

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 647 096**

51 Int. Cl.:

F21L 13/00 (2006.01)

H05B 33/08 (2006.01)

H02M 1/42 (2007.01)

H05B 37/02 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **08.05.2006 PCT/US2006/017610**

87 Fecha y número de publicación internacional: **23.08.2007 WO07094810**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **08.05.2006 E 06770064 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **23.08.2017 EP 1984667**

54 Título: **Métodos y aparatos para la entrega de potencia controlada con alto factor de potencia utilizando una etapa de conmutación única por carga**

30 Prioridad:

10.02.2006 US 772136 P

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

19.12.2017

73 Titular/es:

**PHILIPS LIGHTING NORTH AMERICA CORPORATION (100.0%)
Three Burlington Woods Drive
Burlington, MA 01803, US**

72 Inventor/es:

**LYS, IHOR, A.;
SHIKH, IGOR y
RABINER, MARK, DAVID**

74 Agente/Representante:

ISERN JARA, Jorge

ES 2 647 096 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

Métodos y aparatos para la entrega de potencia controlada con alto factor de potencia utilizando una etapa de conmutación única por carga.

5 Campo de la invención

Un convertidor CC-CC es un dispositivo eléctrico bien conocido que acepta una tensión de entrada de CC (Corriente Continua) y proporciona una tensión de salida de CC. Para muchas implementaciones, los convertidores de CC-CC están configurados para proporcionar una tensión de salida de CC regulada a una carga basada en una tensión de entrada de CC no regulada; generalmente, se puede emplear un convertidor CC-CC para transformar una tensión no regulada proporcionada por cualquiera de una variedad de fuentes de energía de CC a una tensión regulada más apropiada para conducir una carga determinada. En muchas implementaciones de fuente de alimentación común, la tensión de entrada de CC no regulada se deriva de una fuente de energía de CA (Corriente Alterna), tal como una tensión de línea de CA de 120Vrms/60Hz que es rectificadora y filtrada mediante un puente rectificador/disposición de circuito de filtro. En este caso, como se describe más adelante, los componentes de aislamiento protector generalmente se emplean en el convertidor CC-CC para garantizar un funcionamiento seguro, dadas las tensiones potencialmente peligrosas implicadas.

20 La figura 1 ilustra un diagrama de circuito de un convertidor de CC-CC 50 reductor convencional configurado para proporcionar una tensión de salida 32 de CC regulada (V_{out}) a una carga 40, en base a una tensión de entrada 30 de CC no regulada más alta (V_{in}). El convertidor reductor de la figura 1 también se conoce comúnmente como convertidor "buck" (reductor). Desde un punto de vista funcional, el convertidor reductor de la figura 1 generalmente es representativo de otros tipos de convertidores CC-CC, algunos ejemplos de los cuales son descritos a continuación.

Los convertidores CC-CC como el convertidor reductor de la figura 1 emplean un transistor o dispositivo equivalente que está configurado para funcionar como un conmutador saturado que selectivamente permite que la energía se almacene en un dispositivo de almacenamiento de energía (por ejemplo, consultar el conmutador 20 de transistor e inductor 22 en la figura 1). Aunque la figura 1 ilustra dicho conmutador de transistor como un transistor de unión bipolar (BJT), los transistores de efecto de campo (FETs) también pueden emplearse como conmutadores en diversas implementaciones de convertidor CC-CC. En virtud de emplear dicho conmutador de transistor, los convertidores CC-CC también se conocen comúnmente como "reguladores de conmutación" debido a su funcionalidad general.

35 En particular, el conmutador 20 de transistor en el circuito de la figura 1 funciona para aplicar periódicamente la tensión de entrada 30 de CC no regulada (V_{in}) a través de un inductor 22 (L) durante intervalos de tiempo relativamente cortos (en la figura 1 y las figuras siguientes, a menos que se indique lo contrario, se representa un único inductor para describir esquemáticamente uno o más inductores presentes dispuestos en cualquiera de una variedad de configuraciones serie/paralelo para proporcionar una inductancia deseada). Durante los intervalos en los que el conmutador de transistor está "encendido" o cerrado (es decir, pasando la tensión de entrada V_{in} al inductor), la corriente fluye a través del inductor en función de la tensión aplicada y el inductor almacena energía en su campo magnético. Cuando el conmutador está "apagado" o abierto (es decir, la tensión de entrada de CC se retira del inductor), la energía almacenada en el inductor se transfiere a un condensador 34 de filtro que funciona para proporcionar una tensión de salida de CC relativamente suave V_{out} a la carga 40 (es decir, el condensador proporciona esencialmente energía continua a la carga entre los ciclos de almacenamiento de energía del inductor).

Más específicamente, en la figura 1, cuando el conmutador 20 de transistor está encendido, se aplica una tensión $V_L = V_{out} - V_{in}$ a través del inductor 22. Esta tensión aplicada hace que una corriente I_L creciente linealmente fluya a través del inductor (y a la carga y el condensador) en función de la relación $V_L = L \cdot dI_L/dt$. Cuando el conmutador 20 de transistor se apaga, la corriente I_L a través del inductor continúa fluyendo en la misma dirección, con el diodo 24 (D1) ahora conduciendo para completar el circuito. Mientras la corriente esté fluyendo a través del diodo, la tensión V_L a través del inductor se fija en $V_{out} - V_{diode}$, causando que la corriente I_L del inductor disminuya linealmente a medida que se proporciona energía desde el campo magnético del inductor al condensador y la carga. La figura 2 es un diagrama que ilustra varias formas de onda de señal para el circuito de la figura 1 durante las operaciones de conmutación descritas inmediatamente antes.

