

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 702 894**

51 Int. Cl.:

**H02M 1/32** (2007.01)

**H02M 3/335** (2006.01)

**H02M 1/00** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **18.08.2015 E 15181330 (0)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **17.10.2018 EP 3133726**

54 Título: **Suministro de potencia en modo de conmutación con punto de retorno reducido**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**06.03.2019**

73 Titular/es:  
**FRIWO GERÄTEBAU GMBH (100.0%)**  
**von-Liebig-Strasse 11**  
**48346 Ostbevern, DE**

72 Inventor/es:  
**WENNING, ANDREAS**

74 Agente/Representante:  
**MILTENYI , Peter**

**ES 2 702 894 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

Suministro de potencia en modo de conmutación con punto de retorno reducido

5 La presente invención se refiere a un suministro de potencia en modo de conmutación, en particular a un suministro de potencia en modo de conmutación que se regula en el lado primario. Además, la presente invención también se refiere a un método para controlar un conmutador de lado primario en un suministro de potencia en modo de conmutación.

10 Los suministros de potencia en modo de conmutación, que también se denominan suministros de potencia de control, se usan en numerosos dispositivos electrónicos, para producir una tensión continua de baja tensión necesaria para alimentar componentes electrónicos a partir de una tensión de suministro. Los suministros de potencia en modo de conmutación han llegado a aceptarse en la mayoría de casos de aplicación en comparación con unidades de suministro de potencia con transformador de potencia dado que tienen la mejor eficiencia conforme con una determinada clase de potencia y, en particular, requisitos de espacio pequeño. Este requisito de espacio pequeño tiene una importancia esencial para aplicaciones móviles y puede atribuirse al hecho de que en vez de la tensión de suministro, se transforma una tensión alterna de alta frecuencia, que puede estar en el intervalo de, por ejemplo, de 20 kHz a 200 kHz. Dado que el número requerido de devanados del transformador se reduce de manera inversamente proporcional a la frecuencia, es posible reducir en gran medida las pérdidas de cobre, y todo el transformador se hace sustancialmente más pequeño.

20 Un suministro de potencia en modo de conmutación (también denominado "convertidor de potencia") es un suministro de potencia o circuito de procesamiento de potencia que convierte una forma de onda de tensión de entrada en una forma de onda de tensión de salida especificada. Los convertidores de potencia CC-CC convierten una tensión de entrada de corriente continua ("CC") en una tensión de salida de CC. Los controladores asociados con los convertidores de potencia gestionan un funcionamiento de los mismos controlando los periodos de conducción de los conmutadores de potencia empleados en los mismos. Generalmente, los controladores se acoplan entre una entrada y una salida del convertidor de potencia en una configuración de bucle de realimentación (también denominada "bucle de control" o "bucle de control cerrado").

30 Normalmente, el controlador mide una característica de salida (por ejemplo, una tensión de salida, una corriente de salida o una combinación de una tensión de salida y una corriente de salida) del convertidor de potencia, y basándose en la misma modifica un ciclo de trabajo de un conmutador de potencia del convertidor de potencia. El ciclo de trabajo "D" es una razón representada por un periodo de conducción de un conmutador de potencia con respecto a un periodo de conmutación del mismo. Por tanto, si un conmutador de potencia conduce durante la mitad del periodo de conmutación, el ciclo de trabajo para el conmutador de potencia será de 0,5 (o el 50 por ciento). Además, como la tensión o la corriente para sistemas, tales como un microprocesador alimentado por el convertidor de potencia, cambian de manera dinámica (por ejemplo, como cambia una carga computacional en el microprocesador), el controlador debe configurarse para aumentar o disminuir de manera dinámica el ciclo de trabajo de los conmutadores de potencia en el mismo para mantener una característica de salida tal como una tensión de salida a un valor deseado.

40 Los convertidores de potencia diseñados para funcionar a niveles de potencia bajos normalmente emplean una topología de tren de potencia de retroceso para lograr costes de fabricación bajos. Un convertidor de potencia con una potencia nominal baja diseñado para convertir una tensión de suministro de red de CA en una tensión de salida de CC regulada para alimentar una carga electrónica tal como una impresora, un módem o un ordenador personal se denomina generalmente un "adaptador de potencia" o un "adaptador de CA".

45 La eficiencia de conversión de potencia para adaptadores de potencia se ha convertido en un criterio de mercadotecnia significativo, particularmente desde la publicación de las recientes especificaciones del Departamento de Energía (DoE) que requieren que una eficiencia de conversión de potencia de adaptadores de potencia para ordenadores personales sea de al menos el 50 por ciento a niveles muy bajos de potencia de salida. La iniciativa "One Watt Initiative" de la Agencia Internacional de la Energía es otra iniciativa de ahorro de energía para reducir la potencia en espera de aparatos eléctricos a un vatio o menos. Se establecieron estos requisitos de eficiencia a niveles de potencia de salida muy bajos en vista de la carga habitual presentada por una impresora en modo inactivo o de reposo, que es un estado de funcionamiento durante una gran fracción del tiempo para tales dispositivos en un entorno doméstico o de oficina. Un reto para un diseñador de adaptadores de potencia es proporcionar un alto nivel de eficiencia de conversión de potencia (es decir, un bajo nivel de disipación de adaptador de potencia) en un amplio intervalo de potencia de salida.

55 El documento US 5.012.401 A se refiere a suministros de potencia de conmutación para circuitos electrónicos y más particularmente a una limitación de corriente de retorno en tales suministros de potencia. Este documento da a conocer un suministro de potencia de conmutación que comprende un transformador cuyo lado secundario comunica una señal de realimentación a un limitador de corriente. El limitador de corriente consiste esencialmente en elementos de resistor y diodo y funciona en respuesta a la señal de realimentación y una señal de tensión de referencia recibida desde un modulador de ancho de pulso para impedir o permitir flujo de corriente a través del diodo.

El documento US 2015/0207418 A1 da a conocer un dispositivo de suministro de potencia de regulación de lado primario (PSR) que incluye un conmutador de potencia; un cableado auxiliar desde el que se genera una tensión auxiliar que depende de una tensión de salida durante un periodo de desconexión del conmutador de potencia y que se proporciona en un lado primario; un circuito de fijación que fija una tensión correspondiente a la tensión auxiliar en una tensión predeterminada; un seguidor de tensiones que disminuye la tensión de detección según una disminución de la tensión auxiliar; y un circuito de control de conmutador que controla el funcionamiento de conmutación del conmutador de potencia usando la tensión de detección.

El documento US 2004/0263139 A1 se refiere a un convertidor de CC-CC de tipo de conmutación que está adaptado para establecer un nivel de corriente de referencia de protección más bajo para una tensión de salida disminuida, y detener la señal de control de conmutación suministrada a un circuito de transistores de conmutación cuando el nivel de corriente detectado supera el nivel de corriente de referencia de protección. Además, en caso de que la tensión de salida descienda debido, por ejemplo, a un fallo de circuito tal como un cortocircuito, se amplía el periodo de conmutación del circuito de transistores de conmutación. Por tanto, el convertidor de CC-CC de tipo de conmutación está dotado de una característica de protección de tipo de limitación de corriente de retorno a través de la reducción del nivel de corriente de referencia de protección y la ampliación del periodo de ciclo de conmutación.

A partir del documento US 2003/0142516 A1 se conocen un aparato y un método para reducir el esfuerzo eléctrico en un convertidor de conmutador único de fase única (single-stage single-switch, SSSS) modulando la frecuencia de funcionamiento predeterminada del convertidor para bajarla en respuesta a un esfuerzo eléctrico creciente. Un circuito de control y una resistencia y capacitancia de ajuste de frecuencia que pueden actuar conjuntamente asociadas se acoplan al circuito primario y al circuito secundario del convertidor SSSS mediante un conmutador. Se acopla un dispositivo de retorno de frecuencia a la CT o RT y puede actuar conjuntamente con las mismas para bajar el esfuerzo eléctrico de bus modulando la frecuencia de conmutador. La frecuencia de funcionamiento se modula (es decir, se reduce) a partir de la frecuencia de funcionamiento predeterminada tras la detección de una transición umbral de tensión.

