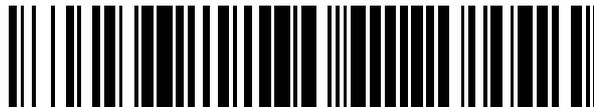


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 460 627**

51 Int. Cl.:

H02M 3/335 (2006.01)

H05B 37/02 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **04.06.2010 E 10845963 (7)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **26.02.2014 EP 2589267**

54 Título: **Dispositivo y procedimiento de activación de LED**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
14.05.2014

73 Titular/es:

**OPULENT ELECTRONICS INTERNATIONAL PTE LTD. (100.0%)
10 Ubi Crescent , 07-12 Lobby B Ubi Tech Park
Singapore 408564, SG**

72 Inventor/es:

**WEE, KAI FOOK FRANCIS;
STONA, ANDREA;
GROPPI, LEOPOLDO;
MAN, KWOK WING y
CHONG, FOO WING**

74 Agente/Representante:

ARIAS SANZ, Juan

ES 2 460 627 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

Dispositivo y procedimiento de activación de LED.

CAMPO DE LA INVENCION

5 La presente invención se refiere a un dispositivo y un procedimiento de activación de diodos de emisión de luz (LED) mediante una configuración de fuente de alimentación en modo conmutado. La invención es particularmente adecuada para el diseño de un controlador de corriente de LED y se describirá en este contexto.

ANTECEDENTES DE LA INVENCION

10 El siguiente análisis de los antecedentes de la invención pretende facilitar el entendimiento de la presente invención. Sin embargo, debe apreciarse que el análisis no reconoce o admite que el contenido al que se hace referencia se haya publicado, sea conocido o forme parte del conocimiento general común en cualquier jurisdicción en la fecha de prioridad de la solicitud.

15 Los diodos de emisión de luz (LED) son activados normalmente mediante circuitos controladores para satisfacer uno o más objetivos. Puesto que los LED son sensibles a fluctuaciones de corriente y de tensión, uno de los objetivos más importantes de los circuitos controladores de LED es proporcionar la corriente apropiada para activar los LED con variaciones de carga o de tensión de alimentación.

Se han desarrollado controladores basados en modulación por anchura de impulsos (PWM) para proporcionar a los LED una corriente apropiada con variaciones de carga/tensión de alimentación. La mayoría de controladores PWM son controladores basados en el modo conmutado, que requieren el uso de conmutadores electrónicos, tales como MOSFET, como un medio para regular la entrada de corriente en los LED.

20 La Fig. 1 ilustra un controlador LED reductor/elevador típico usado en una aplicación de CA aislada. El sistema de circuitos de control de corriente está basado en un controlador PWM analógico, que incluye el uso de resistencias de realimentación de corriente 13, acopladores ópticos 14 y condensadores polarizados 12. El sistema de circuitos de control de corriente incluye además un controlador PWM analógico 15.

El circuito controlador basado en PWM tiene varias desventajas, las cuales se enumeran a continuación:

- 25
- Puesto que las resistencias de realimentación de corriente 13 están en la trayectoria de corriente del MOSFET de alimentación y los LED, disipan una gran cantidad de energía eléctrica. Esta pérdida de energía eléctrica se debe a que las resistencia de realimentación 13 consumen energía eléctrica (que se disipa como calor), lo que no genera un funcionamiento útil. Además, tales resistencias de realimentación 30 13 son, normalmente, resistencias de gran disipación que generan una gran cantidad de calor y que requieren generalmente un diseño de cobre más grueso cuando se implementan en una placa de circuito impreso (PCI). Esto aumenta el coste global de la implementación.
 - La vida útil de los condensadores polarizados 12 es normalmente mucho más corta que la vida útil de los LED. Cuando uno o más condensadores polarizados 12 dejan de funcionar, producen cortocircuitos que pueden provocar además un mal funcionamiento en el sistema de circuitos de control. Este mal funcionamiento puede acortar la vida útil de los LED debido a un efecto de mal funcionamiento en cascada.
 - Los condensadores polarizados 12 introducen además diferencias de fase en el circuito, lo que reduce el factor de potencia y la eficacia global y útil de la potencia eléctrica.
 - Los acopladores ópticos 14 son componentes eléctricos normalmente caros que aumentarán el coste global de la implementación del controlador de LED.
- 35
- 40

Además de las desventajas anteriores, el solicitante sostiene que los controladores PWM genéricos (ya sean analógicos o digitales) funcionan conforme a bandas de frecuencias fijas/estrechas y esto no garantiza que el controlador funcione en un modo discontinuo cuando cambie la frecuencia de funcionamiento.

45 Por tanto, un objeto de la invención es superar, o al menos solventar en parte, uno o más de los problemas mencionados anteriormente.

El documento KR100954123B da a conocer un dispositivo de suministro de energía que controla la iluminación de una lámpara de LED según un entorno circundante modificando una tensión de entrada de CA. Más en particular, el dispositivo comprende un convertidor que proporciona la tensión de entrada de CA a la lámpara de LED a través de un elemento de conmutación. Para controlar constantemente la iluminación de la lámpara de LED

independientemente de la variación de la tensión de entrada de CA, se proporciona una unidad de realimentación de corriente de salida. En caso de que el valor de corriente de salida medido de la unidad de realimentación de corriente de salida supere un valor de referencia, un circuito integrado PFC (corrección de factor de potencia) controla las conmutaciones del elemento de conmutación para ajustar el factor de potencia del convertidor.

5 **RESUMEN DE LA INVENCION**

A lo largo de este documento, a no ser que se indique lo contrario, debe considerarse que las expresiones “comprender”, “consistir en” y similares, son inclusivas y no exhaustivas.

Según un primer aspecto de la presente invención se proporciona un dispositivo según la reivindicación 1.

Preferentemente, el al menos un CI es un circuito integrado de aplicación específica (ASIC).

10 Preferentemente, el tiempo de activación del conmutador electrónico se calcula según la siguiente fórmula:

$$T_{ON} = \frac{I_{OUT} * T}{K * V_{IN} * T_{OFF}}$$

15 donde T_{ON} es el tiempo de activación del conmutador electrónico, I_{OUT} es la corriente eléctrica deseada, T es el periodo de tiempo de conmutación del conmutador electrónico, K es el valor constante de referencia, T_{OFF} es el tiempo de descarga del elemento inductivo de la potencia en modo conmutado y V_{IN} es la entrada de tensión digitalizada.

Preferentemente, en una configuración de retorno de corriente alterna (CA) aislada que presenta el elemento inductivo como un transformador que aísla el al menos un LED en el extremo secundario del transformador, la constante de referencia K se calcula según la siguiente fórmula:

$$K = \frac{1}{2 * \sqrt{L_1 * L_2}}$$

20 donde L_1 es el valor de inductancia del devanado primario de un transformador y L_2 es el valor de inductancia del devanado secundario del transformador. Preferentemente, el transformador es un transformador plano.

Como alternativa, para una configuración de retorno de corriente continua (CC) no aislada, el valor constante de referencia K se calcula según la siguiente fórmula:

$$K = \frac{1}{L_3}$$

25 donde L_3 es el valor de inductancia del elemento inductivo en la configuración de retorno.

Preferentemente, el valor de T_{ON} se actualiza en cada periodo de tiempo comparando un valor A con un valor B; las fórmulas de A y B son, respectivamente:

$$A = V_{IN} * T_{ON} * T_{OFF}; \text{ y}$$

$$B = K * I_{OUT} * (T_{ON} + T_{OFF} + T_{CALC})$$

30 donde T_{CALC} es el instante de tiempo, después del tiempo de descarga del elemento inductivo, en que se calcula la fórmula, y el periodo de tiempo de conmutación del conmutador electrónico es la suma de T_{ON} , T_{OFF} y T_{CALC} , de manera que cuando el valor de A es mayor que B, el valor de T_{ON} disminuye en un número predeterminado de ciclos de reloj; cuando el valor de A es menor que B, el valor de T_{ON} aumenta en el número predeterminado de ciclos de reloj; y cuando el valor de A es igual a B, no se produce ningún cambio en T_{ON} .

35 Preferentemente, el dispositivo está configurado para ajustar la corriente eléctrica en función de la temperatura mediante un termistor situado en la unión de cada LED; el dispositivo está configurado además para actualizar la salida de corriente eléctrica actualizando el número predeterminado de ciclos de reloj.

