



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 365 553**

51 Int. Cl.:
H05B 33/08 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **07425769 .2**

96 Fecha de presentación : **03.12.2007**

97 Número de publicación de la solicitud: **2068599**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **10.06.2009**

54 Título: **Configuración de circuito para generar una señal modulada en anchura de pulsos, para accionar cargas eléctricas.**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
06.10.2011

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
06.10.2011

73 Titular/es: **SIRIO PANEL S.p.A.**
Località Levanella Becorpi
52025 Montevarchi, Arezzo, IT

72 Inventor/es: **Mantovani, Luca**

74 Agente: **Justo Bailey, Mario de**

ES 2 365 553 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

Configuración de circuito para generar una señal modulada en anchura de pulsos, para accionar cargas eléctricas

5 La presente invención está relacionada en general con el suministro y control de fuentes de luz, particularmente fuentes de luz que pertenecen a sistemas de iluminación para aplicaciones aviónicas, y más específicamente a una configuración de circuitos para la activación por modulación de anchura de pulsos de una fuente de luz.

10 Se utilizan cada vez más los LED para sustituir las lámparas incandescentes, como fuentes de luz en la iluminación del panel de instrumentos en las cabinas de las aeronaves.

15 Con el fin de conseguir la gran gama dinámica de luminosidad requerida, es necesario desarrollar una solución de circuitos eléctricos de control que sea diferente de la convencional asociada con lámparas incandescentes, representada por una simple fuente de alimentación. La solución estándar es accionar la carga (una fuente de luz de LED) por medio de una señal modulada en anchura de pulsos (PWM), y se caracteriza por la propiedad de combinar en una sola señal de activación el suministro de energía a la fuente y el control de su luminosidad (intensidad y espectro) por la variación de los parámetros eléctricos de la tensión (o corriente) de activación y el ciclo de trabajo.

20 La señal de activación (fuente de alimentación y control) se genera por medio de un circuito de activación de tensión que en realidad implementa una conversión de potencia desde una señal de alimentación continua a una señal modulada en anchura de pulsos, y debe reunir unos requisitos predeterminados de seguridad (protección de cortocircuito), simplicidad (menor número de componentes y menor tamaño de circuito), fiabilidad y cumplimiento de las regulaciones de compatibilidad electromagnética.

25 Un circuito de activación PWM diseñado específicamente para activar los LED en aplicaciones aviónicas debe reunir también otros requisitos, tales como una amplia gama dinámica de luminosidad (la relación entre la luminosidad máxima y mínima de alrededor de 4000 o incluso más, la posibilidad de controlar la luminosidad de acuerdo con las diferentes funciones de iluminación requeridas, y la capacidad de activar una carga no lineal (para una tensión de activación por debajo de un umbral, se apaga un LED) y una carga variable (con una demanda de corriente desde unos pocos mA hasta 1-3 A) de acuerdo con el número de fuentes de luz a encender.

30 Con el fin de conseguir la amplia gama dinámica requerida, es necesario ajustar la amplitud de la señal de control y modular simultáneamente su anchura de pulso.

35 En el documento US 2006/0043911 A1 se divulga un método y un circuito para activar un diodo emisor de luz alimentado por batería. Se genera una señal PWM de control para regular una corriente de activación para activar un LED, en función de la señal de tensión de la batería, con el fin de ampliar la vida de la batería cuando su tensión cae al final de la carga de la batería.

40 Además, el circuito de activación debe estar adaptado para recibir una tensión de alimentación variable de acuerdo con las diversas regulaciones que gobiernan la aplicación pretendida (DO-160E, MIL-STD-704, etc.).

45 En detalle, el equipo diseñado para proporcionar una línea de alimentación de tensión PWM para aplicaciones aviónicas se suministra normalmente desde la línea de la fuente de alimentación externa. Esta línea puede estar sometida a variaciones de la tensión de trabajo, a pulsos espurios de alta energía y a transitorios anómalos (por ejemplo, pueden alcanzarse tensiones de 80 V durante 100 ms sobre líneas de corriente continua de 28 V nominales).

50 La solución del circuito más simple es el uso de un dispositivo de conmutación que se abra y cierre de acuerdo con una onda cuadrada de control (figura 1). En este caso, el número de componentes, las dimensiones globales y el peso se reducen a los niveles más pequeños posibles.

55 Sin embargo, la generación de la señal PWM origina muchos problemas en términos de la emisión de energía electromagnética en una amplia gama de frecuencias entre la fundamental y 1 GHz.

Con el fin de mantener estas emisiones por debajo de los límites permitidos por las regulaciones, es posible utilizar cables apantallados o conexiones retorcidas (con el cable de salida de la señal PWM retorcido con la correspondiente línea de retorno).

60 La alternativa, en el caso de conexiones simples, es controlar la pendiente de los bordes de la señal; en otras palabras, la forma de onda de la tensión de salida debe ser al menos trapezoidal (con bordes de pendiente constante) y no una onda cuadrada (aunque ésta sería la ideal).