El documento US 4.017.789 A se refiere a un suministro de potencia de potencial constante con protección contra sobrecargas de corriente que tiene un regulador de conmutación en serie que incluye un circuito de conmutación en serie controlado tanto por un circuito disparador de Schmitt controlado por un detector de tensión de salida para mantener la tensión de carga de salida dentro de un intervalo predeterminado durante el funcionamiento normal, como por un circuito de protección contra sobrecargas de corriente que tiene una característica de retorno que funciona cuando la corriente de salida sobrepasa un valor predeterminado. El circuito disparador de Schmitt se activa mediante una señal procedente de un circuito de detección de tensión de salida cuando el potencial de carga de salida disminuye por debajo de un determinado valor para habilitar el circuito de conmutación en serie para conducir corriente a la carga desde una fuente de tensión de entrada y se inhabilita cuando el potencial de carga de salida sobrepasa un determinado valor. Después de la activación del circuito de conmutación en serie y hasta que se inhabilita, la corriente de carga pasa a un condensador de integración. Este condensador de integración se acopla a través de la carga, y se descarga a través de la misma cuando se desconecta el circuito de conmutación en serie. El circuito de protección contra sobrecargas de corriente, que detecta la corriente de carga de salida, controla de manera exclusiva y habilita e inhabilita el circuito de conmutación en serie del regulador cuando la corriente de salida aumenta por encima de un nivel predeterminado. La disposición particular entre el circuito de conmutación en serie y el circuito de protección contra sobrecargas de corriente es de manera que el circuito de sobrecarga de corriente no está dentro del bucle de detección de tensión de salida mejorando de ese modo la regulación global del suministro de potencia de potencial constante y proporciona una protección contra sobrecargas de corriente significativa a la misma.

La figura 4 ilustra esquemáticamente un ejemplo simplificado de un suministro de potencia en modo de conmutación convencional que comprende un transformador W3, un conmutador de lado primario y un circuito de control para controlar el conmutador de lado primario y para rectificar y filtrar la tensión de entrada. El conmutador de lado primario y los componentes principales del circuito de control están integrados dentro de un circuito integrado monolítico IC10. La figura 5 muestra como un detalle de la figura 4 los componentes más importantes del circuito integrado IC10.

En los terminales de entrada L, N se aplica una tensión de entrada alterna, tal como la potencia de suministro de red. La tensión de entrada alterna se rectifica y se aplica a un devanado principal de lado primario W3-1. Un conmutador T100 que está dispuesto dentro del circuito integrado IC10 puede hacerse funcionar para interrumpir un flujo de corriente a través del devanado principal de lado primario W3-1. Provocado por el funcionamiento del conmutador de lado primario T100 se induce una tensión de lado secundario en un devanado principal de lado secundario W3-3, que se filtra y se emite como una tensión de salida de lado secundario  $V_{out}$ .

Para controlar el conmutador de lado primario T100 en respuesta a la tensión de salida de lado secundario  $V_{out}$ , ha de suministrarse una señal de realimentación al circuito integrado IC10. Tal como se muestra en la figura 5, se aplica una tensión auxiliar al terminal U de la que puede derivarse una tensión de realimentación  $V_{FB}$  para el conjunto de circuitos lógicos de la unidad reguladora de tensión de salida 102. En la disposición mostrada en la figura 4, la tensión auxiliar se genera por medio de un devanado auxiliar de lado primario W3-2 que está acoplado de manera inductiva con el devanado principal de lado secundario W3-3, de modo que después de la apertura del conmutador

de lado primario T100 se induce la tensión auxiliar en función de la tensión de salida de lado secundario  $V_{out}$ .

Alternativamente (no mostrado en las figuras), una tensión auxiliar que puede usarse para realimentación puede generarse también mediante cualquier otro medio de realimentación adecuado, por ejemplo derivado del lado secundario mediante un optoacoplador.

- 5 El conjunto de circuitos lógicos de la unidad reguladora de tensión de salida 102 realiza la regulación del conmutador T100 proporcionando una señal de control para impulsar la entrada de control del conmutador de lado primario T100. Para la puesta en marcha y el funcionamiento, la unidad reguladora de tensión de salida 102 requiere una tensión de suministro que se aplica en el terminal  $V_p$  del circuito integrado IC10. En el terminal IP, se introduce una señal que es indicativa de la corriente primaria, es decir la corriente que fluye en el devanado principal de lado primario W3-1. Además, el circuito integrado IC10 comprende además una unidad de apagado por sobrecarga térmica 108 que monitoriza la temperatura en el circuito integrado IC10 e inicia un apagado en caso de sobrecalentamiento.

- 15 La figura 6 muestra un ejemplo más detallado de la arquitectura de un suministro de potencia en modo de conmutación convencional que usa el circuito integrado IC10 de la figura 5. Los componentes que se muestran con líneas discontinuas son opcionales y los componentes respectivos no se ensamblan si no se necesitan. Se enumeran valores a modo de ejemplo para los componentes de circuito individuales en la tabla 1 al final de esta memoria descriptiva.

- 20 Tal como puede observarse a partir de este diagrama de circuito, la tensión auxiliar  $V_{aux}$  a través de un resistor de detección de tensión R9 se aplica al terminal U del circuito integrado IC10. El resistor de detección de tensión R9 forma un divisor de tensión en serie con la disposición en paralelo de los resistores R14 y R8. Este divisor de tensión se acopla en paralelo al devanado de lado primario auxiliar W3-2. Usar la tensión auxiliar  $V_{aux}$  como indicador para la tensión de salida de lado secundario  $V_{out}$  permite que el conjunto de circuitos lógicos de la unidad reguladora de tensión de salida 102 realice un control del conmutador de lado primario de tal manera que se logran las características de salida mostradas en la figura 7.

- 25 La figura 7 muestra la tensión de salida  $V_{out}$  en función de la corriente de salida  $I_{out}$  para diferentes valores de la tensión de entrada. En particular, se midió la curva 701 para una tensión de entrada de 90 V, la curva 702 para una tensión de entrada de 120 V, la curva 703 para una tensión de entrada de 230 V y la curva 704 para una tensión de entrada de 264 V. Los márgenes inferior y superior MÍN., MÁX. representan un ejemplo de límites de tolerancia que han de cumplirse para una aplicación de baja potencia típica. Tal como puede observarse a partir de la figura 7, partiendo del estado de circuito abierto sin carga ( $I_{out}$  es cero), la tensión de salida  $V_{out}$  permanece en primer lugar a alrededor de 13 V en un modo de control de tensión (intervalo 705). Para valores de corriente por encima de aproximadamente 0,5 A, el suministro de potencia en modo de conmutación funciona en el modo de control de corriente (intervalo 706). En el modo de control de corriente, el conmutador de lado primario T100 se controla de modo que siempre se emite una potencia constante en los terminales de salida. Dicho de otro modo, se disminuye la tensión de salida  $V_{out}$  con el aumento de la corriente de salida  $I_{out}$ .

Cuando la tensión de salida  $V_{out}$  alcanza un valor umbral de aproximadamente 2 V, el conmutador de lado primario se controla de modo que la corriente de salida  $I_{out}$  disminuye con el aumento de la tensión de salida  $V_{out}$ . Esta manera particular de limitación de corriente se denomina limitación de corriente de retorno, en ocasiones también limitación de corriente reentrante.

- 40 Tal como esto se conoce generalmente, la limitación de corriente de retorno es una característica de limitación de corriente que se proporciona como una protección contra sobrecargas para suministros de potencia. Cuando la carga intenta obtener sobrecorriente del suministro, el retorno reduce tanto la corriente como la tensión de salida a valores muy por debajo de los límites de funcionamiento normales. En un cortocircuito, cuando la tensión de salida se ha reducido a cero, la corriente se limita normalmente a una pequeña fracción de la corriente máxima. El principal propósito de la limitación de corriente de retorno en suministros de potencia en modo de conmutación es reducir la disipación de potencia en la carga en condiciones de fallo, lo que puede reducir el riesgo de fuego y el daño por calor.

- 45 Tal como puede derivarse a partir de la figura 7, el punto de partida de la limitación de corriente de retorno se sitúa en un valor de la tensión de salida de aproximadamente 2 V. Sin embargo, para algunas aplicaciones, este punto de partida es demasiado alto y será deseable desplazar el punto de partida para la limitación de corriente de retorno más cerca de una tensión de salida de 0 V sin tener que modificar la unidad reguladora 102 proporcionada en el circuito integrado IC10.

Por consiguiente, existe la necesidad de un suministro de potencia en modo de conmutación mejorado que presente un punto de partida de tensión más bajo para una limitación de corriente de retorno.

- 55 Este objeto se resuelve mediante el contenido de las reivindicaciones independientes. Realizaciones ventajosas de la presente invención constituyen el contenido de varias reivindicaciones dependientes.

Según la presente invención, un suministro de potencia en modo de conmutación comprende un transformador que

tiene un devanado principal de lado primario y un devanado principal de lado secundario, un conmutador de lado primario para interrumpir una corriente de lado primario que fluye a través del devanado principal de lado primario, una unidad de realimentación que puede hacerse funcionar para generar una tensión auxiliar que es función de una tensión de salida de lado secundario, y un circuito de control para controlar dicho conmutador de lado primario. El  
 5 circuito de control comprende una unidad reguladora de tensión de salida que puede hacerse funcionar para reducir el flujo de corriente de lado primario en respuesta a un valor detectado de la tensión auxiliar y para realizar una limitación de corriente de retorno.