Preferentemente, el conmutador electrónico es un transistor de efecto de campo de semiconductor de óxido metálico (MOSFET) y, en funcionamiento, el MOSFET está configurado para funcionar en un modo discontinuo.

40 Preferentemente, el ADC, el comparador de tensiones y el oscilador están integrados en el CI.

Según un segundo aspecto de la presente invención, se proporciona un procedimiento (reivindicación 13) que proporciona corriente eléctrica a al menos un diodo de emisión de luz (LED) a través de un convertidor de potencia en modo conmutado, que comprende las etapas de:

- 5 (i) obtener (a) una entrada de tensión digitalizada; (b) un periodo de tiempo de conmutación de un conmutador electrónico; (c) un tiempo de descarga de un elemento inductivo del convertidor de potencia en modo conmutado; (d) el valor deseado de la corriente eléctrica; y (e) una referencia digital como entradas;
- (ii) calcular un tiempo de activación del conmutador electrónico en cada periodo de tiempo de conmutación;
- (iii) regular la corriente eléctrica que fluye hacia el al menos un LED en cada periodo de tiempo de conmutación en función del tiempo de activación del conmutador electrónico; y
- 10 (iv) repetir las etapas (i) a (iii) en cada periodo de tiempo de conmutación.

Preferentemente, el tiempo de activación del conmutador electrónico T_{ON} se calcula según la siguiente fórmula:

$$T_{ON} = \frac{I_{OUT} * T}{K * V_{IN} * T_{OFF}}$$

- 15 donde I_{OUT} es la corriente eléctrica deseada, T es el periodo de tiempo de conmutación del conmutador electrónico, K es una constante de referencia, T_{OFF} es el tiempo de desactivación del conmutador electrónico en cada periodo de tiempo de conmutación y V_{IN} es la entrada de tensión digitalizada.

Preferentemente, para una entrada de fuente de corriente alterna (CA) aislada que presenta un transformador que aísla el al menos un LED en el extremo secundario del transformador, el valor de ganancia constante K se calcula según la siguiente fórmula:

$$K = \frac{1}{2 * \sqrt{L_1 * L_2}}$$

- 20 donde L_1 es el valor de inductancia del devanado primario de un transformador y L_2 es el valor de inductancia del devanado secundario del transformador.

Como alternativa, para una configuración de retorno de corriente continua (CC) no aislada, la constante de referencia K se calcula según la siguiente fórmula:

$$K = \frac{1}{L_3}$$

- 25 donde L_3 es el valor de inductancia de un elemento inductivo en la configuración de retorno.

Preferentemente, el valor de T_{ON} se actualiza comparando un valor A con un valor B; las fórmulas de A y B son, respectivamente:

$$A = V_{IN} * T_{ON} * T_{OFF}; \text{ y}$$

$$B = K * I_{OUT} * (T_{ON} + T_{OFF} + T_{CALC})$$

- 30 donde T_{CALC} es el instante de tiempo, después del tiempo de descarga del elemento inductivo, en que se calcula la fórmula, y el periodo de tiempo de conmutación del conmutador electrónico es la suma de T_{ON} , T_{OFF} y T_{CALC} , de manera que cuando el valor de A es mayor que B, el valor de T_{ON} disminuye en un número predeterminado de ciclos de reloj; cuando el valor de A es menor que B, el valor de T_{ON} aumenta en el número predeterminado de ciclos de reloj; y cuando el valor de A es igual a B, no se produce ningún cambio en T_{ON} .

35 BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

A continuación se describirá la invención con referencia a los siguientes dibujos, en los que:

La Fig. 1 ilustra un circuito controlador de corriente de LED de la técnica anterior.

La Fig. 2 ilustra una configuración del circuito activador de LED según la primera realización de la invención para una aplicación de corriente alterna (CA) aislada.

La Fig. 3 ilustra una configuración del circuito activador de LED según la segunda realización de la invención para una aplicación de corriente continua (CC) no aislada.

La Fig. 4 ilustra un diagrama de flujo para la implementación de un algoritmo digital según la primera y la segunda realización de la invención.

5 La Fig. 5 ilustra posibles formas de onda en la puerta y en el drenador del conmutador electrónico (MOSFET) según la primera y la segunda realización de la invención.

Otras disposiciones de la invención son posibles y, por consiguiente, no debe entenderse que los dibujos adjuntos limitan la generalidad de la anterior descripción de la invención.

DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LA INVENCION

10 En el contexto de la descripción, el término 'corriente' se entenderá de manera genérica como 'corriente eléctrica', a no ser que se indique lo contrario.

Según la primera realización de la invención, mostrada en la Fig. 2, hay un dispositivo para proporcionar corriente eléctrica a al menos un diodo de emisión de luz 20. El dispositivo es un activador de LED 20 para una aplicación de corriente alterna (CA) aislada. El activador de LED comprende un transformador 23, un convertidor de retorno 15 22, un divisor de tensión 24, un convertidor de analógico a digital (ADC) 26, un conmutador electrónico 28, un comparador de tensiones 30, un rectificador en puente 32, un circuito integrado (CI) 34 y un oscilador electrónico 36.

El transformador 23 es un transformador de separación. El transformador 23 desacopla una carga de LED 100 del resto del sistema de circuitos. Cada LED 100 está conectado en serie con otros LED 100. La relación de transformación del transformador 23 está configurada según el número de LED en la carga de LED 100. El transformador 23 puede ser un transformado plano u otro transformador de pequeñas pérdidas conocido por un experto en la técnica.

Una resistencia R_P y un condensador C_P están conectados en una configuración en paralelo al extremo primario del transformador 23. Un diodo D_P está conectado a la resistencia R_P , al condensador C_P y al transformador 23. El extremo conductor del diodo D_P está conectado en una configuración en serie al extremo primario del transformador 23. El extremo no conductor del diodo D_P está conectado en una configuración en serie a la resistencia R_P y al condensador C_P .

Un condensador C_S está conectado en paralelo al extremo secundario del transformador 23. Un diodo D_S está conectado al extremo secundario del transformador 23 y al condensador C_S . El extremo conductor del diodo D_S está conectado al extremo secundario del transformador 23 en una configuración en serie. El extremo no conductor del diodo D_S está conectado al condensador C_S en una configuración en serie. La carga de LED 100 está conectada en una configuración en paralelo al condensador C_S .

El divisor de tensión 24 comprende una serie de resistencias estándar. A modo ilustrativo, el divisor de tensión 24 se representa usando resistencias estándar R_1 , R_2 . Para una tensión de alimentación de CA de 230 VAC, el valor de resistencia de R_1 es de 300 k Ω aproximadamente y el de R_2 es de 2,2 k Ω aproximadamente. En funcionamiento, la tensión entre R_1 y R_2 es derivada por el ADC 26. La tensión derivada se convierte en un valor digital V_{DD} . Un extremo de la R_2 está conectado a tierra.

El ADC 26 es adecuado para funcionar en el intervalo de 50 a 120 Hz. Para que la realización funcione, la resolución mínima del ADC 26 debe ser de 8 bits. La tensión digitalizada del ADC 26 también puede usarse como un bloqueo de seguridad bajo tensión.

El conmutador electrónico 28 es normalmente un transistor de potencia. En esta realización particular, el conmutador electrónico 28 es un MOSFET. El drenador del conmutador electrónico 28 está conectado al extremo conductor del diodo D_P . La puerta del conmutador electrónico 28 está conectada a la patilla de salida del CI 34, y la fuente del conmutador electrónico 28 está conectada a tierra.

El comparador de tensiones 30 está conectado al extremo primario del transformador 23 a través de una resistencia R_5 . La resistencia R_5 está conectada a su vez en una configuración en serie a la resistencia R_6 . En funcionamiento, el comparador de tensiones 30 obtiene la tensión entre la resistencia R_5 y la resistencia R_6 . La tensión obtenida se compara con una referencia de tensión V_{REF} . V_{REF} se configura normalmente para que tenga el mismo valor que V_{DD} . El comparador de tensiones 30 es normalmente un amplificador operacional (aunque no está limitado a esto).

El rectificador en puente 32 está configurado para proporcionar una salida rectificada desde la red de distribución

de CA. La red de distribución de CA puede ser de 110 VAC o de 230 VAC.