65 Con el fin de obtener estos bordes inclinados, debe utilizarse una etapa de control y conmutación de la tensión lineal, en lugar del simple dispositivo de conmutación que se abre y se cierra (ON/OFF). Esto tiene la ventaja también de que, como la tensión de salida puede ser controlada, la carga está protegida de transitorios sobre la

línea de la fuente de alimentación.

El método más sencillo de construir un circuito de este tipo es conectar un transistor MOSFET en serie con la línea de la fuente de alimentación, y activarlo de manera que sea alternativamente conductor y no conductor, de acuerdo con un ciclo de trabajo predeterminado (figura 2). En este caso, la forma de onda de la tensión de control se reproduce en la salida con una amplificación predeterminada. En general, esta solución proporciona un control eficiente de la señal de activación y el control de la pendiente del borde delantero de los pulsos de tensión. Sin embargo, la sencilla topología no permite drenar energía de la carga en el periodo en el cual el transistor no conduce, y por tanto la segunda parte de la forma de onda de la señal de activación depende de la carga.

El enfoque convencional para la resolución de este problema es utilizar etapas en contrafase (push-pull), pero estas requieren fuentes de alimentación negativas y circuitos de control exclusivos. En aplicaciones en las cuales los aspectos tales como el tamaño y el peso son de importancia fundamental, la solución antes mencionada puede ser difícil de implementar.

Los requisitos de compatibilidad electromagnética impuestos para limitar las emisiones originadas por la generación de la señal PWM, hacen necesario proporcionar un filtrado potente de la señal de salida del circuito de activación PWM, lo cual requiere un condensador en la línea de salida (figura 3), y esto degrada el rendimiento de la etapa de salida del circuito, en términos de estabilidad y respuesta a las variaciones de la carga. El borde trasero del pulso de tensión es en realidad estrictamente dependiente de la carga. Con corrientes de salida altas no existen problemas, ya que la carga descarga la energía almacenada en el filtro capacitivo y la forma de onda trapezoidal es prácticamente ideal. Con pequeñas corrientes de salida, el filtro no se descarga por completo y como resultado la forma de onda se distorsiona.

El fenómeno está ilustrado en las figuras 3 y 4. En el intervalo $t_0 - t_1$, no fluye corriente a través del conmutador lineal LS y la tensión V_{out} de salida es cero. En el intervalo $t_1 - t_2$, se utiliza una corriente I_{LS} para alimentar la carga (con su parte I) y para cargar el condensador (con su parte I_C en el sub-intervalo $t_1 - t_1'$). En el intervalo $t_2 - t_3$, el condensador se descarga debido a la carga, y no hay control por el interruptor lineal de la salida, ya que este último solamente puede suministrar corriente a la carga. La forma de la tensión de salida tiene una correlación cercana con la constante de tiempo RC, que es una función de la resistencia de la carga y de la capacitancia del condensador del filtro. Si $RC \ll (t_3 - t_2)$, la tensión de salida sigue el control; en otro caso, aparece una distorsión. Si $(t_3 - t_2) \ll RC \ll (t_4 - t_2)$, la tensión de salida está representada por la forma de onda de la figura 5a; si $RC \gg (t_4 - t_2)$, la tensión de salida está representada por la forma de onda de la figura 5b; en otras palabras, la forma de onda PWM se pierde por completo.

La distorsión resultante aumenta la luminosidad de la fuente activada de una manera no deseada, ya que el ciclo de trabajo es mayor. Se pierde por tanto el control de la luminosidad.

Si la carga fuera fija de antemano, la corriente de salida podría ser convenientemente predeterminada. Sin embargo, en muchas aplicaciones, incluyendo las aplicaciones aviónicas, la carga es variable. Esto es debido a que el valor de la carga es una función del número de lámparas indicadoras iluminadas en un momento dado, y este número es variable, ya que las lámparas pueden ser apagadas o encendidas independientemente. La resistencia de la carga puede variar generalmente desde infinito (circuito abierto) a un valor mínimo de alrededor de 10 ohmios.

Una desventaja incluso mayor es que la energía almacenada en el filtro impide el control eficiente del ciclo de trabajo con cargas pequeñas, ya que la tensión de salida no disminuye a cero tan rápidamente como sería requerido. El hecho de que la información del ciclo de trabajo sea estrictamente dependiente de la carga, constituye un problema cuando se utiliza la señal PWM para alimentar un conjunto de indicadores (avisadores) de alarma a bordo.

El número de indicadores encendidos varía en función de la condición de los sistemas de a bordo; en otras palabras, la carga total es variable y depende del número de avisadores activados.

El objeto de la presente invención es por tanto proporcionar una solución satisfactoria a los problemas descritos anteriormente, al tiempo que se eviten las desventajas de la técnica anterior. En particular, el objeto de la presente invención es proporcionar una configuración de circuitos (topología) para la activación modulada en anchura de pulsos de una fuente de luz que reúna los requisitos de simplicidad y fiabilidad, dentro de las restricciones de diseño típicas de las aplicaciones aviónicas, al tiempo que se optimiza el comportamiento del circuito en términos de rendimiento eléctrico y operativo.