Los convertidores CC-CC convencionales pueden configurarse para funcionar en diferentes modos, comúnmente denominados modo "continuo" y modo "discontinuo". En el funcionamiento en modo continuo, la corriente I_L del inductor permanece por encima de cero durante los sucesivos ciclos de conmutación del conmutador de transistor, mientras que, en modo discontinuo, la corriente del inductor comienza en cero al comienzo de un ciclo de conmutación determinado y vuelve a cero antes del final del ciclo de conmutación. Para proporcionar un análisis algo simplificado pero informativo del circuito de la figura 1, la descripción a continuación considera el funcionamiento en modo continuo, y supone por el momento que no hay caídas de tensión a través del conmutador de transistor cuando el conmutador está encendido (es decir, conduciendo) y que hay una caída de tensión insignificante a través

del diodo D1 mientras el diodo está conduciendo la corriente. Teniendo en cuenta lo anterior, los cambios en la corriente del inductor en sucesivos ciclos de conmutación pueden examinarse con la ayuda de la figura 3.

La figura 3 es un gráfico en el que se superpone la tensión en el punto V_x mostrado en la figura 1 (de nuevo, ignorando cualquier caída de tensión a través del diodo D1) en función del funcionamiento del conmutador 20 de transistor, y la corriente I_L a través del inductor para dos ciclos de conmutación consecutivos. En la figura 3, el eje horizontal representa el tiempo t y un ciclo de conmutación completo está representado por el período de tiempo T , en el que el tiempo de "encendido" del conmutador de transistor se indica como t_{on} y el tiempo de "apagado" del conmutador se indica como t_{off} (es decir, $T = t_{on} + t_{off}$).

Para el funcionamiento en estado continuo, habría que señalar que la corriente I_L del inductor al inicio y al final de un ciclo de conmutación es esencialmente la misma, como se puede observar en la figura 3 por la indicación I_0 . Por consiguiente, a partir de la relación $V_L = L \cdot dI_L/dt$, el cambio de corriente dI_L sobre un ciclo de conmutación es cero, y puede estar dado por:

$$dI_L = 0 = \frac{1}{L} \left(\int_0^{t_{on}} (V_{in} - V_{out}) dt + \int_{t_{on}}^T (-V_{out}) dt \right)$$

que simplifica a

$$(V_{in} - V_{out})t_{on} - (V_{out})(T - t_{on}) = 0$$

o

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{t_{on}}{T} = D,$$

donde D se define como el "ciclo de trabajo" del conmutador de transistor, o la proporción de tiempo por ciclo de conmutación que el conmutador está encendido y permite que la energía se almacene en el inductor. De lo anterior, se puede apreciar que la relación de la tensión de salida a la tensión de entrada es proporcional a D ; concretamente, variando el ciclo de trabajo D del conmutador en el circuito de la figura 1, la tensión de salida V_{out} puede variar con respecto a la tensión de entrada V_{in} pero no puede exceder la tensión de entrada, ya que el ciclo de trabajo máximo D es 1.

Por lo tanto, como se mencionó anteriormente, el convertidor reductor convencional de la figura 1 está particularmente configurado para proporcionar a la carga 40 una tensión de salida regulada V_{out} que es menor que la tensión de entrada V_{in} . Para asegurar la estabilidad de la tensión de salida V_{out} , como se muestra en la figura 1, el convertidor reductor emplea un bucle de control 46 de retroalimentación para controlar el funcionamiento del conmutador 20 de transistor. Generalmente, como se indica en la figura 1 por la conexión 47, puede derivarse potencia para varios componentes del bucle de control 46 de retroalimentación desde la tensión de entrada V_{in} o alternativamente otra fuente de energía independiente.

En el bucle de control 46 de retroalimentación de la figura 1, se proporciona una tensión de muestra a escala V_{sample} de la tensión de salida de CC V_{out} como entrada al bucle de control 46 de retroalimentación (por ejemplo, a través de las resistencias R_2 y R_3) y comparado por un amplificador 28 de error a una tensión de referencia V_{ref} . La tensión de referencia V_{ref} es una representación estable a escala de la tensión de salida regulada deseada V_{out} . El amplificador 28 de error genera una señal 38 de error (en este ejemplo, una señal de tensión positiva en un rango predeterminado) basada en la comparación de V_{sample} y V_{ref} y la magnitud de esta señal de error controla finalmente el funcionamiento del conmutador 20 de transistor, que a su vez ajusta la tensión de salida V_{out} a través de ajustes en el ciclo de trabajo del conmutador. De esta manera, el bucle de control de retroalimentación mantiene una tensión de salida regulada y estable V_{out} .

Más específicamente, la señal 38 de error sirve como una tensión de control para un modulador 36 de ancho de pulso que también recibe una corriente 42 de pulso que tiene una frecuencia $f=1/T$ proporcionada por un oscilador 26. En convertidores CC-CC convencionales, frecuencias de ejemplo f para la corriente 42 de pulso incluyen, pero no se limitan a, un rango de aproximadamente 50kHz a 100kHz. El modulador 36 de ancho de pulso está configurado para usar tanto la corriente 42 de pulso como la señal 38 de error para proporcionar una señal de control 44 de encendido/apagado que controla el ciclo de trabajo del conmutador 20 de transistor. En esencia, un pulso de la corriente 42 de pulso actúa como un "activador" para hacer que el modulador de ancho de pulso active el conmutador 20 de transistor, y la señal 38 de error determina cuánto tiempo permanece encendido el conmutador de transistor (es decir, la duración del período de tiempo t_{on} y por lo tanto el ciclo de trabajo D).

Por ejemplo, si la señal 38 de error indica que la tensión de salida de muestra V_{sample} es mayor que V_{ref} (es decir, la señal 38 de error tiene un valor relativamente menor), el modulador 36 de ancho de pulso está configurado para

proporcionar una señal 44 de control con pulsos de "encendido" de duración relativamente más corta o un ciclo de trabajo inferior, proporcionando de este modo relativamente menos energía al inductor mientras el conmutador 20 de transistor está encendido. Por el contrario, si la señal 38 de error indica que V_{sample} es inferior a V_{ref} (es decir, la señal de error tiene un valor relativamente mayor), el modulador de ancho de pulso está configurado para proporcionar una señal de control con pulsos de "encendido" de duración relativamente larga o un ciclo de trabajo superior, proporcionando de este modo relativamente más energía al inductor mientras el conmutador 20 de transistor está encendido. Por consiguiente, modulando la duración de los pulsos de "encendido" de la señal 44 de control a través de la señal 38 de error, la tensión de salida V_{out} es regulada por el bucle 46 de control de retroalimentación para aproximarse a una tensión de salida deseada representada por V_{ref} .

