



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 338 953**

51 Int. Cl.:

H05B 41/292 (2006.01)

H05B 41/392 (2006.01)

H05B 41/38 (2006.01)

H05B 41/288 (2006.01)

H02M 3/158 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **99201867 .1**

96 Fecha de presentación : **11.06.1999**

97 Número de publicación de la solicitud: **0984670**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **08.03.2000**

54

Título: **Balasto de lámpara de descarga de alta intensidad.**

30

Prioridad: **13.06.1998 GB 9812703**
03.03.1999 GB 9904913

45

Fecha de publicación de la mención BOPI:
13.05.2010

45

Fecha de la publicación del folleto de la patente:
13.05.2010

73

Titular/es: **Greenwood Soar IP Limited**
15 Nightingale Way, Catterall
Preston, Lancashire PR3 1TQ, GB

72

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

74

Agente: **Torner Lasalle, Elisabet**

ES 2 338 953 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).

ES 2 338 953 T3

DESCRIPCIÓN

Balasto de lámpara de descarga de alta intensidad.

5 **Campo técnico**

Esta invención se refiere a un circuito de control de potencia que es particular, aunque no exclusivamente, adecuado para dotar de balasto lámparas de descarga de haluro de metal y de arco de mercurio, de sodio de baja y alta presión (lámparas de descarga de alta intensidad o lámparas de HID). Normalmente tales sistemas pueden usarse para la
10 iluminación de autopistas, iluminación con focos arquitectónica, la iluminación de almacenes e industrial, etc.

Antecedentes de la invención

Normalmente, el dotar de balasto lámparas de HID se realiza mediante el uso de inductores o bobinas de choque
15 que pueden controlar la corriente de la lámpara a través de la impedancia que presentan en serie con la tensión de suministro de la red eléctrica. Con algunos tipos de lámpara de HID se requiere una tensión de cebado elevada, normalmente de 4-5 kV, para ionizar el gas que llena el tubo e iniciar el arco.

En los sistemas de la técnica anterior para dotar de balasto lámparas de HID, los medios para dotar de balasto
20 las lámparas y los medios de cebado de la lámpara son normalmente elementos de circuito diferenciados. Desde siempre, las lámparas de HID se han dotado de balasto utilizando la impedancia de un inductor conectado en serie para controlar la corriente de la lámpara y un módulo de encendido o de inicio independiente para proporcionar la alta tensión necesaria para cebar la lámpara.

La figura 1 ilustra una disposición típica para balastos electrónicos de la técnica anterior para lámparas de HID. Un controlador del factor de potencia convencional está formado por un transistor TR1, un inductor L1, un diodo D1
25 y un condensador C1. Se proporciona una tensión de salida positiva y negativa alternante a la lámpara mediante una disposición de puente completo que comprende cuatro transistores TR3, TR4, TR5, TR6. Los transistores se encienden y se apagan de manera alternante en pares TR3, TR6 y TR4, TR5 complementarios a una baja frecuencia, normalmente
30 de 100-200 Hz.

Conectado en serie con la lámpara a través del puente hay un circuito de encendido que comprende un transformador TX1 de impulsos, un Sidac, un condensador C3 y una resistencia R1. Cuando se hace funcionar el circuito de
35 encendido, el condensador C3 se carga a través de la resistencia R1 hasta una tensión a la que se enciende el dispositivo Sidac, descargándose el condensador C3 en el devanado primario del transformador TX1. La tensión aplicada al transformador primario se multiplica por la elevada relación de transformación del transformador y es suficiente para ionizar el gas que llena el tubo de arco de la lámpara, iniciando así un arco.

Puesto que la tensión es una CA, el arco se extinguirá cuando la corriente de la lámpara se aproxime a cero y por
40 consiguiente se invierte la tensión aplicada al tubo. Por tanto, el elemento de encendido debe funcionar de nuevo en el semiciclo de tensión opuesto para volver a cebar el arco para el flujo de corriente en el sentido opuesto. Este ciclo de encendido se repite hasta que los electrodos de la lámpara se calientan lo suficiente mediante la corriente de arco para que tenga lugar la emisión termoiónica. Entonces la tensión de arco en el tubo cae por debajo de la tensión umbral del Sidac y se mantiene la corriente de arco sin el funcionamiento del circuito de encendido.

Un transistor TR2 adicional controla el flujo de la corriente en el circuito de puente de salida y por consiguiente
45 controla la corriente de la lámpara. El transistor TR2 se enciende hasta que la corriente en el inductor L2 alcanza un valor umbral preestablecido, entonces se apaga el transistor TR2. La corriente sigue fluyendo a través de un diodo D2 hasta que la corriente cae hasta otro valor umbral preestablecido, entonces vuelve a encenderse el transistor
50 TR2.

Debido a la alta velocidad de crecimiento de la tensión, la capacitancia y la inductancia del cableado hacia la
55 lámpara actúan para atenuar el impulso de encendido de alta tensión hacia la lámpara, limitando así la longitud práctica del cableado entre el circuito de encendido y la lámpara.

En los últimos años se ha dado a conocer el uso de balastos electrónicos de alta frecuencia (>20 kHz) para su-
60 ministrar a una lámpara corriente para instalaciones de lámparas fluorescentes, proporcionando una vida útil del tubo más prolongada debido a un factor de cresta de corriente de tubo menor y a eficacias globales mayores debido a pérdidas de potencia reducidas en el balasto y el tubo. Se han realizado intentos para diseñar balastos electrónicos de alta frecuencia para lámparas de HID con algo de éxito aunque éstos están llenos de problemas debido principalmente a la predisposición de muchas lámparas de HID a la resonancia de arco acústica cuando se hacen funcionar a frecuencias sustancialmente por encima de la frecuencia de línea. En algunos casos es posible diseñar balastos de alta frecuencia específicamente para un tipo y tamaño de tubo de HID si la frecuencia de funcionamiento del balasto se elige con
65 cuidado pero si la presión de gas en el tubo cambia sustancialmente durante la vida útil del tubo las características de resonancia también cambiarán y podrían provocar un fallo grave del tubo de arco. En el mejor de los casos esto será alarmante y podría ser peligroso si los fragmentos del tubo de arco no están contenidos suficientemente dentro de la luminaria.

ES 2 338 953 T3

Una solución alternativa al encendido de lámparas de HID ha sido utilizar un circuito resonante para proporcionar una tensión suficientemente alta para cebar la lámpara. La solicitud de patente GB-A- 2319677 ilustra un ejemplo de un circuito de este tipo, en el que a la lámpara se le suministra inicialmente CA a una primera frecuencia que producirá una resonancia en un circuito LC para iniciar la lámpara y a continuación se hace funcionar la lámpara a una segunda frecuencia menor.

El documento EP-A-0279489 ilustra un ejemplo adicional de una fuente de energía para una lámpara de descarga, en el que se usa la resonancia para encender la lámpara. Después, durante cada semiciclo del suministro de CA a la lámpara, un transistor en un circuito de medio puente se mantiene apagado mientras que el otro transistor se enciende y apaga de manera alternante para controlar la corriente de la lámpara. Un diodo en antiparalelo con cada transistor permite que la corriente siga circulando en los periodos en los que los dos transistores están apagados.

El documento EP-A-0408121 ilustra un tercer ejemplo de una fuente de energía para una lámpara de descarga, en el que se usa la resonancia para encender la lámpara. La lámpara está en un circuito de puente completo. Cada transistor en el circuito de puente tiene un diodo en antiparalelo con el mismo para permitir que la corriente circule cuando los transistores están apagados. Cada transistor también tiene un diodo Schottky en serie con el mismo.

Sumario de la invención

La invención proporciona un circuito de balasto de lámpara de descarga de alta intensidad según se define en la reivindicación 1.

