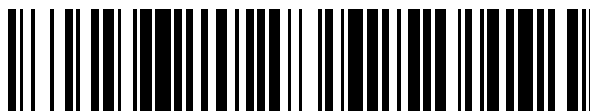


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 621 674**

51 Int. Cl.:

H05B 33/08

(2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **27.11.2013** **PCT/GB2013/053142**

87 Fecha y número de publicación internacional: **26.06.2014** **WO14096771**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **27.11.2013** **E 13805471 (3)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **22.03.2017** **EP 2936930**

54 Título: **Circuito controlador de LED que usa un convertidor flyback para reducir el parpadeo óptico observable mediante la reducción de la ondulación de la red de AC rectificada**

30 Prioridad:

20.12.2012 GB 201223042

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

04.07.2017

73 Titular/es:

**ACCURIC LTD (100.0%)
1 Conference Grove Crowle
Worcester, Worcestershire WR7 4SF, GB**

72 Inventor/es:

BANNISTER, DAVE

74 Agente/Representante:

SÁEZ MAESO, Ana

ES 2 621 674 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

Circuito controlador de LED que usa un convertidor flyback para reducir el parpadeo óptico observable mediante la reducción de la ondulación de la red de AC rectificada

La presente invención se refiere a un circuito controlador para suministrar una corriente de control a un esquema de alumbrado LED. En particular, la presente invención se refiere a un circuito controlador de la entrada de AC operable junto con un dispositivo regulador de corriente como se describió en la solicitud de patente núm. 1210561.5 del Reino Unido.

Aunque las continuas mejoras en el coste y la fiabilidad de los Diodos Emisores de Luz (LED) han conducido a la adopción más amplia de la tecnología LED en las áreas de alumbrado interior y exterior, existen retos en la provisión de circuitos electrónicos controladores adecuados para suministrar una corriente regulada a los sistemas de alumbrado LED. Se conoce bien que las variaciones en la corriente de control suministrada a una carga de LED pueden afectar negativamente al rendimiento. En particular, los LED que reciben corriente desde una unidad de suministro de energía (PSU) que toma una sola fase de entrada de Corriente Alterna (AC) desde una red o suministro similar, son sensibles a la presencia de "ondulación de la tensión" residual resultante de la supresión incompleta del componente de corriente alterna de la forma de onda que emana desde un circuito rectificador que se encuentra en o cerca de la entrada de la PSU, y que el componente de AC toma la forma de un voltaje sinusoidal a dos veces la frecuencia de la tensión de la AC desde dicha red o suministro similar.

Los LED, que son diodos, muestran en su región de funcionamiento, impedancia diferencial baja - definida como la velocidad de cambio de la tensión con corriente. Esta impedancia diferencial baja conduce a la generación de niveles significativos de corriente de ondulación en los LED en la presencia de la ondulación de la tensión. Puede demostrarse fácilmente que, para pequeñas cantidades de ondulación de la tensión, la ondulación de la corriente LED correspondiente puede expresarse como:

$$\frac{\Delta I_{led}}{I_{led}} \approx \frac{\Delta V_{dc}}{V_{dc}} \times \frac{V_{dc}}{I_{led}} \times \frac{1}{Z_d} \quad \text{Ecuación (1)}$$

En donde, $\Delta V_{dc}/V_{dc}$ es la ondulación de la tensión pico a pico de la PSU, expresada como una fracción de la tensión de la DC de funcionamiento proporcionada por la PSU, $\Delta I_{led}/I_{led}$ es la ondulación de la corriente LED pico a pico, expresada como una fracción de la corriente LED de funcionamiento, y Z_d es la impedancia diferencial de la cadena LED en la frecuencia de ondulación. La fuente más importante de la ondulación de la tensión, en el contexto de una aplicación de alumbrado LED, es la rectificación de onda completa que se produce a la entrada de la PSU. Esta ondulación se produce al doble de la frecuencia de la red de AC - así, entre 100 y 120 Hz. Dentro de este intervalo de frecuencia, la investigación ha demostrado que una alta proporción de los adultos sanos son sensibles a efectos estroboscópicos derivados de la presencia de parpadeo de luz LEDT al parpadeo se genera por la presencia de la ondulación de la corriente dentro de un accesorio de alumbrado LED.

La sensibilidad de la ondulación de la corriente LED a la tensión de la PSU puede ilustrarse fácilmente por referencia a un ejemplo, con relación a un requisito típico para un ensamble de alumbrado público basado en LED, en el que se usa un controlador de LED para proporcionar una constante corriente DC a una cadena de 40 LED blancos conectados en serie. Cada LED tiene, bajo temperaturas normales de funcionamiento, una caída de tensión a través de ella de alrededor de 3,5 V, que conduce a una tensión total a través de la cadena LED (V_{dc}) de 140 V. Además, un LED blanco típico, que funciona a 3,5 V, tiene una impedancia diferencial del orden de 0,5 Ohm. Por lo tanto, en este ejemplo ilustrativo, Z_d es de alrededor de 20 Ohm. Las corrientes de control de LED típicas usadas en una aplicación de este tipo son 350 mA o 700 mA.

Si, en este ejemplo ilustrativo, la ondulación de la tensión que emana del controlador de LED es tan baja como 1 % de V_{dc} - un valor muy bajo, típico de un controlador de LED de muy alta calidad - entonces, para 350 mA de funcionamiento, la ondulación de la corriente de LED resultante sería de alrededor de 20 % de I_{led} , y para 700 mA de funcionamiento, sería alrededor de 10 % de I_{led} .

En vista del hecho de que en un LED, la salida de luz (flujo luminoso) se relaciona directamente con la corriente, esta ondulación de la corriente a su vez puede conducir a parpadeo de la luz, lo que limita la aceptabilidad de la tecnología LED en aplicaciones tales como el alumbrado de oficinas, el alumbrado público y el alumbrado industrial. De hecho, la investigación reciente ha demostrado sensibilidad a los efectos estroboscópicos derivados del parpadeo entre los adultos sanos, incluso a niveles muy bajos de parpadeo. De hecho, la investigación ha indicado que en el 10% del parpadeo (resultante de aproximadamente el 20% de la ondulación de corriente a 100 Hz) alrededor de 75% de los adultos sanos puede detectar efectos estroboscópicos derivados del parpadeo. Tal sensibilidad a los efectos estroboscópicos del parpadeo representa un reto para la adopción generalizada del alumbrado LED en aplicaciones

donde el confort y la percepción exacta de movimiento son importantes - particularmente cuando la escena a alumbrar incluye objetos en movimiento, oscilantes o giratorios.

5 Por tanto, existe una necesidad de reducir la ondulación de tensión que emana de un circuito de control de entrada de AC usado para suministrar una corriente de control desde un esquema de alumbrado LED, con el fin de aliviar la ondulación de la corriente y el parpadeo óptico.

10 Este problema se ha considerado previamente y se han hecho intentos para proporcionar circuitos de accionamiento de LED que tratan de abordar el problema del parpadeo óptico que surge como consecuencia de la variación periódica de un suministro de energía de AC. Específicamente, la provisión de una capacitancia en o cerca de la salida de la PSU sirve para filtrar la ondulación de la tensión que surge de la PSU, preferentemente a niveles de unos pocos por ciento, como se discutió anteriormente.

15 Sin embargo, por diversas razones con relación a, por ejemplo, coste y fiabilidad, a menudo es ventajoso para los esquemas de alumbrado LED, particularmente los empleados dentro de la calle, de oficina o de accesorios de alumbrado industrial, para construirse a partir de largas cadenas de LED conectados en serie, con cada cadena que se proporciona de una corriente DC constante por un solo controlador. Por lo tanto, con el fin de asegurar que cada controlador produce suficiente salida de luz desde la cadena de LED que se controla, es necesario asegurar que su tensión de salida de DC es suficientemente alta para controlar un gran número (típicamente, varias decenas) de LED.

