junto con el diodo D2 y el diodo D3, proporcionan trayectorias de corriente bidireccionales. Durante este periodo, los transistores Q1 y Q4 conmutan de manera alternativa a alta frecuencia en respuesta a una señal de control de alta frecuencia desde el controlador. Para un primer intervalo de tiempo de esta alternancia a alta frecuencia, el transistor Q1 se encuentra en estado de no conducción y el transistor Q4 se encuentra en estado de conducción. Durante este intervalo, el diodo D4 está polarizado de forma directa y los condensadores C1a y C1b de transferencia de energía se cargan a través del inductor L1 filtro. Durante un segundo intervalo de tiempo de la alternancia a alta frecuencia, los estados de conmutación de transistores Q1 y Q4 se invierten. Una vez que esto ocurre, los condensadores C1a y C1b de transferencia de energía se descargan, conduciendo corriente a través de la carga de salida a través de la inductancia L2, y cargando el condensador C2b de salida. El funcionamiento del circuito se repite cuando el transistor Q1 se pasa de nuevo a estado de no conducción y el transistor Q4 se pasa a estado de conducción.

50 En segundo lugar, es necesario considerar un periodo durante el que el terminal AC1 es positivo con respecto al terminal AC2 y la corriente de carga está fuera de fase con la tensión de carga. El transistor Q2 y el transistor Q3 se mantienen en estado de conducción y, por lo tanto, junto con el diodo D2 y el diodo D3, proporcionan trayectorias de corriente bidireccionales. Durante este periodo, los transistores Q1 y Q4 conmutan de manera alternativa a alta frecuencia en respuesta a la señal de control de alta frecuencia desde el controlador. Para un primer intervalo de tiempo de esta alternancia a alta frecuencia, el transistor Q4 se encuentra en estado de no conducción y el transistor

ES 2 325 873 T3

Q1 se encuentra en estado de conducción. Durante este intervalo, el diodo D1 está polarizado de forma directa y los condensadores C1a y C1b de transferencia de energía se cargan a través del inductor L2 filtro. Durante un segundo intervalo de tiempo de la alternancia a alta frecuencia, se invierten los estados de conmutación de los transistores Q1 y Q4. Una vez que esto ocurre, los condensadores C1a y C1b de transferencia de energía se descargan, conduciendo corriente hacia fuera a través de los terminales de entrada a través de la inductancia L1, y cargando el condensador C2a de entrada. El funcionamiento del circuito se repite cuando el transistor Q4 se pasa de nuevo a estado de no conducción y el transistor Q1 se pasa a estado de conducción.

En tercer lugar, es necesario considerar un periodo durante el que el terminal AC1 es negativo con respecto al terminal AC2 y la corriente de carga está en fase con la tensión de carga. El transistor Q1 y el transistor Q4 se mantienen en estado de conducción y, por lo tanto, junto con el diodo D1 y el diodo D4, proporcionan trayectorias de corriente bidireccionales. Durante este periodo, los transistores Q2 y Q3 conmutan de manera alternativa a alta frecuencia en respuesta a la señal de control de alta frecuencia desde el controlador. Para un primer intervalo de tiempo de esta alternancia a alta frecuencia, el transistor Q2 se encuentra en estado de no conducción y el transistor Q3 se encuentra en estado de conducción. Durante este intervalo, el diodo D3 está polarizado de forma directa y los condensadores C1a y C1b de transferencia de energía se cargan a través del inductor L1 filtro. Durante un segundo intervalo de tiempo de la alternancia a alta frecuencia, se invierten los estados de conmutación de los transistores Q2 y Q3. Una vez que esto ocurre, los condensadores C1a y C1b de transferencia de energía se descargan, conduciendo corriente a través de la carga de salida a través de la inductancia L2, y cargando el condensador C2b de salida. El funcionamiento del circuito se repite cuando el transistor Q2 se pasa de nuevo a estado de no conducción y Q3 se pasa a estado de conducción.