Con un funcionamiento en dos modos, respectivamente a alta y baja frecuencia, la invención supera muchos de los problemas asociados con los balastos de lámpara de HID de la técnica anterior. El primer modo de alta frecuencia se hace funcionar a normalmente más de 20 kHz mientras que la lámpara está fría y utiliza la resonancia para cebar la lámpara. Una vez que la lámpara se ha calentado suficientemente para la emisión termoiónica desde los electrodos de lámpara, puede emplearse el segundo modo de funcionamiento normalmente a menos de 1 kHz y se mantendrá el arco de lámpara. Puesto que se utiliza la resonancia en el primer modo de funcionamiento para proporcionar suficiente tensión para cebar la lámpara, no se requiere un circuito de encendido independiente y por consiguiente puede evitarse el gasto de componentes tales como el Sidac.

Preferiblemente, un primer condensador de retorno está conectado entre el segundo borne de lámpara y el conductor de alimentación de alta tensión positivo y un segundo condensador de retorno está conectado entre el segundo borne de lámpara y el conductor de alimentación de alta tensión negativo. Debido a que se eleva la tensión de la lámpara mediante resonancia en el primer modo de funcionamiento y debido a que se requiere una tensión de la lámpara comparativamente baja para mantener el arco en el segundo modo de funcionamiento, es posible hacer funcionar la lámpara según la invención utilizando sólo la mitad de la tensión a partir de la fuente de alta tensión dividida. Por tanto no es necesario un circuito de puente de transistor completo y los condensadores de retorno pueden sustituir dos de los transistores, con ahorros de costes consiguientes.

En una realización preferida de la invención, los medios de limitación de la corriente comprenden medios de detección para medir la corriente a través de la lámpara; medios para representar la corriente medida como una señal de tensión; medios para comparar la señal de tensión con una tensión de referencia; y medios para desactivar el funcionamiento del primer y el segundo MOSFET mediante los medios de control si la señal de tensión comparada es mayor que la tensión de referencia. Realizando una limitación de la corriente a través de la operación de desactivación del primer y el segundo MOSFET, se evita la necesidad de un transistor de control de corriente independiente (como el transistor TR2 en la figura 1).

Por tanto, la presente invención hace posible el control de la tensión de cebado de la lámpara necesaria, utilizando la corriente de calentamiento y la corriente de funcionamiento de régimen permanente sólo dos MOSFET de potencia que funcionan en dos modos diferenciados, lo que representa un ahorro significativo de componentes en comparación con la técnica anterior.

Una característica preferida adicional de la presente invención proporciona medios de control de la potencia de lámpara, que comprenden: un controlador de factor de potencia para recibir la entrada desde una fuente de alimentación externa y para suministrar una tensión estable a los conductores de alimentación de alta tensión positivo y negativo; medios para detectar el valor de la corriente que fluye en los conductores de alimentación de alta y baja tensión; y medios para cambiar la tensión de referencia de los medios de limitación de corriente en respuesta a desviaciones respecto a un valor establecido de la corriente que fluye en los conductores de alimentación de alta y baja tensión, para mantener una potencia constante de la lámpara. También pueden proporcionarse medios de protección para apagar la corriente hacia la lámpara si la tensión de referencia de los medios de limitación de corriente sobrepasa un umbral predeterminado.

Además, la invención proporciona un método para alimentar una lámpara a través de un circuito de balasto de lámpara como se definió anteriormente, comprendiendo el método las etapas de: en el primer modo hacer funcionar el primer y el segundo MOSFET de manera alternante a la primera frecuencia, haciendo de ese modo que resuene el circuito resonante, y generando suficiente tensión entre el primer y el segundo borne de lámpara para cebar la lámpara; y posteriormente en el segundo modo hacer funcionar el primer y el segundo MOSFET de manera alternante

ES 2 338 953 T3

a la segunda frecuencia, por lo que el circuito resonante no resuena pero la lámpara continúa conduciendo, siendo la segunda frecuencia menor que la primera frecuencia. Preferiblemente, el cambio en el funcionamiento del primer modo al segundo modo se produce después de un tiempo predeterminado, elegido para permitir que la lámpara se caliente suficientemente para la emisión termiónica desde los electrodos de lámpara.

5

Dibujos

La figura 1 ilustra un circuito de balasto de lámpara según la técnica anterior.

10 La figura 2 ilustra un circuito de balasto de lámpara que no es según la invención reivindicada.

La figura 3 ilustra esquemáticamente una forma de onda de una corriente de lámpara típica según la invención.

15 La figura 4 ilustra un circuito de balasto de lámpara que no es según la invención reivindicada.

La figura 5 ilustra un circuito de balasto de lámpara según una realización preferida de la invención.

La figura 6 ilustra una primera extensión del circuito de balasto de lámpara según la invención.

20 La figura 7 ilustra una segunda extensión del circuito de balasto de lámpara según la invención.

La figura 8 ilustra una tercera extensión del circuito de balasto de lámpara según la invención.

Descripción de las realizaciones preferidas

25

La figura 2 muestra un circuito de balasto de lámpara en el que el funcionamiento del circuito se caracteriza por dos modos diferenciados.

30 Un circuito de control de la frecuencia (no mostrado) controla la frecuencia de salida del oscilador 1, que proporciona una onda cuadrada. La salida del oscilador 1 se divide, pasándose una mitad a través de un inversor 2, para crear dos salidas complementarias en oposición de fase entre sí. Estas salidas en oposición de fase se conectan a las entradas de dos puertas 3 y 4 Y de entrada doble, conectándose las otras entradas de las dos puertas Y a la salida de un comparador 5 de tensión. Las salidas de las dos puertas 3, 4 Y se conectan a un CI 6 de controlador de puerta MOS que controla un par de MOSFET 9, 10 a través de resistencias 11, 12 de control de puerta. El CI 6 de controlador de puerta MOS está dotado de medios de aislamiento que permiten controlar la puerta del MOSFET 9 “de lado alto” a una tensión en referencia a la conexión fuente del MOSFET. Cada MOSFET 9, 10 está dotado de un diodo 13, 14 Schottky conectado en serie y de un diodo 15, 16 de recuperación rápida conectado en antiparalelo. Los diodos 13, 14 Schottky evitan que circule cualquier flujo de corrientes reactivas en el circuito de salida a través de los diodos de cuerpo de recuperación intrínsecamente lenta en los MOSFET 9, 10 y obligan a que fluyan en su lugar corrientes reactivas en los diodos 15, 16 de recuperación rápida. Un nodo A de conmutación está conectado a un borne del inductor 17 y el otro borne está conectado a través del nodo B a un condensador 18 y a la lámpara 19. El condensador 18 está conectado a un nodo C. La lámpara 19 vuelve al nodo C a través del devanado primario del transformador 20 de corriente. El nodo C proporciona un trayecto de retorno de corriente para el condensador 18 y la lámpara 19 a través de los condensadores 21, 22 a los conductores de alimentación +HT y 0 V.

45

En el primer modo de funcionamiento, el circuito de control de la frecuencia ajusta la frecuencia del oscilador a normalmente varias decenas de kilohercios. La salida del comparador 5 de tensión (nodo F) es un 1 lógico de modo que las salidas complementarias en oposición de fase desde el oscilador 1 y el inversor 2 se “hacen pasar” por las puertas 3 y 4 Y, controlando las entradas del CI 6 de controlador de puerta MOS, que a su vez controla las puertas de los MOSFET 9 y 10. Por tanto, encendiendo y apagando de manera alternante los dos MOSFET en oposición, se conmuta la tensión en el nodo A de manera alternante y sustancialmente entre la tensión del conductor de alimentación +HT y la tensión del conductor de alimentación de 0 V.