Otros tipos de convertidores CC-CC convencionales además del convertidor reductor descrito anteriormente en relación con la figura 1 incluyen, por ejemplo, un convertidor elevador o "boost" (de refuerzo) que proporciona una tensión de salida de CC regulada que es más alta que la tensión de entrada, un convertidor inversor o "buck-boost" (de transferencia inversa) que se puede configurar para proporcionar una tensión de salida de CC regulada que sea inferior o superior a la tensión de entrada y tenga una polaridad opuesta a la de la tensión de entrada, y un convertidor "CUK" (reductor-elevador) que se basa en principios de transferencia de energía capacitiva acoplada. Al igual que el convertidor reductor, en cada uno de estos otros tipos de convertidores, el ciclo de trabajo D del conmutador de transistor determina la relación entre la tensión de salida V_{out} y la tensión de entrada V_{in} .

La figura 4 ilustra un convertidor 52 de refuerzo convencional y la figura 5 ilustra un convertidor inversor convencional o regulador 54 inversor. Ambos convertidores pueden analizarse de manera similar al convertidor reductor de la figura 1 para determinar cómo el ciclo de trabajo D afecta a la relación $V_{\text{out}}/V_{\text{in}}$. La figura 6 ilustra un ejemplo de un convertidor "CUK" 56 que emplea un acoplamiento capacitivo en lugar de un acoplamiento principalmente inductivo. El circuito de la figura 6 se deriva de un principio de dualidad basado en el convertidor inversor de la figura 5 (es decir, la relación entre el ciclo de trabajo D y la relación $V_{\text{out}}/V_{\text{in}}$ en el convertidor CUK es idéntica a la del convertidor inversor). Una característica notable del convertidor CUK es que los inductores de entrada y salida L1 y L2 mostrados en la figura 6 crean una corriente esencialmente plana tanto en la entrada como en la salida del convertidor, mientras que los convertidores reductores, de refuerzo e inversores tienen o una corriente de pulso de entrada (por ejemplo, ver figura 2, segundo diagrama desde la parte superior) o una corriente de pulso de salida.

Para todos los convertidores mostrados en las figuras 4-6, los detalles del bucle de control de retroalimentación de regulación de la tensión se han omitido por simplicidad; sin embargo, hay que señalar que, al igual que el convertidor reductor mostrado en la figura 1, cada uno de los convertidores mostrados en las figuras 4-6 incluiría un bucle de control de retroalimentación para proporcionar regulación de la tensión de salida, como se describió anteriormente en conexión con la figura 1.

Para muchas implementaciones electrónicas, las fuentes de alimentación pueden configurarse para proporcionar una tensión de salida de CC regulada a partir de una tensión de línea de CA de entrada (por ejemplo, $120V_{\text{rms}}$, 60Hz). En algunas fuentes de alimentación basadas en reguladores de conmutación, se puede proporcionar una tensión de CC no regulada como una entrada a un convertidor de CC-CC directamente desde una tensión de línea de CA rectificada y filtrada. Tal disposición implica que no existe un aislamiento protector entre la tensión de línea de CA y la tensión de entrada de CC al convertidor CC-CC. Además, la tensión de entrada de CC no regulada al convertidor puede ser de aproximadamente 160 voltios CC (en función de una tensión de línea rectificada de $120V_{\text{rms}}$) o superior (hasta aproximadamente 400 voltios si se emplea corrector del factor de potencia, como se describe más adelante en relación con las figuras 8A y 8B) lo que es potencialmente bastante peligroso. En vista de lo anterior, los convertidores CC-CC para dichas disposiciones de fuente de alimentación típicamente están configurados con características aislantes para solucionar estos problemas a fin de cumplir generalmente con los estándares de seguridad apropiados.

La figura 7 es un diagrama de circuito que ilustra un ejemplo de dicha fuente 66 de alimentación que incorpora un convertidor de CC-CC o un regulador de conmutación. Como se describió anteriormente, la fuente 66 de alimentación recibe como entrada una tensión 67 de línea de CA que se rectifica mediante un puente 68 rectificador y se filtra mediante un condensador 35 (C_{filter}) para proporcionar una tensión de CC no regulada como una entrada V_{in} a la parte de convertidor 69 de CC-CC. La parte de convertidor 69 de CC-CC se basa en la disposición del regulador inversor (buck-boost) que se muestra en la figura 5; sin embargo, en la figura 7, el inductor de almacenamiento de energía se ha reemplazado con un transformador 72 de alta frecuencia para proporcionar aislamiento entre la mayor tensión de entrada de CC no regulada V_{in} y la tensión de salida de CC V_{out} . Dicha disposición de convertidor CC-CC que incorpora un transformador en lugar de un inductor se conoce comúnmente como un convertidor "flyback" (de retroceso).

En el circuito de la figura 7, el "lado secundario" de la parte 69 de convertidor (es decir, el diodo D1 y el condensador C) está dispuesto de manera que el convertidor proporciona una tensión de salida de CC aislada. La parte 69 de convertidor CC-CC incluye también un elemento 70 aislante (por ejemplo, un segundo transformador u optoacoplador de alta frecuencia) en el bucle de control de retroalimentación de regulación de tensión para unir la

señal de error del amplificador 28 de error al modulador 36 (la entrada de la señal de error y salida desde el elemento 70 aislante se indica mediante los números de referencia 38A y 38B).

En vista de las diversas características aislantes en el circuito de la figura 7, aunque no se muestra explícitamente en la figura, hay que señalar que la potencia para la circuitería de oscilación/modulación generalmente puede derivarse de la mayor tensión de entrada de CC no regulada del lado primario V_{in} , mientras que la potencia para otros elementos del bucle de control de retroalimentación (por ejemplo, la tensión de referencia V_{ref} , el amplificador 28 de error) puede derivarse de la tensión de salida de CC regulada por el lado secundario V_{out} . Alternativamente, como se mencionó anteriormente, la potencia para los componentes del bucle de retroalimentación puede en algunos casos ser proporcionada por una fuente de energía independiente.