En cuarto lugar, es necesario considerar un periodo durante el que el terminal AC1 es negativo con respecto al terminal AC2 y la corriente de carga está fuera de fase con la tensión de carga. El transistor Q1 y el transistor Q4 se mantienen en estado de conducción y, por lo tanto, junto con el diodo D1 y el diodo D4, proporcionan trayectorias de corriente bidireccionales. Durante este periodo, los transistores Q2 y Q3 conmutan de manera alternativa a alta frecuencia en respuesta a la señal de control de alta frecuencia desde el controlador. Para un primer intervalo de tiempo de esta alternancia a alta frecuencia, el transistor Q3 se encuentra en estado de no conducción y el transistor Q2 se encuentra en estado de conducción. Durante este intervalo, el diodo D2 está polarizado de forma directa y los condensadores C1a y C1b de transferencia de energía se cargan a través del inductor L2 filtro. Durante un segundo intervalo de tiempo de la alternancia a alta frecuencia, se invierten los estados de conmutación de los transistores Q2 y Q3. Una vez que esto ocurre, los condensadores C1a y C1b de transferencia de energía se descargan, conduciendo corriente hacia fuera a través de los terminales de entrada a través de la inductancia L1, y cargando el condensador C2a de entrada. El funcionamiento del circuito se repite cuando el transistor Q3 se pasa de nuevo a estado de no conducción y el transistor Q2 se pasa a estado de conducción.

La tensión V_{out} de salida entre los terminales AC3 y AC4 de salida depende de la tensión V_{in} de entrada y del ciclo de trabajo de conmutación a alta frecuencia de S1 y S2. Así, si la amplitud de la tensión V_{in} de entrada es sinusoidal, la tensión V_{out} de salida seguirá en proporción dependiendo del ciclo de trabajo de conmutación a alta frecuencia de S1 y S2 y la relación de espiras del transformador TX1 de aislamiento.

Cuando se conmutan pares de transistores de la forma anteriormente descrita, es posible transformar tensiones de CA en proporción con el ciclo de trabajo de la señal de control y la relación de espiras del transformador TX1. Además, una mejora de la fuente de señales de control de alta frecuencia, que controla de manera alternativa pares de transistores, permitirá una corrección de distorsión armónica, síntesis de armónicos y/o control de regulación de acción rápida para compensar caídas de tensión en el circuito, fluctuaciones de tensión de red eléctrica y variación de carga. La frecuencia de la señal de control es preferiblemente de uno a varios órdenes de magnitud mayor que la frecuencia de entrada de CA y puede ser, por ejemplo, de 500 hercios a 250 kilohercios.

Se entenderá fácilmente a partir de la descripción anterior que exactamente el mismo sistema de circuitos y controlador producirá, a partir de una entrada de CC, una salida de CC regulada. La potencia puede fluir a través del convertidor en uno u otro sentido, se use con una fuente de CA o una fuente de CC.

En la figura 7 se ilustran las dos ramas de cada red S1 y S2 de conmutación como un par de transistores y diodos conectados en serie, por ejemplo Q1-D2 y Q2-D1, conectadas en sus uniones transistor-diodo. Esta topografía permite el uso de subensamblajes de circuito integrado de Q1 y D1, y Q2 y D2. Funcionalmente, no obstante, los medios de conmutación transistor-diodo unidireccionales de la figura 7 son exactamente los mismos que los de la figura 8, en la que se muestran dos ramas discretas para cada red de conmutación.

En la figura 8, el circuito de entrada y el circuito de salida se muestran acoplados, no mediante los condensadores C1a y C1b y el transformador TX1 de aislamiento de la figura 7, sino mediante un condensador C1 que se conecta entre las uniones inductor (L1, L2)/red (S1; S2) de conmutación de ambos circuitos; y mediante una conexión directa de las uniones red (S1; S2) de conmutación/terminal (AC2; AC4) de ambos circuitos. El circuito de la figura 8 carece de la función de elevación/reducción del circuito de la figura 7 que se logra mediante elección de la relación de espiras del transformador TX1 de aislamiento, aunque aún permite elevar o reducir mediante control del ciclo de trabajo y regulación de tensión de CA o CC bidireccional tal como se describe por lo demás con referencia a la figura 7.