El CI 34 es normalmente un circuito integrado de aplicación específica (ASIC). A este respecto, debe apreciarse que el ADC 26, el comparador de tensiones 30 y el oscilador electrónico 36 pueden estar integrados en el CI 34. Además, el CI 34 puede comprender adicionalmente reguladores, reinicio por alimentación, un controlador MOSFET, una memoria programable una sola vez (OTP), una EEPROM, memoria Flash y/u otros bloques de memoria programable conocidos por un experto en la técnica. El CI 34 puede programarse usando un lenguaje de descripción de hardware (HDL) tal como Verilog, VHDL u otro lenguaje de descripción de hardware conocido por un experto en la técnica.

El CI 34 está programado y configurado para recibir cinco entradas, a saber:

- (a.) una constante de referencia K;
- (b.) una corriente de referencia deseada I_{OUT} ;
- (c.) el valor de tensión digitalizada V_{DD} obtenido del ADC 26;
- (d.) un valor de tiempo T_{OFF} de la descarga del núcleo de transformador 23 medido mediante el comparador de tensiones 30; y
- (e.) un periodo de conmutación T (es decir, el periodo de conmutación del conmutador electrónico 28), ilustrado en la Fig. 5.

En relación con el periodo de conmutación del conmutador electrónico 28, el oscilador electrónico 36 genera una frecuencia de funcionamiento de 20 MHz, es decir, en un periodo de tiempo de 50 nanosegundos. El tiempo de conmutación de la fuente de alimentación en modo conmutado (SMPS) está relacionado con la activación/desactivación del conmutador electrónico 28. En el contexto de esta realización, el tiempo de conmutación de la SMPS varía entre 30 kHz y 300 kHz.

Usando las cinco entradas recibidas, el CI 34 calcula un T_{ON} de salida para activar la puerta del conmutador electrónico 28 según la fórmula 1.

$$T_{ON} = \frac{I_{out} * T}{K * V_{in} * T_{off}} \quad (1)$$

donde T_{ON} es el tiempo de activación del conmutador electrónico 28, I_{OUT} es la corriente de referencia deseada, T es el periodo de tiempo de conmutación del conmutador electrónico 28, K es la constante de referencia, T_{OFF} es el tiempo de descarga del transformador 23 y V_{IN} es la entrada de tensión digitalizada.

La constante de referencia K se calcula en función del valor de inductancia de los devanados primarios y secundarios del transformador 23, como se describe en la fórmula 2.

$$K = \frac{1}{2 * \sqrt{L_1 * L_2}} \quad (2)$$

donde L_1 es el valor de inductancia de los devanados primarios del transformador 23 y L_2 es el valor de inductancia de los devanados secundarios del transformador 23. El valor de referencia K se almacena en una memoria del CI 34, donde la memoria puede ser una memoria programable una sola vez (OTP), una memoria flash o una memoria EEPROM. Como alternativa, la referencia K puede precodificarse en la fórmula, es decir, el valor de referencia K se almacena en registros dentro del CI 34, en cuyo caso el valor K no puede actualizarse durante el funcionamiento.

El oscilador electrónico 36 (frecuencia de 20 MHz, periodo de 50 ns) está acoplado a un contador interno de 10 bits para contar T_{ON} y T_{OFF} . El contador de 10 bits traduce a 1024 ciclos de reloj antes de desbordarse. Esto significa que con el contador interno de 10 bits, los 1024 ciclos de reloj pueden contarse en $50 \text{ ns} * 1024 = 51,2 \text{ } \mu\text{s}$. Por tanto, el contador puede contar entre 19,53125 kHz y 20 MHz. Debe apreciarse que el tiempo de conmutación T del conmutador electrónico 28 de 30 kHz a 300 kHz está dentro del intervalo anterior. La corriente de referencia digital I_{OUT} fija la corriente de salida deseada para activar los LED. El valor de la corriente de referencia digital I_{OUT} puede almacenarse en la memoria del CI 34 o precodificarse en la fórmula, en cuyo caso el valor de referencia digital I_{OUT} no puede actualizarse durante el funcionamiento.

A continuación se describirá la realización en el contexto de su funcionamiento. A modo de ilustración (y no de manera exclusiva), se introduce una entrada de tensión de 230 VAC para activar el activador de LED 20. Dieciocho LED 100 están conectados en serie entre sí. Los dieciocho LED 100 forman la carga de LED.

La Fig. 5 ilustra formas de onda de tensión-tiempo típicas en la puerta y el drenador del conmutador electrónico 28

cuando el activador de LED 20 está en funcionamiento. Se mide una sobretensión en el drenador del conmutador electrónico 28. La sobretensión es proporcional a la tensión a través de los LED 100. El valor de sobretensión se usa para medir el tiempo de descarga de núcleo T_{OFF} usando el comparador de tensiones 30 y un contador digital. El valor de T_{OFF} se mide en función del tiempo de la descarga de núcleo del extremo primario del transformador 23.

5 Durante el funcionamiento, V_{REF} se configura para que sea la misma referencia de tensión de la tensión de entrada V_{DD} muestreada por el ADC 26. Una configuración de este tipo garantiza que el conmutador electrónico 28 esté funcionando constantemente en un modo discontinuo.

10 El valor de T_{ON} se ajusta de manera iterativa según el diagrama de flujo ilustrado en la Fig. 4, de manera que durante un periodo (o ciclos de reloj) la corriente eléctrica que fluye hacia la carga de LED 100 se regula ajustando T_{ON} . Las etapas mostradas en el diagrama de flujo se describen de la siguiente manera:

El conmutador electrónico 28 se activa en el tiempo T_{ON} (Etapas 60).

El tiempo T_{OFF} se calcula mediante el comparador de tensiones 30 y el contador digital (Etapas 62).

Un valor V_{IN} ($V_{IN} = V_{DD}$) se obtiene del ADC 26 (valor digitalizado) (Etapas 64).

La fórmula (3) se calcula de la siguiente manera: (Etapas 66)

$$15 \quad A = V_{IN} * T_{ON} * T_{OFF} \quad (3)$$

La fórmula (4) se calcula de la siguiente manera: (Etapas 68)

$$B = K * I_{OUT} * (T_{ON} + T_{OFF} + T_{CALC}) \quad (4)$$

donde T_{CALC} es el instante de tiempo, después de la descarga, en que se calcula la fórmula, de manera que el periodo de conmutación T del conmutador electrónico 28 es la suma de T_{ON} , T_{OFF} y T_{CALC} .

20 La implementación real tarda 128 ciclos de reloj aproximadamente.

El valor de A y B se comparan (Etapas 70).

Si A es mayor que B, es decir, $A > B$, entonces T_{ON} se fija a $T_{ON} - N$ en el siguiente periodo de tiempo T (Etapas 72).

Si A es menor que B, es decir, $A < B$, entonces T_{ON} se fija a $T_{ON} + N$ (Etapas 74).

En la situación en la que A es igual a B, T_{ON} no se actualiza y mantiene el mismo valor (Etapas 76).

25 El valor N es un valor de ajuste. N es el incremento o la reducción del tiempo de activación T_{ON} del MOSFET. El valor de ajuste N forma parte del bucle de realimentación para estabilizar la corriente I_{OUT} cuando varía el suministro. El valor de N oscila normalmente entre 1 y 128 ciclos de reloj.

Debe apreciarse que para diversas diferencias de A y B se usan diferentes valores de N.

30 Debe apreciarse además que A y B se calculan por separado debido a la complejidad del proceso de división precodificada, que es lento e ineficaz para esta aplicación. Para solucionar este problema se usa manipulación algebraica para calcular las fórmulas (3) y (4) y, en este caso, para comparar los resultados entre A y B.

Las etapas de proceso 60 a 76 se repiten hasta que el circuito se desactive o según otra condición de terminación conocida por un experto en la técnica.

35 El valor de T_{OFF} puede configurarse además para proteger a la carga de LED 100 contra los cortocircuitos. Para la protección contra los cortocircuitos, el valor de T_{OFF} se compara con un valor de referencia de cortocircuito $T_{OFF, SC}$. Si se produce un cortocircuito en el devanado secundario del transformador 23, donde está la carga de LED 100, el valor de T_{OFF} será menor que el valor de referencia de cortocircuito $T_{OFF, SC}$, activándose por tanto la protección contra cortocircuitos.