De acuerdo con la presente invención, estos objetos se consiguen con una configuración de circuitos que tiene las características reivindicadas en la reivindicación 1.

Resumiendo, la presente invención está basada en el principio de sumar un control en modo de corriente al control convencional en modo de tensión, para optimizar la forma de onda de la señal PWM de salida en todas las condiciones de carga, restricciones ambientales y rendimiento.

El control en modo corriente se consigue añadiendo una etapa del circuito a la línea de salida, incluyendo un generador de corriente controlada como sumidero de corriente aplicado a la salida y adaptado para permitir el control de la pendiente de los bordes traseros de los pulsos de la señal de activación, modulada en anchura de pulsos, con protección intrínseca contra el cortocircuito.

5

El condensador de salida añadido para superar los problemas de la compatibilidad electromagnética, impide al circuito convencional (figuras 1 y 2) manejar las cargas variables. Con la solución propuesta, este condensador se utiliza para producir una forma de onda de baja emisión.

10

Cuando el conmutador lineal no está conduciendo, el sumidero de corriente controlada es conmutado a un estado activado y por tanto descarga la energía almacenada en el filtro. Una descarga de corriente constante produce una pendiente lineal de la señal de la tensión de salida, creando una forma de onda con borde trasero ideal para reducir las emisiones electromagnéticas.

15

Cuando el conmutador lineal está conduciendo, el sumidero de corriente controlada es conmutado a un estado inactivo con el fin de impedir pérdidas de potencia en esta etapa.

Se divulgarán con más detalle otras características y ventajas de la invención en la descripción detallada siguiente de un modo de realización de la invención, ofrecida a modo de ejemplo no limitativo, con referencia a los dibujos anexos, en los cuales:

20

Las figuras 1, 2 y 3 son ilustraciones esquemáticas de una configuración del circuito para la activación modulada en anchura de pulsos de una carga, de acuerdo con la técnica anterior, con un inserto que muestra la forma de onda de la señal de activación de salida;

25

Las figuras 4, 5a y 5b son diagramas de tiempo que ilustran la variación de la señal, modulada en anchura de pulsos, en la salida de una configuración del circuito ideal y una configuración del circuito real, respectivamente, de acuerdo con la técnica anterior de la figura 3;

30

La figura 6 es una ilustración esquemática de una configuración del circuito para la activación modulada por anchura de pulsos de una carga de acuerdo con la invención;

Las figuras 7a - 7c son diagramas detallados del circuito que ilustran diferentes modos de realización de un sumidero de corriente controlada, utilizado en la configuración del circuito de la figura 6;

35

La figura 8 muestra un conjunto de diagramas que ilustran la variación con el tiempo de algunas entidades eléctricas de la configuración del circuito de la figura 6; y

Las figuras 9 y 10 son ilustraciones esquemáticas de una configuración del circuito para la activación modulada por anchura de pulsos de una carga de acuerdo con la invención, en dos variantes de modos de realización.

40

En las figuras 6 a 10, los elementos o entidades idénticas o funcionalmente equivalentes a los ilustrados en las figuras 1 a 5, están indicadas por las mismas referencias utilizadas anteriormente en la descripción de estas figuras precedentes.

45

Con referencia a la figura 6, se ilustra una configuración del circuito para activar una carga L (que puede ser resistiva o no lineal), por ejemplo un dispositivo de iluminación de LED para aplicaciones aviónicas, utilizando una señal de tensión modulada en anchura de pulsos.

50

Hay conectada una línea SL de alimentación externa en la salida de la configuración del circuito, a través de un dispositivo LS de conmutación lineal para controlar la tensión, que está controlado por una etapa D1 de activación de la tensión, que está adaptada para recibir una señal VOUT_CTR de control desde una unidad de control que no está ilustrada.

55

Hay dispuesto un filtro capacitivo C aguas debajo del conmutador lineal LS, en paralelo con la carga.

VOUT indica la señal de tensión modulada en anchura de pulsos emitida desde la salida de la configuración del circuito propuesta por la invención para activar (alimentar y controlar) la carga L.

60

La carga, indicada en su totalidad como L, representa una o más cargas diferenciadas, siendo cada una de ellas un modelo de fuente de luz LED, y es variable con el tiempo en función del número y condiciones operativas temporales de las cargas presentes.

65

S indica un sumidero para una corriente constante I_S controlada por una etapa D2 de activación de tensión que está adaptada para recibir la señal VOUT_CTR de control desde la unidad de control y emitir una señal de activación VI_CTR de acuerdo con una norma predeterminada que está ilustrada más extensamente en el resto de la

descripción.