Debido a la naturaleza de conmutación de los convertidores CC-CC, estos aparatos generalmente consumen corriente de una fuente de energía en forma de pulsos. Esta condición puede tener algunos efectos generalmente indeseados cuando los convertidores de CC-CC consumen potencia de una fuente de energía de CA (por ejemplo, como en las disposiciones de fuente de alimentación de la figura 7).

En particular, para obtener la máxima eficiencia energética de una fuente de energía de CA, la corriente de entrada consumida finalmente de la tensión de línea de CA idealmente debería tener una forma de onda sinusoidal y estar en fase con la tensión de línea de CA. Esta situación comúnmente se conoce como "unidad de factor de potencia" y generalmente se obtiene con cargas puramente resistivas. La naturaleza de conmutación del convertidor CC-CC y el consumo de corriente pulsada resultante (es decir, y el correspondiente consumo de corriente considerablemente no sinusoidal de la fuente de energía de CA) hace que estos aparatos tengan una unidad de factor de potencia inferior y, por lo tanto, una eficiencia energética inferior a la óptima. Además, en referencia de nuevo a la figura 7, la presencia de un importante condensador 35 de filtro (C_{filter}) entre el puente 68 rectificador y el convertidor 69 de CC-CC contribuye adicionalmente a hacer que la carga global en el puente rectificador sea menos resistiva, resultando en sensiblemente menor que la unidad de factor de potencia.

Más específicamente, la "potencia aparente" consumida de una fuente de energía de CA por una carga que no es una carga puramente resistiva se obtiene multiplicando la tensión RMS (valor cuadrático medio) aplicada a la carga y la corriente RMS consumida por la carga. Esta potencia aparente refleja la cantidad de potencia que el dispositivo parece consumir de la fuente. Sin embargo, la potencia real consumida por la carga puede ser menor que la potencia aparente, y la relación entre la potencia real y aparente se denomina "factor de potencia" de la carga. Por ejemplo, un dispositivo que consume una potencia aparente de 100 Voltio-amperios y tiene un factor de potencia de 0,5 consume en realidad 50 Vatios de potencia, no 100 Vatios; dicho de otra manera, en este ejemplo, un dispositivo con un factor de potencia de 0.5 parece requerir el doble de potencia de la fuente de lo que realmente consume.

Como se mencionó anteriormente, los convertidores de CC-CC convencionales típicamente tienen significativamente menos que la unidad de factor de potencia debido a su naturaleza de conmutación y consumo de corriente pulsada. Además, si el convertidor de CC-CC consume corriente de tensión de línea de CA con sólo rectificación intermedia y filtrado, la corriente de pulso no sinusoidal consumida por el convertidor de CC-CC colocaría tensiones no deseadas e introduciría ruidos y armónicos generalmente indeseados en la tensión de línea de CA (que puede afectar negativamente el funcionamiento de otros dispositivos).

En vista de lo anterior, algunas fuentes de alimentación conmutadas convencionales están equipadas, o se utilizan junto con aparatos de corrección del factor de potencia que están configurados para solucionar los problemas indicados anteriormente y proporcionan una fuente más eficiente de alimentación desde una fuente de energía de CA. En particular, dichos aparatos de corrección del factor de potencia generalmente funcionan para "atenuar" la corriente pulsada consumida por un convertidor de CC-CC, reduciendo así su valor RMS, reduciendo los armónicos indeseados, mejorando el factor de potencia y reduciendo las posibilidades de que salte un cortocircuito en una red de CA debido a picos de corriente.

En algunas disposiciones convencionales, un aparato de corrección de factor de potencia es en sí mismo un tipo de dispositivo convertidor de potencia conmutada, de construcción similar a los diversos convertidores de CC-CC descritos anteriormente, y dispuesto, por ejemplo, entre un puente rectificador de CA y un condensador de filtrado seguido por un convertidor de CC-CC. Este tipo de aparato de corrección del factor de potencia actúa para controlar con precisión su corriente de entrada de forma instantánea a fin de equiparla esencialmente con la forma de onda y la fase de su tensión de entrada (es decir, una tensión de línea de CA rectificada). En particular, el aparato de corrección del factor de potencia puede ser configurado para supervisar una tensión de línea de CA rectificada y utilizar ciclos de conmutación para variar la amplitud de la forma de onda de la corriente de entrada para acercarla a la fase con la tensión de línea rectificada.

La figura 8 es un diagrama de circuito que ilustra generalmente dicho aparato de corrección 520 de factor de potencia convencional. Como se describió anteriormente, el aparato de corrección de factor de potencia está configurado a fin de recibir como entrada 65 la tensión de línea de CA rectificada de forma de onda completa V_{AC} procedente del puente 68 rectificador, y proporcionar como salida la tensión V_{in} que luego se aplica a una parte de convertidor de CC-CC de una fuente de alimentación (por ejemplo, en referencia a la figura 7, el aparato de

corrección 520 de factor de potencia, incluyendo el condensador 35 de filtro a través de una salida del aparato 520, estaría dispuesto entre el puente 68 rectificador y la parte de convertidor 69 de CC-CC). Como puede verse en la figura 8, un ejemplo común de un aparato de corrección 520 de factor de potencia se basa en una topología de convertidor elevador (ver la figura 4 para un ejemplo de una configuración de convertidor de CC-CC elevador) que incluye un inductor L_{PFC} , un conmutador SW_{PFC} , un diodo D_{PFC} y el condensador 35 de filtro a través del cual se genera la tensión V_{in} .

El aparato de corrección 520 de factor de potencia de la figura 8 también incluye un controlador de corrección 522 de factor de potencia (PFC) que supervisa la tensión rectificada V_{AC} , la tensión generada V_{in} proporcionada como una salida a la parte de convertidor de CC-CC, y una señal 71 ($I_{s\text{amp}}$) que representa la corriente I_{AC} consumida por el aparato 520. Como se ilustra en la figura 8, la señal $I_{s\text{amp}}$ puede derivarse de un elemento de detección 526 de corriente (por ejemplo, una tensión a través de una resistencia) en el camino de la corriente I_{AC} consumida por el aparato. En base a estas señales supervisadas, el controlador 522 PFC está configurado para emitir una señal 73 de control para controlar el conmutador 75 (SW_{PFC}) de manera que la corriente I_{AC} tiene una forma de onda que coincide esencialmente, y está en fase con, la tensión rectificada V_{AC} .