40 El solicitante ha observado que el uso del ASIC y la implementación de las fórmulas (1) a (4) son independientes del número de LED en la carga. La implementación del ASIC elimina además la necesidad de condensadores polarizados en la fuente de alimentación principal, de condensadores polarizados con mayor capacidad en los devanados secundarios del transformador 23 y de resistencias de gran disipación de realimentación en el MOSFET y en la cadena/carga de LED. La eficacia total (así como la corrección del factor de potencia) del sistema aumentará ya que la mayoría de la potencia eléctrica se transferirá a los LED en lugar de a las resistencias de

5 realimentación y los condensadores. Además, el coste de implementación del sistema de circuitos es normalmente menor que el del sistema de circuitos de la técnica anterior descrito en la Fig. 1, ya que los componentes usados tienen por lo general un menor coste en comparación con componentes específicos, tales como los acopladores ópticos 14 (eliminando por tanto la necesidad de la realimentación de tensión en el extremo secundario del transformador 23) y condensadores polarizados.

10 En el ejemplo anterior, con dieciocho LED (donde cada LED 100 tiene una tensión directa de 3,2 V) y una entrada de 230 VAC y una corriente de salida de referencia I_{OUT} de 350 miliamperios (mA), se consigue una eficacia del 94%. Esto está basado en resultados de simulación obtenidos en una placa de demostración, donde el consumo de potencia del sistema es de 21,5 W. El consumo de energía total de los LED es de 20,16 W, de manera que la eficacia es 20,16 dividido por 21,5, es decir, del 93,8%.

Además, para la protección contra los cortocircuitos, si un LED 100 se cortocircuita, las fórmulas (1) a (4) pueden adaptar el valor de T_{ON} para proporcionar la corriente adecuada a los LED operativos a través del mecanismo de realimentación descrito en las etapas 60 a 76. Por tanto, el activador 20 es independiente del número de LED presentes en el extremo secundario del transformador 23 (es decir, el lado de carga).

15 Una opción de seguridad adicional se realiza calculando el T_{ON} multiplicado por el valor de V_{IN} . Para no saturar el núcleo de transformador L_1 , L_2 , este valor debe estar por debajo de un valor umbral digital $T_{ON,MAX}$. El valor umbral digital $T_{ON,MAX}$ se calcula según la fórmula (5), suponiendo que el núcleo se satura a 0,3 Teslas:

$$T_{ON,MAX} = (N_P * 0.3 * A_E) / (V_{IN}) \quad (5)$$

20 donde N_P es el número de devanados primarios, A_E es el área efectiva del transformador y V_{IN} es la tensión de entrada.

25 Según la segunda realización de la invención, mostrada en la Fig. 3, hay un dispositivo para proporcionar corriente eléctrica a al menos un diodo de emisión de luz 120. El dispositivo es un activador de LED 120 para una aplicación de CC no aislada. El activador de LED comprende un convertidor de retorno 122, un divisor de tensión 124, un convertidor de analógico a digital (ADC) 126, un conmutador electrónico 128, un comparador de tensiones 130, una fuente de alimentación de CC 132, un chip de circuito integrado (CI) 134 y un oscilador electrónico 136.

30 El convertidor de retorno 122 comprende un diodo 121 conectado en una configuración en serie a un inductor 123 y a un condensador 125. El inductor 123 y el condensador 125 están configurados para estar en una configuración en paralelo con la carga de LED 200. Cada LED 200 está conectado en serie a otros LED 200. El extremo conductor del diodo 121 está conectado al inductor 123. El extremo no conductor del diodo 121 está conectado al condensador 125.

El divisor de tensión 124 comprende una serie de resistencias estándar. A modo ilustrativo, el divisor de tensión 124 se representa usando resistencias estándar R_3 , R_4 . La tensión entre R_3 y R_4 es derivada por el ADC 126 durante el funcionamiento. A una tensión de CC de 12V, el valor de R_3 y R_4 es aproximadamente de 47 k Ω y 4,7 k Ω respectivamente. Un extremo de la R_4 está conectado a tierra.

35 El ADC 126 funciona en el intervalo de 50 a 120 Hz. Para que la realización funcione, la resolución mínima del ADC 126 es de 8 bits. La tensión digitalizada del ADC 126 también puede usarse como un bloqueo de seguridad bajo tensión. La tensión derivada entre R_3 y R_4 se convierte en un valor digital V_{DD} .

40 El conmutador electrónico 128 es normalmente un transistor de potencia. En esta realización particular, el conmutador electrónico 128 es un MOSFET. El drenador del conmutador electrónico 128 está conectado al extremo conductor del diodo 121 y al inductor 123. La puerta del conmutador electrónico 128 está conectada a la patilla de salida del CI 134, y la fuente del conmutador electrónico 128 está conectada a tierra.

El comparador de tensiones 130 compara la tensión obtenida en el drenador del conmutador electrónico 128 con una referencia de tensión V_{REF} . El comparador de tensiones 130 es normalmente un amplificador operacional (aunque no está limitado a esto).

45 La fuente de alimentación de CC 132 está configurada para proporcionar una salida de CC al circuito. La salida de CC puede oscilar entre 3V y 400V.

50 El CI 134 es normalmente un circuito integrado de aplicación específica (ASIC). A este respecto, debe apreciarse que el ADC 126, el comparador de tensiones 130 y el oscilador electrónico 136 pueden estar integrados en el CI 134. Además, el CI 134 puede comprender adicionalmente reguladores, reinicio por alimentación, un controlador MOSFET, una memoria OTP, una EEPROM, memoria Flash y/u otros bloques de memoria programable conocidos por un experto en la técnica. El CI 134 puede programarse usando un lenguaje de descripción de hardware (HDL)

tal como Verilog, VHDL u otro lenguaje de descripción de hardware conocido por un experto en la técnica.

El CI 134 está programado y configurado para recibir cinco entradas, a saber:

- (a.) una constante de referencia K;
- (b.) una corriente de referencia deseada I_{OUT} ;
- 5 (c.) el valor de tensión digitalizada V_{DD} obtenido del ADC 126;
- (d.) un valor de tiempo T_{OFF} de la descarga de núcleo del inductor 123; y
- (e.) un periodo de conmutación T, el periodo de conmutación del conmutador electrónico 28 obtenido del oscilador electrónico 136.

10 El oscilador electrónico 136 genera una frecuencia de funcionamiento de 20 MHz, es decir, un periodo de tiempo de 50 nanosegundos. El tiempo de conmutación de la fuente de alimentación en modo conmutado (SMPS) está relacionado con la activación/desactivación del conmutador electrónico 128. En el contexto de esta realización, el tiempo de conmutación de la SMPS oscila entre 30 kHz y 300 kHz.

Usando las cinco entradas recibidas, el CI 134 calcula un T_{ON} de salida para activar la puerta del conmutador electrónico 128 según la fórmula 1.

15 La constante de referencia K se calcula en función del tiempo de descarga del inductor 123, como se describe en la fórmula 6,

$$K = \frac{1}{L_3} \quad (6)$$

20 donde L_3 es el valor de inductancia del inductor 123. La referencia K es un valor digital y puede almacenarse en una memoria del CI 134, donde la memoria puede ser una memoria OTP, flash o EEPROM, o puede precodificarse en la fórmula, en cuyo caso el valor digital se almacena en registros dentro del ASIC 134; por tanto, el valor digital no puede modificarse durante el funcionamiento.

25 El oscilador electrónico 136 (frecuencia de 20 MHz, periodo de 50 ns) está acoplado a un contador interno de 10 bits para contar T_{ON} y T_{OFF} . El contador de 10 bits traduce a 1024 ciclos de reloj antes de desbordarse. Esto significa que con el contador interno de 10 bits, los 1024 ciclos de reloj pueden contarse en $50 \text{ ns} * 1024 = 51,2 \mu\text{s}$. En términos técnicos, el contador puede contar entre 19,53125 kHz y 20 MHz. Por tanto, el tiempo de conmutación T del conmutador electrónico 128 de 30 kHz a 300 kHz está dentro del intervalo anterior.

A continuación se describirá la realización en el contexto de su funcionamiento.

30 La Fig. 5 ilustra formas de onda de tensión-tiempo típicas en la puerta y el drenador del conmutador electrónico 128 cuando el activador de LED 120 está en funcionamiento. Se mide una sobretensión en el drenador del conmutador electrónico 128. El valor de sobretensión se usa para medir el tiempo de descarga de núcleo T_{OFF} usando el comparador de tensiones 130 y un contador digital. El valor de T_{OFF} se mide en función del tiempo de descarga del inductor 123. Esto se obtiene fácilmente a través de varios procedimientos conocidos por un experto en la técnica.