50

55 La frecuencia de conmutación y los valores del inductor 17 y el condensador 18 se eligen de modo que el circuito resonante LC formado por estos componentes se estimula a la frecuencia resonante fundamental de los componentes o un armónico de los mismos. Por tanto se produce una multiplicación de tensión en el nodo B debido al factor Q de los componentes 17 y 18 resonantes. Los componentes resonantes se diseñan con un factor Q suficiente para proporcionar una tensión que pueda ionizar el gas que llena el tubo de arco de la lámpara 19, iniciando así un arco en los electrodos de la lámpara. Este arco se sostiene mediante una corriente que fluye a través del devanado primario del transformador 20 de corriente y el nodo C a los condensadores 21 y 22, que permiten que la corriente vuelva a los conductores de alimentación +HT y de 0 V. La impedancia de arco es lo suficientemente baja como para desviar la mayor parte de la corriente que fluye en el inductor 17 desde el condensador 18 y a través de la lámpara 19. En caso de que el arco se extinguiera por cualquier motivo se restablecerá debido a la multiplicación de tensión en el circuito resonante. Cualquier efecto de rectificación en la lámpara 19 o variación en el ciclo de trabajo de la conmutación de los MOSFET 9, 10 respecto al ciclo de trabajo 50:50 ideal se tiene en cuenta desplazando la tensión en el nodo C, garantizando así que la corriente de la lámpara no tenga ningún elemento de CC y tiene una frecuencia de CA sustancialmente alta.

65

ES 2 338 953 T3

La corriente de la lámpara se transforma por la relación de transformación del transformador 20 que detecta la corriente, se rectifica mediante el rectificador 23 y se convierte en una tensión positiva proporcional a la corriente de la lámpara a través de la resistencia 24. Esta tensión aparece en el nodo D y se relaciona con el conductor de alimentación de 0 V. El nodo D está conectado a la entrada de inversión del comparador 5 de tensión. La tensión en el nodo D se compara con una tensión establecida por un divisor de tensión (resistencias 25 y 26), cuyo punto medio (nodo E) está conectado a la entrada de no inversión del comparador 5 de tensión. En caso de que la tensión proporcional a la corriente de la lámpara en el nodo D sobrepasara la tensión establecida por el divisor de tensión en el nodo E la salida (nodo F) del comparador 5 de tensión se conmuta a un estado de 0 lógico. Puesto que el nodo F está conectado a las entradas de las puertas 3 y 4 Y, ambas salidas desde las puertas Y se obligan entonces a un nivel de 0 lógico independientemente de los estados lógicos de las demás entradas a las puertas Y establecidas por las salidas del oscilador 1 y el inversor 2. Por tanto, cualquiera que sea el MOSFET 9 ó 10 que conduzca y proporcione corriente a la lámpara el circuito se conmuta a un estado no conductor y la corriente reactiva que fluye en el inductor 17 se hace circular a través del diodo 16 ó 15 de recuperación rápida opuesto. Cuando el valor de corriente cae lo suficientemente para reducir la tensión proporcional a la corriente de la lámpara en el nodo D hasta una tensión por debajo de la establecida en el nodo E, el nodo F de salida del comparador de tensión vuelve a un estado de 1 lógico que permite que las puertas 3 y 4 Y “pasen” por los estados lógicos relevantes establecidos en sus otras entradas y por tanto que conmuten el MOSFET 9, 10 relevante a un estado de conducción.

Una resistencia 27 proporciona un nivel determinado de realimentación positiva o “histéresis” que garantiza que la limitación de la corriente descrita anteriormente funcione entre dos valores de corriente determinados y que la conmutación debida al circuito de limitación de la corriente esté limitada a una frecuencia lo suficientemente baja como para garantizar que las pérdidas de conmutación asociadas con la conmutación de límite de corriente controlado de los MOSFET 9, 10 se mantengan a niveles razonables. Normal, aunque no exclusivamente, la corriente de la lámpara en el primer modo de funcionamiento no es lo suficientemente alta como para disparar el funcionamiento del circuito de limitación de la corriente. El circuito funciona en el primer modo hasta que los electrodos de la lámpara se calientan lo suficiente para establecer una emisión termoiónica. A continuación se conmuta el circuito al segundo de los dos modos de funcionamiento diferenciados.

En el segundo modo de funcionamiento, el circuito de control de la frecuencia ajusta el oscilador 1 a una segunda frecuencia menor, normal aunque no exclusivamente de varias decenas o varias centenas de hercios. Puesto que la emisión termoiónica ya se establece en la lámpara mediante el calentamiento de los electrodos en el primer modo de funcionamiento, la tensión disponible en los bornes de la lámpara en este segundo modo de funcionamiento (no resonante) es suficiente para mantener el arco en los electrodos de la lámpara. La salida del comparador 5 de tensión (nodo F) es un 1 lógico de modo que las salidas complementarias en oposición de fase desde el oscilador 1 y el inversor 2 se “hacen pasar” por las puertas 3 y 4 Y, controlando las entradas del CI 6 de controlador de puerta MOS, que a su vez controla las puertas de los MOSFET 9, 10. Por tanto, encendiendo y apagando de manera alternante los dos MOSFET 9, 10 en oposición, se conmuta la tensión en el nodo A de manera alternante y sustancialmente entre la tensión del conductor de alimentación +HT y la tensión del conductor de alimentación de 0 V. El arco de lámpara se sostiene mediante una corriente que fluye a través del devanado primario del transformador 20 de corriente y el nodo C a los condensadores 21 y 22, que permiten que la corriente vuelva a los conductores de alimentación +HT y de 0 V. La impedancia de arco es lo suficientemente baja como para desviar la mayor parte de la corriente que fluye en el inductor 17 desde el condensador 18 y a través de la lámpara 19.

El conjunto de circuito de limitación de la corriente funciona a través del transformador 20 de corriente y un comparador 5 de tensión justamente de la misma manera que en el primer modo de funcionamiento descrito anteriormente. Puesto que la frecuencia del oscilador en el segundo modo de funcionamiento es sustancialmente menor que en el primer modo de funcionamiento, el inductor 17 pasará corrientes mucho mayores puesto que su impedancia a baja frecuencia es mucho menor que su impedancia a alta frecuencia. Por tanto, el funcionamiento del circuito de limitación de la corriente descrito anteriormente es una característica esencial en el segundo modo de funcionamiento. Ciertamente, debido al funcionamiento de la característica de limitación de la corriente puede observarse que la forma de onda de la corriente de la lámpara ilustrada esquemáticamente en la figura 3 se aproxima a una onda cuadrada con una pequeña cantidad de ondulación de alta frecuencia, debido al funcionamiento del circuito de limitación de la corriente, superpuesta en los extremos superior e inferior de la forma de onda. Puesto que la forma de onda de la corriente de la lámpara es casi cuadrada tiene un factor de cresta de corriente que se aproxima a 1, minimizando así la tensión térmica en los electrodos de la lámpara y prolongando la vida útil de la lámpara y el mantenimiento del color.

La figura 4 muestra una variante del circuito de la lámpara que no es según la invención reivindicada, en la que los elementos de conmutación de potencia, diodos asociados y disposición de componente resonante difieren de lo mostrado en la figura 2. Los diodos Schottky ya no son necesarios puesto que cada uno de los MOSFET 9, 10 está conectado en serie a un diodo 16, 15 de recuperación rápida. Los nodos A y AA de conexión MOSFET a diodo respectivos están conectados además a inductores 17 y 17A independientes, que están conectados entre sí en el nodo B, que también está conectado al condensador 18 y la lámpara 19. El circuito funciona en dos modos diferenciados. En el primer modo, el funcionamiento del circuito es igual que el descrito con referencia a la figura 2, excepto en que la conmutación alternante de los MOSFET 9 y 10 conecta de manera alternante el nodo A al conductor de alimentación +HT y el nodo AA al conductor de alimentación de 0 V de modo que el circuito resonante LC que comprende los inductores 17 y 17A y el condensador 18 se estimula de manera alternante a través del nodo A y el inductor 17 y a través del nodo AA y el inductor 17A a la frecuencia resonante fundamental de los componentes LC resonantes o un

ES 2 338 953 T3

armónico de los mismos. Por tanto se produce una multiplicación de tensión en el nodo B debido al factor Q de los componentes 17, 17A y 18 resonantes. El funcionamiento adicional del circuito puede describirse como para la figura 2.