La idea que subyace en la presente invención es proporcionar una unidad de desactivación de regulación de tensión que puede hacerse funcionar para aumentar el valor detectado de la tensión auxiliar recibida por la unidad  
 10 reguladora de tensión de salida, cuando la tensión de salida alcanza un umbral inferior definido. Dicho de otro modo, la tensión auxiliar aplicada a la unidad reguladora de tensión de salida ya no está reproduciendo exactamente la tensión de salida real, sino que pretende seguir estando en un nivel más alto. Como consecuencia, la unidad reguladora de tensión de salida entra en el modo de limitación de corriente de retorno para valores más bajos de la tensión de salida que los definidos por los parámetros fijos del circuito integrado.

La ventaja de una modificación de este tipo puede observarse en primer lugar en el hecho de que pueden actualizarse circuitos integrados existentes con unidades reguladoras de tensión de salida con el fin de adaptarse a nuevos entornos de aplicación. Además, al permitir un acoplamiento interrumpible entre la unidad de desactivación  
 15 de regulación de tensión y los circuitos restantes, el mismo suministro de potencia en modo de conmutación puede usarse para diferentes aplicaciones, presentando puntos de partida de retorno diferentes, sin tener que cambiar el trazado del conjunto de circuitos electrónicos o el equipo y los parámetros de la unidad reguladora de tensión de salida.

Según una realización ventajosa de la presente invención, la unidad de realimentación comprende un primer devanado auxiliar de lado primario que está acoplado de manera inductiva con el devanado principal de lado secundario, de modo que después de la apertura del conmutador de lado primario se induce la tensión auxiliar en  
 25 función de la tensión de salida de lado secundario. Un devanado auxiliar de este tipo proporciona una manera particularmente sencilla y fiel de acoplar de vuelta la información acerca de la tensión de salida de lado secundario al lado primario. Sin embargo, los principios de la presente invención pueden aplicarse también a una situación en la que la tensión de realimentación que se aplica a la unidad reguladora de tensión de salida se genera por cualquier otra unidad de realimentación adecuada. Por ejemplo, también puede usarse un optoacoplador para proporcionar la  
 30 tensión auxiliar necesaria como realimentación desde el lado secundario. Por tanto, aunque no se muestra en las figuras, se pretende que la presente invención también comprenda una realimentación por medio de un optoacoplador o similar.

Según una realización ventajosa adicional, la unidad reguladora de tensión de salida recibe el valor detectado de la tensión auxiliar a través de un primer resistor de detección de tensión. La unidad de desactivación de regulación de  
 35 tensión está conectada en paralelo al primer resistor de detección de tensión. De esta manera, la unidad de desactivación de regulación de tensión puede controlarse para influir en el valor del resistor de detección de tensión dependiendo de la tensión de salida de una manera particularmente precisa. En particular, el primer resistor de detección de tensión puede formar un divisor de tensión con una disposición en paralelo de dos resistores divisores de tensión. Este divisor de tensión puede acoplarse en paralelo al primer devanado auxiliar de lado primario para  
 40 proporcionar la tensión auxiliar a la unidad reguladora de tensión de salida.

En una implementación ventajosa de la presente invención, la unidad de desactivación de regulación de tensión comprende un segundo resistor de detección de tensión y un primer conmutador controlable. El segundo resistor de  
 45 detección de tensión y el primer conmutador controlable están conectados en serie, de modo que controlando el conmutador controlable, el segundo resistor de detección de tensión puede acoplarse en paralelo al primer resistor de detección de tensión y puede desacoplarse de nuevo. De ese modo, la tensión auxiliar está presente a través de o bien sólo el primer resistor de detección de tensión o bien a través de una conexión en paralelo de los resistores de detección de tensión primero y segundo. Por consiguiente, al elegir un valor apropiado para el segundo resistor de detección de tensión, la tensión auxiliar presente a través de la conexión en paralelo de los dos resistores es más  
 50 alta que en el caso en el que sólo está activo el primer resistor de detección de tensión. La unidad reguladora de tensión de salida percibe un nivel de tensión de salida más alto y por consiguiente pospone el inicio del modo de limitación de corriente de retorno hasta un valor de tensión de salida real más bajo.

Ventajosamente, se conecta un terminal de control del primer conmutador controlable al primer devanado auxiliar de lado primario para controlar el primer conmutador controlable en función de la tensión de salida de lado secundario. De esta manera puede lograrse que (dependiendo de la tensión de salida de lado secundario) se use o bien la  
 55 tensión auxiliar real o bien un valor potenciado de la tensión auxiliar como tensión de realimentación por la unidad reguladora de tensión de salida. Ventajosamente, el primer conmutador controlable está formado por un transistor de efecto de campo de material semiconductor de óxido metálico (MOS FET).

Según una realización ventajosa adicional, la unidad de desactivación de regulación de tensión comprende además una conexión en serie de un segundo resistor divisor de tensión con un circuito RC en paralelo, estando la conexión  
 60 en serie conectada en paralelo con dicho primer devanado auxiliar de lado primario. El terminal de control del primer

conmutador controlable está conectado a un nodo entre el segundo resistor divisor de tensión y el circuito RC en paralelo.

5 Esta implementación de circuito tiene la ventaja de que la tensión de salida de lado secundario puede reproducirse fácilmente en el lado primario para determinar cuándo debe activarse la unidad de desactivación de regulación de tensión. Para valores de salida por encima de un valor umbral que inducen una tensión en el segundo resistor divisor de tensión que está por encima de la tensión umbral de compuerta del MOS FET, el MOS FET es conductor y la conexión en paralelo de los resistores de detección de tensión primero y segundo determina la tensión detectada como la tensión auxiliar por la unidad reguladora de tensión de salida. Esta conexión en paralelo puede tener, por ejemplo, un valor de resistencia de  $8345 \Omega$ .

10 Con el aumento de carga en la salida del suministro de potencia en modo de conmutación, la tensión de salida disminuye y por consiguiente la tensión auxiliar en algún momento cae por debajo de la tensión umbral de compuerta del MOS FET. En este momento, el MOS FET deja de ser conductor y por consiguiente sólo el primer resistor de detección de tensión está determinando la tensión aplicada a la unidad reguladora de tensión de salida. Por ejemplo, el primer resistor de detección de tensión puede tener un valor de  $27,4 \text{ k}\Omega$ . Por consiguiente, la tensión a través del primer resistor de detección de tensión se aumenta en aproximadamente un factor 3 en comparación con el caso en el que la conexión en paralelo de los resistores de detección de tensión primero y segundo está activa.

20 En el suministro de potencia en modo de conmutación convencional mostrado en la figura 4, la tensión de suministro para alimentar el circuito integrado se deriva del primer devanado auxiliar. Sin embargo, cuando se usa la unidad de desactivación de regulación de tensión según la presente invención, puede que esta tensión de suministro puede no ser suficiente para hacer funcionar el suministro de potencia en modo de conmutación para dar tensiones de salida menores de alrededor de  $1 \text{ V}$ . Por tanto, la presente invención según una realización ventajosa adicional proporciona una unidad de estabilización de tensión de suministro que garantiza una tensión de suministro suficientemente estable para el circuito integrado. En particular, el suministro de potencia en modo de conmutación comprende un segundo devanado auxiliar de lado primario que está acoplado de manera inductiva con el devanado principal de lado secundario, en el que la unidad de estabilización de tensión de suministro está conectada al segundo devanado auxiliar de lado primario para derivar del mismo una tensión de suministro suficientemente alta y estable.

30 Por tanto, para tensiones de salida de lado secundario que están por debajo de un determinado límite, el suministro de potencia del circuito integrado del primer devanado auxiliar se complementa y estabiliza mediante la potencia derivada de un segundo devanado auxiliar de lado primario. De ese modo, la tensión de suministro para el circuito integrado se estabiliza en todos los intervalos de tensión de entrada y condiciones de carga.

35 Según una realización ventajosa de la presente invención, la unidad de estabilización de tensión de suministro comprende un transistor bipolar que está conectado con un terminal de colector al segundo devanado auxiliar de lado primario, con un terminal de base a un potencial de tierra, y proporciona en un terminal de emisor activo la tensión de suministro estabilizada al circuito integrado.

Esta implementación ofrece la ventaja de mantener de manera fiable la tensión de suministro del circuito integrado por encima del umbral de bloqueo de subtensión por debajo del cual el circuito integrado ya no funciona.

40 Según una realización ventajosa adicional, se conecta un resistor de realimentación entre el terminal de colector y el terminal de base del transistor bipolar y se conecta el terminal de base a tierra mediante un diodo de tensión de referencia. Por tanto, la unidad de estabilización de tensión de suministro trabaja como un regulador lineal que proporciona fielmente la tensión de suministro estabilizada con pérdidas de energía bajas.