La figura 9 es un diagrama que ilustra conceptualmente la funcionalidad del controlador 522 PFC. Recordar que, hablando en términos generales, la función del aparato de corrección 520 del factor de potencia en su conjunto es verse a sí mismo esencialmente como una resistencia a una fuente de energía de CA; de esta manera, la tensión proporcionada por la fuente de energía y la corriente consumida de la fuente de energía por la "resistencia simulada" del aparato de corrección del factor de potencia tienen esencialmente la misma forma de onda y están en fase, dando como resultado un factor de potencia esencialmente unitario. Por consiguiente, se puede considerar que una cantidad R_{PFC} representa una resistencia conceptual simulada del aparato de corrección del factor de potencia, de modo que, de acuerdo con la ley de Ohm,

$$V_{AC} = I_{AC} R_{PFC}$$

o

$$G_{PFC} V_{AC} = I_{AC},$$

donde $G_{PFC}=1/R_{PFC}$ y representa una conductancia efectiva del aparato de corrección 520 del factor de potencia.

Teniendo en cuenta lo anterior, el controlador 522 PFC mostrado en la figura 9 implementa una estrategia de control basada en dos bucles de retroalimentación, concretamente un bucle de retroalimentación de tensión y un bucle de retroalimentación de corriente. Estos bucles de retroalimentación trabajan juntos para manipular la corriente instantánea I_{AC} consumida por el aparato de corrección del factor de potencia en base a una conductancia efectiva derivada G_{PFC} para el aparato de corrección del factor de potencia. Con este fin, se implementa un bucle 524 de retroalimentación de tensión comparando la tensión V_{in} (proporcionada como una salida a través del condensador 35 de filtro) con una tensión de referencia V_{refPFC} que representa un valor regulado deseado para la tensión V_{in} . La comparación de estos valores genera una señal de error de tensión V_e que se aplica a un filtro integrador/de paso bajo que tiene una frecuencia de corte de aproximadamente 10-20Hz. Este filtro integrador/de paso bajo impone un tiempo de respuesta relativamente lento para el bucle de control del factor de potencia general, lo que facilita un factor de potencia mayor; concretamente, debido a que la señal de error de tensión V_e cambia lentamente en comparación con la frecuencia de línea (que es 50 o 60Hz), los ajustes a I_{AC} debidos a cambios en la tensión V_{in} (por ejemplo, causados por repentinas y/o significativas demandas de carga) ocurren sobre múltiples ciclos de la tensión de línea más que abruptamente durante cualquier ciclo determinado.

En el controlador mostrado en la figura 9, un componente de CC de la salida lentamente variable del filtro integrador/de paso bajo representa esencialmente la conductancia efectiva G_{PFC} del aparato de corrección del factor de potencia; por lo tanto, la salida del bucle 524 de retroalimentación de tensión proporciona una señal que representa la conductancia efectiva G_{PFC} . Por consiguiente, en base a la relación dada anteriormente, el controlador 522 PFC está configurado para multiplicar esta conductancia efectiva por la tensión de línea rectificada y supervisada V_{AC} para generar una señal de corriente de referencia I_{AC}^* que representa la corriente deseada a ser consumida desde la tensión de línea, basado en la carga resistiva simulada del aparato 520. Esta señal I_{AC}^* proporciona, por lo tanto, una entrada de referencia o de "punto de ajuste" al bucle de control 528 de corriente.

En particular, como se muestra en la figura 9, en el bucle de control 528 de corriente, la señal I_{AC}^* se compara con la señal $I_{s\text{amp}}$ que representa la corriente real I_{AC} siendo consumida por el aparato 520. La comparación de estos valores genera una señal de error de corriente I_e que sirve como una señal de control para un controlador de conmutación modulado por ancho de pulso (PWM). El controlador de conmutación PWM, a su vez, emite una señal 73 para controlar el interruptor SW_{PFC} a fin de manipular la corriente real I_{AC} siendo consumida (consultar de nuevo la figura 8). Las frecuencias de ejemplo usadas comúnmente para la señal 73 de control emitidas por el controlador de conmutación PWM (y por lo tanto para el conmutador SW_{PFC}) son del orden de aproximadamente 100kHz. Teniendo

en cuenta lo anterior, hay que destacar que es el valor promedio resultante de un I_{AC} rápidamente variable que se asemeja a una forma de onda sinusoidal rectificadas de onda completa (por ejemplo, que tiene una frecuencia de dos veces la frecuencia de la tensión de línea) con una ondulación aproximadamente de 100kHz como resultado de las operaciones de conmutación. Por consiguiente, el bucle de retroalimentación de corriente y los elementos de control del conmutador deben tener suficiente ancho de banda para seguir una forma de onda rectificadas de onda completa (por lo tanto, un ancho de banda de unos pocos kHz generalmente es más que suficiente).

Hay que señalar que la descripción anterior en relación con las figuras 8 y 9, es principalmente de naturaleza conceptual para proporcionar una comprensión general de la funcionalidad de la corrección del factor de potencia. En la actualidad, los controladores de corrección del factor de potencia de circuito integrado que pueden emplearse como el controlador 522 PFC mostrado en las figuras 8A y 8B están disponibles de varios fabricantes (por ejemplo, el controlador Fairchild Semiconductor ML4821 PFC, los controladores Linear Technology LT1248 o LT1249 PFC, el controlador ST Microelectronics L6561 PFC, etc.). Dichos controladores, generalmente, pueden estar configurados para hacer funcionar el aparato de corrección 520 del factor de potencia en modos de conmutación continuos o discontinuos (o alrededor de un límite entre modos continuos y discontinuos).