5 En el segundo modo, el funcionamiento del circuito es igual que el descrito con referencia a la figura 2, excepto en que la conmutación alternante de los MOSFET 9 y 10 conecta de manera alternante el nodo A al conductor de alimentación +HT y el nodo AA al conductor de alimentación de 0 V en respuesta a la salida del inversor 2 y el oscilador 1. Por tanto, en un semiciclo del oscilador el MOSFET 9 conduce corriente desde el conductor de alimentación +HT hasta la lámpara a través del nodo A, el inductor 17 y el nodo B; y en el semiciclo opuesto del oscilador el MOSFET 10 conduce corriente desde el conductor de alimentación de 0 V hasta la lámpara a través del nodo AA, el inductor 17A y el nodo B. Como con la figura 2, la conducción de cualquier MOSFET 9, 10 puede terminarse y restablecerse en respuesta al nivel lógico de la salida del circuito de limitación de la corriente en el nodo F. El funcionamiento adicional del circuito puede describirse como para la figura 2. La retirada del trayecto en serie que existe en la figura 2 entre los MOSFET 9, 10 mejora el rendimiento de conmutación del circuito puesto que los MOSFET 9, 10 no tienen que conmutar las corrientes capacitivas provocadas por la capacitancia de drenador-fuente del MOSFET opuesto. El funcionamiento de este circuito en el segundo modo de funcionamiento puede describirse como el de dos convertidores reductores que funcionan en semiciclos alternantes para suministrar corriente de lámpara.

20 La figura 5 muestra una realización preferida de la invención, en la que los elementos de conmutación de potencia, diodos asociados y disposición de componente resonante difieren de lo mostrado en la figura 4, aunque son similares respecto a la disposición a la figura 2. Los MOSFET 9 y 10 están conectados en serie con los diodos 70 y 71 respectivamente. El MOSFET 9 y el diodo 70 están conectados entre el conductor de alimentación +HT y el nodo A y el MOSFET 10 y el diodo 71 están conectados entre el nodo A y el conductor de alimentación de 0 V. La polaridad de los diodos 70 y 71 está dispuesta de modo que cuando el MOSFET conectado en serie de cada diodo está en el estado de ENCENDIDO el diodo puede conducir corriente en el mismo sentido que el MOSFET. Los diodos 70, 71 actúan para bloquear el flujo de corriente en los diodos de cuerpo de los MOSFET 9, 10. Además, los diodos 70, 71 también actúan para bloquear el flujo de corrientes capacitivas asociadas con la capacitancia drenador-fuente del MOSFET inactivo que de otro modo se conmutarían mediante el MOSFET (de conmutación) activo durante el segundo de los dos modos de funcionamiento diferenciados descritos con referencia a la figura 2 y la figura 4. El funcionamiento del circuito en los dos modos de funcionamiento es de otro modo igual que el descrito con referencia a la figura 2, con la excepción de las referencias a los diodos Schottky.

35 En los circuitos de las figuras 4 y 5, la capacitancia del cableado que conecta la lámpara 19 al balasto puede desintonizar el circuito LC resonante en virtud de la capacitancia del cableado que aparece en paralelo al componente capacitivo del circuito LC. Esto puede compensarse mediante la modulación de la frecuencia del oscilador 1 durante el primer modo de funcionamiento. Por tanto, pueden albergarse largas longitudes de cableado de la lámpara sin una degradación significativa de la multiplicación de tensión del circuito LC que se requiere para iniciar el arco en la lámpara 19, permitiendo así montar lámparas a una determinada distancia respecto al balasto.

40 En los circuitos de las figuras 4 y 5, la función de los condensadores 21 y 22 para devolver la corriente de la lámpara a los conductores de alimentación puede sustituirse por dos MOSFET adicionales que funcionan en oposición a los MOSFET 9 y 10 pero que no se conmutan bajo el control del circuito de limitación de la corriente. Esto permite sostener tensiones de arco mayores que pueden ser útiles en conjunción con algunos tipos de lámpara de HID o cuando una pluralidad de lámparas 19 están conectadas en serie entre los nodos B y C a través de un transformador 20 de corriente o un dispositivo de detección de corriente.

50 Cuando se requiere que una pluralidad de lámparas 19 funcionen cuando están conectadas en serie entre los nodos B y C a través de un transformador 20 de corriente o dispositivo de detección de corriente puede que no sea posible ionizar el gas en la pluralidad de lámparas 19 conectadas en serie con la tensión disponible desde el circuito resonante LC. La figura 6 muestra una extensión aplicable a cualquiera de los circuitos de las figuras 4 y 5, en las que un condensador o condensadores 33, 34 están conectados en paralelo con una lámpara o una pluralidad de lámparas 35, 36. En este circuito la alta tensión generada por los componentes 17, 17A y 18 LC resonantes se obliga inicialmente para que aparezca sustancialmente entre los nodos B y G debido a la impedancia relativamente baja del condensador 33 en comparación con la lámpara 19 y su cableado asociado. Esto hace que el gas en la lámpara 19 se ionice y que el arco se inicie en los electrodos de la lámpara 19. La lámpara 19 aparece entonces como una impedancia baja, obligando a la alta tensión desde el circuito resonante a aparecer a través de los nodos G y H debido a la impedancia relativamente baja del condensador 34 en comparación con la lámpara 35 y su cableado asociado. Esto hace que el gas en la lámpara 35 se ionice y que el arco se inicie en los electrodos de la lámpara 35. La lámpara 35 aparece entonces como una impedancia baja, obligando a la alta tensión desde el circuito resonante a aparecer a través de los nodos H e I y haciendo que el gas en la lámpara 36 se ionice y que el arco se inicie en los electrodos de la lámpara 36. Una vez que se ha iniciado el arco en todas las lámparas 19, 35, 36 los electrodos de lámpara se calientan mediante la corriente de la lámpara hasta que se alcanza una temperatura suficiente para que se produzca la emisión termoiónica. A continuación se conmuta el circuito al segundo de los dos modos de funcionamiento diferenciados como se ha descrito con referencia a la figura 2. El condensador o condensadores 33, 34 de derivación deben tener un valor significativamente menor que el condensador 18 de resonancia para impedir la desintonización del circuito resonante a medida que los condensadores de derivación empiezan sucesivamente a funcionar.

ES 2 338 953 T3

La figura 6 también muestra la adición de dos MOSFET 28 y 29 como se describió anteriormente, que pueden ser necesarios para proporcionar una tensión suficiente para sostener el arco o arcos cuando un tipo de lámpara con una tensión de arco alta o una pluralidad de lámparas están conectadas. Estos MOSFET 28, 29 se controlan mediante un CI 32 de controlador de puerta MOS desde las salidas complementarias del oscilador 1, en oposición a los MOSFET 9 y 10 pero no se conmutan bajo el control del circuito de limitación de la corriente.

En una segunda extensión aplicable a cualquiera de los circuitos de las figuras 4 a 6, la potencia de lámpara se controla mediante un medio novedoso mostrado en la figura 7. Un circuito de controlador de factor de potencia comprende un circuito 37 integrado, un inductor 38, un diodo 39, un MOSFET 40 y una resistencia 41 de detección de corriente. La detección de la tensión de entrada y salida se proporciona mediante divisores de tensión que comprenden resistencias 42, 43 y 44, 45 respectivamente. El funcionamiento de circuitos de controlador de factor de potencia de este tipo se conoce bien y no tiene que tratarse en el presente documento. Es suficiente decir que el circuito de controlador de factor de potencia funciona para mantener una salida constante de 400 V en los condensadores 21 y 22 de filtro a lo largo de un intervalo de tensiones de entrada y cargas de salida.