45 La presente invención se refiere además a un método para controlar un conmutador de lado primario en un suministro de potencia en modo de conmutación con un transformador, que tiene un devanado principal de lado primario y un devanado principal de lado secundario. El método comprende las etapas de controlar el conmutador de lado primario para interrumpir una corriente de lado primario que fluye a través del devanado principal de lado primario, generar una tensión auxiliar que es función de una tensión de salida de lado secundario, detectar la tensión auxiliar en una entrada de medición de tensión de una unidad reguladora, y comparar la tensión auxiliar detectada con un valor de referencia de tensión, y realizar una limitación de corriente de retorno en caso de que la tensión auxiliar detectada caiga por debajo del valor de referencia de tensión. Cuando la tensión de salida de lado secundario alcanza un umbral inferior definido, la tensión auxiliar, antes de aplicarse a la entrada de medición de tensión de la unidad reguladora, se aumenta mediante una unidad de desactivación de regulación de tensión, de modo que la unidad reguladora realiza la etapa de limitación de corriente de retorno a valores reducidos de la tensión de salida de lado secundario.

55 Tal como ya se mencionó anteriormente, el suministro de potencia en modo de conmutación según la presente invención puede funcionar más cerca de la tensión de salida de lado secundario de cortocircuito que un suministro de potencia en modo de conmutación convencional sin tener que proporcionar ninguna modificación en el circuito integrado que comprende la unidad reguladora de tensión de salida. Además, al permitir un desacoplamiento de la unidad de desactivación de regulación de tensión, puede usarse el mismo equipo para entornos de aplicación que

requieren un punto de partida de limitación de corriente de retorno más alto o uno más bajo.

El método según la presente invención puede usar ventajosamente como unidad de realimentación una tensión auxiliar inducida en un devanado auxiliar de lado primario. Alternativamente, pueden emplearse también otras técnicas de realimentación, tales como un optoacoplador.

- 5 Según la presente invención, la tensión auxiliar aplicada a la entrada de medición de tensión de la unidad reguladora se aumenta en al menos un factor 3. Por consiguiente, la etapa de limitación de corriente de retorno se realiza sólo para valores de la tensión de salida de lado secundario de menos de 1 V. Sin usar la unidad de desactivación de regulación de tensión de la invención, la etapa de limitación de corriente de retorno se realiza partiendo de tensiones de salida de lado secundario de menos de 2 V. Puede requerirse por ejemplo un punto de partida más bajo de este tipo para la etapa de limitación de corriente de retorno cuando en un dispositivo portátil que usa conjuntos de baterías recargables se reduce la cantidad de celdas de batería.

- 15 Los dibujos adjuntos se incorporan en la memoria descriptiva y forman parte de la memoria descriptiva para ilustrar varias realizaciones de la presente invención. Estos dibujos, junto con la descripción, sirven para explicar los principios de la invención. Los dibujos tienen meramente el propósito de ilustrar los ejemplos preferidos y alternativos de cómo puede realizarse y usarse la invención, y no debe interpretarse que limitan la invención sólo a las realizaciones ilustradas y descritas. Además, varios aspectos de las realizaciones pueden formar (individualmente o en diferentes combinaciones) soluciones según la presente invención. Por tanto, las realizaciones descritas a continuación pueden considerarse o bien solas o bien en una combinación arbitraria de las mismas. Características y ventajas adicionales resultarán evidentes a partir de la siguiente descripción más particular de las diversas realizaciones de la invención, tal como se ilustra en los dibujos adjuntos, en los que referencias similares se refieren a elementos similares, y en los que:

la figura 1 muestra una representación esquemática de un suministro de potencia en modo de conmutación según la presente invención;

- 25 la figura 2 muestra un ejemplo de una implementación de circuito detallada de un suministro de potencia en modo de conmutación según la presente invención;

la figura 3 muestra una característica de salida lograda con la disposición de circuito según la figura 2;

la figura 4 muestra una representación esquemática de un suministro de potencia en modo de conmutación convencional que comprende una limitación de corriente de salida de retorno;

- 30 la figura 5 muestra un diagrama de bloques simplificado de un circuito integrado usado en las arquitecturas de las figuras 1, 2, 4 y 6;

la figura 6 muestra un ejemplo de una implementación de circuito detallada de un suministro de potencia en modo de conmutación convencional;

la figura 7 muestra una característica de salida lograda con la disposición de circuito según la figura 6.

- 35 La presente invención se explicará ahora adicionalmente con referencia a las figuras, y en primer lugar con referencia a la figura 1. El suministro de potencia en modo de conmutación 100 según la presente invención tal como se muestra en el ejemplo de la figura 1 puede formarse usando esencialmente los mismos componentes que se comentaron con referencia a la figura 4. En particular, el circuito integrado IC10 puede ser también el explicado con referencia a la figura 5.

- 40 Según la presente invención, el circuito de control comprende adicionalmente una unidad de desactivación de regulación de tensión 104. La unidad de desactivación de regulación de tensión 104 está conectada en paralelo a un resistor de detección de tensión R9. La tensión a través del resistor R9 es la tensión auxiliar detectada  $V_{aux}$  que se aplica al terminal U del circuito integrado IC10 y es indicativa de la tensión de salida de lado secundario  $V_{out}$ . A partir de la tensión auxiliar  $V_{aux}$  (después de una etapa de acondicionamiento de señal opcional) se genera una tensión de realimentación  $V_{FB}$  para introducirse en la unidad reguladora de tensión de salida 102 mostrada en la figura 5.

- 45 Según la presente invención, la unidad de desactivación de regulación de tensión 104 puede formar una resistencia adicional en paralelo al resistor de detección de tensión R9 hasta que la tensión de salida de lado secundario  $V_{out}$  cae por debajo de un umbral predefinido. En caso de que la tensión de salida de lado secundario caiga por debajo de este umbral, esta resistencia adicional puede desconectarse, de modo que sólo el resistor de detección de tensión R9 determina la tensión auxiliar  $V_{aux}$ . Según la presente invención, el resistor de detección de tensión R9 tiene un valor de resistencia más bajo que el valor de resistencia combinado del resistor de detección de tensión R9 y la resistencia adicional presentada por la unidad de desactivación de regulación de tensión 104.

Por consiguiente, según la teoría general de los divisores de tensión, la tensión auxiliar  $V_{aux}$  aplicada al terminal U del circuito integrado IC10 representa una fracción más grande de la tensión inducida a través del devanado auxiliar W3-2. Por tanto, la unidad reguladora de tensión de salida 102 recibe una tensión más alta como la tensión de

realimentación  $V_{FB}$  y por consiguiente inicia la limitación de corriente de salida de retorno a un valor real más bajo de la tensión de salida de lado secundario  $V_{out}$ .

Opcionalmente, el suministro de potencia en modo de conmutación 100 según la presente invención puede comprender además un segundo devanado auxiliar de lado primario W3-4 y una unidad de estabilización de tensión de suministro 106 que puede hacerse funcionar para derivar del segundo devanado auxiliar de lado primario W3-4 una tensión de suministro estabilizada al circuito integrado IC10, alternativamente a o además de la tensión de suministro proporcionada desde el primer devanado auxiliar de lado primario W3-2.

Al proporcionar la unidad de estabilización de tensión de suministro 106 y el segundo devanado auxiliar de lado primario W3-4, el circuito integrado IC10 puede alimentarse con un intervalo mucho más grande de tensiones entrada y condiciones de carga, reduciéndose al mismo tiempo las pérdidas de potencia. Puede evitarse un bloqueo de subtensión del circuito integrado IC10 hasta valores mucho más bajos de la tensión de salida de lado secundario  $V_{out}$  en comparación con suministros de potencia en modo de conmutación convencionales.

La figura 2 muestra una realización a modo de ejemplo ventajosa de un suministro de potencia en modo de conmutación 100 según la presente invención. Pueden añadirse opcionalmente los componentes que se representan mediante líneas discontinuas, pero preferiblemente no se ensamblan según la presente invención. Se enumeran valores a modo de ejemplo para los componentes de circuito individuales en la tabla 1 al final de esta memoria descriptiva.

El circuito integrado IC10 tiene ventajosamente un diseño estructural tal como se muestra en la figura 5. Tal como se explicó anteriormente con referencia a la figura 1, la tensión auxiliar  $V_{aux}$  que se introduce en el circuito integrado IC10 está presente a través del primer resistor de detección R9. El primer resistor de detección R9 es parte de un divisor de tensión que está dispuesto a través del primer devanado auxiliar de lado primario W3-2. El divisor de tensión comprende además los resistores R8 y R14, que están conectados en paralelo.