Por lo tanto, en los esquemas de corrección del factor de potencia convencional descritos en conexión con las figuras 8 y 9, el aparato de corrección 520 del factor de potencia proporciona como una salida la tensión regulada V_{in} a través del condensador 35, desde el cual la corriente puede ser consumida según sea necesario, mediante una carga acoplada a V_{in} (por ejemplo, mediante una parte posterior de convertidor de CC-CC de una fuente de alimentación). Para cambios repentinos y/o excesivos en los requisitos de potencia de carga, el valor instantáneo de la tensión V_{in} puede cambiar drásticamente; por ejemplo, en casos de requisitos repentinos de alta potencia de carga, las reservas de energía en el condensador son aprovechadas y V_{in} puede caer repentinamente por debajo de la referencia V_{refPFC} . Como resultado, el bucle 524 de retroalimentación de tensión, con un tiempo de respuesta relativamente lento, intenta ajustar V_{in} haciendo que el aparato de corrección del factor de potencia consuma más corriente de la tensión de línea. Sin embargo, debido al tiempo de respuesta relativamente lento, esta acción puede causar una condición de sobretensión para V_{in} , particularmente si la demanda repentina/excesiva de la carga ya no existe cuando se realiza un ajuste a V_{in} . El aparato intenta entonces compensar la condición de sobretensión, de nuevo, sujeto al tiempo de respuesta lento del bucle 54 de retroalimentación de tensión, lo que conduce a un cierto grado de inestabilidad potencial. Cambios repentinos similares (condiciones de sub- o sobretensión) a V_{in} pueden resultar de perturbaciones repentinas/excesivas en la tensión 67 de línea, a la cual el aparato 520 intenta responder de la manera descrita anteriormente.

A partir de lo anterior, debe apreciarse que el tiempo de respuesta lento que, por una parte, facilita la corrección del factor de potencia, al mismo tiempo, puede dar como resultado una capacidad de respuesta transitoria de entrada/salida inferior a la óptima. Por consiguiente, el tiempo de respuesta/ancho de banda del bucle de retroalimentación de tensión en el aparato de corrección del factor de potencia convencional generalmente se selecciona para proporcionar un equilibrio práctico entre una corrección del factor de potencia razonable (pero inferior a la óptima) y una respuesta transitoria razonable (pero inferior a la óptima).

Hay que señalar que, en algunas implementaciones de fuente de alimentación conmutada, un aparato de corrección del factor de potencia puede no ser necesario o incluso significativamente eficaz. Por ejemplo, para cargas pequeñas que consumen relativamente poca potencia de una fuente de energía, convencionalmente se considera que el factor de potencia de la fuente de alimentación conmutada no es tan importante como en implementaciones de mayor potencia; presumiblemente, la potencia consumida por una carga pequeña comprende una parte relativamente insignificante de la potencia total disponible en un circuito de alimentación de CA concreto.

Por el contrario, la corrección del factor de potencia puede ser importante para grandes cargas que consumen una potencia relativamente mayor, en la que la corriente de entrada a la fuente de alimentación conmutada puede aproximarse al máximo disponible desde la fuente de energía de CA. La corrección del factor de potencia también puede ser importante para situaciones en las que varias cargas relativamente pequeñas están acopladas al mismo circuito de alimentación de CA; si el factor de potencia asociado con cada una de las cargas relativamente pequeñas es bajo, el efecto neto de muchas de dichas cargas de bajo factor de potencia acopladas al mismo circuito de alimentación de CA puede tener efectos perjudiciales significativos.

El documento US 2003/0161169 divulga un convertidor de una etapa que mejora el factor de potencia. El convertidor de una etapa comprende una unidad de mejora del factor de potencia, una unidad de diodo puente, un condensador de suavizado de tensión, una unidad de circuito transformador y un conmutador principal.

El documento US 2003/0057888 divulga un sistema de iluminación de diodos emisores de luz dispuesto para controlar una o más fuentes luminosas de diodos emisores de luz que comprende un sistema de control que incluye un microprocesador dispuesto para controlar un circuito de corriente controlado por tensión modulado por amplitud de pulsos (PAM).

Resumen

Como se describió anteriormente en conexión con las figuras 7 y 8, una fuente de alimentación conmutada de alto factor de potencia generalmente requiere dos "etapas de conmutación", concretamente, una primera etapa de conmutación ejemplificada por el aparato 520 de corrección del factor de potencia mostrado en la figura 8, seguido de una segunda etapa de conmutación ejemplificada por el convertidor 69 de CC-CC mostrado en la figura 7. Como también se ilustra en las figuras 7 y 8, cada una de estas etapas de conmutación generalmente requiere alguna forma de retroalimentación para controlar apropiadamente sus operaciones de conmutación. Por ejemplo, el controlador 522 PFC de la figura 8 supervisa la tensión de entrada CA y la corriente, así como la tensión 30 (V_{in}) que se proporciona al convertidor de CC-CC; de manera similar, el controlador de conmutación (modulador de anchura 36 de pulso) del convertidor de CC-CC que se muestra en la figura 7 supervisa la tensión 32 de salida (V_{out}) proporcionada a una carga 40.

Los solicitantes han reconocido y señalado que, en algunos casos, la disposición anterior da como resultado una redundancia funcional innecesaria.

En vista de lo anterior, la presente divulgación se refiere generalmente a métodos y aparatos para transferencia de potencia de alto factor de potencia usando una etapa de conmutación única. Específicamente, de acuerdo con diversos modos de realización divulgados en este documento, la potencia se puede suministrar a una carga a través de una etapa de conmutación única, mientras que al mismo tiempo se consigue un factor de potencia significativamente alto. Como resultado, la eficiencia energética general típicamente se mejora y la redundancia funcional de los componentes se reduce significativamente en comparación con las disposiciones convencionales.

Los aspectos indiferentes, las implementaciones de métodos y aparatos de acuerdo con diversos modos de realización de la divulgación pueden dar como resultado circuitos significativamente simplificados que tienen menos componentes, mayores eficiencias energéticas generales y requisitos de espacio más pequeños.

En algunos modos de realización, se puede suministrar una potencia variable controlable a una carga manteniendo un alto factor de potencia sin requerir ninguna información de retroalimentación relacionada con las condiciones de carga (es decir, sin supervisar la tensión y/o corriente de carga) para controlar las operaciones de conmutación en la etapa de conmutación única. Asimismo, en un aspecto de estos modos de realización, no se requiere regulación de la tensión de carga y/o corriente de carga. En otro aspecto, la eliminación de la necesidad de uno o más bucles de retroalimentación evita problemas potencialmente desafiantes relacionados con la estabilidad del circuito de retroalimentación.