REIVINDICACIONES

5 1. Fuente de potencia eléctrica que comprende un regulador de CA/CC que puede igualmente convertir una entrada de CA o una entrada de CC (de una u otra polaridad) en una salida de CA o de CC correspondiente con regulación de tensión, que comprende:

10 un circuito de entrada que tiene un par de terminales (AC1, AC2) de entrada entre los que se conecta un condensador (C2a) y, en paralelo con el condensador (C2a), una conexión en serie de un primer inductor (L1) y una primera red (S1) de conmutación;

15 un circuito de salida que tiene un par de terminales (AC3, AC4) de salida entre los que se conecta un condensador (C2b) y, en paralelo con el condensador (C2b), una conexión en serie de un segundo inductor (L2) y una segunda red (S2) de conmutación;

20 estando acoplados los circuitos de entrada y de salida capacitivamente mediante al menos un condensador (C1, C1a, C1b);

25 comprendiendo la primera red (S1) de conmutación dos ramas (Q1, D2; Q2, D1) cada una de las cuales comprende una conexión en serie de un transistor (Q1; Q2) y un diodo (D2; D1) alineado de modo que sólo permite un flujo de corriente unidireccional, estando dispuestas las dos ramas (Q1, D2; Q2, D1) en antiparalelo, actuando el transistor (Q1; Q2) de cada rama como un medio de conmutación que puede controlarse, estando conectadas las dos ramas (Q1, D2; Q2, D1) opcionalmente en sus uniones transistor-diodo;

30 comprendiendo la segunda red (S2) de conmutación dos ramas (Q3, D4; Q4, D3) cada una de las cuales comprende una conexión en serie de un transistor (Q3; Q4) y un diodo (D4; D3) alineado de modo que sólo permite un flujo de corriente unidireccional, estando dispuestas las dos ramas (Q3, D4; Q4, D3) en antiparalelo, actuando el transistor (Q3; Q4) de cada rama como un medio de conmutación que puede controlarse, estando conectadas las dos ramas (Q3, D4; Q4, D3) opcionalmente en sus uniones transistor-diodo; y

35 un controlador adaptado para hacer funcionar los transistores (Q1, Q2, Q3, Q4) en las cuatro ramas de las dos redes (S1, S2) de conmutación abriendo y cerrando a alta frecuencia de manera alternativa el transistor (Q1 o Q2) en el circuito de entrada que permitiría, si se cerrara, un flujo de corriente a través de la primera red (S1) de conmutación, y cerrando y abriendo a alta frecuencia de manera alternativa el transistor (Q3 o Q4) orientado de forma opuesta en el circuito de salida de modo que esté en el estado de conmutación opuesto al transistor (Q1 o Q2) que se hace funcionar a alta frecuencia en el circuito de entrada.

40 2. Fuente de potencia eléctrica según la reivindicación 1, en la que el controlador monitoriza la polaridad de la tensión de entrada entre los terminales (AC1, AC2) de entrada para establecer cuál de los transistores (Q1 o Q2) en el circuito de entrada permitiría, si se cerrara, un flujo de corriente a través de la primera red (S1) de conmutación.

45 3. Sistema de potencia eléctrica según cualquier reivindicación anterior, en el que:

los ciclos de trabajo de los transistores (Q1 o Q2) en el circuito de entrada y de los transistores (Q3 o Q4) en el circuito de salida que se hacen funcionar a alta frecuencia pueden variarse de modo que varíe la tensión de salida real dentro de un intervalo de tensiones de salida.

50 4. Sistema de potencia eléctrica según cualquier reivindicación anterior, en el que:

los transistores (Q1 o Q2) en el circuito de entrada y los transistores (Q3 o Q4) en el circuito de salida que no se hacen funcionar por el controlador a alta frecuencia se mantienen cerrados.

55 5. Sistema de potencia eléctrica según cualquier reivindicación anterior, en el que el acoplamiento capacitivo de los circuitos de entrada y de salida se proporciona mediante:

- 60 (a) un condensador (C1) que se conecta entre las uniones inductor (L1; L2)/red (S1 S2) de conmutación de ambos circuitos, y
- (b) una conexión directa entre las uniones red (S1; S2) de conmutación/terminal (AC2; AC4) de ambos circuitos.