Las figuras 7a - 7c muestran, en forma de ejemplos no limitativos, tres modos de realización diferentes del circuito de un dispositivo sumidero de corriente, es decir:

i) un sumidero de corriente con un transistor puesto a tierra y una resistencia de realimentación (emisor), siendo la corriente controlada absorbida sustancialmente igual a la relación entre la tensión de polarización del transistor (indicada como $V_{ON/OFF}$ e igual a la señal de activación V_{I_CTR} de la figura 6) y el valor de la resistencia de realimentación;

ii) un sumidero de corriente con realimentación proporcionada por un amplificador operacional, en el cual la corriente absorbida es sustancialmente igual a la relación entre la tensión V_{REF} de referencia en una entrada del amplificador operacional y el valor de la resistencia del emisor. El transistor controlado por $V_{ON/OFF}$ está adaptado para desconectar el sumidero de corriente; por tanto, la combinación de V_{REF} y $V_{ON/OFF}$ forma la tensión V_{1_CTR} de la figura 6;

iii) una topología espejo de la corriente, que es preferible para reducir la tensión de salida mínima posible. La corriente I viene dada por la relación entre la tensión V_{REF} y la resistencia R . La tensión $V_{ON/OFF}$ está adaptada para conectar y desconectar el colector a través del transistor activado por la base. La combinación de V_{REF} y $V_{ON/OFF}$ forma por tanto la tensión V_{1_CTR} de la figura 6;

Se describirá ahora el funcionamiento de la configuración del circuito propuesta por la invención, con referencia a la figura 8.

Los diagramas de tiempo de la figura muestran, respectivamente, la variación con el tiempo de la tensión V_{OUT} de salida de la configuración del circuito, de la señal V_{OUT_CTR} de control de las etapas activadoras D1 y D2, de la señal V_{I_CTR} de activación del sumidero de corriente y de la corriente I_s .

En el intervalo $t_1 - t_2$, la salida está controlada por medio del conmutador lineal (MOSFET) LS y el correspondiente circuito de activación.

En el intervalo $t_2 - t_4$, el conmutador lineal no conduce (abierto) y no se suministra energía desde la línea SL de alimentación de la entrada. El sumidero de corriente constante es desconectado en el intervalo $t_0 - t_2$ y es conectado en t_2 . Hasta el instante t_3 , se carga el filtro capacitivo C y el sumidero de corriente lo descarga extrayendo corriente de él.

De acuerdo con la ecuación teórica para un condensador ($dV/dt = I/C$), si la corriente de descarga es constante (determinada por I_s en el caso presente), la pendiente de la señal de tensión es idealmente lineal.

Cuando el condensador se descarga ($t_3 - t_4$), no fluye corriente en el sumidero, ya que la carga es pasiva y el conmutador MOSFET lineal LS está abierto.

Esta solución ofrece los siguientes beneficios;

- el sumidero de corriente es muy sencillo de controlar, ya que es suficiente una señal V_{I_CTR} que lleve solamente la información ON/OFF;

- no es necesaria una fuente de tensión de alimentación negativa para activar el sumidero de corriente;

- el control de la pendiente de la señal de tensión de activación es ideal, siendo intrínseco del comportamiento del circuito;

- el valor de la pendiente tiene una correlación con los componentes internos del generador PWM, con el condensador C y con la corriente I_s , y es independiente de la carga;

- hay una protección intrínseca contra el cortocircuito en la salida.

La señal de activación del sumidero de corriente puede ser definida para optimizar distintos parámetros, pero en todos los casos el sumidero de corriente es activo solamente cuando está abierto el conmutador lineal. Con el fin de optimizar la eficiencia del circuito, el sumidero de corriente es conmutado preferiblemente a su estado activado en el intervalo $t_2 - t_3$ solamente. Esto ayuda a proteger el circuito contra cortocircuitos en la salida, con respecto a la línea de la fuente de alimentación. En este caso, la protección es intrínseca, ya que la corriente drenada está definida por la corriente I_s , y la pérdida de potencia se reduce a un mínimo, ya que se reduce el tiempo de activación.

Con el fin de obtener una tensión muy baja, en otras palabras, una impedancia baja con respecto a tierra, cuando el conmutador LS de control de la tensión no está conduciendo, el sumidero de corriente debe estar activado durante

todo el intervalo $t_2 - t_4$ también, como se ilustra en la figura.

Como se añade un componente de filtro fuerte a las líneas de entrada y salida de la configuración, debido a los requisitos de susceptibilidad y contención de la emisión electromagnética, el componente capacitivo dominante es interno en la configuración, y esto asegura que el tiempo de caída del borde del pulso es independiente del valor de la carga, pero es una función de los parámetros internos del circuito.

Se pueden optimizar otros parámetros, incluyendo la tensión de control. Introduciendo una etapa exclusiva del circuito, como se ilustra esquemáticamente en la figura 9, la corriente I de salida puede ser definida de manera que controle parámetros específicos.

La señal VCTR de control reproduce la variación de la pendiente por medio de un mecanismo de control de realimentación de la corriente que hace uso de un circuito diferencial DC.