35 Durante el funcionamiento, V_{REF} se configura para que sea la misma referencia de tensión de la tensión de entrada V_{DD} muestreada por el ADC 126. Esta configuración garantiza que el conmutador electrónico 128 esté funcionando constantemente en un modo discontinuo.

El valor de T_{ON} se ajusta de manera iterativa según el diagrama de flujo ilustrado anteriormente en la Fig. 4. Las etapas de proceso 60 a 76 se repiten hasta que el circuito se desconecte o según otra condición de terminación conocida por un experto en la técnica.

40 El valor de T_{OFF} puede configurarse además para proteger a los LED 200 contra los cortocircuitos. A este respecto, el valor de T_{OFF} se compara con un valor de referencia de cortocircuito $T_{OFF, SC}$. Si se produce un cortocircuito en el devanado secundario del transformador 23, donde están los LED 200, el valor de T_{OFF} será menor que el valor de referencia de cortocircuito, activándose por tanto la protección contra cortocircuitos.

45 La referencia digital I_{OUT} fija la corriente de salida deseada para activar los LED. El valor de la referencia digital I_{OUT} se almacena en la memoria del CI 134 o se precodifica en la fórmula.

Durante el funcionamiento, el valor de T_{ON} se ajusta de manera iterativa según el diagrama de flujo ilustrado en la Fig. 4, de manera que durante un periodo (o ciclos de reloj) la corriente eléctrica que fluye hacia la carga de LED 100 se regula ajustando T_{ON} . Las etapas 60 a 74 son como las descritas anteriormente. Las etapas 60 a 74 se repiten hasta que el circuito se desconecte o según otra condición de terminación conocida por un experto en la

técnica.

5 El valor de T_{OFF} puede configurarse además para proteger a la carga de LED 200 contra los cortocircuitos. Para la protección contra los cortocircuitos, el valor de T_{OFF} se compara con un valor de referencia de cortocircuito $T_{OFF,SC}$. Si se produce un cortocircuito en el inductor 123, donde está la carga de LED 200, el valor de T_{OFF} será menor que el valor de referencia de cortocircuito $T_{OFF,SC}$, activándose por tanto la protección contra cortocircuitos.

La referencia digital I_{OUT} fija la corriente de salida deseada para activar los LED. El valor de la referencia digital I_{OUT} puede almacenarse en la memoria del CI 134 o precodificarse en la fórmula, en cuyo caso el valor de referencia digital I_{OUT} no puede actualizarse durante el funcionamiento.

10 Además, para la protección contra los cortocircuitos, si un LED 200 se cortocircuita, las fórmulas (1), (3), (4) y (6) pueden adaptar el valor de T_{ON} para proporcionar la corriente adecuada a los LED operativos a través del mecanismo de realimentación descrito en las etapas 60 a 76. Por tanto, el activador 120 es independiente del número de LED 200 presentes.

15 Una opción de seguridad adicional se realiza calculando el T_{ON} multiplicado por el valor de V_{IN} . Para no saturar el inductor 123, este valor debe estar por debajo de un valor umbral digital $T_{ON,MAX}$. El valor umbral digital $T_{ON,MAX}$ se calcula como se ilustra en la fórmula (5), suponiendo que el núcleo se satura a 0,3 Teslas.

Con respecto a ambas realizaciones, el solicitante observa que puesto que la corriente se ajusta de manera iterativa y en función de la implementación de la programación del ASIC, es fácil reducir las cargas de LED 100, 200 usando el presente sistema de circuitos sin componentes adicionales. Por tanto, debe apreciarse que la reducción puede conseguirse ajustando el valor de referencia de corriente I_{OUT} .

20 Debe apreciarse además que si un usuario desea desconectar el dispositivo según las dos realizaciones descritas, simplemente puede hacerlo fijando el valor de referencia de corriente I_{OUT} a 0. El mismo usuario puede activar el dispositivo si fija un valor diferente de 0 en el registro de I_{OUT} .

25 Además, los activadores 20, 120 pueden estar configurados para controlar y ajustar directamente la corriente en función de la temperatura. A este respecto, un termistor puede estar situado en la unión de cada LED, de manera que el controlador puede estar adaptado para actualizar automáticamente una salida de corriente diferente (actualizando el valor de N) para las cargas de LED 100, 200 en función de la temperatura detectada en las uniones. Esto garantiza que los LED 100, 200 no se sobrecalienten. Esta estrategia aumentará la vida útil de los LED 100, 200.

30 La característica anterior puede implementarse fácilmente a través de una patilla de habilitación adicional en el ASIC 34, 134, como sabe un experto en la técnica.

35 Como un ejemplo del control basado en termistor, si hay cinco LED blancos y un LED rojo conectados en una configuración en serie, el termistor puede colocarse de manera adyacente al LED rojo (debido a que la temperatura crítica del LED rojo es más baja que la de los LED blancos). Sin embargo, es necesario que el LED rojo se coloque en una ubicación en la que la disipación de calor se produzca fácilmente. De esta manera, en cuanto se alcance la temperatura crítica del LED rojo, el CI (ASIC) 34, 134 reducirá la corriente hacia la carga de LED.

40 A modo ilustrativo, cuando la temperatura en la unión del LED rojo alcanza los 60 grados Celsius, el CI 34, 134 ajustará la corriente para que se reduzca un 10% (por ejemplo, 300 mA). Cuando la temperatura en la unión del LED rojo alcanza los 65 grados Celsius, el CI 34, 134 ajustará la corriente para que se reduzca un 30% (250 mA), y cuando la temperatura en la unión del LED rojo baja hasta los 55 grados Celsius, el CI 34, 134 hará que la corriente vuelva a su carga total (350 mA).

Un experto en la técnica debe apreciar que la invención no está limitada a los ejemplos descritos. En particular, pueden realizarse las siguientes adiciones y/o modificaciones sin apartarse del alcance de la invención:

- Puede usarse una matriz de puertas de campo programable (FPGA) como alternativa al ASIC, como sabe un experto en la técnica.
- 45 • Aunque las realizaciones existentes ilustran las cargas de LED 100, 200 en una configuración en serie, las cargas de LED 100, 200 pueden disponerse en una configuración en paralelo, como sabe un experto en la técnica, de manera que la corriente de activación I_{OUT} es el promedio de la corriente en cada cadena paralela individual.
- El CI 34, 134 puede configurarse además para que tenga más entradas para otros fines; no está limitado a cinco entradas.

50

- El valor de ajuste N mencionado en la etapa 74 es el incremento o reducción del tiempo de activación T_{ON} del MOSFET y puede formar parte del bucle de filtros de estabilización. Normalmente, cuanto mayor sea la diferencia entre A y B, mayor será el valor de N aplicado. A modo de intervalo de ejemplo, una relación de 20 a 1 en lo que respecta a ciclos de reloj se aplica para CA/CC y de 5 a 1 en CC/CC.
- 5
- Puede añadirse una 'función de activación' en los activadores de LED 20, 200 usando un sensor de movimiento con interfaz digital o umbral analógico.
 - Aunque los activadores de LED 20, 200 presentes en la primera y segunda realizaciones descritas de la invención se aplican en una configuración de convertidor de retorno, debe apreciarse que el CI 34, 134 y las fórmulas (1) a (6) pueden aplicarse a fuentes de alimentación genéricas en modo conmutado, incluyendo convertidores reductores/elevadores, convertidores reductores y convertidores elevadores (tanto en configuraciones de CA aislada como de CC no aislada).
- 10
- Las fórmulas (1) a (6) no están limitadas a la frecuencia generada por el oscilador electrónico 36. En general, cuanto mayor sea la frecuencia generada, mayor será el diseño requerido para la implementación; por el contrario, cuanto menor sea la frecuencia, menor será la precisión en el control de la corriente. A este respecto, 20 MHz es un buen equilibrio entre precisión e implementación.
- 15

El experto en la técnica debe apreciar además que las características y modificaciones descritas anteriormente, que no son alternativas o sustituciones, pueden combinarse para formar otras realizaciones adicionales que estén dentro del alcance de la invención descrita.