20 En vista de esto, es necesario que los capacitores eléctricos usados para filtrar la ondulación de la tensión que emana de la PSU sean capaces de soportar relativamente altas tensiones de DC, por ejemplo, en la región de hasta 200 V o más. Esto conduce al uso de capacitores electrolíticos, que en comparación con otros tipos de capacitor, son capaces de soportar tales tensiones mientras que proporcionan altos valores de capacitancia, en el orden de cientos de micro faradios. Además, la necesidad de reducir la ondulación de tensión al mínimo requiere el uso de alta capacitancia. Esto

25 puede lograrse mediante el uso de ya sea un pequeño número de capacitores electrolíticos de alto valor, o un gran número de capacitores electrolíticos de menor valor. El número de tales capacitores usados para realizar la capacitancia total requerida se determina al menos en parte, por la corriente máxima nominal de ondulación por cada capacitor individual. Sin embargo, el uso de capacitores electrolíticos de alto valor o varios capacitores electrolíticos de bajo valor aumenta la tasa esperada de fallos del capacitor que, a su vez, aumenta la tasa de fallo estadística de la PSU. La tasa

30 de fracaso estadística de una PSU, o de hecho cualquier ensamble eléctrico, se expresa normalmente por el uso de su recíproco. Este recíproco (1/tasa de fracaso estadística) se refiere como el tiempo medio entre fallos, o MTBF, del ensamble.

35 Por lo tanto puede apreciarse que, además de minimizar la ondulación y el parpadeo de corriente de LED, como se discutió anteriormente, también es conveniente tratar de reducir el número y la capacitancia de los capacitores electrolíticos requeridos en la salida de la sección de la PSU de un controlador de LED con el fin de mejorar el MTBF del controlador de LED. Preferentemente, el alto rendimiento del MTBF debe conseguirse sin comprometer significativamente la ondulación de la corriente generada dentro de una cadena de LED controlados por el controlador de LED. En efecto, es conveniente dentro del mercado, para asegurar que el valor de pico a pico de la ondulación de la

40 corriente dentro de la cadena de LED no exceda de alrededor de 1% de la corriente DC proporcionada a la cadena de LED, de esta manera reduce significativamente y elimina posiblemente tanto directamente como estroboscópicamente el parpadeo detectable.

45 Por lo tanto, las PSU diseñadas para el uso dentro de controladores de LED se requieren a menudo - particularmente cuando apunta a los mercados de alumbrado público, de oficina e industrial - abordar dos objetivos opuestos. Por una parte, es conveniente para la PSU dar ondulación de la tensión baja - minimizando de esta manera la ondulación de la corriente del LED y el parpadeo óptico. Por otra parte, es conveniente para la PSU mostrar una alta fiabilidad, que corresponde a una tasa de fallo estadística baja esperada. El primero de estos requisitos a menudo dicta el uso de alta capacitancia en la salida de la PSU, que a su vez dicta el uso de cualquiera de varios capacitores electrolíticos, o

50 capacitores electrolíticos de alto valor, o ambos. Mediante el uso de alto valor de capacitores electrolíticos, o varios de más bajo valor aumentan la tasa esperada de fallos del capacitor dentro de una muestra estadísticamente significativa de tales PSU, de esta manera aumenta la tasa de fracaso estadística de la PSU.

55 En la solicitud de patente núm. 1210561.5 del Reino Unido, cuya la descripción se incorpora en la presente descripción como referencia a la misma, se describe un regulador de corriente para proporcionar una corriente regulada desde una tensión de entrada. El regulador de corriente descrito en la solicitud de patente núm. 1210561.5 del Reino Unido comprende un medio de regulación de tensión que comprende una pluralidad de diodos Zener conectados en paralelo.

60 La solicitud núm. 1210561.5 describe una topología de circuito novel de manera que la corriente a través del regulador está, dentro de límites de tensión definidos por las tensiones de ruptura de transistores bipolares, sustancialmente constantes con la tensión de DC aplicada, así como también que es sustancialmente constante con las variaciones de fabricación en las propiedades de sus partes componentes. Se reconoce por el presente inventor que esta alta impedancia diferencial podría aprovecharse ventajosamente con el fin de mitigar la presencia de la ondulación de la tensión que surge desde una PSU de entrada de AC. Tal PSU debe construirse ventajosamente de tal manera que

65 puede integrarse con el regulador, mientras que permite preferentemente al regulador funcionar en o cerca de su máxima eficiencia.

De acuerdo con un primer aspecto de la presente invención, se proporciona un circuito controlador para proporcionar una corriente DC regulada a una carga desde una fuente de AC, cuya carga comprende un ensamble de alumbrado LED, el circuito controlador que comprende: un rectificador y un convertidor flyback, en donde el rectificador es operable en uso para convertir una tensión de entrada de AC a una tensión rectificada, que rectifica que la tensión se suministra al convertidor flyback, y en donde el convertidor flyback es operable en uso para proporcionar una tensión de DC variable a la carga; un regulador de corriente que forma parte de la carga, el regulador de corriente que se conecta en serie, en uso, a un ensamble de alumbrado de LED; y un medio de realimentación operable para mantener una tensión de DC constante a través del regulador de corriente, en donde el regulador de corriente comprende un medio de regulación de tensión que comprende una pluralidad de diodos Zener conectados en paralelo.

Preferentemente, el rectificador es un rectificador de onda completa operable para convertir una tensión de entrada de AC a una tensión rectificada de onda completa que contiene una tensión de DC, cuya tensión rectificada de onda completa, que incluye su componente de tensión de DC, se suministra al convertidor flyback.

Debido a que las modalidades de la presente invención tratan de minimizar el valor de la capacitancia de salida de la PSU, es ventajoso para permitir a la PSU producir una ondulación de la tensión de salida, en el orden de unos pocos voltios, pico a pico y confiar en la alta impedancia diferencial del regulador para proporcionar los medios por los que la ondulación de la corriente en la cadena de LED, que surgen como resultado de esta ondulación de la tensión de la PSU, se reduce beneficiosamente. Por lo tanto, las modalidades de la presente invención son ventajosas porque la PSU posee una arquitectura preferentemente de una manera tal como para mantener una tensión sustancialmente constante a través del regulador de corriente para que la impedancia diferencial alta del regulador de corriente sirva para extinguir la ondulación de la corriente de LED que de cualquier otra manera surgirá desde la ondulación de la tensión.

Una característica clave del regulador de corriente descrita en la solicitud de patente núm. 1210561.5 del Reino Unido es tal que los diodos Zener muestran la misma tensión Zener nominal. Un regulador de corriente construido de acuerdo con la enseñanza de la solicitud de patente núm. 1210561.5 del Reino Unido toma ventaja del hecho de que, dentro de un proceso de fabricación del diodo Zener estándar, la variación estándar en las tensiones Zener alrededor del valor nominal es suficientemente pequeña para permitir el uso compartido de corriente entre los diodos Zener dentro de la combinación en paralelo. Puede definirse que una variación de entre 0,1 V y 0,3 V puede existir preferentemente entre las tensiones Zener de los diodos Zener comprendidos en la pluralidad de diodos Zener del medio de regulación de la tensión.

De acuerdo con una modalidad preferida de la presente invención cada diodo Zener tiene la misma tensión Zener nominal. A pesar de tener el mismo voltaje Zener nominal, existe una variación preferentemente de entre 0,1 V y 0,3 V entre las tensiones Zener de los diodos Zener comprendida en la pluralidad de diodos Zener del medio de regulación de la tensión.