La corriente I en serie con la línea de salida puede ser leída en el nodo A. En la fase de descarga, la corriente es debida solamente al condensador, ya que el controlador/conmutador LS en serie no está conduciendo. En estas condiciones, se verifica la relación siguiente:

$$\frac{dV_{out}}{dt} = -\frac{I}{C} = -\frac{k \cdot VCTR}{C}$$

suponiendo que $I_s \gg I_o$.

Sin embargo, si la corriente es leída en el nodo B (en otras palabras, si se lee I_s), la derivada de la tensión de salida es:

$$\frac{dV_{out}}{dt} = -\frac{I_s + I_o}{C} = \frac{k \cdot VCTR}{C} - \frac{I_o}{C}$$

y si $kVCTR \gg I_o$, se obtiene la relación anterior.

Las fórmulas demuestran que la pendiente de la señal de la tensión de salida V_{out} puede ser controlada por medio de la corriente I_s absorbida por el sumidero, que es controlada por medio de la tensión VCTR.

Las figuras 9 y 10 muestran un ejemplo de tensión hiperbólica de control que permite obtener el siguiente tipo de tensión de salida:

$$\frac{dV_{out}}{dt}(t) = -\frac{k}{C \cdot t} \xrightarrow{t > t_0} V_{out}(t) = V_{max} - \frac{k}{C} \ln\left(\frac{t}{t_0}\right)$$

donde V_{max} es la tensión inicial y la amplitud de pico de la forma de onda.

Sin embargo, en general, la aplicación más sencilla utiliza una constante VCTR, obteniendo:

$$\frac{dV_{out}}{dt}(t) = -\frac{k}{C} \Rightarrow V_{out}(t) = V_{max} - \frac{k}{C} \cdot t$$

haciendo posible obtener un borde trasero del trapecioide cuya derivada es constante.

De acuerdo con el circuito de la figura 10, es posible realimentar directamente la tensión de salida (o parte de ella) utilizando el circuito diferencial DC. En este caso, la tensión VCTR de control debe tener la variación deseada de la tensión de salida, cuando se requiere que esta última disminuya. El circuito diferencial DC controla directamente el sumidero de corriente, que descarga el condensador C y proporciona así la variación deseada de la tensión de salida.

Claramente, siempre que se retenga el principio de la invención, las formas de aplicación y detalles de construcción pueden variar ampliamente de lo que ha sido descrito e ilustrado meramente a modo de ejemplo no limitativo, sin apartarse del alcance de protección de la presente invención, como se define en las reivindicaciones anexas.

REIVINDICACIONES

- 5 1. Configuración de circuito para la activación, modulada en anchura de pulsos, de una carga (L) conectada a la línea (SL) de tensión de alimentación, incluyendo:
- 10 - medios (LS) de control/conmutación de tensión interpuestos entre dicha línea (SL) de alimentación y la carga (L), y adaptados para hacerse conductores de acuerdo con un ciclo de trabajo predeterminado; y
- 15 - medios (C) de filtro capacitivo colocados aguas abajo de dichos medios (LS) de control/conmutación de la tensión, en paralelo con la carga (L),
- 20 - caracterizada porque comprende también medios controlados (S) de sumidero de corriente, conectados a dichos medios (C) de filtro capacitivo, y adaptados para funcionar como un sumidero de corriente proporcionado por la descarga de la energía almacenada por dichos medios (C) de filtro capacitivo,
- 25 estando adaptados dichos medios (S) de sumidero de corriente para ser conmutados a un estado de activación cuando dichos medios (LS) de control/conmutación de la tensión no están conduciendo, y a un estado inactivo cuando dichos medios (LS) de control/conmutación de la tensión están conduciendo.
- 30 2. Configuración según la reivindicación 1, en la que dichos medios (S) de sumidero de corriente están adaptados para ser conmutados a un estado activado cuando dichos medios (LS) de control/conmutación de la tensión no están conduciendo y dichos medios (C) de filtro capacitivo han almacenado una carga distinta de cero.
- 35 3. Configuración según la reivindicación 1 o 2, en la que dichos medios (S) de sumidero de corriente incluyen un circuito sumidero de corriente constante activado por una señal de tensión (VI_CTR).
- 40 4. Configuración según la reivindicación 3, en la que dicha señal (VI_CTR) de tensión de activación es emitida por un circuito (D2) de activación de los medios (S) de sumidero de corriente controlados por una unidad de control dispuesta para controlar un circuito (D1) de activación del ciclo de trabajo de dichos medios (LS) de control/conmutación.
- 45 5. Configuración según la reivindicación 3 o 4, en la que dichos medios (S) de sumidero de corriente comprenden un transistor de unión bipolar, que tiene su terminal de emisor conectado a un potencial de referencia a través de una resistencia (R) de realimentación, y conmutado al estado de conducción o no conducción en función de una tensión ($V_{ON/OFF}$) de polarización aplicada al terminal de la base, siendo la corriente constante sustancialmente igual a la relación entre la tensión ($V_{ON/OFF}$) de polarización y el valor de la resistencia (R) de realimentación.
- 50 6. Configuración según la reivindicación 3 o 4, en la que dichos medios (S) de sumidero de corriente comprenden un transistor de unión bipolar que es conmutado a un estado de conducción o no conducción, en función de una tensión aplicada al terminal de la base, y que está conectada por su terminal de emisor al potencial de referencia a través de una resistencia (R) de realimentación, en la cual la tensión aplicada al terminal de la base se establece en la salida del circuito del amplificador operacional, que tiene una primera entrada sobre la cual se establece una señal (V_{REF}) de la tensión de activación, y una segunda entrada a la cual se realimenta la tensión establecida en dicho terminal de emisor, siendo la corriente constante sustancialmente igual a la relación entre la tensión (V_{REF}) de activación y el valor de la resistencia (R) del emisor.
- 55 7. Configuración según la reivindicación 3 o 4, en la cual los medios (S) de sumidero de corriente comprenden un circuito espejo de la corriente.
- 60 8. Configuración según la reivindicación 3, en la que la señal de la tensión de activación para los medios (S) de sumidero de corriente es emitida por un circuito de activación en una configuración de amplificador diferencial (DC) que recibe en su entrada una primera señal (VCTR) de tensión desde dicha unidad (D2) de control y está adaptada para realizar un control de realimentación con referencia a una corriente predeterminada.
9. Configuración según la reivindicación 3, en la que la señal de la tensión de activación para los medios (S) de sumidero de corriente es emitida por un circuito de activación en una configuración de amplificador diferencial (DC), que recibe en su entrada una primera señal (VCTR) de tensión desde dicha unidad (D2) de control, y está adaptada para realizar un control de realimentación con referencia a una tensión predeterminada.
10. Configuración según cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en la que dichos medios (S) de sumidero de corriente están conectados a través de los terminales de los medios (C) de filtro capacitivo y de la carga (L).