REIVINDICACIONES

1.- Un dispositivo para proporcionar corriente eléctrica a al menos un diodo de emisión de luz (LED) (100; 200) a través de un convertidor de potencia en modo conmutado, que comprende:

5 al menos un circuito integrado (CI) (34; 134);
 un conmutador electrónico (28; 128) configurable para presentar un periodo de tiempo de conmutación;
 un convertidor de analógico a digital (ADC) (26; 126), estando configurado el ADC (26; 126) para obtener una entrada de tensión digitalizada;
 un comparador de tensiones (30; 130), estando configurado el comparador de tensiones (30; 130) para obtener un tiempo de descarga de un elemento inductivo (L_1 , 123) del convertidor de potencia en modo conmutado en cada periodo de tiempo;

caracterizado porque

15 el al menos un CI (34; 134) es un CI programable que usa un lenguaje de descripción de hardware, en el que en funcionamiento, dicho CI programable (34; 134) está programado para obtener la entrada de tensión digitalizada (26), el tiempo de descarga del elemento inductivo (L_1 , 123), la corriente eléctrica deseada (I_{OUT}), una constante de referencia (K) y el periodo de tiempo de conmutación del conmutador electrónico (28; 128) como entradas y después para calcular un tiempo de activación (T_{ON}) del conmutador electrónico (28; 128) en cada periodo de tiempo de conmutación, de manera que el tiempo de activación (T_{ON}) del conmutador electrónico (28; 128) regula la corriente eléctrica que fluye hacia el al menos un LED (100; 200).

20 2.- Un dispositivo según la reivindicación 1, en el que el al menos un CI programable (34; 134) es un circuito integrado de aplicación específica (ASIC).

3.- Un dispositivo según la reivindicación 2, en el que el tiempo de activación del conmutador electrónico (28; 128) se calcula según la siguiente fórmula:

$$T_{ON} = \frac{I_{OUT} * T}{K * V_{IN} * T_{OFF}}$$

25 donde T_{ON} es el tiempo de activación del conmutador electrónico (28; 128), I_{OUT} es la corriente eléctrica deseada, T es el periodo de tiempo de conmutación del conmutador electrónico (28; 128), K es la constante de referencia, T_{OFF} es el tiempo de descarga del elemento inductivo del convertidor de potencia en modo conmutado y V_{IN} es la entrada de tensión digitalizada.

30 4.- Un dispositivo según la reivindicación 3, en el que para una configuración de retorno de corriente alterna (CA) aislada que presenta el elemento inductivo como un transformador (23) que aísla el al menos un LED (100) en el extremo secundario del transformador (23), la constante de referencia K se calcula según la siguiente fórmula:

$$K = \frac{1}{2 * \sqrt{L_1 * L_2}}$$

donde L_1 es el valor de inductancia del devanado primario del transformador (23) y L_2 es el valor de inductancia del devanado secundario del transformador (23).

35 5.- Un dispositivo según la reivindicación 4, en el que el transformador (23) es un transformador plano.

6.- Un dispositivo según la reivindicación 3, en el que para una configuración de retorno de corriente continua (CC) no aislada, la constante de referencia K se calcula según la siguiente fórmula:

$$K = \frac{1}{L_3}$$

donde L_3 es el valor de inductancia del elemento inductivo (123) en la configuración de retorno.

40 7.- Un dispositivo según una cualquiera de las reivindicaciones 3 a 6, en el que el valor de T_{ON} se actualiza en cada periodo de tiempo en función de la comparación de un valor A con un valor B; las fórmulas de A y B son, respectivamente:

$$A = V_{IN} * T_{ON} * T_{OFF}; \text{ y}$$

$$B = (1/K) * I_{OUT} * (T_{ON} + T_{OFF} + T_{CALC})$$

donde T_{CALC} es el instante de tiempo, después del tiempo de descarga del elemento inductivo, en que se calcula la fórmula, y el periodo de tiempo de conmutación del conmutador electrónico (28; 128) es la suma de T_{ON} , T_{OFF} y T_{CALC} ,

5 de manera que cuando el valor de A es mayor que B, el valor de T_{ON} disminuye en un número predeterminado de ciclos de reloj; cuando el valor de A es menor que B, el valor de T_{ON} aumenta en el número predeterminado de ciclos de reloj; y cuando el valor de A es igual a B, no se produce ningún cambio en T_{ON} .

8.- Un dispositivo según la reivindicación 7, en el que el dispositivo está configurado para ajustar la corriente eléctrica en función de la temperatura mediante un termistor situado en la unión de cada LED (100; 200); estando configurado además el dispositivo para actualizar la salida de corriente eléctrica actualizando el número predeterminado de ciclos de reloj.

9.- Un dispositivo según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que el conmutador electrónico (28; 128) es un transistor de efecto de campo de semiconductor de óxido metálico (MOSFET) y, en funcionamiento, el MOSFET está configurado para funcionar en modo discontinuo.

15 10.- Un dispositivo según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, que comprende además un oscilador electrónico (36; 136), en el que el ADC (26; 126), el comparador de tensiones (30; 130) y el oscilador (36; 136) están integrados en el CI programable.

11.- Un dispositivo según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que la resolución mínima del ADC (26; 126) es de 8 bits.

20 12.- Un dispositivo según la reivindicación 4 o 6, en el que el valor de T_{OFF} está configurado para compararse con un valor de referencia de cortocircuito de manera que, durante el funcionamiento, el valor de T_{OFF} es menor que el valor de referencia de cortocircuito cuando se produce un cortocircuito.

13.- Un procedimiento para proporcionar corriente eléctrica a al menos un diodo de emisión de luz (LED) (100; 200) a través de un convertidor de potencia en modo conmutado, que comprende las etapas de:

25 (i) obtener (a) una entrada de tensión digitalizada (26); (b) un periodo de tiempo de conmutación de un conmutador electrónico (28; 128); (c) un tiempo de descarga de un elemento inductivo (L_1 , 123) del convertidor de potencia en modo conmutado; (d) el valor deseado de la corriente eléctrica (I_{OUT}); y (e) una constante de referencia digital (K) como entradas;

30 (ii) calcular un tiempo de activación (T_{ON}) del conmutador electrónico (28; 128) en cada periodo de tiempo de conmutación; y

(iii) regular la corriente eléctrica que fluye hacia el al menos un LED (100; 200) en cada periodo de tiempo de conmutación en función del tiempo de activación (T_{ON}) del conmutador electrónico (28; 128); y

(iv) repetir las etapas (i) a (iii) en cada periodo de tiempo de conmutación.

35 14.- Un procedimiento según la reivindicación 13, en el que el tiempo de activación T_{ON} del conmutador electrónico (28; 128) se calcula según la siguiente fórmula:

$$T_{ON} = \frac{I_{OUT} * T}{K * V_{IN} * T_{OFF}}$$

donde I_{OUT} es la corriente eléctrica deseada, T es el periodo de tiempo de conmutación del conmutador electrónico (28; 128), K es una constante de referencia, T_{OFF} es el tiempo de desactivación del conmutador electrónico (28; 128) en cada periodo de tiempo de conmutación y V_{IN} es la entrada de tensión digitalizada.

40 15.- Un procedimiento según la reivindicación 14, para una entrada de fuente de corriente alterna (CA) aislada que presenta un transformador (23) que aísla el al menos un LED (100) en el extremo secundario del transformador (23), en el que la constante de referencia K se calcula según la siguiente fórmula:

$$K = \frac{1}{2 * \sqrt{L_1 * L_2}}$$

donde L_1 es el valor de inductancia del devanado primario del transformador (23) y L_2 es el valor de inductancia del

devanado secundario del transformador (23).

16.- Un procedimiento según la reivindicación 14, para una configuración de retorno de corriente continua (CC) no aislada, en el que la constante de referencia K se calcula según la siguiente fórmula:

$$K = \frac{1}{L_3}$$

5 donde L_3 es el valor de inductancia de un elemento inductivo (123) en la configuración de retorno.