Una modalidad preferida del regulador de corriente enseñada en la solicitud de patente núm. 1210561.5 del Reino Unido se muestra en la Figura 1 y comprende un primer circuito regulador de corriente C1 transversal acoplado a un segundo circuito regulador de corriente C2. El primer circuito regulador de corriente C1 comprende un circuito transistor que tiene un resistor R1 y un transistor bipolar T1. El primer circuito regulador de corriente comprende además un circuito regulador de tensión VRC1 que comprende una pluralidad de diodos Zener Z11, Z12...Z1n conectados en paralelo. El segundo circuito regulador de corriente C2 comprende un circuito controlador que tiene un resistor R2 y un transistor bipolar T2. El segundo circuito regulador de corriente comprende además un circuito regulador de tensión VRC2 que comprende una pluralidad de diodos Zener Z21, Z22...Z2n conectados en paralelo. El transistor comprende un transistor bipolar de silicio del tipo NPN o PNP. Los transistores pueden formar un par complementario - por ejemplo, el transistor del primer o segundo circuito regulador de corriente es del tipo PNP mientras que el transistor de otro circuito regulador de corriente es del tipo NPN. El resistor del primero y/o segundo circuito de transistor es típicamente operable para variar con el fin de servir como un resistor de programación de la corriente.

El regulador de corriente previamente propuesto funciona a partir de un carril de tensión de DC y proporciona una corriente sustancialmente constante, adecuada para controlar un LED, o cadena de LED. Tal entrada del regulador de corriente de DC puede proporcionar beneficiosamente una corriente constante con una alta precisión de ajuste y de bajo coeficiente térmico de la corriente. Ventajosamente, tal regulador de corriente puede programarse para proporcionar una corriente en un intervalo aplicable a los controladores de alumbrado LED. También es posible para dos de tales reguladores conectarse entre sí en paralelo, para proporcionar corrientes más altas, por ejemplo en el orden de 350 mA a 700 mA, mientras que también proporciona una baja tasa de fallo, de preferentemente menos de 0,6 fallos por millón de horas. Esto corresponde ventajosamente a un MTBF para el regulador de corriente, en exceso de 1,7 millones de horas.

De acuerdo con una modalidad particularmente preferida de la presente invención, el regulador de corriente comprende un primer circuito regulador de corriente y un segundo circuito regulador de corriente, en donde la salida del primer circuito regulador de corriente se acopla transversal a dicho segundo circuito regulador de corriente, cada uno de los circuitos reguladores de corriente que comprende: un circuito de transistor que comprende un resistor y un transistor; y un circuito regulador de tensión, que forma dicho medio de regulación de tensión, el circuito regulador de tensión

operable para proporcionar una tensión regulada al circuito de transistor respectivo, en donde dicho circuito regulador de tensión comprende una pluralidad de diodos Zener conectados en paralelo.

Preferentemente, la tensión de funcionamiento a través del regulador se da por:

$$V_{reg} \geq V_k + V_{rip}/2 \quad \text{ecuación (2)}$$

En donde V_k es la tensión de saturación del regulador y en donde V_{rip} es la ondulación de la tensión pico a pico proporcionada por la PSU.

Preferentemente, V_{rip} no es mayor que $V_k/2$.

Preferentemente, por lo tanto, la tensión de DC mínima ($V_{reg}(\min)$) proporcionada en uso para el regulador de corriente se da por:

$$V_{reg}(\min) = 5V_k/4$$

donde V_k es la tensión de saturación del regulador de corriente.

Preferentemente, el regulador de corriente comprende un circuito de dos terminales. Preferentemente, los diodos Zener del/de cada circuito regulador de tensión comprenden diodos Zener de silicio. Los diodos Zener del/de cada circuito regulador de tensión pueden mostrar una tensión Zener de menos de 5,5V. Preferentemente, los diodos Zener del/de cada circuito regulador de tensión presentan una tensión Zener de entre 2,0 V y 3,0 V.

Preferentemente las tensiones Zener de los diodos Zener comprendidas en el circuito regulador de voltaje del/de cada circuito regulador de corriente se seleccionan de manera que:

$$I_{z, \text{opt}} = I_{\text{spec}}/2.N \quad \text{ecuación (3)}$$

donde $I_{z, \text{opt}}$ es la corriente a la que la tasa de cambio de la tensión Zener con la temperatura es sustancialmente igual a la tasa de cambio de la tensión base emisora v_{be} del transistor del circuito regulador de corriente, N es un número entero de diodos Zener por circuito regulador de voltaje e I_{spec} es una corriente del regulador de corriente a la que el coeficiente de temperatura es sustancialmente cero.

Se apreciará que las modalidades de la presente invención pueden proporcionarse junto con un ensamble de alumbrado LED, que comprende típicamente una cadena de LED conectados en serie, o que el circuito controlador puede proporcionarse por separado para la conexión a o la integración con un ensamble de alumbrado LED. De acuerdo con un segundo aspecto de la presente invención, se proporciona un aparato de alumbrado que comprende un ensamble de alumbrado LED y un circuito controlador de acuerdo con el primer aspecto de la presente invención, en donde el ensamble de alumbrado LED se conecta en serie con el regulador de corriente para formar parte de la carga.

Para un mejor entendimiento de la presente invención, y para mostrar cómo la misma puede llevarse a la práctica, se hará referencia ahora, a manera de ejemplo a los dibujos acompañantes en los que:

La Figura 1 muestra una modalidad preferida del regulador de corriente descrita en la solicitud de patente núm. 1210561.5 del Reino Unido;

La Figura 2 muestra un esquema de una entrada de AC del controlador de LED de acuerdo con una modalidad de la presente invención;

La Figura 3 muestra la corriente en función de las características de la tensión del regulador de corriente descrita en la solicitud de patente núm. 1210561.5 del Reino Unido;

La Figura 4 muestra un esquema de una unidad de suministro de energía basada en un convertidor flyback considerada anteriormente; y

La Figura 5 muestra un controlador de acuerdo con una modalidad de la presente invención que comprende una unidad de suministro de energía basada en un convertidor flyback.

La Figura 2 muestra un esquema de una entrada de AC del controlador de LED de acuerdo con una modalidad de la presente invención que incorpora el regulador de corriente, conectado a, o integrado con una PSU. La capacitancia, C_o , colocada en la salida de la PSU proporciona un medio para la reducir la ondulación de la tensión de la PSU.

Como se discutió anteriormente, con el fin de minimizar la tasa de fallo estadística del controlador general, esta capacitancia debe reducirse al mínimo, y debe proporcionarse por un número mínimo de capacitores electrolíticos. Es

un requisito primordial, dentro del alumbrado LED y los mercados de alumbrado en general, que una entrada de AC del controlador de LED debe funcionar a un alto nivel de eficiencia LED - definido como la relación de potencia de salida, a la potencia de entrada, expresada como un porcentaje. Un nivel mínimo preferido de eficiencia para un controlador dentro de estos mercados es de alrededor de 85 %, con un nivel particularmente preferido de 90%. La eficiencia global de un controlador de acuerdo con la arquitectura mostrada en la Figura 2 se da por:

$$\mu(D) = \mu(PSU) \times \mu(Reg) \quad \text{ecuación (4)}$$

en donde, $\mu(PSU)$ es la eficiencia de la PSU y $\mu(Reg)$ es la eficiencia del regulador. La eficiencia del regulador, cuando se usa de la manera mostrada en la Figura 2 se da por:

$$\mu(Reg) = (V_{dc} - V_{reg})/V_{dc} \quad \text{ecuación (5)}$$

en donde, V_{dc} es la tensión de DC proporcionada por la PSU, y V_{reg} es la caída de tensión a través del regulador. Por lo tanto, $\mu(Reg)$ se maximiza minimizando V_{reg} como una fracción de V_{dc} . Esto coloca dos requisitos en la PSU. En primer lugar, V_{dc} debe ser preferentemente la más alta posible, y en segundo lugar V_{reg} debe ser la más baja posible, mientras que mantiene el regulador funcionando de una manera requerida por las propiedades de la PSU.