En base a los conceptos anteriores, un modo de realización de la presente divulgación está dirigido a un controlador de "alimentación directa" de alto factor de potencia de etapa única para una fuente luminosa basada en LED. Dicho controlador de alimentación directa (también denominado en el presente documento como "aparato de control de potencia") utiliza información conocida de antemano con respecto a la potencia que se desea proporcionar a la fuente luminosa. El controlador de alimentación directa controla la intensidad (es decir, brillo percibido) de la radiación generada por la fuente luminosa basado en modular la potencia promedio suministrada a la fuente luminosa en un período de tiempo determinado, sin regular la tensión o corriente proporcionada a la fuente luminosa o supervisar la tensión de carga o la corriente para controlar la etapa de conmutación única durante un funcionamiento normal.

En un aspecto de este modo de realización, el controlador de alimentación directa está configurado para almacenar energía y liberar energía de uno o más elementos de transferencia de energía usando una operación de conmutación de modo discontinuo. Este tipo de operación de conmutación facilita la transferencia de una potencia controlada predecible a la fuente luminosa. La operación de conmutación de modo discontinuo empleada en este modo de realización se puede usar de manera similar en diversas implementaciones de alimentación directa para proporcionar potencia a cargas distintas de fuentes luminosas basadas en LED (por ejemplo, motores, actuadores, relés, elementos de calentamiento, etc.)

En otro modo de realización, múltiples aparatos cada uno incluyendo una o más cargas y uno o más aparatos de control de potencia de alto factor de potencia de una sola etapa (es decir, controladores de alimentación directa) pueden acoplarse a una fuente distribuida de energía de CA en una configuración de red. En un aspecto de este modo de realización, los múltiples aparatos acoplados a la tensión de CA distribuida pueden configurarse como dispositivos direccionables a fin de facilitar la apropiada comunicación de información de control de carga a través de la red. En otro aspecto de este modo de realización, la información de control de carga puede formatearse para la comunicación a través de la red en cualquiera de una variedad de protocolos de comunicación convencionales que incluyen, pero no se limitan a, un protocolo DMX.

En resumen, un modo de realización de la presente divulgación está dirigido a un aparato de iluminación, que comprende al menos una primera carga que incluye al menos una primera fuente luminosa basada en LED y una fuente de alimentación conmutada que incluye una primera etapa de conmutación única para la primera carga. La fuente de alimentación conmutada está configurada para proporcionar corrección del factor de potencia y una

primera potencia de carga a la primera carga mediante el control de la primera etapa de conmutación única. La fuente de alimentación conmutada está configurada además para controlar la primera etapa de conmutación única para proporcionar la primera potencia de carga sin supervisar o regular una primera corriente de carga o una primera tensión de carga asociada con la primera carga.

Otro modo de realización está dirigido a un método de iluminación, que comprende actos de generar primera luz desde una primera carga que incluye al menos una primera fuente luminosa basada en LED y proporcionar corrección del factor de potencia y una primera potencia de carga a la primera carga mediante control de una primera etapa de conmutación única sin supervisar o regular una primera corriente de carga o una primera tensión de carga asociada con la primera carga.

Como se usa en el presente documento para los fines de la presente divulgación, debe entenderse que el término "led" incluye cualquier diodo electroluminiscente u otro tipo de sistema de inyección de carga/basado en uniones que sea capaz de generar radiación en respuesta a una señal eléctrica. Por lo tanto, el término LED incluye, pero no se limita a, diversas estructuras basadas en semiconductores que emiten luz en respuesta a corriente, polímeros emisores de luz, diodos orgánicos emisores de luz (OLED), tiras electroluminiscentes y similares.

En particular, el término LED se refiere a diodos emisores de luz de todo tipo (incluidos semiconductores y diodos orgánicos emisores de luz) que pueden configurarse para generar radiación en uno o más del espectro infrarrojo, espectro ultravioleta y varias partes del espectro visible (generalmente incluyendo longitudes de onda de radiación desde aproximadamente 400 nanómetros a aproximadamente 700 nanómetros). Algunos ejemplos de LEDs incluyen, pero no se limitan a, varios tipos de LEDs infrarrojos, LEDs ultravioletas, LEDs rojos, LEDs azules, LEDs verdes, LEDs amarillos, LEDs ámbar, LEDs naranjas y LEDs blancos (descrito más adelante). También hay que señalar que los LEDs pueden configurarse y/o controlarse para generar radiación con anchos de banda diversos (por ejemplo, anchura a media altura o FWHM) para un espectro determinado (por ejemplo, ancho de banda estrecho, ancho de banda amplio) y una variedad de longitudes de onda dominantes dentro de una categorización general de colores determinada.

Por ejemplo, una implementación de un LED configurado para generar luz esencialmente blanca (por ejemplo, un LED blanco) puede incluir un número de matrices que emitan, respectivamente, diferentes espectros de electroluminiscencia que, en combinación, se mezclan para formar esencialmente luz blanca. En otra implementación, un LED de luz blanca puede asociarse con un material de fósforo que convierte la electroluminiscencia que tiene un primer espectro en un segundo espectro diferente. En un ejemplo de esta implementación, electroluminiscencia que tiene una longitud de onda relativamente corta y un espectro de ancho de banda estrecho "impulsa" el material de fósforo que, a su vez, irradia una radiación de longitud de onda más larga que tiene un espectro algo más amplio.

También debe entenderse que el término LED no limita el tipo de paquete físico y/o eléctrico de un LED. Por ejemplo, como se describió anteriormente, un LED puede referirse a un único dispositivo emisor de luz que tiene múltiples matrices que están configuradas para emitir respectivamente diferentes espectros de radiación (por ejemplo, que pueden o no ser controlables individualmente). Además, un LED puede ser asociado con un fósforo que se considera como una parte integral del LED (por ejemplo, algunos tipos de leds blancos). Generalmente, el término LED puede referirse a LEDs empaquetados, leds no empaquetados, LEDs de montaje en superficie, LEDs de chip en placa, LEDs de montaje en paquete T, LEDs de paquete radial, LEDs de paquete de potencia, LEDs que incluyen algún tipo de encapsulado y/o elemento óptico (por ejemplo, una lente difusora), etc.