Puesto que la tensión de salida es constante es evidente que la potencia de carga es proporcional a la corriente que fluye en el bus de salida de 400 V. Se proporciona una resistencia 46 de detección de corriente de salida en serie con la salida de 0 V desde el controlador de factor de potencia. Divisores de tensión que comprenden resistencias 47, 48 y 49, 50 están conectados en el primer caso entre la salida de 0 V del circuito de PFC antes de la resistencia de detección de corriente y el conductor de alimentación de potencia de +15 V y en el segundo caso entre la salida de 0 V del circuito de PFC después de la resistencia de detección de corriente y el conductor de alimentación de potencia de +15 V. Los valores de resistencia en estos divisores de tensión se eligen en primer lugar de modo que las tensiones aplicadas a las entradas del amplificador 51 operacional están dentro del intervalo de tensión de entrada del modo común del amplificador y en segundo lugar de modo que un valor elegido de la potencia de salida (potencia de lámpara) dará como resultado una tensión diferencial de cero en las entradas del amplificador 51 operacional. Los condensadores 52 y 53 se proporcionan para desacoplar la corriente de ondulación de alta frecuencia generada por el circuito de PFC. El condensador 54 está conectado de la salida a la entrada de inversión del amplificador 51 operacional. Con esta conexión el amplificador 51 integra la señal de diferencia de tensión aplicada a las entradas.

La señal de diferencia de entrada del amplificador 51 operacional es proporcional a la potencia de salida (potencia de lámpara), controlándose la lámpara 19 desde un circuito que proporciona corriente como se describió anteriormente. Por tanto, si cambia la tensión de arco de la lámpara por un envejecimiento de la lámpara o una variación de la temperatura, etc. cambiará la potencia de lámpara en proporción a la tensión de arco. Sin embargo, si la potencia de lámpara se desvía del valor deseado elegido por los valores de las resistencias 47, 48 y 49, 50 la tensión diferencial en las entradas del amplificador 51 operacional de integración hará que cambie la tensión de salida del amplificador. La salida del amplificador de integración está conectada a la parte superior del divisor de tensión que comprende resistencias 25 y 26 conectadas en serie. La unión de las resistencias 25 y 26 está conectada además a la entrada del comparador 5 de tensión en el nodo E. Puesto que la tensión en el nodo E es el valor de referencia para el circuito de control de la corriente de lámpara descrito anteriormente cualquier cambio en la tensión en el nodo E dará como resultado un cambio en la corriente de la lámpara. Por tanto, cualquier cambio en la tensión de arco de la lámpara da como resultado un cambio en la tensión en la salida del amplificador 51 de integración, que cambia el valor de referencia en el nodo E para el comparador 5 y da como resultado un cambio en la corriente de la lámpara suficiente para hacer que la potencia de lámpara vuelva al valor deseado.

En la figura 8 se muestra una tercera extensión aplicable a cualquier circuito que utilice la segunda extensión. Se hace posible un medio novedoso para detectar una lámpara envejecida o defectuosa en virtud de la tensión de salida desde el amplificador 51 de integración que es inversamente proporcional a la tensión de arco de lámpara a una potencia de lámpara elegida. El ánodo de un diodo 55 Zener está conectado a la salida del amplificador 51 de integración. El cátodo del diodo 55 Zener está conectado a una resistencia 56 que garantiza que la corriente en el diodo 55 Zener sea suficiente para proporcionar buenas características de efecto Zener. La resistencia 57 también está conectada al cátodo del diodo 55 Zener y está conectada en serie al condensador 58. La resistencia 57 y el condensador 58 proporcionan una constante de tiempo de circuito RC para garantizar que el circuito ignora cambios momentáneos en la tensión de lámpara como los que pueden producirse durante el calentamiento. Un divisor de tensión que comprende resistencias 59 y 60 conectadas en serie divide la tensión en la unión de la resistencia 57 y el condensador 58. La unión de las resistencias 59 y 60 está conectada además a la base de un transistor 61 y a un condensador 62 que proporciona un rechazo de ruido de alta frecuencia. Si la tensión negativa (con referencia al conductor de alimentación de +15 V) en el ánodo del diodo 55 Zener supera la tensión de efecto Zener, el condensador 58 se carga de manera negativa con referencia al conductor de alimentación de +15 V hasta que el divisor de tensión puede proporcionar suficiente corriente a la base del transistor 61 para encender el transistor. El colector del transistor está conectado a un circuito de protección que apaga la corriente a la lámpara 19 en respuesta a la tensión excesiva de arco de la lámpara.

REIVINDICACIONES

1. Circuito de balasto de lámpara de descarga de alta intensidad que comprende:

5 una lámpara (19) de descarga de alta intensidad conectada entre un primer borne (B) de lámpara y un segundo borne de lámpara;

10 un primer y un segundo MOSFET (9, 10) conectados en serie entre un conductor de alimentación positivo (+HT) de una fuente de alta tensión y un conductor de alimentación negativo (0 V) de la fuente de alta tensión, estando ubicado un nodo (A) en la unión entre el primer y el segundo MOSFET (9, 10)

15 un primer diodo (70) conectado en serie con el primer MOSFET (9) entre el conductor de alimentación positivo (+HT) y el nodo (A);

un segundo diodo (71) conectado en serie con el segundo MOSFET (10) entre el nodo (A) y el conductor de alimentación negativo (0 V);

20 un primer diodo (15) de recuperación rápida conectado entre el nodo (A) y el conductor de alimentación positivo (+HT), en antiparalelo con el primer MOSFET (9) y el primer diodo (70);

un segundo diodo (16) de recuperación rápida conectado entre el nodo (A) y el conductor de alimentación negativo (0 V), en antiparalelo con el segundo MOSFET (10) y el segundo diodo (71);

25 un circuito resonante que comprende un condensador (18) conectado en paralelo con la lámpara (19), y un inductor (17) conectado en serie entre el primer borne (B) de lámpara y el nodo (A), por lo que el primer MOSFET (9) puede hacerse funcionar para conectar el circuito (17, 18) resonante al conductor de alimentación positivo (+HT) y el segundo MOSFET (10) puede hacerse funcionar para conectar el circuito (17, 18) resonante al conductor de alimentación negativo (0 V);

30 medios (6) de control para hacer funcionar de manera alternante el primer y el segundo MOSFET (9, 10) para suministrar corriente al circuito (17, 18) resonante, produciéndose la alternancia en un primer modo a una primera frecuencia de conmutación que hace que resuene el circuito (17, 18) resonante y en un segundo modo a una segunda frecuencia de conmutación que no hace que resuene el circuito (17, 18) resonante; y medios (5, 20) de limitación de corriente para limitar la corriente eléctrica a través de la lámpara (19);

35 **caracterizado** porque:

40 cada uno de los diodos primero y segundo (70, 71) puede bloquear una tensión inversa sustancialmente igual a la tensión entre el conductor de alimentación positivo (+HT) y el conductor de alimentación negativo (0 V).

2. Circuito de balasto de lámpara según la reivindicación 1, en el que:

45 un primer condensador (21) de retorno está conectado entre el segundo borne de lámpara y el conductor de alimentación positivo (+HT); y

un segundo condensador (22) de retorno está conectado entre el segundo borne de lámpara y el conductor de alimentación negativo (0 V).

50 3. Circuito de balasto de lámpara según la reivindicación 1, en el que:

55 un tercer MOSFET (28) está conectado entre el segundo borne de lámpara y el conductor de alimentación positivo (+HT), haciéndose funcionar el tercer MOSFET (28) mediante los medios (6) de control en fase con el segundo MOSFET (10) e independientemente del funcionamiento de los medios (5, 20) de limitación de corriente; y

60 un cuarto MOSFET (29) está conectado entre el segundo borne de lámpara y el conductor de alimentación negativo (0 V), haciéndose funcionar el cuarto MOSFET (29) mediante los medios (6) de control en fase con el primer MOSFET (9) e independientemente del funcionamiento de los medios (5, 20) de limitación de corriente.