Según la presente invención, la unidad de desactivación de regulación de tensión 104 comprende una conexión en serie de un conmutador controlable T2 y un segundo resistor de detección de tensión R22. Preferiblemente, el conmutador controlable T2 está formado por un MOS FET.

Esta conexión en serie está conectada en paralelo al primer resistor de detección de tensión R9. Puede observarse que cuando el transistor T2 conduce, el segundo resistor de detección de tensión R22 está conectado en paralelo al primer resistor de detección de tensión R9. Por consiguiente, la tensión auxiliar  $V_{aux}$  aplicada al terminal U del circuito integrado IC10 está presente a través de una conexión en paralelo de los resistores de detección de tensión primero y segundo R9, R22. Por otro lado, cuando el transistor T2 no conduce, sólo está activo el primer resistor de detección de tensión R9.

Si se suponen los valores representativos indicados en la tabla 1, concretamente  $R9=27,4 \text{ k}\Omega$  y  $R22=11,3 \text{ k}\Omega$ , la conexión en paralelo de estos resistores tiene una resistencia combinada de aproximadamente  $8 \text{ k}\Omega$  (el valor exacto teniendo en cuenta todos los efectos parásitos es de  $8345 \Omega$ ). Si se supone además que los resistores R14 y R8 según la tabla 1 tienen los valores de  $110 \text{ k}\Omega$  y  $118 \text{ k}\Omega$ , respectivamente, puede derivarse que su conexión en paralelo  $R14 \parallel R8$  tiene un valor de aproximadamente  $57 \text{ k}\Omega$ . Por consiguiente, si se considera el divisor de tensión formado por  $R14 \parallel R8$  en serie con R9, en el primer resistor de detección de tensión R9 está presente una tensión auxiliar que es una fracción tres veces más alta de la tensión a través del primer devanado auxiliar de lado primario W3-2, en comparación con la situación en la que el resistor R22 está conectado en paralelo al resistor R9. Dicho de otro modo, el circuito integrado IC10 recibe una tensión auxiliar  $V_{aux}$  que se aumenta en aproximadamente el factor 3 cuando el transistor T2 no conduce, en comparación con la situación en la que transistor T2 conduce.

Según la presente invención, un terminal de compuerta G del transistor T2 está conectado mediante un segundo divisor de tensión y un diodo D7 al primer devanado auxiliar de lado primario W3-2. Cuando se aumenta la carga en el suministro de potencia en modo de conmutación, disminuye la tensión que se produce en el nodo entre el diodo D7 y el resistor R6. Por consiguiente, también desciende la tensión global en el segundo divisor de tensión formado por el resistor R18 y el circuito RC R19, C8. Cuando la tensión en el terminal de compuerta G del transistor T2 está cayendo por debajo de la tensión umbral de compuerta del MOS FET T2 (habitualmente  $2 \text{ V}$ ), el MOS FET T2 ya no se vuelve conductor. Por consiguiente, el segundo resistor de detección de tensión R22 ya no está conectado de manera activa en paralelo al resistor R9 en este intervalo más bajo de la tensión de salida de lado secundario  $V_{out}$ .

De ese modo, a la larga, el punto de partida de la limitación de corriente de retorno se desplaza a un valor más bajo de la tensión de salida de lado secundario  $V_{out}$ . Normalmente, la unidad de desactivación de regulación de tensión según la presente invención y tal como se muestra en la figura 2 alcanza un punto de partida de retorno de alrededor de  $0,6 \text{ V}$ .

El divisor de tensión que está conectado al terminal de compuerta G del MOS FET T2 comprende un circuito RC R19, C8. El condensador C8 se necesita porque la combinación RC formada por el condensador C2 y el resistor R6 provoca una caída de tensión y por consiguiente fluctuaciones de tensión en caso de una carga baja en la salida. El circuito RC R19, C8 funciona como un filtro y filtra la tensión aplicada al terminal de compuerta G del transistor T2.

Esto es importante para los casos en que el tiempo de descarga es muy corto, en particular para una carga de salida muy baja. Pueden evitarse fluctuaciones de tensión en la salida en condiciones de circuito abierto o con carga de salida muy baja, el denominado “rebote de tensión” de la tensión de salida de lado secundario  $V_{out}$ .

5 La figura 3 muestra las características de salida que pueden medirse en los terminales de salida X100, X101 del suministro de potencia en modo de conmutación 100 mostrado en la figura 2. De manera análoga a la figura 7, la figura 3 muestra la tensión de salida  $V_{out}$  en función de la corriente de salida  $I_{out}$  para diferentes valores de la tensión de entrada. En particular, se midió la curva 301 para una tensión de entrada de 90 V, la curva 302 para una tensión de entrada de 120 V, la curva 303 para una tensión de entrada de 230 V y la curva 304 para una tensión de entrada de 264 V. Los márgenes inferior y superior MÍN., MÁX. representan el mismo ejemplo de límites de tolerancia que han de cumplirse.

10 Tal como puede observarse a partir de la figura 3, el punto de partida para la limitación de corriente de retorno se desplaza a tensiones de salida  $V_{out}$  muy por debajo de 1 V, normalmente de 0,6 V.

15 Partiendo del estado de circuito abierto sin carga ( $I_{out}$  es 0), la tensión de salida  $V_{out}$  permanece en primer lugar a alrededor de 13 V en un modo de control de tensión (intervalo 305). Para valores de corriente por encima de aproximadamente 0,5 A el suministro de potencia en modo de conmutación funciona en el modo de control de corriente (intervalo 306). En el modo de control de corriente, el conmutador de lado primario T100 se controla de modo que siempre se emite una potencia constante en los terminales de salida. Dicho de otro modo, se disminuye la tensión de salida  $V_{out}$  con el aumento de la corriente de salida  $I_{out}$ .

20 Sólo cuando la tensión de salida  $V_{out}$  alcanza un valor umbral de aproximadamente 0,6 V, el conmutador de lado primario T100 se controla de modo que la corriente de salida  $I_{out}$  disminuye con el aumento de la tensión de salida  $V_{out}$ . En comparación con el comportamiento mostrado en la figura 7, esto significa que con la presente invención puede lograrse un desplazamiento del punto de partida para la limitación de corriente de retorno que reduce la tensión de partida a un tercio del valor para el suministro de potencia en modo de conmutación convencional.

25 Con referencia de nuevo a la figura 2, según un aspecto adicional de la presente invención, el suministro de potencia en modo de conmutación 100 comprende una unidad de estabilización de tensión de suministro 106. Tal como se mencionó anteriormente, el suministro de potencia en modo de conmutación 100 comprende un segundo devanado auxiliar de lado primario W3-4. En este devanado auxiliar W3-4 se induce un impulso de tensión cuando se abre el conmutador de lado primario. Por tanto, puede generarse una segunda tensión auxiliar que puede usarse como una tensión de suministro alternativa o adicional para el circuito integrado IC10 cuando la tensión de salida de lado secundario  $V_{out}$  es demasiado baja para garantizar un suministro de potencia suficientemente estable mediante el primer devanado auxiliar de lado primario W3-2 (tal como se muestra en la figura 6 para el suministro de potencia en modo de conmutación convencional).

35 Tal como se muestra en la figura 2, la unidad de estabilización de tensión de suministro 106 comprende un transistor bipolar T1 que forma junto con el resistor de realimentación R17 y el diodo de tensión de referencia D1 un regulador lineal. En particular, el resistor R17 limita la corriente que fluye a través del diodo Zener D1. El diodo Zener D1 limita la tensión para la tensión de suministro del circuito integrado IC10. La tensión de suministro viene dada por la diferencia de la tensión a través del diodo Zener D1 y la tensión de emisor de base del transistor T1. Por consiguiente, el circuito integrado IC10 está dotado de una tensión de suministro estabilizada, que permanece por encima de la tensión requerida mínima para un intervalo más grande de tensiones de salida de lado secundario.

40 Al proporcionar un suministro de potencia separado e independiente de este tipo al circuito integrado IC10, la aparición de un bloqueo de subtensión puede posponerse y la tensión de suministro para el circuito integrado IC10 se estabiliza para todos los intervalos de tensión de entrada y condiciones de carga.

45 En la figura 2, los resistores R1 y R2 se muestran “no ensamblados”. Además, puede derivarse de la tabla uno que su valor es de 0  $\Omega$  en caso de que estén ensamblados. Dicho de otro modo, puede insertarse un puente de cortocircuito en la posición de estos resistores. Cuando se cortocircuita el transistor T1 en la unidad de estabilización de tensión de suministro 106, esto es igual a una desactivación cableada de esta característica. Por consiguiente, para entornos de aplicación en los que no se necesita la unidad de estabilización de tensión de suministro 106 según la presente invención, no ha de proporcionarse una tarjeta de circuito diferente, es suficiente desacoplar esta parte de los circuitos. En este caso, también en la posición del resistor R2 ha de proporcionarse un puente de cortocircuito para el desacoplamiento del segundo devanado auxiliar de lado primario.