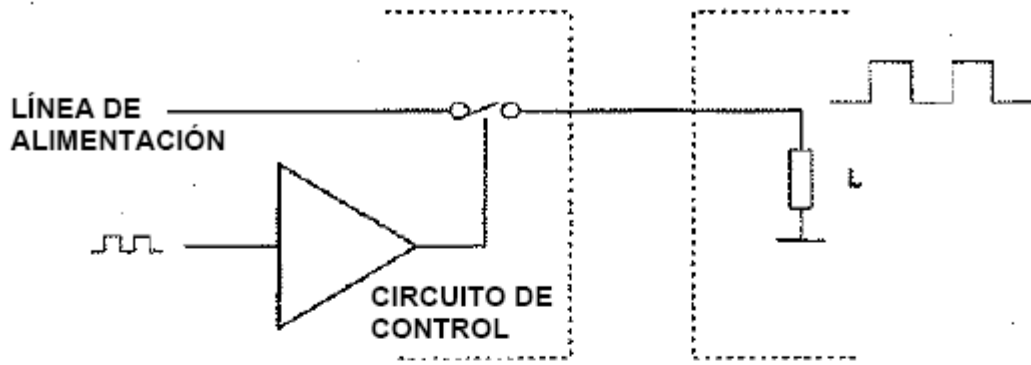


Fig. 1

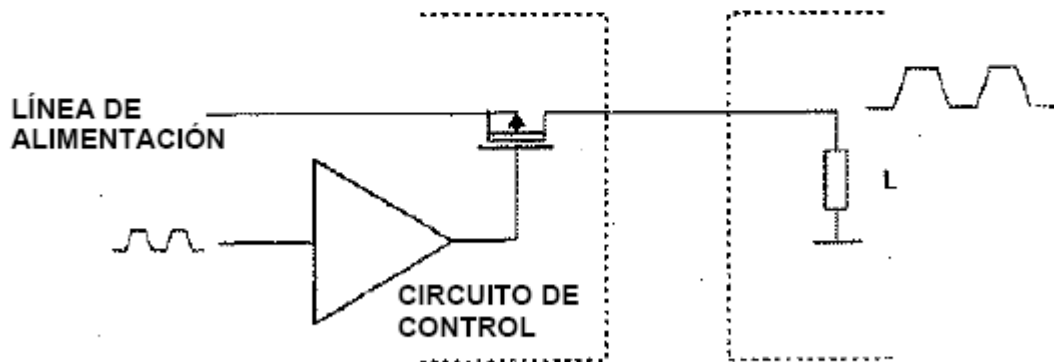


Fig. 2

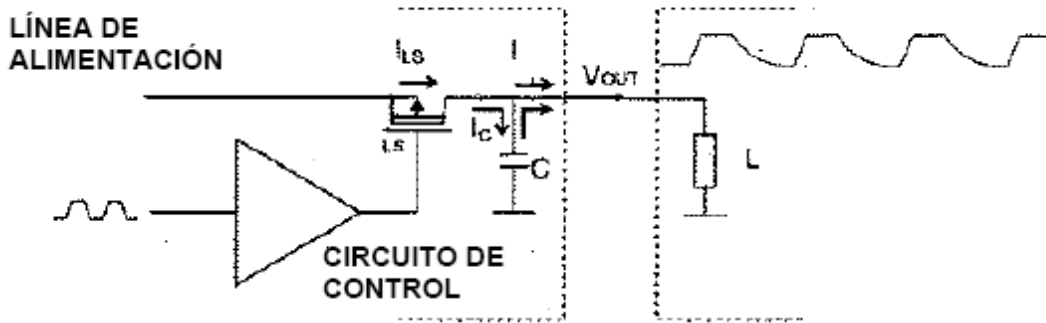


Fig. 3

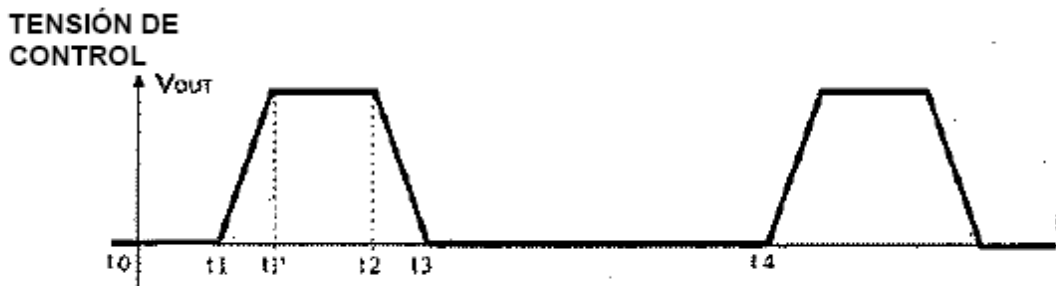