La Figura 3 muestra la corriente frente a la característica de tensión del regulador de corriente descrita en la solicitud de patente núm. 1210561.5 del Reino Unido. Por encima de un cierto valor de V_{reg} , la corriente consumida por el regulador y, por lo tanto, la corriente que fluye a través de la cadena de LED es constante y se establece en un valor, I_c , que se determina por el diseño específico del regulador. Este valor mínimo de funcionamiento de V_{reg} se conoce como la tensión de saturación (V_k) del regulador. Debido a que las modalidades preferidas de la presente invención tratan de minimizar el valor de C_o , la PSU puede permitirse producir una ondulación de la tensión apreciable, y confiar en la alta impedancia diferencial del regulador para proporcionar el medio por el que la ondulación de la corriente en la cadena de LED, que surge como resultado de esta ondulación de la tensión de la PSU, se reduce o se minimiza. Para que esto ocurra, la tensión de funcionamiento a través del regulador, V_{reg} , debe ser preferentemente:

$$V_{reg} \geq V_k + V_{rip}/2 \quad \text{ecuación (6)}$$

en donde, V_{rip} es la tensión de ondulación pico a pico proporcionada por la PSU. Por lo tanto, es conveniente para la PSU ser operable para mantener una tensión sustancialmente constante a través del regulador, de manera que la alta impedancia diferencial del regulador se usa para extinguir la ondulación de la corriente de LED que de cualquier otra manera resulta de la ondulación de la tensión. Esta dicha tensión constante preferentemente debe ser suficientemente mayor que la tensión de la saturación del regulador para asegurar que la tensión de ondulación se sujete a dicha alta impedancia de diferencial. Al mismo tiempo, sin embargo, con el fin de minimizar V_{reg} , maximizando de esta manera la eficiencia de funcionamiento del regulador, el valor de V_{rip} no debe permitirse exceder una fracción apreciable de V_k . Como una guía, V_{rip} es preferentemente no mayor que $V_k/2$. Esto asegura que la tensión de funcionamiento del regulador, V_{reg} , está cerca de V_k , mientras que aloja una ondulación de la tensión apreciable. En este caso, el valor mínimo de V_{reg} por lo tanto se convierte en:

$$V_{reg}(Min) = 5V_k/4 \quad \text{ecuación (7)}$$

y el valor máximo correspondiente de la eficiencia general del controlador de LED se convierte en:

$$\mu(D, Max) = \mu(PSU) \times \left(1 - \frac{5V_k}{4V_{dc}}\right) \quad \text{ecuación (8)}$$

La tensión de saturación, V_k , para un regulador de corriente basado en la arquitectura descrita en la referencia 1 es de alrededor de 6V.

La potencia suministrada a la cadena de LED se da por:

$$P(LED) = I_{led} \times \left(V_{dc} - \frac{5V_k}{4}\right) \quad \text{ecuación (9)}$$

Por lo tanto, a manera de ejemplo, suponiendo una corriente de LED de 700 mA (alcanzable mediante el uso de un regulador que comprende dos de los reguladores descritos en la solicitud de patente núm. 1210561.5 referencia 1 del Reino Unido, conectados en paralelo) que alcanza una potencia de salida, suministrada a la cadena de LED, de 120

Watts requiere una tensión de carril de DC desde la PSU, de 179 V. Además, para este ejemplo particular, alcanzar una eficiencia global de 85% o mayor, para el controlador de LED requeriría a la PSU tener una eficiencia del 89% o mayor.

Para la arquitectura del controlador mostrada en la Figura 2, la impedancia diferencial, Z_d , que impide la ondulación de la corriente en la cadena de LED es la del regulador de corriente.

Un regulador de corriente de 350 mA, que emplea la topología descrita en la solicitud de patente núm. 1210561.5 del Reino Unido, es capaz de suministrar una impedancia diferencial (dV/dI) mayor que 2 K Ω a frecuencias de hasta alrededor de 200 Hz. Por lo tanto, tal regulador de dicha corriente, cuando se integra con una PSU de entrada de AC salida de DC que proporciona la capacidad para mantener una tensión de DC sustancialmente constante a través del regulador, junto con una tensión máxima de carril de DC de al menos 179 V, con una ondulación de la tensión pico a pico de 3V, proporcionaría un controlador de LED capaz de suministrar una corriente constante de 350 mA, a una cadena de LED, con una ondulación de la corriente de LED pico a pico tan baja como 0,4 %. Una versión de 700 mA del mismo controlador de LED, realizada por el cambio de los resistores de programación de corriente en el regulador de corriente, suministraría una corriente de control de LED de 700 mA, con una ondulación de la corriente de LED pico a pico tan baja como 0,2%.

Una propiedad ventajosa adicional del regulador de corriente DC descrita en la solicitud de patente núm. 1210561.5 del Reino Unido es su alto MTBF, proporcionado por la ausencia de los capacitores, el pequeño número de transistores (4 para un regulador de 350 mA o de 700 mA, que comprende dos de los circuitos descritos en la referencia) y el hecho de que estos transistores son de un tipo bipolar. A fin de tener una ventaja más completa de esta propiedad cuando se integra en un controlador de LED, es beneficioso combinar un regulador de acuerdo con esta arquitectura, con una PSU que, así como también de poseer las propiedades descritas anteriormente, también tiene un alto MTBF. Alcanzar esto se permite parcialmente mediante el uso de solo un pequeño número de capacitores electrolíticos en la salida de la PSU, como se facilitó por la alta impedancia diferencial del regulador. Adicionalmente se permitiría, por un suministro de energía en modo de conmutación generalizada, por el uso de una tensión de salida de DC alta máxima, que se conoce en la técnica para resultar en un funcionamiento de alta eficiencia para circuitos en modo de conmutación. Tal alta eficiencia conduce a una baja disipación de potencia dentro de la PSU, para una potencia de salida dada, que contribuye de esta manera a un alto MTBF para la misma potencia de salida dada.

Un tercer factor que contribuye a lograr un alto MTBF de la PSU para un nivel de potencia y eficiencia dados, es la minimización de la cantidad de componentes dentro de la PSU. Se conoce que los niveles de potencia media (100 s de Watts) de una PSU en modo de conmutación generalizado que logra estos niveles de potencia con una cantidad baja de componentes es uno basado en un convertidor flyback.

La Figura 4 muestra el esquema de una PSU basada en un convertidor flyback considerado anteriormente, configurado para alojar un intervalo de tensiones de carga. Como se apreciará por los expertos en la técnica, el circuito funciona por la carga y descarga sucesivamente de la bobina inductiva primaria de un transformador, T, a través de la acción de conmutación de un Mosfet, S, que se controla por un controlador, C, a través de la aplicación por C, de una forma de onda de voltaje rectangular, con un ciclo de trabajo, D, definido como la proporción de tiempo que dicha forma de onda pasa en su estado de encendido, tiempo durante el cual la tensión proporcionada por C está en un valor positivo, suficiente para encender el Mosfet. La PSU proporciona un medio de transferencia de energía eléctrica de un tiempo que varía la tensión de entrada, V_{in} , proporcionado por un rectificador de puente, B, conectado a un capacitor de filtrado, Cs, a un tiempo que varía la tensión de salida, V_{out} . La relación de transferencia de la PSU (V_{out}/V_{in}) se determina principalmente por el ciclo de trabajo, D, del Mosfet de conmutación y la relación de vueltas, N, del transformador, donde N es aquí la relación entre el número de vueltas en la bobina secundaria del transformador, con el número de vueltas en la bobina primaria del transformador, de acuerdo con la relación siguiente:

$$V_{out} = V_{in} \times N \times D / (1 - D) \quad \text{Ecuación (10)}$$

Se apreciará por un lector experto en la técnica, que los suministros de energía mediante el uso de una topología del convertidor flyback funcionan normalmente de tal manera que el ciclo de trabajo, D, del Mosfet de conmutación es variada, típicamente junto con la frecuencia de conmutación, a través del período de tiempo de cada medio ciclo de la salida rectificadora del rectificador, a fin de asegurar que la corriente extraída desde el rectificador está sustancialmente en fase con la tensión suministrada por el rectificador. El valor de D en la ecuación 10 varía, junto con la frecuencia de la acción de conmutación del Mosfet, S, como V_{in} varía, a través de cada medio ciclo de su forma de onda de dominio de tiempo. En los casos donde el componente de DC de V_{out} es bajo (10 s de Volts) la caída de tensión a través del diodo de salida mostrado como D_o en la Figura 3, que es alrededor de 1V durante el período de la forma de onda de conmutación durante el cual se lleva a cabo, se convierte en una fracción apreciable de la tensión de salida, que requiere de esta manera esta caída de tensión que debe tenerse en cuenta. Sin embargo, para un convertidor flyback con una tensión de salida de varios 10 s de Volts o más, el efecto de esta caída de tensión se descuida.

Es evidente a partir de la ecuación 9 que, con el fin de alojar una tensión de salida variable que surge como resultado de una carga variable, el ciclo de trabajo, D, para cualquier valor instantáneo de V_{in} , tiene que cambiar en respuesta a variaciones en la carga. Tales variaciones ocurrirían, en el caso de una carga que comprende, al menos en parte, una

cadena en serie de LED, debido a cambio en la temperatura, o cambios en el número de LED en la cadena, o ambos. La alteración del ciclo de trabajo del Mosfet de conmutación es accionado mediante la alimentación de una tensión de vuelta al controlador, mediante un elemento de retroalimentación, F, que normalmente adopta la forma de un optoaislador. El controlador se configura de tal manera que, en respuesta a la entrada desde F, que altera el ciclo de trabajo, D, de un impulso de tensión modulada por el ancho aplicado a la puerta del Mosfet, encendiendo y apagando de esta manera el Mosfet con el mismo ciclo de trabajo como el impulso de tensión modulada por el ancho.

La Figura 5 muestra un controlador de LED que comprende una entrada de AC, la unidad de suministro de energía de salida de DC en donde la tensión de DC de salida se controla por un convertidor flyback y en donde la PSU se conecta a, o se integra con un lado del regulador de corriente constante baja, donde dicho regulador se basa en un regulador de corriente como se describe en la solicitud de patente núm. 1210561.5 del Reino Unido.

Cuando se usa en combinación con el regulador de corriente, 3, la PSU, 1, tiene que proporcionar una tensión de carril (Vrail) de DC en la parte superior de la cadena de LED, 2, que varía en respuesta a la magnitud de la carga, tal como se determina por el número de LED en la cadena, y la temperatura, mientras se mantiene una tensión constante, Vreg, a través del regulador de corriente, 3. Debido a la acción de regulación de corriente del regulador, 3, junto con el hecho de que se conecta en serie con la cadena de LED, 2, mediante el uso del mecanismo de control de retroalimentación para controlar la caída de tensión, Vreg, a través del regulador, el carril tensión, Vrail tiene un valor dado por la suma de la caída de tensión a través de la cadena de LED, 2, y Vreg. Si la caída de tensión a través de la cadena de LED se denota como Vled, entonces Vrail = Vled + Vreg. Además, el valor de Vrail se determina por el ciclo de trabajo del Mosfet de conmutación, 4, la relación de vueltas, N, del transformador, 5, y el componente de DC de la tensión de entrada de la red rectificadora suministrada al convertidor flyback, por la red de entrada del rectificador, 6, como se discutió previamente. Por lo tanto:

$$V_{rail} = V_{in} \times N \times D / (1 - D) \quad \text{ecuación (11)}$$

y Vreg se da por:

$$V_{reg} = V_{in} \times N \times \frac{D}{1-D} - V_{led} \quad \text{ecuación (12)}$$

Por lo tanto, si, como en la Figura 5, el mecanismo de retroalimentación proporcionado por el optoaislador, 7, se usa como se muestra, para ajustar el ciclo de trabajo, D, de la salida del controlador, 8, para mantener un valor constante de Vreg, entonces el mecanismo de retroalimentación se convierte en un medio para alojar un valor variable de Vled. El intervalo de valores de Vled que pueden alojarse por un solo controlador de LED de acuerdo con la topología de la figura 5 se determina, para un valor dado de relación de vueltas, N, por un número de factores, que incluye el intervalo de ciclos de trabajo que puede proporcionarse por el controlador, 9, las propiedades de manipulación térmica del Mosfet de conmutación, 4, y el máximo de tensión no disruptiva del capacitor de salida, 9, que se carga mediante el diodo 10, durante cada porción de apagado de la forma de onda de conmutación aplicada a la puerta del Mosfet de conmutación, 4.

El valor del capacitor de salida, 9, que puede realizarse ya sea por un único capacitor, o por una combinación en paralelo de los capacitores, se elige por referencia a la ondulación de la tensión de salida requerida de la fuente de alimentación. Esta ondulación de la tensión puede, de acuerdo con la argumentación anterior, ser tan alta como 3V, cuando se ejecuta un regulador del tipo descrito en la solicitud de patente núm. 1210561.5 del Reino Unido, cerca de su máxima eficiencia de DC. El valor del capacitor de salida, 9, requerido para dar una ondulación de la tensión de salida pico a pico de Vrip, puede expresarse, en una buena aproximación, como:

$$C_o = \frac{I_{led}}{\omega \cdot \mu(PSU) \cdot V_{rip}} \quad \text{ecuación (13)}$$

En donde, ω es la frecuencia de red angular, y por lo tanto es igual a $2\pi f$, donde $f = 50$ Hz en el Reino Unido. Por lo tanto, si la eficiencia de la PSU es igual al valor mínimo aceptable de 89% ($\mu(D) = 0,89$) y Vrip es 3V, la capacitancia mínima proporcionada por el capacitor de salida, 11, es 835 μF para 700 mA de funcionamiento. Sin embargo esta capacitancia, o una ligeramente mayor, se realiza, se requiere que cada capacitor individual a tenga una tensión nominal que es significativamente mayor que el valor máximo de Vrail. Por lo tanto, para el funcionamiento a tensiones de salida de hasta 179 V, cada capacitor debe clasificarse de al menos 300 V.

El número de capacitores en paralelo usados para realizar C_o se determina asegurando que la corriente de ondulación en cada capacitor no supere la corriente de ondulación máxima para un capacitor electrolítico de alta calidad, disponible, asequible con una tensión nominal de 300 V o superior. Una realización típica, asequible de C_o es un par de 440 mF conectado en paralelo, capacitores electrolíticos de aluminio de 300 V, que dan una capacitancia de salida total de 880 μF .