17.- Un procedimiento según una cualquiera de las reivindicaciones 14 a 16, en el que el valor de T_{ON} se actualiza en cada periodo de conmutación en función de la comparación de un valor A con un valor B ; las fórmulas de A y B son, respectivamente:

$$A = V_{IN} * T_{ON} * T_{OFF}; \text{ y}$$

$$B = (1/K) * I_{OUT} * (T_{ON} + T_{OFF} + T_{CALC})$$

10

donde T_{CALC} es el instante de tiempo, después del tiempo de descarga del elemento inductivo, en que se calcula la fórmula, y el periodo de tiempo de conmutación del conmutador electrónico (28; 128) es la suma de T_{ON} , T_{OFF} y T_{CALC} ,

15

de manera que cuando el valor de A es mayor que B , el valor de T_{ON} disminuye en un número predeterminado de ciclos de reloj; cuando el valor de A es menor que B , el valor de T_{ON} aumenta en el número predeterminado de ciclos de reloj; y cuando el valor de A es igual a B , no se produce ningún cambio en T_{ON} .

18.- Un procedimiento según una cualquiera de las reivindicaciones 13 a 17, en el que la resolución mínima de la entrada de tensión digitalizada es de 8 bits.

20

19.- Un procedimiento según una cualquiera de las reivindicaciones 14 a 16, en el que el valor de T_{OFF} se compara con un valor de referencia de cortocircuito y cuando T_{OFF} es menor que el valor de referencia de cortocircuito indica que se ha producido un cortocircuito.

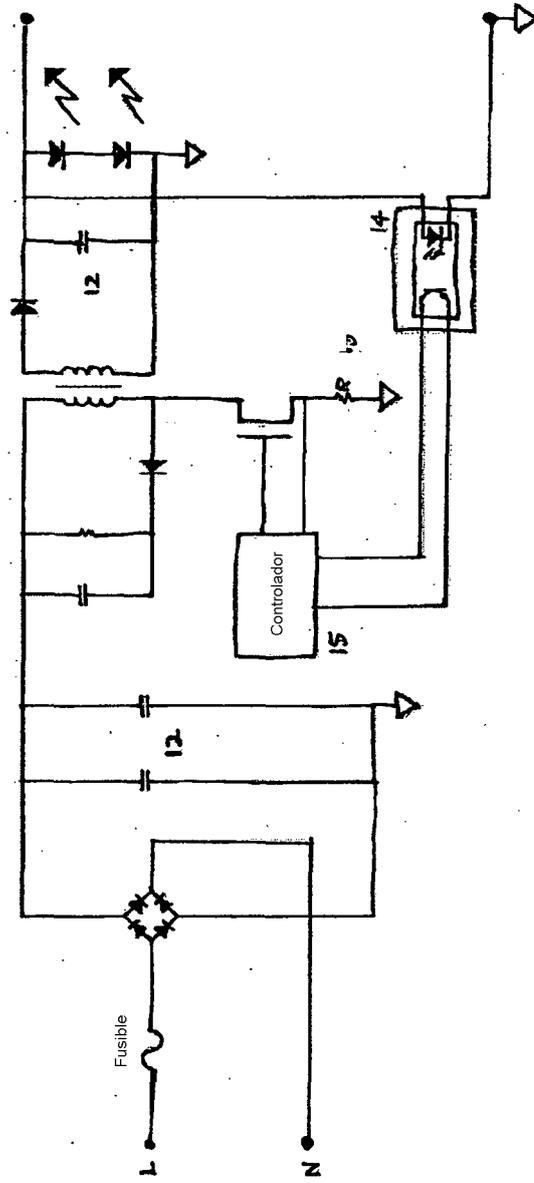


Fig. 1 (Técnica anterior)