65 4. Circuito de balasto de lámpara según cualquier reivindicación anterior, que comprende además un número n de lámparas (35, 36) adicionales conectadas en serie con la lámpara (19), en el que $n \geq 1$; y el mismo número n de condensadores (33, 34) de derivación, en el que el k-ésimo condensador (33, 34) de derivación, de $k = 1$ a $k = n$, está conectado en paralelo con las primeras k lámparas (35, 36) adicionales de la serie.

ES 2 338 953 T3

5. Circuito de balasto de lámpara según cualquier reivindicación anterior, en el que los medios de limitación de corriente comprenden:

5 medios (20) de detección para medir la corriente a través de la lámpara (19);

medios (23, 24) para representar la corriente medida como una señal de tensión;

medios (5) para comparar la señal de tensión con una tensión de referencia; y

10 medios (3, 4) para desactivar el funcionamiento del primer y el segundo MOSFET (9, 10) mediante los medios (6) de control si la señal de tensión comparada es mayor que la tensión de referencia.

6. Circuito de balasto de lámpara según la reivindicación 5, que incluye además medios de control de potencia de lámpara, que comprenden:

15 un controlador (37) del factor de potencia para recibir la entrada desde una fuente de alimentación externa y para suministrar una tensión estable a los conductores de alimentación positivo y negativo (+HT, 0 V);

20 medios (46) para detectar el valor de la corriente que fluye en los conductores de alimentación de alta y baja tensión (+HT, 0 V); y

25 medios (51) para cambiar la tensión de referencia de los medios (5) de limitación de corriente en respuesta a desviaciones respecto a un valor establecido de la corriente que fluye en los conductores de alimentación de alta y baja tensión (+HT, 0 V), para mantener una potencia constante de la lámpara.

7. Circuito de balasto de lámpara según la reivindicación 6, que comprende además medios (55-62) de protección para apagar la corriente hacia la lámpara (19) si la tensión de referencia de los medios (5) de limitación de corriente sobrepasa un umbral predeterminado.

30 8. Método para alimentar una lámpara a través de un circuito de balasto de lámpara según cualquier reivindicación anterior, comprendiendo el método las etapas de:

35 en el primer modo hacer funcionar el primer y el segundo MOSFET (9, 10) de manera alternante a la primera frecuencia, haciendo de ese modo que resuene el circuito (17, 18) resonante, y generando suficiente tensión entre el primer y el segundo borne de lámpara para cebar la lámpara (19); y

40 posteriormente en el segundo modo hacer funcionar el primer y el segundo MOSFET (9, 10) de manera alternante a la segunda frecuencia, por lo que el circuito (17, 18) resonante no resuena pero la lámpara (19) continúa conduciendo, siendo la segunda frecuencia menor que la primera frecuencia.

9. Método según la reivindicación 8, en el que el cambio en el funcionamiento del primer modo al segundo modo se produce después de un tiempo predeterminado.

45 10. Método según la reivindicación 8 o la reivindicación 9, que comprende además las etapas de: medir la corriente a través de la lámpara (19);

representar la corriente medida como una señal de tensión;

50 comparar la señal de tensión con una primera tensión de referencia;

55 inhibir el funcionamiento del primer y el segundo MOSFET (9, 10) si la señal de tensión comparada es mayor que la primera tensión de referencia; y seguir inhibiendo el funcionamiento del primer y el segundo MOSFET (9, 10) mientras que la señal de tensión comparada sigue siendo mayor que una segunda tensión de referencia, siendo la segunda tensión de referencia menor que la primera tensión de referencia.

11. Método según cualquiera de las reivindicaciones 8 a 10, en el que la primera frecuencia es mayor de 20 kHz.

12. Método según cualquiera de las reivindicaciones 8 a 11, en el que la segunda frecuencia es menor de 1 kHz.

60

65

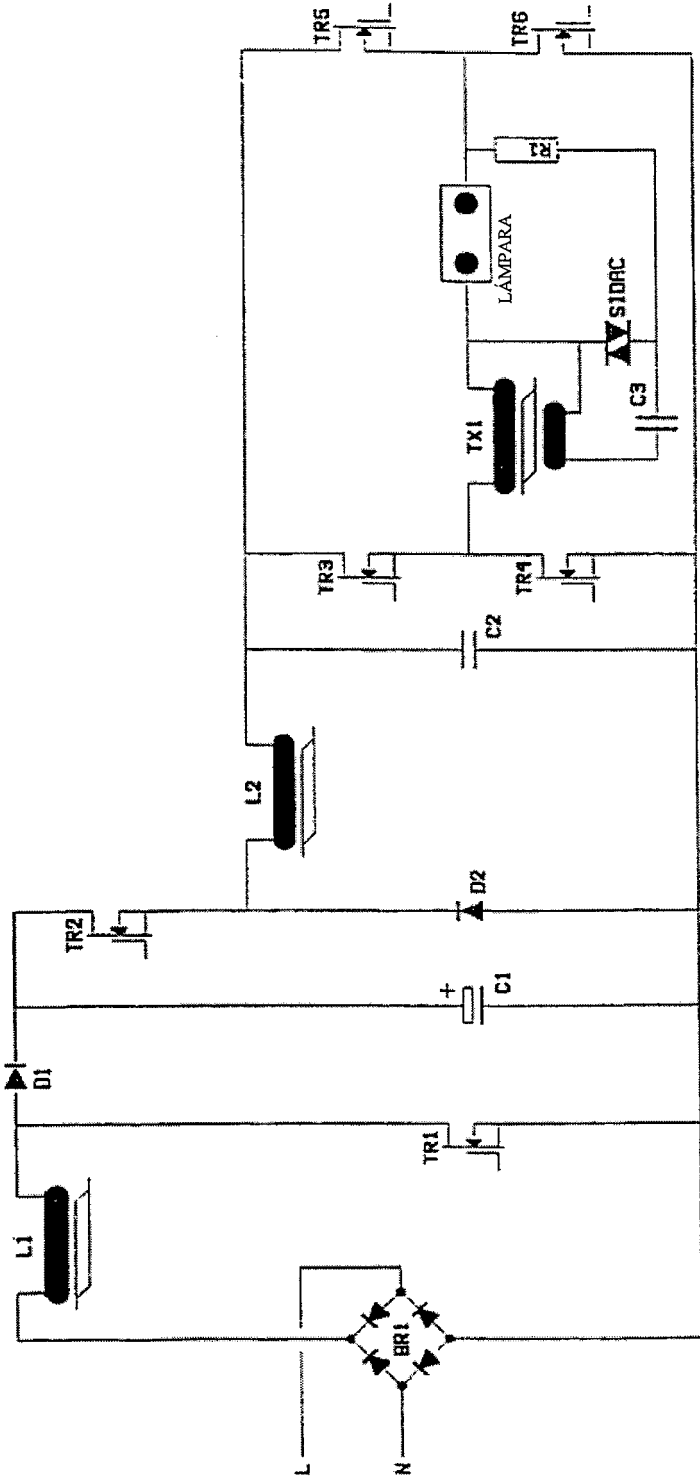


Fig. 1.