El valor de V_{led} es una función del número de LED en la cadena, N , la corriente que fluye en la cadena de LED, I_{led} , y la temperatura de la unión de LED, T_j . En cualquier modalidad particular del circuito de acuerdo con la topología mostrada en la Figura 5, la corriente de LED, I_{led} , se determina por la funcionalidad de configuración actual del regulador, 3, proporcionada por la selección apropiada de los valores de ajuste del resistor de corriente, como se describió en la solicitud de patente núm. 1210561.5 del Reino Unido. Por lo tanto, en cualquier modalidad particular del circuito en la Figura 5, el valor de V_{led} es una función de N y T_j . En consecuencia, las modalidades de la presente invención proporcionan ventajosamente un medio por el cual el regulador de corriente descrito en la solicitud de patente núm. 1210561.5 del Reino Unido puede integrarse en una entrada de AC del controlador LED para alojar una carga LED variable, sobre un intervalo definido por la tensión y las propiedades térmicas de los principales componentes eléctricos. Por lo tanto, las modalidades de la presente invención proporcionan ventajosamente para la realización de los controladores de LED, el aprovechamiento de la supresión de la corriente de ondulación, la exactitud de configuración de la corriente y las propiedades de seguimiento térmicas del regulador de corriente descritas en la solicitud de patente núm. 1210561.5 del Reino Unido, mientras funciona beneficiosamente dicho regulador de corriente en o cerca de su máxima eficiencia.

Ejemplo ilustrativo:

El siguiente ejemplo de una modalidad de la invención se presenta para propósitos de ilustración y que debe ser evidente para el lector que otras numerosas modalidades y ejemplos ilustrativos, definidos por la tensión de salida desde la sección de la PSU, la corriente extraída por la cadena de LED y la tensión y la frecuencia de la red, son alcanzables.

Este, o cualquier otro ejemplo de la presente invención, se explica en términos de los parámetros de diseño pertinentes de la sección de la PSU y la sección del regulador de corriente del controlador de LED.

La tensión de salida máxima de la sección de la PSU del controlador se da por:

$$V_{op} = V_{inp} \times N \times D_p / (1 - D_p) \quad \text{ecuación (14)}$$

En donde, D_p es el ciclo de trabajo máximo de la acción de conmutación del Mosfet de conmutación, y V_{inp} es el valor máximo de una tensión de la red monofásica de onda completa rectificadas, la cual se da por:

$$V_{inp} = V_{rms} \times \sqrt{2} - 2 \times V_d \quad \text{ecuación (15)}$$

En donde, V_{rms} es la tensión de red de la raíz cuadrada media y V_d es la caída de tensión a través de un solo diodo dentro del rectificador, durante el medio ciclo de la entrada de la red durante el cual dicho diodo está conduciendo corriente. El valor típico de V_d por un diodo rectificador de silicio es de alrededor de 0,8 V.

V_{op} en la ecuación 14 se relaciona con el componente de DC, V_o , de la tensión de salida, por la siguiente ecuación

$$V_{op} = V_o \times \pi / 2 \quad \text{ecuación (16)}$$

Por lo tanto, los valores de D_p (ciclo de trabajo de conmutación del Mosfet máximo) que corresponde a la tensión de salida máxima de la PSU, $V_o, \max$ dada por:

$$D_{p, \max} = \pi \times V_{o, \max} / (2 \times N \times V_{rms} \times \sqrt{2} - 4 \times N \times V_d + \pi \times V_{o, \max}) \quad \text{ecuación (17)}$$

Un ejemplo ilustrativo de la sección de PSU de un controlador de LED, de acuerdo con las modalidades de la presente invención puede definirse, en términos del intervalo de su ciclo de trabajo del Mosfet máximo, cuando se emplea un transformador con una relación de vueltas de 2 y cuando funciona desde una tensión de la red RMS de 230 V, y se requiere dar una tensión de salida máxima de 180 V.

$$D_{p, \max} = 0.304 = 30.4\% \quad \text{ecuación (18)}$$

La corriente de ondulación pico a pico máxima correspondiente en el capacitor de salida se da, por las ecuaciones de diseño del convertidor flyback estándar, como:

$$I_{c,pp} = V_{rms} \times D_{p,Max} \times \sqrt{2} / (L_p \times N \times f_{sw}) \quad \text{ecuación (19)}$$

5 En donde, L_p es la inductancia del primario del transformador y f_{sw} es la frecuencia nominal de la forma de onda de conmutación aplicada al Mosfet, por el controlador. Mediante el uso valores típicos de 0,75 mH y 200 KHz, para este ejemplo, la corriente de ondulación del capacitor pico a pico es igual a 326 mA.

10 Como se discutió previamente, con el fin de producir una ondulación de tensión de salida pico a pico de 3V a la tensión máxima de salida, cuando se conecta a un regulador de corriente de 700 mA la capacitancia de salida tiene que ser de al menos 835 μ F. Dada la necesidad de minimizar la ondulación de la corriente a través de cualquier único capacitor, mientras se mantiene el número de capacitores a un mínimo, así como también de funcionamiento muy por debajo de la tensión nominal de los capacitores usados, una capacitancia de salida alrededor de 5 por ciento mayor que este mínimo se realiza mejor por dos 440 μ F, capacitores electrolíticos de 300 V, conectados en paralelo.

15 El regulador de corriente, conectado a la PSU, como se muestra en la Figura 5, puede configurarse para proporcionar una corriente constante de 700 mA para los propósitos del presente ejemplo. Mediante el uso de la descripción de la solicitud de patente núm. 1210561.5 del Reino Unido, este regulador particular, se realizaría mediante el uso de dos circuitos reguladores, conectados en paralelo, donde cada uno de tales circuitos reguladores toma la forma mostrada en la Figura 1 y donde, por referencia a dicha Figura 6, para el único regulador:

$$I_T = 350 \text{ mA} \quad \text{ecuación (20)}$$

25 Mediante el uso de la ecuación de diseño pertinente dada en la solicitud de patente núm. 1210561.5 del Reino Unido, y que pone $R_1 = R_2 = R$:

$$R = 2 \times \frac{V_Z - V_{BE}}{I_T} \quad \text{Ecuación (21)}$$

30

El rendimiento, de acuerdo con los valores dados en la solicitud de patente núm. 1210561.5 del Reino Unido ($V_{BE} \approx 0,7$ V y $V_Z = 3$ V) $R = 13 \Omega$.

35 La otra variable de diseño para un regulador del tipo descrito en la solicitud de patente núm. 1210561.5 del Reino Unido es el número de diodos Zener, cada uno con una tensión Zener de 2,4 V con una corriente de referencia de 5 mA, usados en cada uno de los reguladores. En la solicitud de patente núm. 1210561.5 del Reino Unido, esto se determina, para un valor dado de corriente del regulador, asumiendo que el coeficiente térmico de las necesidades de corriente reguladas tiene que ser sustancialmente cero. Siguiendo el procedimiento indicado en la solicitud de patente núm. 1210561.5 del Reino Unido, en donde la corriente a través de cada diodo se requiere que sea alrededor de 14.5 mA, realizando un único regulador de corriente con una corriente regulada de 350 mA y con un coeficiente térmico de corriente que es sustancialmente cero, requeriría 12 diodos Zener en cada 'pila Zener' como se definió en la solicitud de patente núm. 1210561.5 del Reino Unido. Sin embargo, para el caso general de un regulador de corriente de acuerdo con la invención de la solicitud de patente núm. 1210561.5 del Reino Unido, el coeficiente térmico de la corriente regulada se da por la ecuación 18 de la solicitud de patente núm. 1210561.5 del Reino Unido, como:

$$TC = \frac{\frac{\delta V_Z}{\delta T} \frac{\delta V_{BE}}{\delta T}}{V_Z - V_{BE}} \quad \text{Ecuación (22)}$$

50

55 Cuando el coeficiente térmico de la tensión base emisora de un transistor bipolar de silicio, $\delta V_{BE}/\delta T$ es, en una buena aproximación, -2.0 mV/K. Desde la inspección de la característica térmica de un diodo Zener de silicio de 2.4 V típico (donde 2,4 V es el valor de V_Z en una corriente de referencia de 5 mA) el valor de $\delta V_{BE}/\delta T$ al doble de la corriente Zener óptima ($2 \times 14,5 \text{ mA} = 29 \text{ mA}$) es de alrededor de -2,2 mV/K. El valor de V_Z en esta corriente, para el mismo diodo de silicio típico es de 3 V. Por lo tanto, el coeficiente de temperatura de la corriente para el regulador de corriente de 350 mA, usado en este ejemplo ilustrativo es -87 ppm/K. Esto muestra que el número de diodos Zener por 'pila Zener' en cada uno de los dos reguladores de corriente de 350 mA usados dentro de este ejemplo ilustrativo puede reducirse de 12 a 6, mientras que mantiene un bajo coeficiente de temperatura de la corriente.