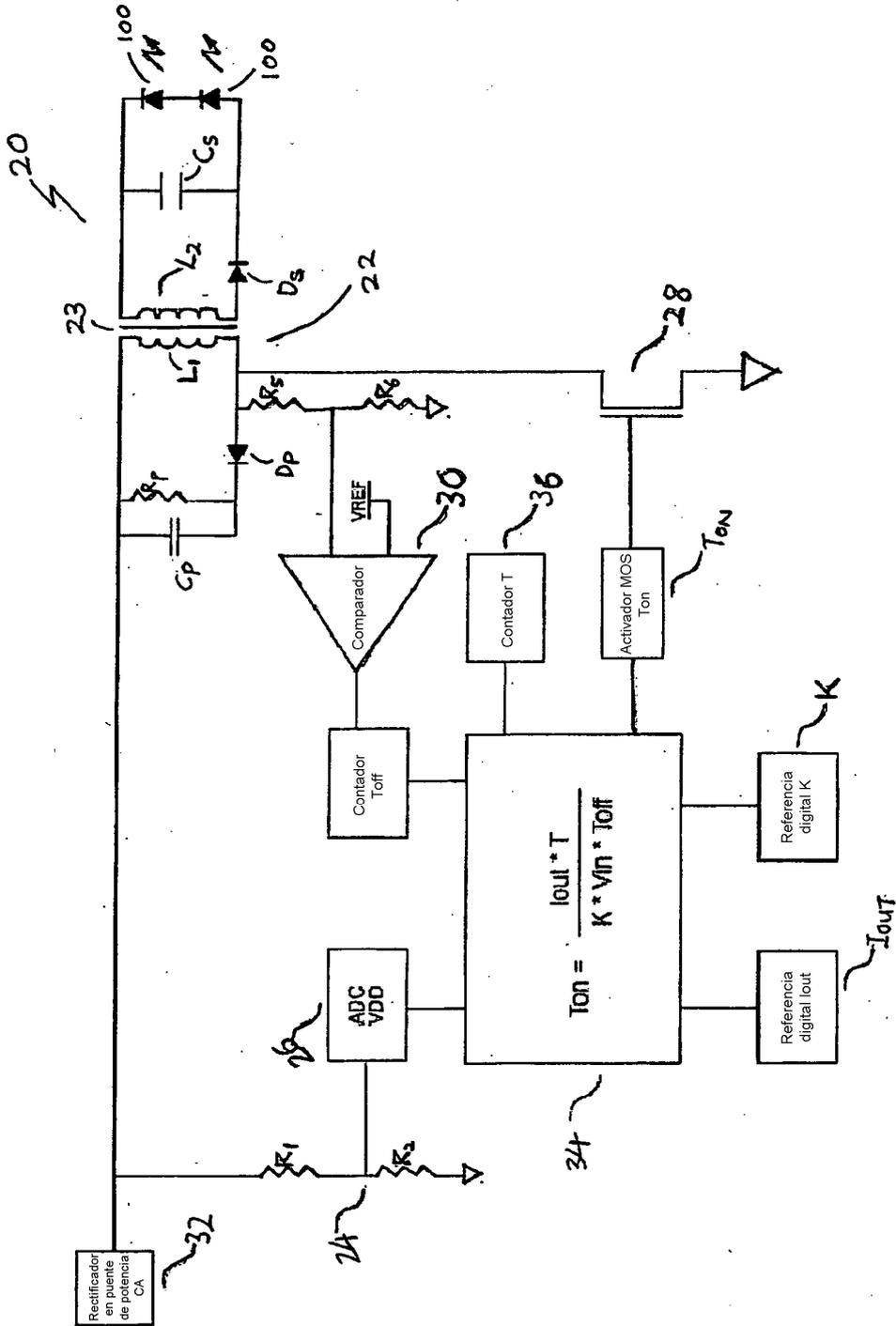


Fig. 2

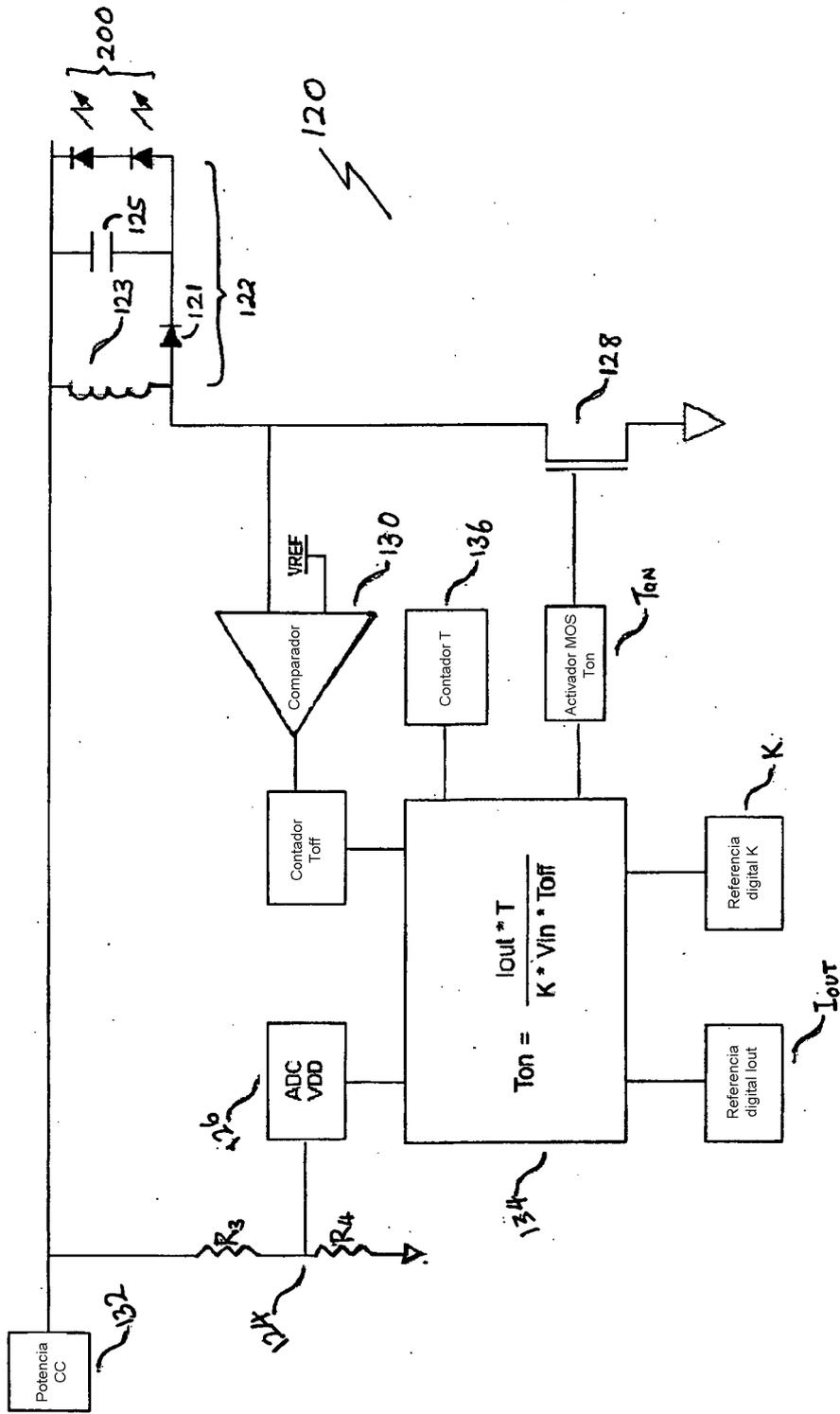


Fig. 3

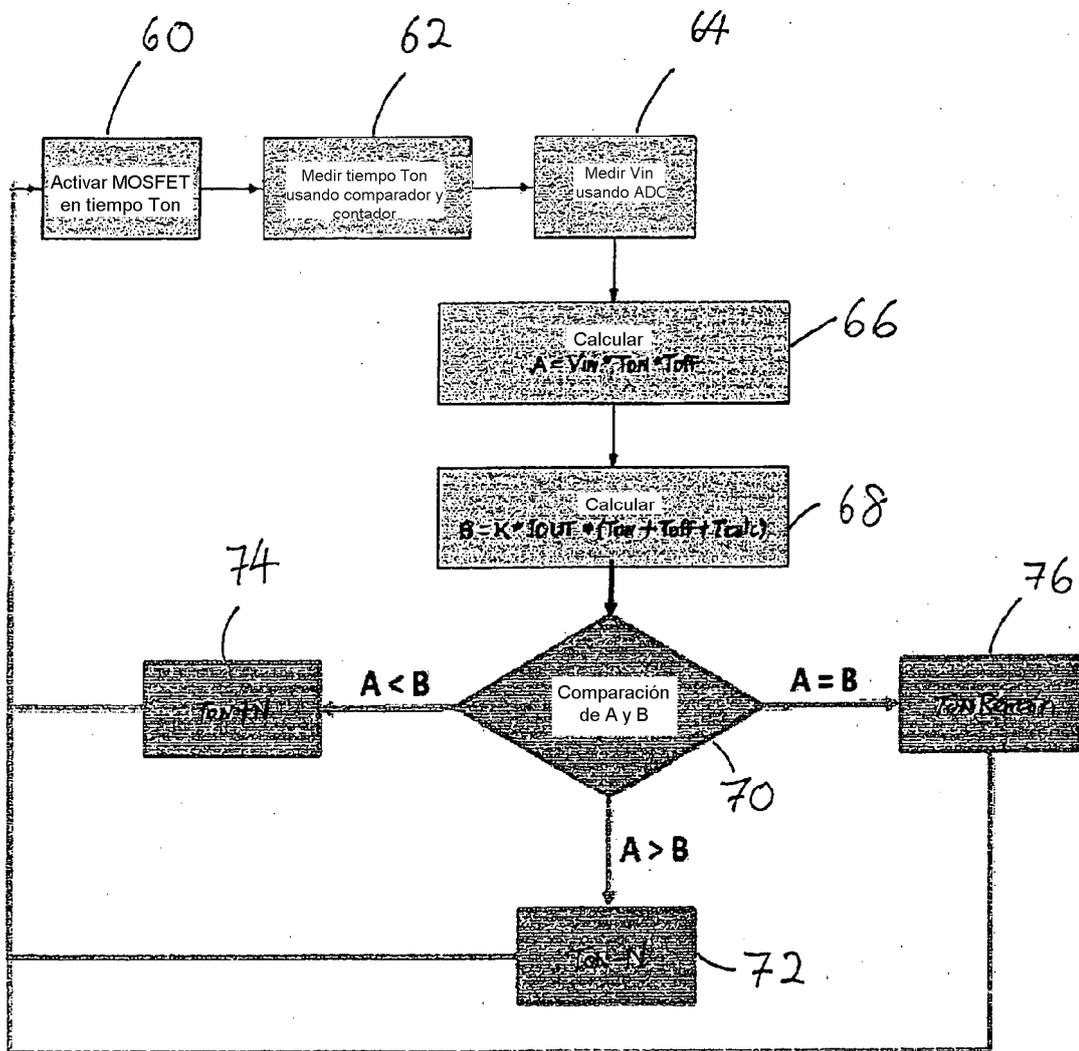


Fig. 4

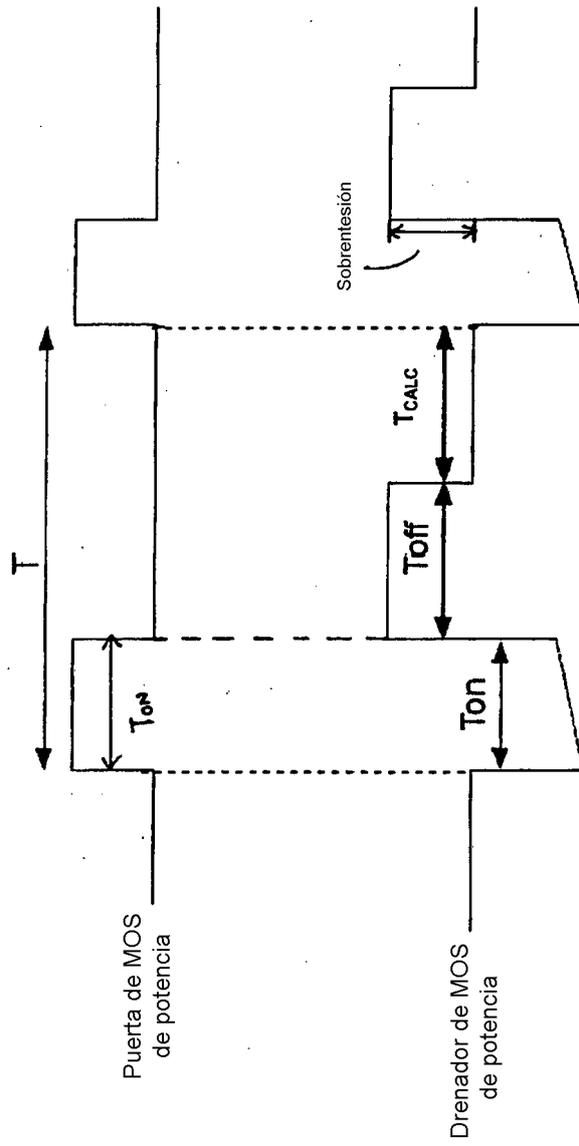


Fig. 5