Fig. 4



Fig. 5a



Fig. 5b

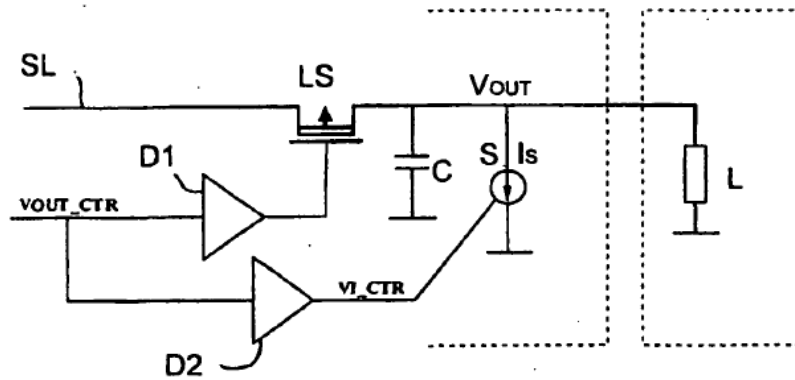


Fig. 6

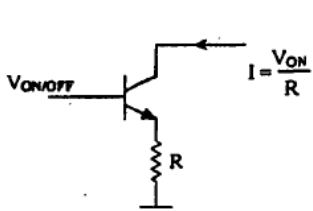


Fig. 7a

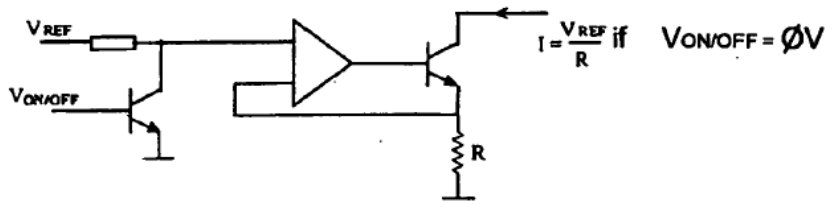


Fig. 7b