50 La tabla 1 siguiente es una lista de números de referencia y componentes de circuito (los valores dados son a modo de ejemplo únicamente).

TABLA 1

Número de referencia/Componente de circuito	Descripción y valores
100	Suministro de potencia en modo de conmutación

## ES 2 702 894 T3

102	Unidad reguladora de tensión de salida
104	Unidad de desactivación de regulación de tensión
106	Unidad de estabilización de tensión de suministro
108	Unidad de apagado por sobrecarga térmica
C2, C8	100 nF
C3	0,22 nF
C4, C7, C102	100 nF
C5	0,027 nF
C6	Condensador electrolítico 2,2 $\mu$ F
C10B	10 $\mu$ F
C11	4,7 $\mu$ F
C101	220,0 $\mu$ F
D1	Diodo Z, 15 V/0,5 W
D6	Diodo
D7	Diodo
D11, D12, D13, D14	Diodos de circuito rectificador
D102	Diodo Z
D103	Diodo
IC10	Circuito integrado
L10, L11	Inductor 680 $\mu$ H
R1	0 $\Omega$ (= cortocircuito opcional)
R2	0 $\Omega$ (= cortocircuito opcional)
R3	2 $\Omega$
R4, R5	10 $\Omega$ + fusible
R6	2 k $\Omega$
R7	49,9 k $\Omega$
R8	118 k $\Omega$
R9	27,4 k $\Omega$
R10	3,34 k $\Omega$
R11, R12	3,01 M $\Omega$
R13	2 $\Omega$
R14	110,00 k $\Omega$
R15, R16	154 k $\Omega$
R17	51,1 k $\Omega$

## ES 2 702 894 T3

R18	121,00 k $\Omega$
R19	267 k $\Omega$
R20	1,21 k $\Omega$
R21	0,00 $\Omega$ , máx. 2,0 A
R22	11,3 k $\Omega$
R23, R24	604 $\Omega$
R25	0,00 $\Omega$ , máx. 1 A
R100	20,00 $\Omega$
R101	100,00 k $\Omega$
T1	Transistor bipolar NPN
T2	MOS FET
T100	Conmutador de lado primario, transistor bipolar NPN
W3	Transformador
W3-1	Devanado principal de lado primario
W3-2	Primer devanado auxiliar de lado primario
W3-3	Devanado principal de lado secundario
W3-4	Segundo devanado auxiliar de lado primario
X10, X11	Contactos primarios
X100, X101	Contactos secundarios

**REIVINDICACIONES**

1. Suministro de potencia en modo de conmutación que comprende:  
 un transformador (W3) que tiene un devanado principal de lado primario (W3-1) y un devanado principal de lado secundario (W3-3),
- 5 un conmutador de lado primario (T100) para interrumpir una corriente de lado primario que fluye a través del devanado principal de lado primario (W3-1),  
 una unidad de realimentación (W3-2) que puede hacerse funcionar para generar una tensión auxiliar que es función de una tensión de salida de lado secundario ( $V_{out}$ ),  
 un circuito de control para controlar dicho conmutador de lado primario (T100), comprendiendo el circuito de control una unidad reguladora de tensión de salida (102) que puede hacerse funcionar para reducir el flujo de corriente de lado primario en respuesta a un valor detectado ( $V_{aux}$ ) de la tensión auxiliar y para realizar una limitación de corriente de retorno,
- 10 caracterizado por que  
 el circuito de control comprende además una unidad de desactivación de regulación de tensión (104) que está conectada a una entrada de medición de tensión (U) de la unidad reguladora de tensión de salida (102) y puede hacerse funcionar para aumentar el valor detectado ( $V_{aux}$ ) de la tensión auxiliar recibida por la unidad reguladora de tensión de salida (102), cuando la tensión de salida alcanza un umbral inferior definido.
- 15
- 20 2. Suministro de potencia en modo de conmutación según la reivindicación 1, comprendiendo dicha unidad de realimentación un primer devanado auxiliar de lado primario (W3-2) que está acoplado de manera inductiva con el devanado principal de lado secundario (W3-3) de modo que después de la apertura del conmutador de lado primario se induce la tensión auxiliar en función de una tensión de salida de lado secundario ( $V_{out}$ ).
- 25 3. Suministro de potencia en modo de conmutación según la reivindicación 2, en el que la unidad reguladora de tensión de salida (102) recibe el valor detectado ( $V_{aux}$ ) de la tensión auxiliar a través de un primer resistor de detección de tensión (R9), y en el que la unidad de desactivación de regulación de tensión (104) está conectada en paralelo al primer resistor de detección de tensión (R9).
- 30 4. Suministro de potencia en modo de conmutación según la reivindicación 3, en el que dicho primer resistor de detección de tensión (R9) está conectado en serie con una conexión en paralelo de dos resistores divisores de tensión (R8, R14) para formar un divisor de tensión que está conectado en paralelo al primer devanado auxiliar de lado primario (W3-2).
- 35 5. Suministro de potencia en modo de conmutación según una de las reivindicaciones 2 a 4, en el que la unidad de desactivación de regulación de tensión comprende un segundo resistor de detección de tensión (R22) y un primer conmutador controlable (T2), en el que dicho primer conmutador controlable (T2) está conectado en serie al resistor de detección de tensión (R9), y en el que un terminal de control del primer conmutador controlable (T2) está conectado a dicho primer devanado auxiliar de lado primario (W3-2) para controlar el primer conmutador controlable (T2) en función de la tensión de salida de lado secundario ( $V_{out}$ ).
- 40 6. Suministro de potencia en modo de conmutación según la reivindicación 5, en el que la unidad de desactivación de regulación de tensión (104) comprende además una conexión en serie de un segundo resistor divisor de tensión (R18) con un circuito RC en paralelo (R19, C8), estando la conexión en serie (R18; R19, C8) conectada en paralelo con dicho primer devanado auxiliar de lado primario (W3-2), y en el que el terminal de control del primer conmutador controlable (T2) está conectado a un nodo entre el segundo resistor divisor de tensión (R18) y el circuito RC en paralelo (R19, C8).
- 45 7. Suministro de potencia en modo de conmutación según la reivindicación 5 o 6, en el que dicho primer conmutador controlable (T2) comprende un transistor de efecto de campo MOS.
- 50 8. Suministro de potencia en modo de conmutación según una de las reivindicaciones 1 a 7, que comprende además un segundo devanado auxiliar de lado primario (W3-4) que está acoplado de manera inductiva con el devanado principal de lado secundario (W3-3), y una unidad de estabilización de tensión de suministro (106) que está conectada a dicho segundo devanado auxiliar de lado primario (W3-4) para proporcionar una tensión de suministro estabilizada al circuito de control.
9. Suministro de potencia en modo de conmutación según la reivindicación 8, en el que dicha unidad de estabilización de tensión de suministro (106) comprende un transistor bipolar (T1) que está conectado con un terminal de colector al segundo devanado auxiliar de lado primario (W3-4), con un terminal de base a un potencial de tierra (GNDprim), y proporciona en un terminal de emisor la tensión de suministro estabilizada.