60

Por lo tanto, el ejemplo ilustrativo, definido anteriormente, puede lograrse, mediante el uso de una PSU de acuerdo con la topología del convertidor flyback modificado mostrado en la figura 5, en la que la corriente del regulador (3) toma la forma de dos circuitos reguladores de corriente conectados en paralelo, como se describe en la solicitud de patente núm. 1210561.5 del Reino Unido, y en donde: Para la PSU, controlada desde una alimentación de la red de 230V,

65

50Hz: $V_{out} = 60$ a 180 V, $D, Max = 30 \%$, $N = 2$, C_o toma la forma de dos $440 \mu F$, capacitores electrolíticos nominales de 300 V, $f_{sw} = 200$ KHz, y la inductancia primaria del transformador es de $0,75$ mH.

5 Para cada uno de los dos circuitos reguladores de corriente contenidos dentro del regulador de corriente (3): Cada pila Zener, como se muestra en la Figura 1 comprende 6 diodos Zener de silicio, cada uno con una tensión Zener de $2,4$ V con una corriente de referencia de 5 mA, y cada resistor que se muestra como R1 y R2 en la Figura 1 toma el valor de 13Ω .

10

Reivindicaciones

1. Un circuito controlador para proporcionar una corriente DC regulada a un ensamble de alumbrado LED, el circuito controlador comprende:
5 un rectificador y un convertidor flyback, en donde el rectificador es operable en uso para convertir una tensión de entrada de AC a una tensión rectificada, cuya tensión rectificada se suministra al convertidor flyback, y en donde el convertidor flyback es operable en uso para proporcionar una tensión variable de DC al ensamble de alumbrado LED;
10 un regulador de corriente, en donde el regulador de corriente se conecta en serie, en uso, al ensamble de alumbrado LED; y
medios de retroalimentación operables para mantener una tensión de DC constante a través del regulador de corriente, en donde el regulador de corriente comprende medios de regulación de tensión que comprende una pluralidad de diodos Zener conectados en paralelo, y en donde existe una variación de entre 0,1 V y 0,3 V entre los voltajes Zener de los diodos Zener comprendidos en los medios de regulación de la tensión.
15
2. Un circuito controlador como se reivindicó en la reivindicación 1, en donde el regulador de corriente comprende un primer circuito regulador de corriente y un segundo circuito regulador de corriente, en donde la salida del primer circuito regulador de corriente se acopla transversal a dicho segundo circuito regulador de corriente, cada uno de los primero y segundo circuitos reguladores de corriente que comprende:
20 un circuito de transistor que comprende un resistor y un transistor; y
un circuito regulador de tensión, que forma dichos medios de regulación de tensión, el circuito regulador de tensión operable para proporcionar una tensión regulada al circuito de transistor respectivo, en donde dicho circuito regulador de tensión comprende una pluralidad de diodos Zener conectados en paralelo.
25
3. Un circuito controlador como se reivindicó en la reivindicación 1 o 2, en donde cada diodo Zener tiene la misma tensión Zener nominal.
4. Un circuito conductor como se reivindicó en cualquier reivindicación anterior, en donde el medio de retroalimentación se conecta, en uso, desde un punto de retroalimentación ubicado entre el regulador de corriente y el ensamble del alumbrado LED a un controlador del convertidor flyback.
30
5. Un circuito controlador como se reivindicó en cualquier reivindicación anterior, en donde una tensión de funcionamiento a través del regulador se da por:
35
$$V_{reg} \geq V_k + V_{rip}/2$$

en donde V_k es la tensión de saturación del regulador y en donde V_{rip} es la tensión de ondulación pico a pico proporcionada por la unidad de suministro de energía.
40
6. Un circuito controlador como se reivindicó en cualquier reivindicación anterior, en donde la unidad de suministro de energía es operable de manera que V_{rip} no es mayor que $V_k/2$.
7. Un circuito controlador como se reivindicó en cualquier reivindicación anterior, en donde la tensión de DC mínima ($V_{reg}(\min)$) proporcionada en uso para el regulador de corriente se da por:
45
$$V_{reg}(\min) = 5V_k/4$$

50 donde V_k es la tensión de saturación del regulador de corriente.
8. Un circuito controlador como se reivindicó en cualquier reivindicación anterior, en donde dos reguladores de corriente se proporcionan en paralelo, y en donde cada regulador de corriente comprende:
55 un primer circuito regulador de corriente y un segundo circuito regulador de corriente, en donde la salida del primer circuito regulador de corriente se acopla transversal a dicho segundo circuito regulador de corriente, cada uno de los primero y segundo circuitos reguladores corriente que comprende:
un circuito de transistor que comprende un resistor y un transistor; y
un circuito regulador de tensión, que forma el medio de regulación de tensión y operable para proporcionar una tensión regulada al circuito de transistor respectivo, en donde dicho circuito regulador de tensión comprende una pluralidad de diodos Zener conectados en paralelo.
60
9. Un circuito controlador como se reivindicó en la reivindicación 8, en donde cada regulador de corriente se establece por resistencia para proporcionar, en uso, una corriente constante en el intervalo de 350 mA a 700 mA.

10. Un aparato de alumbrado que comprende un ensamble de alumbrado LED y el circuito controlador como se reivindicó en cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en donde el ensamble de alumbrado de LED se conecta en serie con el regulador de corriente.