65 6. Sistema de potencia eléctrica según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, en el que el acoplamiento capacitivo de los circuitos de entrada y de salida se proporciona mediante:

una red serie que comprende un condensador (C1a; C1b) y un devanado de un transformador (TX1) de aislamiento conectados en paralelo a la red (S1; S2) de conmutación de cada uno de los circuitos de entrada y de

ES 2 325 873 T3

salida, de manera que cada uno de los circuitos de entrada y de salida se conecta a un devanado diferente del transformador (TX1) de aislamiento, en el que:

5 el terminal de condensador (C1a; C1b) de cada red serie se conecta a la unión inductor (L1; L2)/red (S1; S2) de conmutación y el terminal de devanado de cada red serie se conecta a la unión red (S1; S2) de conmutación/terminal (AC2; AC4).

10 7. Sistema de potencia eléctrica según la reivindicación 6, en el que la relación de espiras del transformador (TX1) de aislamiento se selecciona de modo que se establece el intervalo de tensiones de salida requerido para una tensión de entrada dada.

15 8. Sistema de potencia eléctrica según cualquier reivindicación anterior, en el que el inductor (L1) del circuito de entrada está acoplado magnéticamente al inductor (L2) del circuito de salida.

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

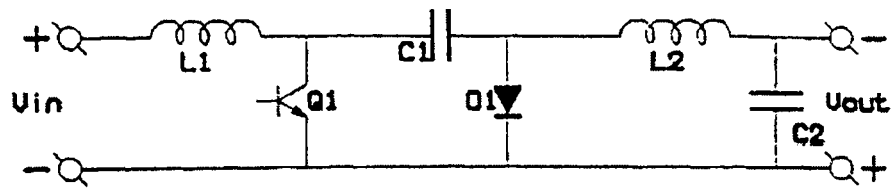


Fig. 1

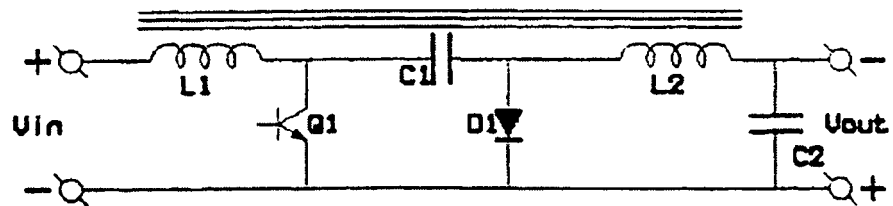


Fig. 2

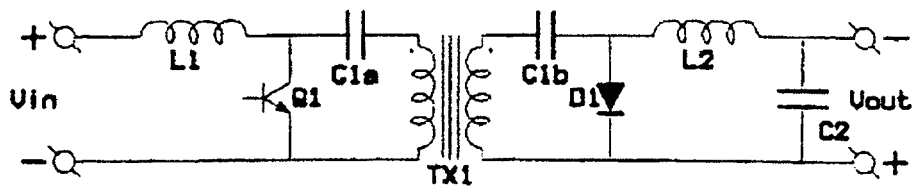


Fig. 3

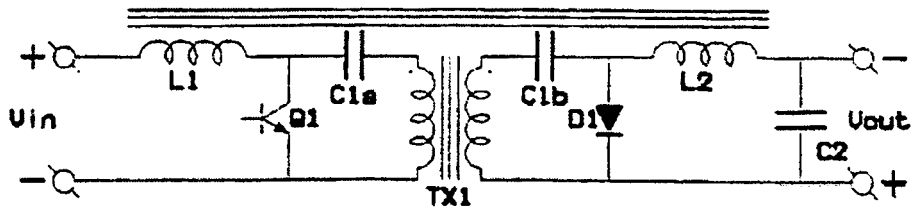


Fig. 4

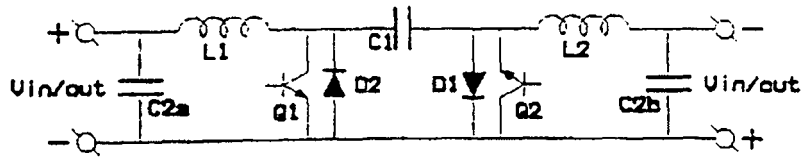


Fig. 5

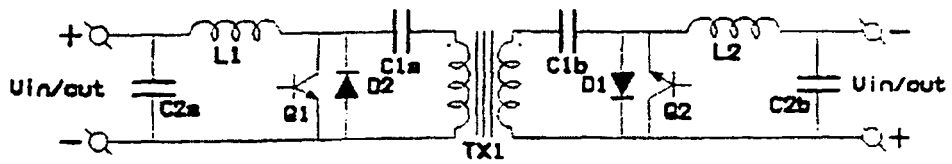


Fig. 6

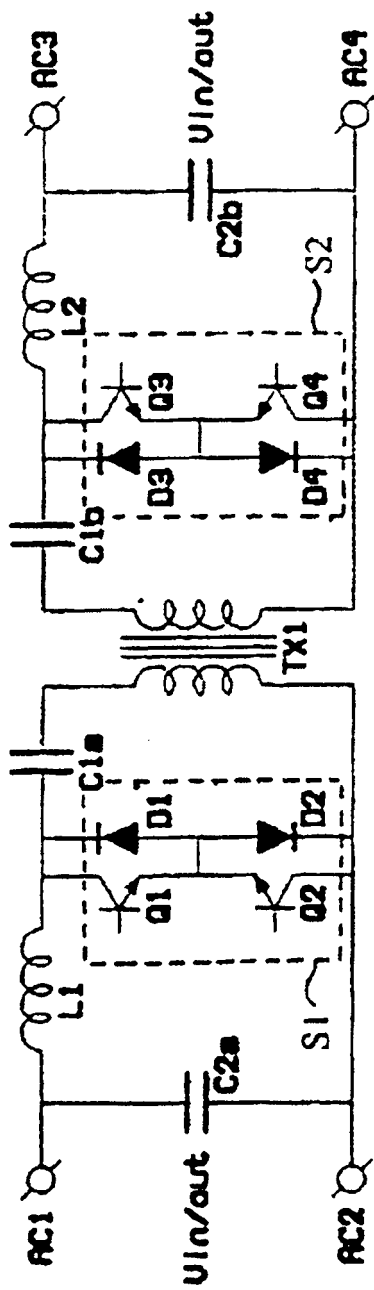


Fig. 7

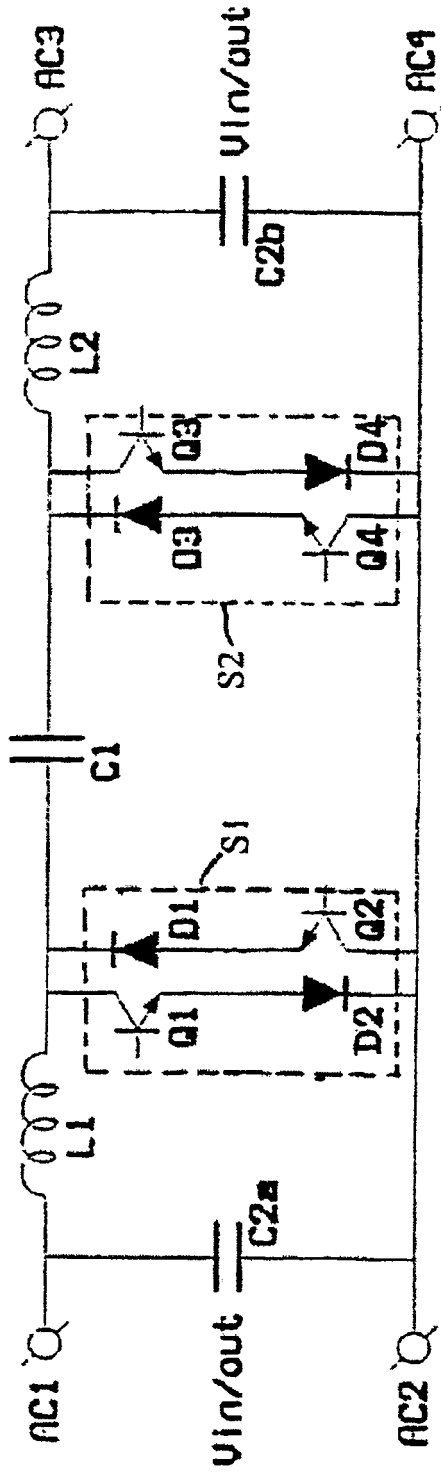


Fig. 8