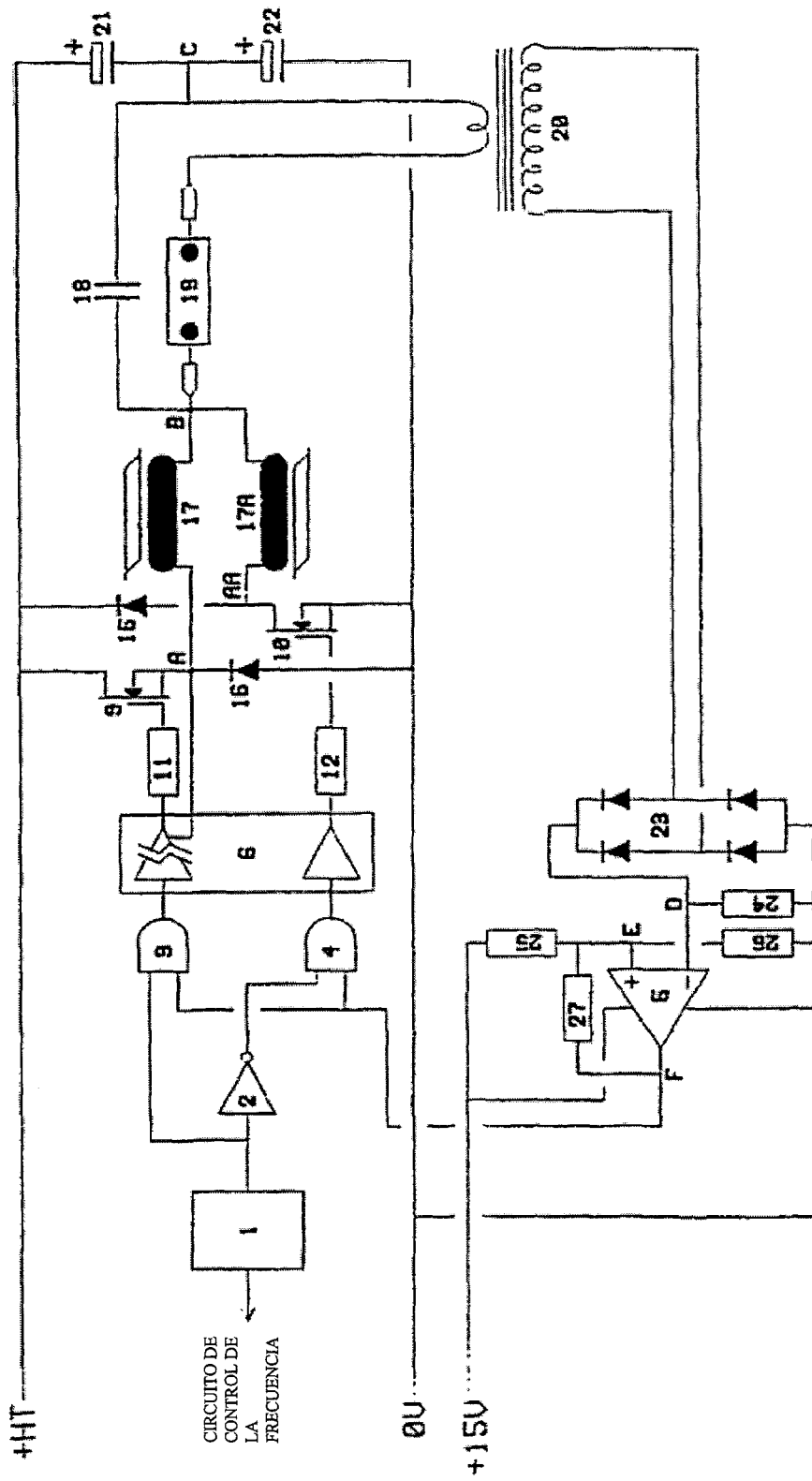
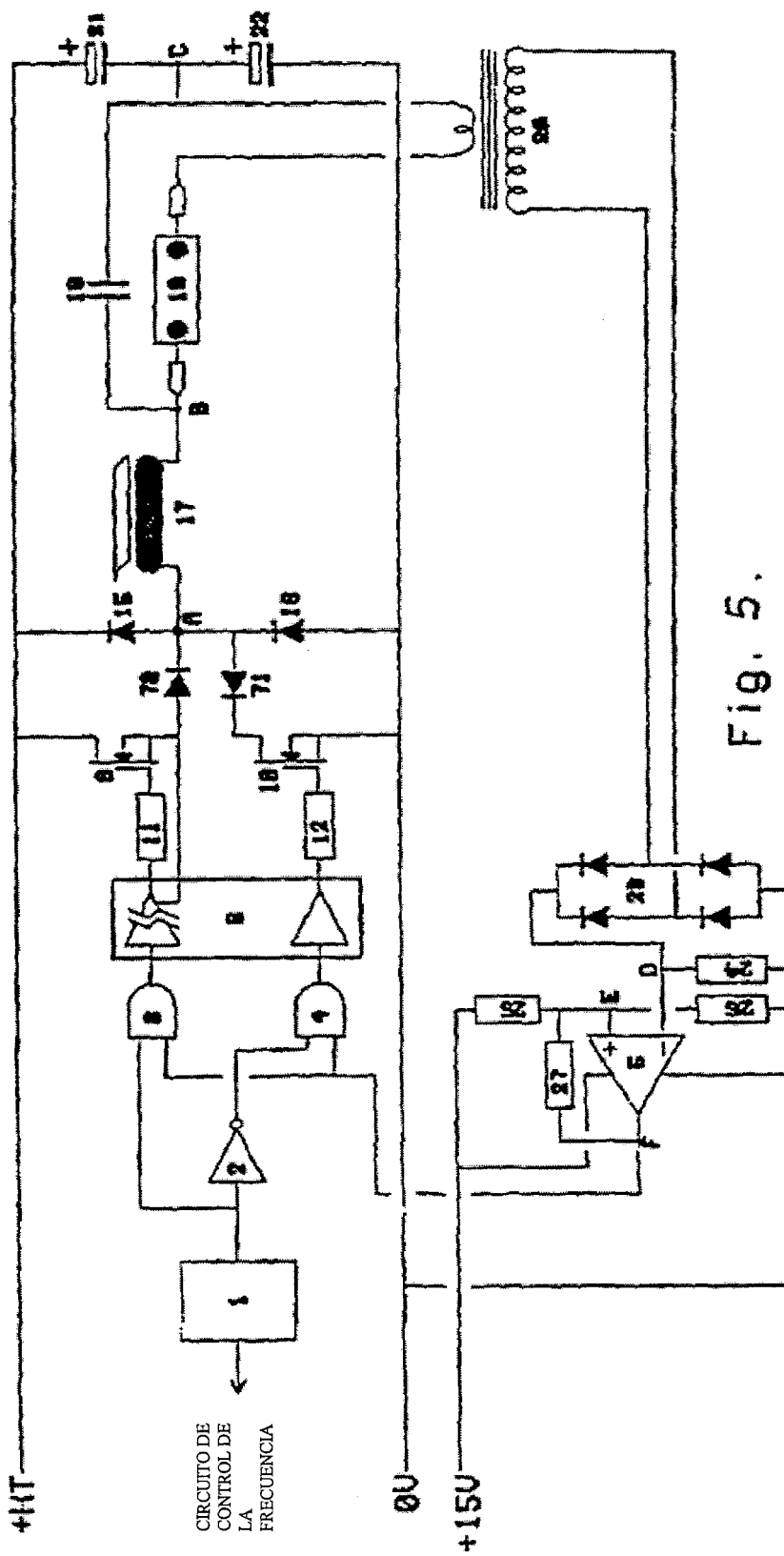


Fig. 4.