10. Suministro de potencia en modo de conmutación según la reivindicación 9, que comprende además un resistor de realimentación (R17) conectado entre el terminal de colector y el terminal de base de dicho transistor bipolar (T1), en el que dicho terminal de base está conectado a tierra mediante un diodo de tensión de referencia (D1).
- 5 11. Método para controlar un conmutador de lado primario (T100) en un suministro de potencia en modo de conmutación con un transformador (W3), que tiene un devanado principal de lado primario (W3-1) y un devanado principal de lado secundario (W3-3), comprendiendo el método las etapas de:
- controlar el conmutador de lado primario (T100) para interrumpir una corriente de lado primario que fluye a través del devanado principal de lado primario (W3-1),
- 10 generar una tensión auxiliar que es función de una tensión de salida de lado secundario ( $V_{out}$ ), detectar la tensión auxiliar en una entrada de medición de tensión (U) de una unidad reguladora (102), y comparar la tensión auxiliar detectada ( $V_{aux}$ ) con un valor de referencia de tensión,
- realizar una limitación de corriente de retorno en caso de que la tensión auxiliar detectada ( $V_{aux}$ ) caiga por debajo del valor de referencia de tensión,
- 15 caracterizado por que
- cuando la tensión de salida de lado secundario ( $V_{out}$ ) alcanza un umbral inferior definido, la tensión auxiliar, antes de aplicarse a la entrada de medición de tensión (U) de la unidad reguladora (102), se aumenta mediante una unidad de desactivación de regulación de tensión (104) que está conectada a la entrada de medición de tensión (U) de la unidad reguladora (102), de modo que la unidad reguladora realiza la etapa de limitación de corriente de retorno a valores reducidos de la tensión de salida de lado secundario ( $V_{out}$ ).
- 20 12. Método según la reivindicación 11, en el que dicha unidad de realimentación comprende al menos un devanado auxiliar de lado primario (W3-2), en el que después de la apertura del conmutador de lado primario (T100) se induce una tensión auxiliar en función de una tensión de salida de lado secundario.
- 25 13. Método según la reivindicación 11 o 12, que comprende además la etapa de proporcionar una tensión de suministro estabilizada a dicha unidad reguladora (102), generándose la tensión de suministro estabilizada desde un segundo devanado auxiliar de lado primario (W3-4) que está acoplado de manera inductiva con el devanado principal de lado secundario (W3-3).
- 30 14. Método según una de las reivindicaciones 11 a 13, en el que la unidad de desactivación de regulación de tensión (104) aumenta la tensión auxiliar aplicada a la entrada de medición de tensión (U) de la unidad reguladora (102) en al menos un factor 3, y en el que la etapa de limitación de corriente de retorno se realiza para valores de la tensión de salida de lado secundario ( $V_{out}$ ) de menos de 1 V.
15. Método según una de las reivindicaciones 11 a 14, en el que un valor de una resistencia de detección (R9) conectada a la entrada de medición de tensión de la unidad reguladora se aumenta cuando la tensión de salida de lado secundario ( $V_{out}$ ) cae por debajo del valor umbral.