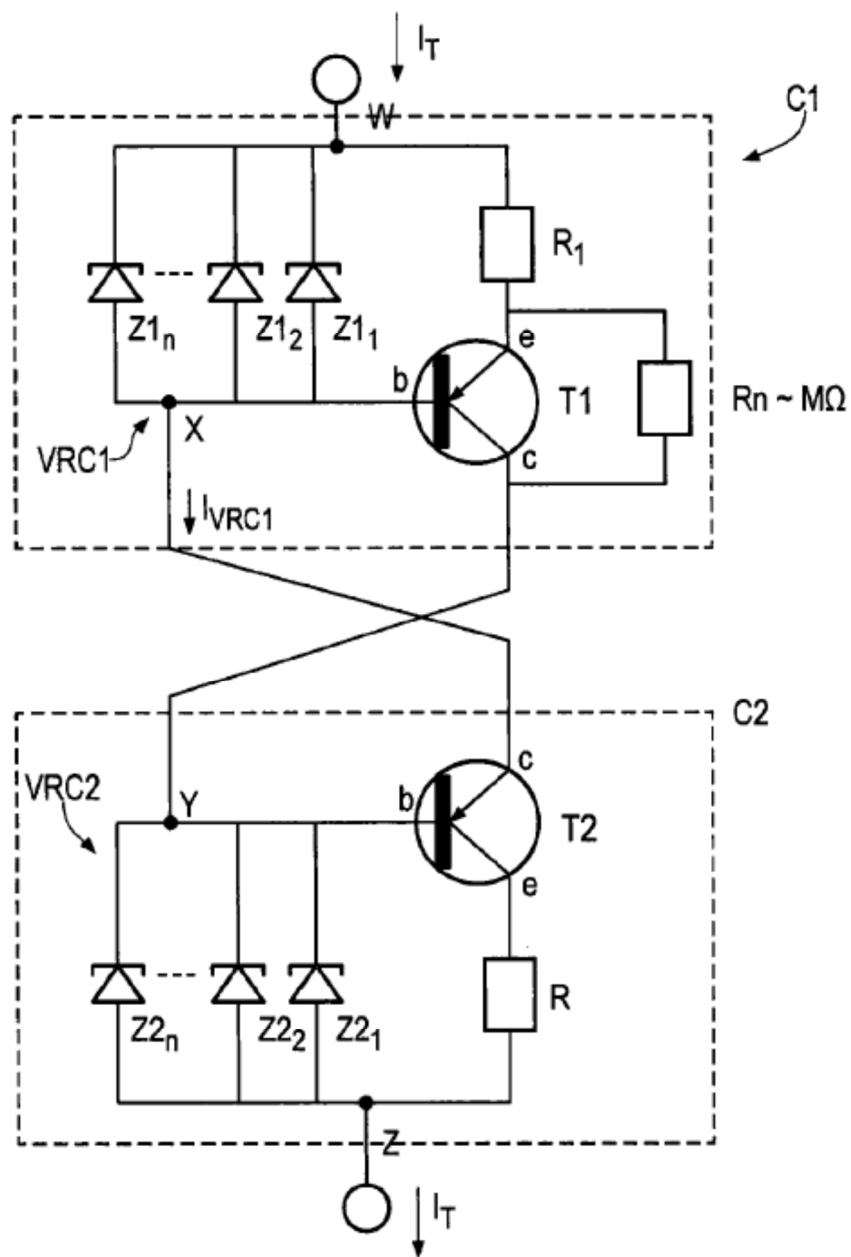


FIG. 1

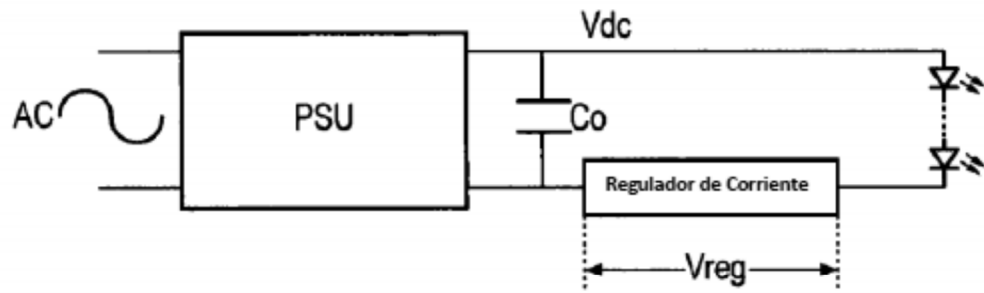


FIG. 2

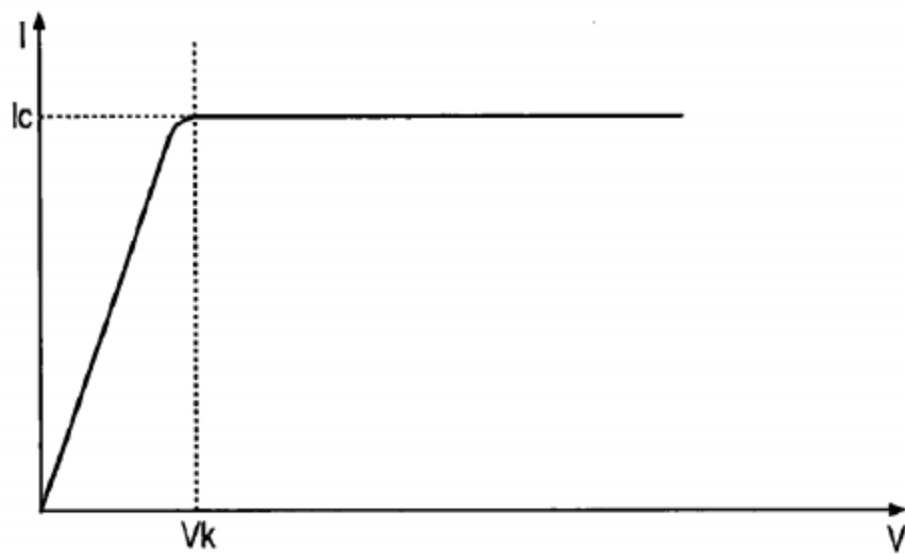


FIG. 3

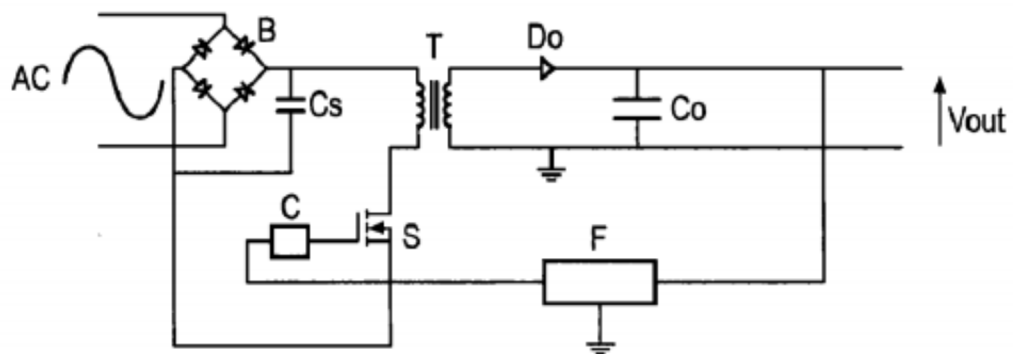


FIG. 4

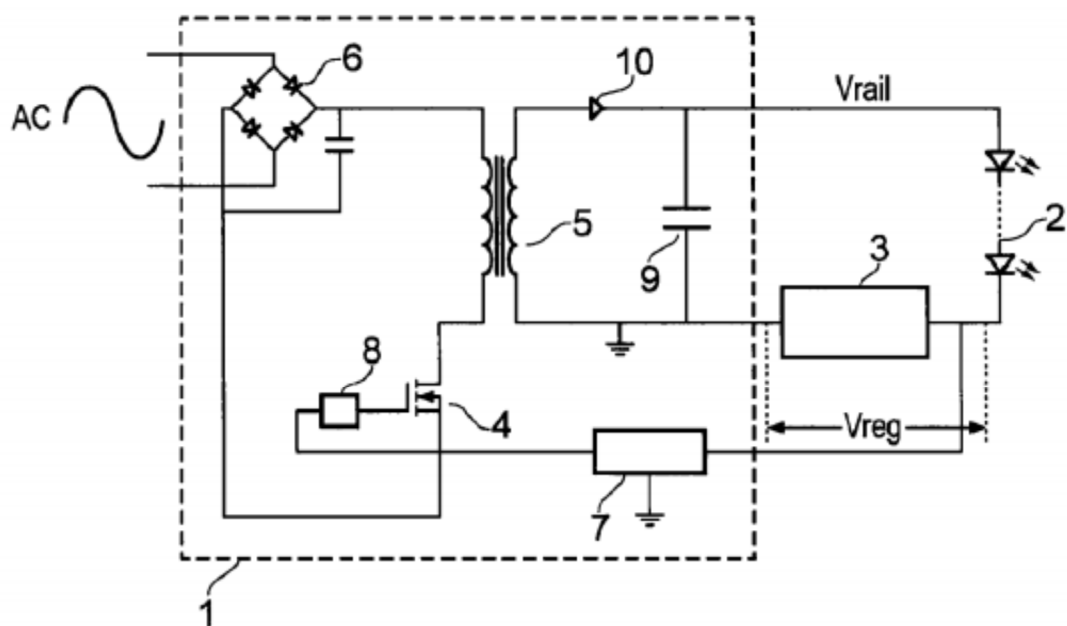


FIG. 5