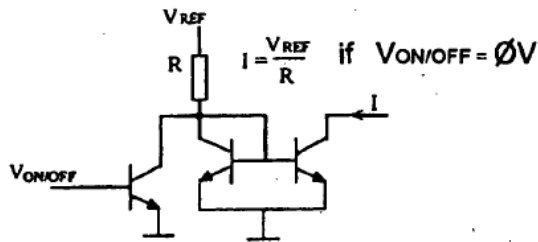


Fig. 7c

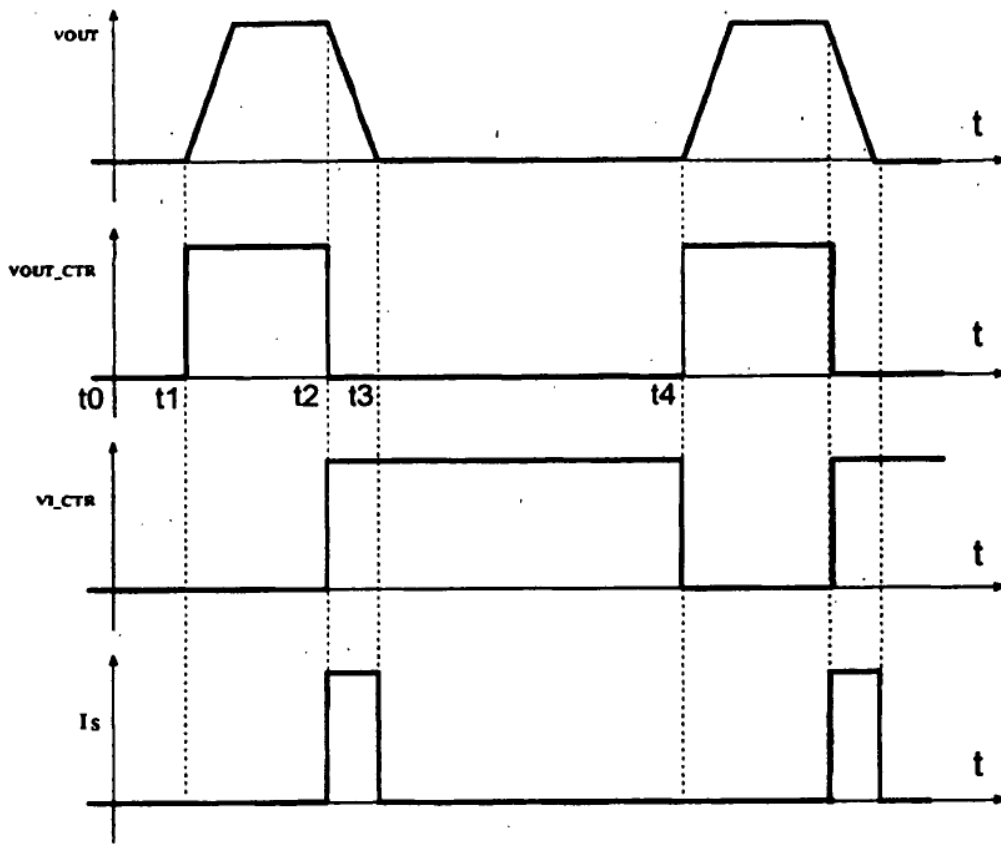


Fig. 8

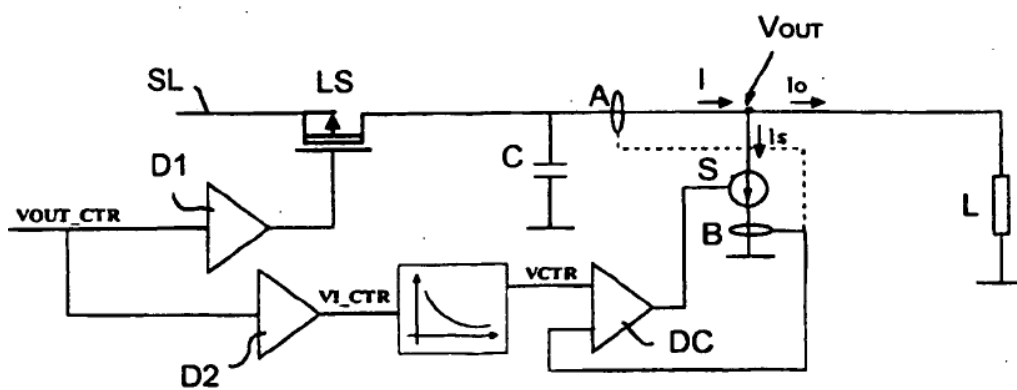


Fig. 9

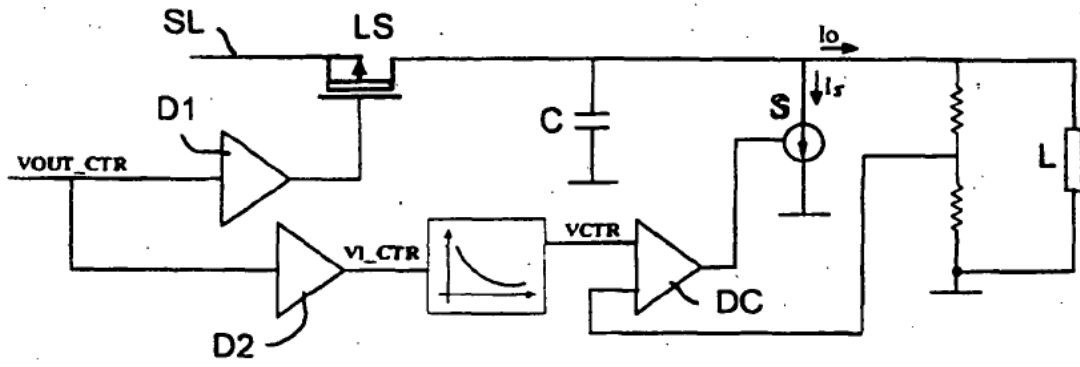


FIG. 10