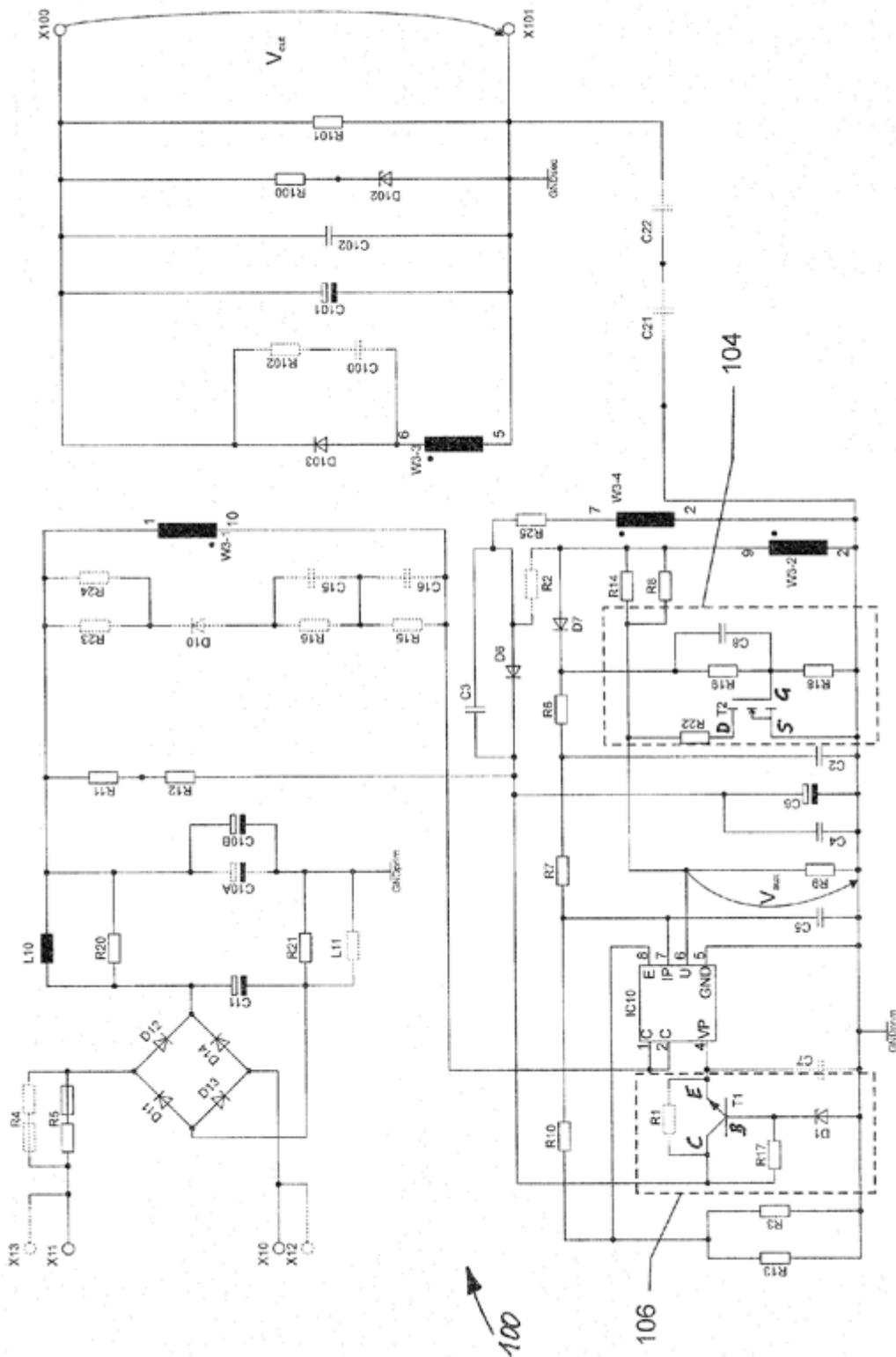


Figura 2

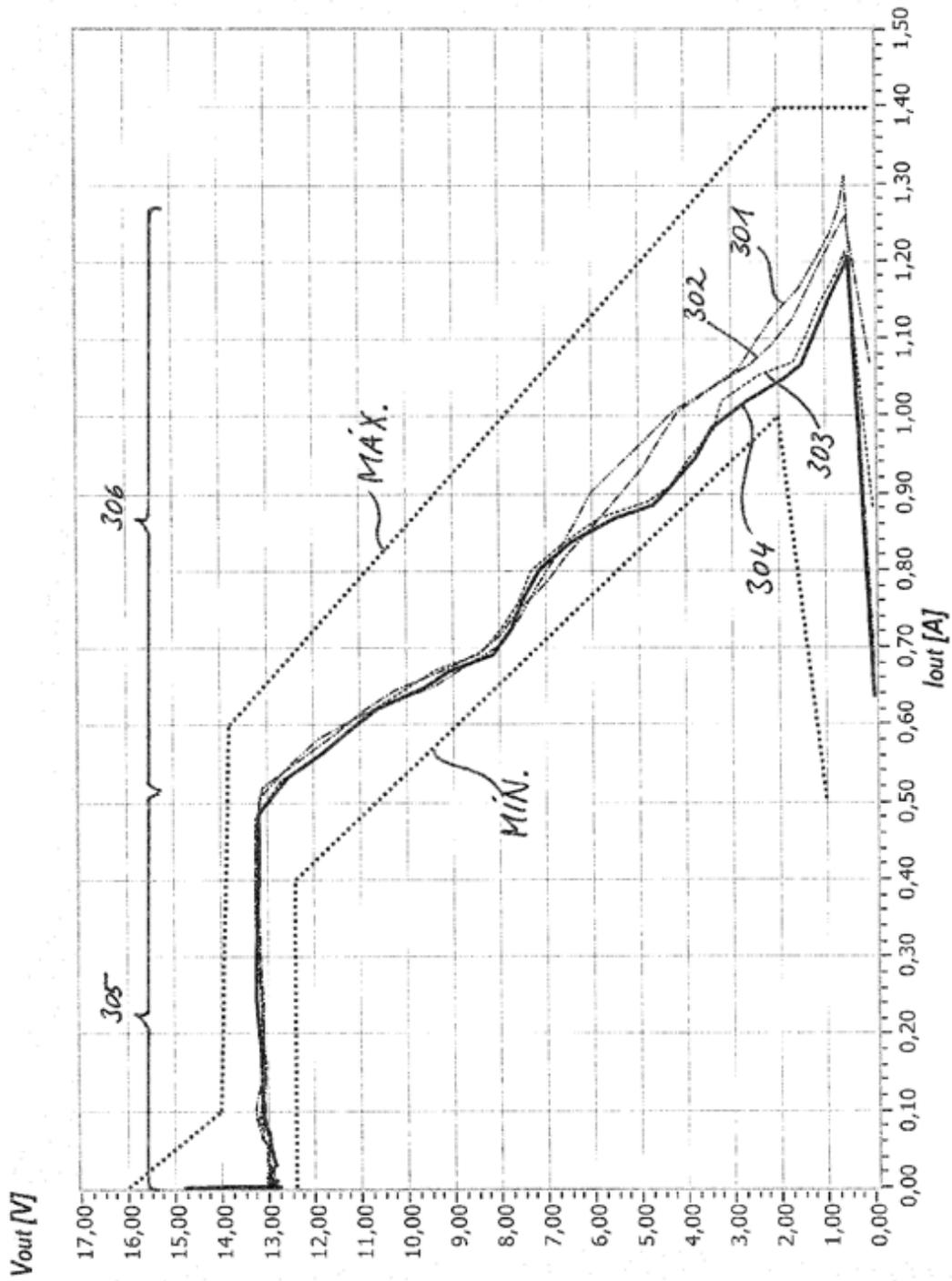


Figura 3

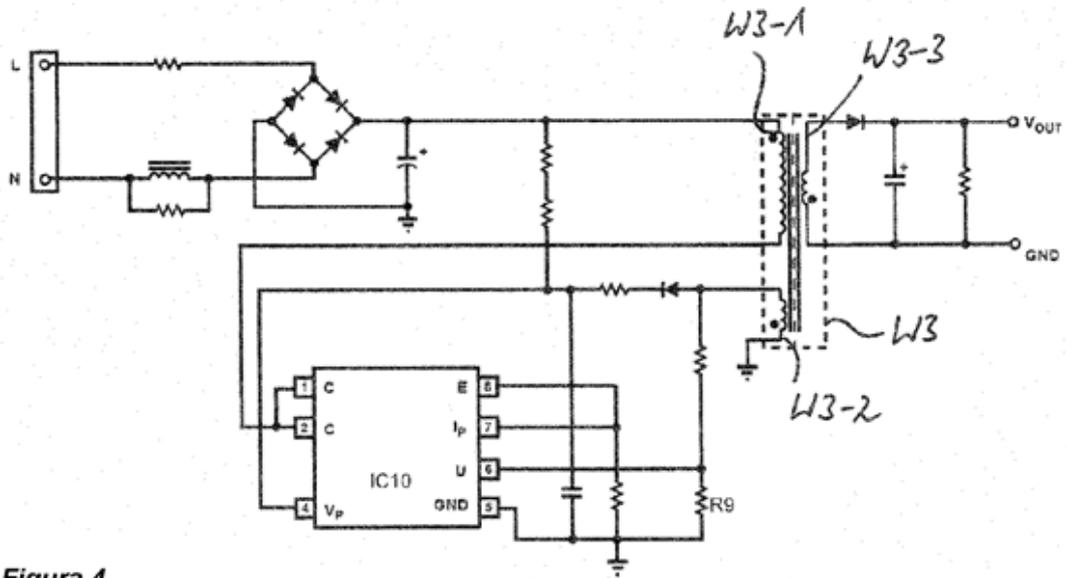


Figura 4

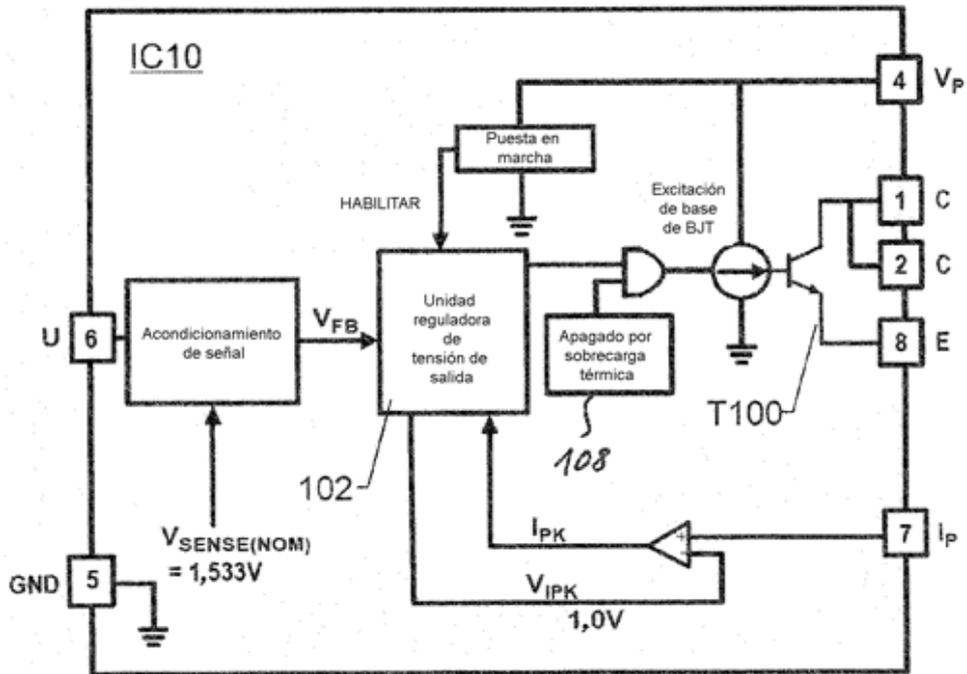


Figura 5



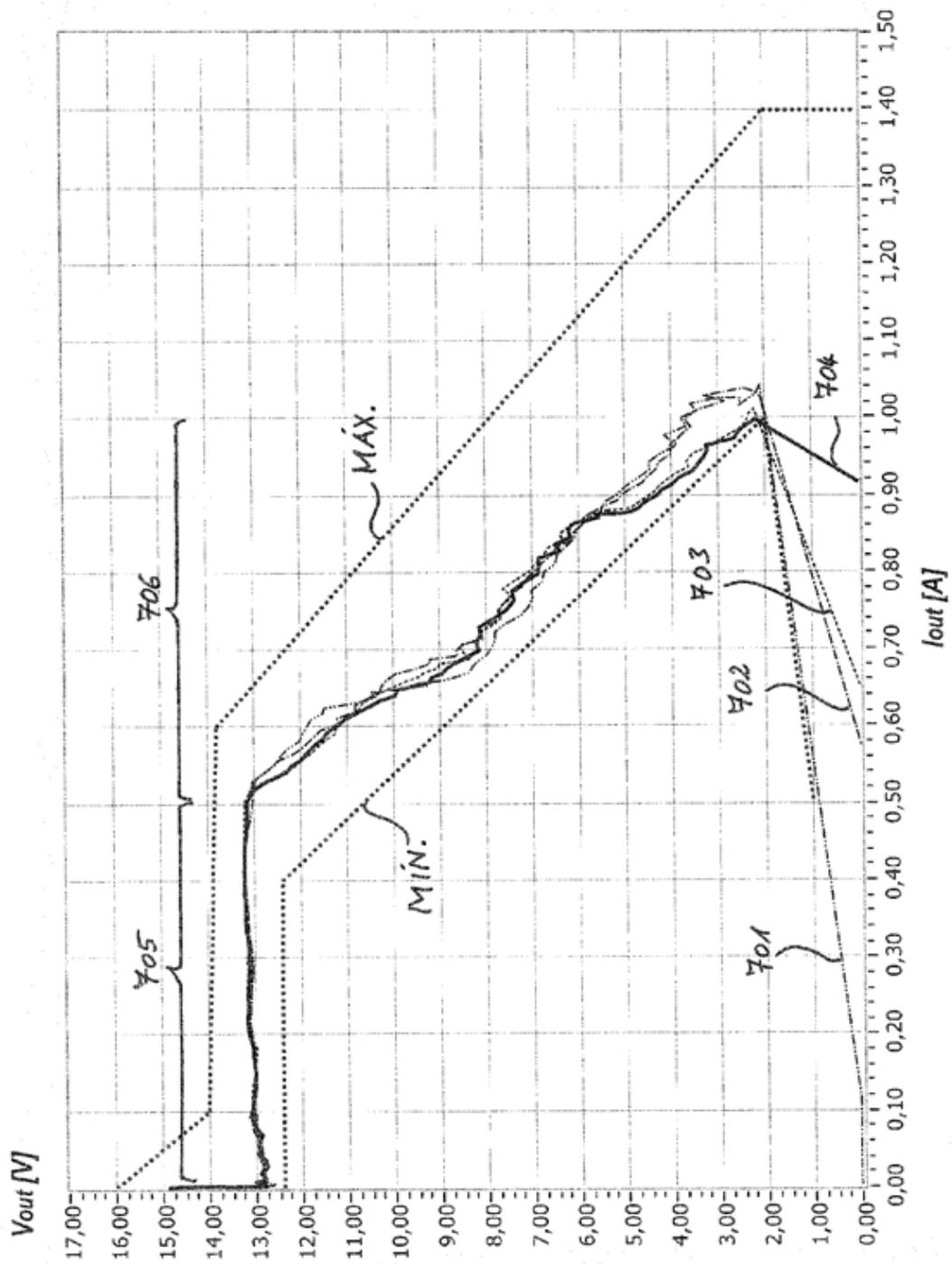


Figura 7