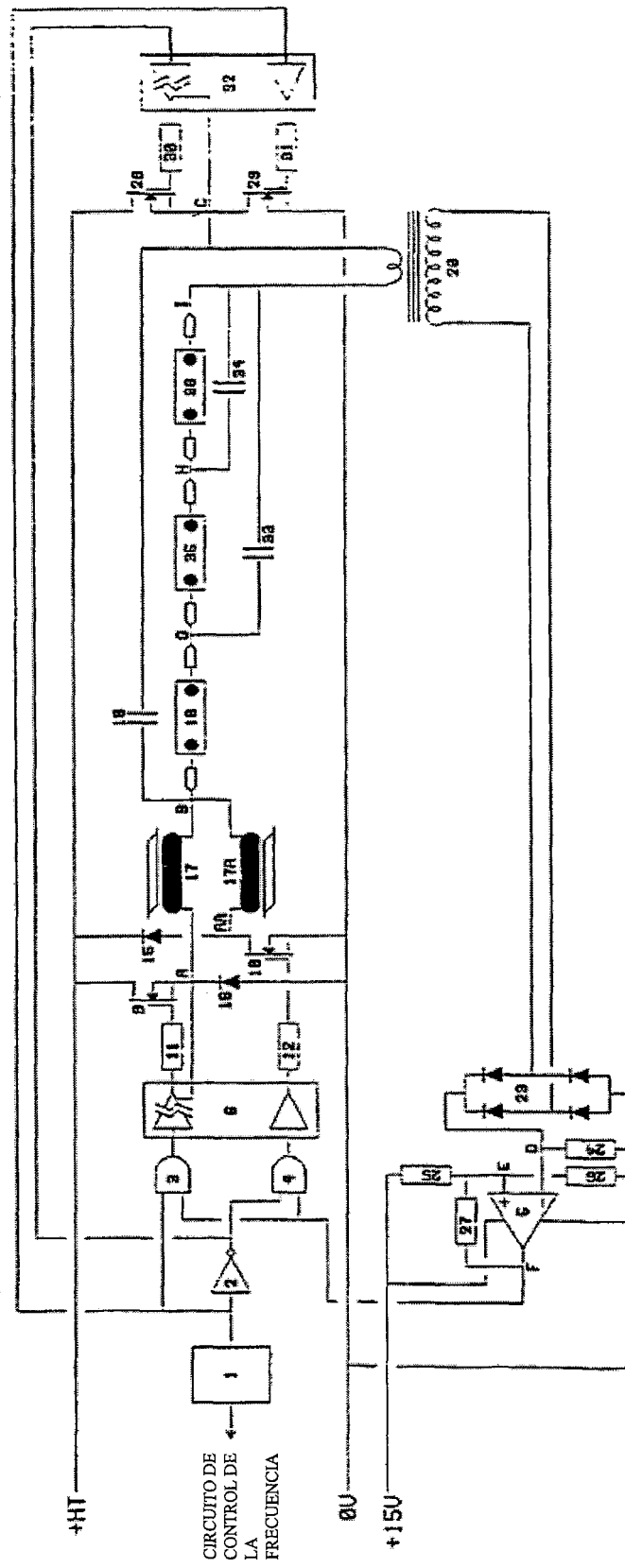


Fig. 6.

CORRIENTE DE LA LÁMPARA

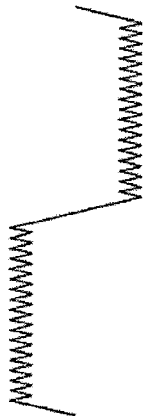


Fig. 3.

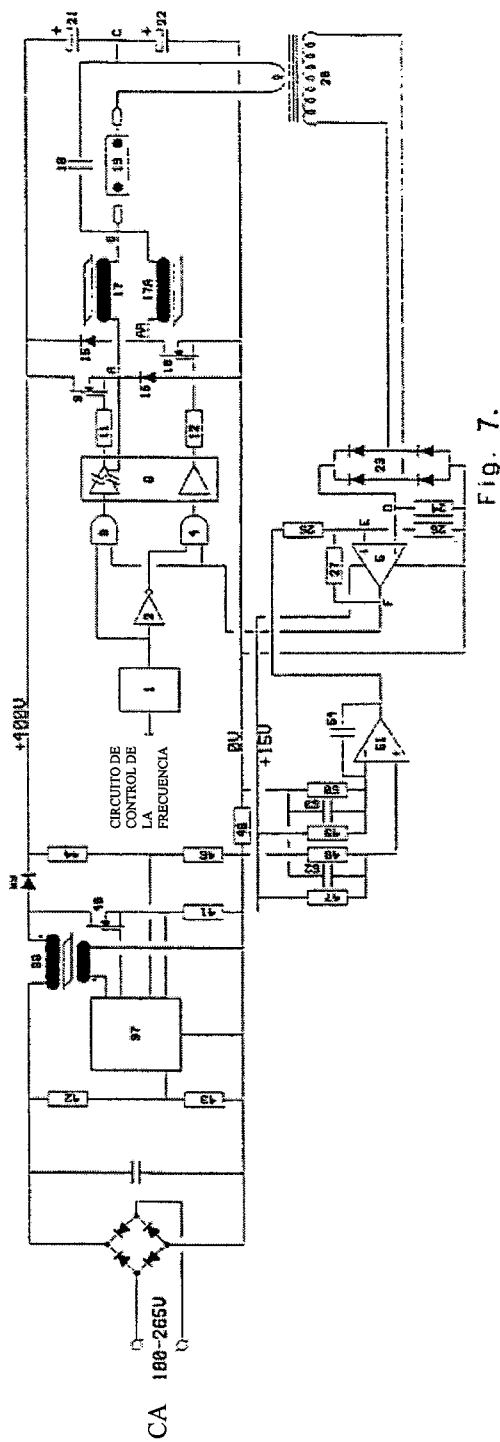


Fig. 7.

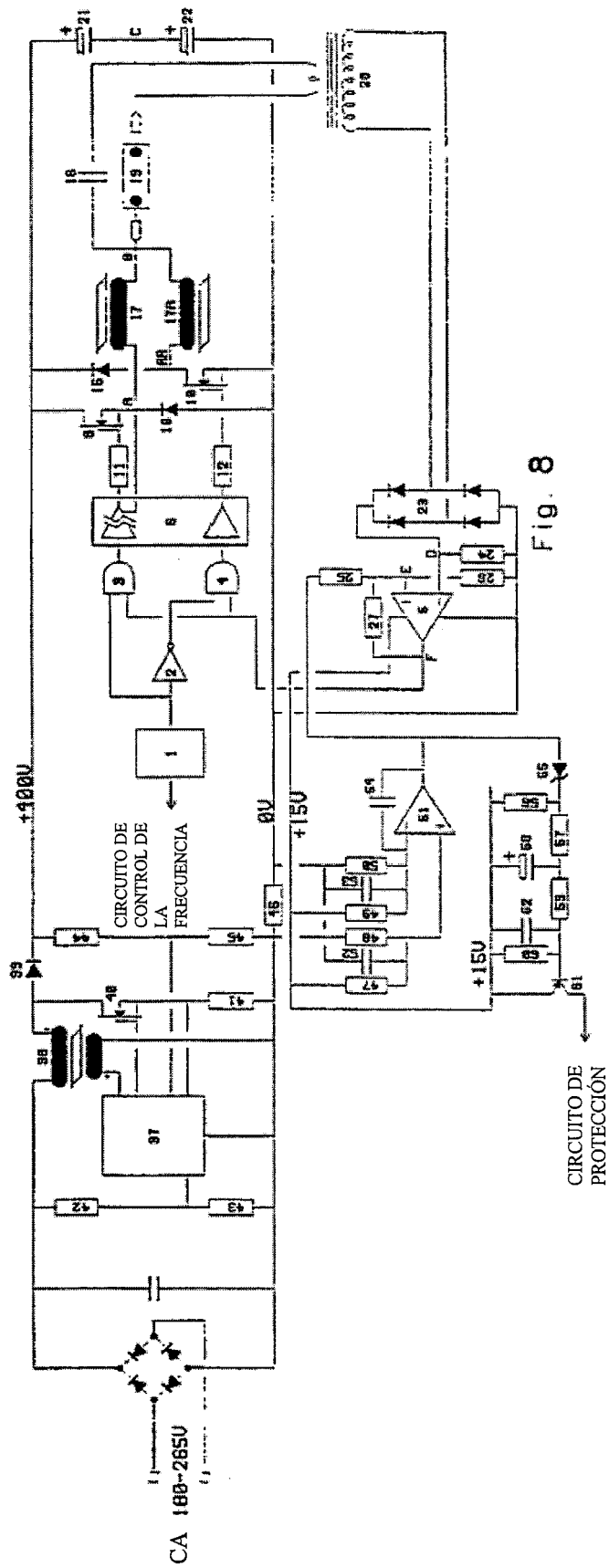


Fig. 8