El término "fuente luminosa" debe entenderse que se refiere a una o más de una variedad de fuentes de radiación, que incluyen, pero no se limitan a, fuentes basadas en LED (incluyendo uno o más LEDs como se definió anteriormente), fuentes incandescentes (por ejemplo, lámparas de incandescencia, lámparas halógenas), fuentes fluorescentes, fuentes fosforescentes, fuentes de descarga de alta intensidad (por ejemplo, vapor de sodio, vapor de mercurio y lámparas de halogenuros metálicos), láseres, otros tipos de fuentes electroluminiscentes, fuentes piroluminiscentes (por ejemplo, antorchas), fuentes luminiscentes tipo candela (por ejemplo, camisas para gas, fuentes de radiación por arco de carbono), fuentes fotoluminiscentes (por ejemplo, fuentes de descarga gaseosa), fuentes luminiscentes catódicas que utilizan siedad electrónica, fuentes galvano-luminiscentes, fuentes cristalo-luminiscentes, fuentes kine-luminiscentes, fuentes termo-luminiscentes, fuentes triboluminiscentes, fuentes sonoluminiscentes, fuentes radioluminiscentes y polímeros luminiscentes.

Una fuente luminosa determinada se puede configurar para generar radiación electromagnética dentro del espectro visible, fuera del espectro visible, o una combinación de ambos. Por lo tanto, los términos "luz" y "radiación" se usan indistintamente en el presente documento. Además, una fuente luminosa puede incluir como componente integral uno o más filtros (por ejemplo, filtros de color), lentes u otros componentes ópticos. Además, debe entenderse que las fuentes luminosas pueden configurarse para una variedad de aplicaciones, incluyendo, pero no limitado a indicación, visualización y/o iluminación. Una "fuente de iluminación" es una fuente luminosa que está particularmente configurada para generar radiación que tiene una intensidad suficiente para iluminar de manera efectiva un espacio interior o exterior. En este contexto, "intensidad suficiente" se refiere a la potencia radiante suficiente en el espectro visible generado en el espacio o entorno (la unidad "lúmenes" se emplea a menudo para

representar toda la potencia luminosa emitida desde una fuente luminosa en todas direcciones, en términos de poder radiante o "flujo luminoso") para proporcionar iluminación ambiental (es decir, luz que puede ser percibida indirectamente y que puede ser, por ejemplo, reflejada por una o más de una variedad de superficies intermedias antes de ser percibida en su totalidad o en parte).

5 El término "espectro" se debe entender que se refiere a una o más frecuencias (o longitudes de onda) de radiaciones producidas por una o más fuentes luminosas. Por consiguiente, el término "espectro" se refiere a las frecuencias (o longitudes de onda) no solo en el rango visible, sino también en las frecuencias (o longitudes de onda) en el infrarrojo, ultravioleta y otras áreas del espectro electromagnético general. Además, un espectro determinado puede tener un ancho de banda relativamente estrecho (por ejemplo, un FWHM o anchura a media altura que tiene esencialmente pocos componentes de frecuencia o longitud de onda) o un ancho de banda relativamente amplio (varios componentes de frecuencia o longitud de onda que tienen diversas fuerzas relativas). También habría que señalar que un espectro determinado puede ser el resultado de una mezcla de otros dos o más espectros (por ejemplo, radiación de mezcla emitida respectivamente desde múltiples fuentes luminosas).

15 A los efectos de esta divulgación, el término "color" se usa de manera intercambiable con el término "espectro". Sin embargo, el término "color" generalmente se usa para referirse principalmente a una propiedad de la radiación que es perceptible por un observador (aunque este uso no pretende limitar el alcance de este término). Por consiguiente, los términos "colores diferentes" se refieren implícitamente a múltiples espectros que tienen diferentes componentes de longitud de onda y/o anchos de banda. También hay que señalar que el término "color" puede ser usado en conexión con ambas, luz blanca y luz no blanca.

20 El término "temperatura del color" generalmente se usa en el presente documento en conexión con luz blanca, aunque este uso no pretende limitar el alcance de este término. La temperatura del color se refiere esencialmente a un contenido particular de color o tono (por ejemplo, rojizo, azulado) de luz blanca. La temperatura de color de una muestra de radiación determinada convencionalmente se caracteriza de acuerdo con la temperatura en grados Kelvin (K) de un radiador de cuerpo negro que irradia esencialmente el mismo espectro que la muestra de radiación en cuestión. Las temperaturas de color del radiador de cuerpo negro generalmente caen dentro de un rango de aproximadamente 700 grados K (típicamente considerado el primero visible para el ojo humano) a más de 10.000 grados K; la luz blanca generalmente es percibida a temperaturas de color por encima de 1500-2000 grados K.

25 Temperaturas de color más bajas generalmente indican que la luz blanca tiene un componente rojo más significativo o una "sensación más cálida", mientras que las temperaturas de color más altas generalmente indican que la luz blanca tiene un componente azul más significativo o una "sensación más fría". A modo de ejemplo, el fuego tiene una temperatura de color de aproximadamente 1.800 grados K, una bombilla incandescente convencional tiene una temperatura de color de aproximadamente 2848 grados K, la luz del día en la mañana temprano tiene una temperatura de color de aproximadamente 3.000 grados K y los cielos nublados de mediodía tienen una temperatura de color de aproximadamente 10.000 grados K. Una imagen de color vista bajo luz blanca con una temperatura de color de aproximadamente 3.000 grados K tiene un tono relativamente rojizo, mientras que la misma imagen de color vista bajo luz blanca con una temperatura de color de aproximadamente 10.000 grados K tiene un tono azulado.

30 Los términos "unidad de iluminación" y "dispositivo de iluminación" se usan indistintamente en el presente documento para referirse a un aparato que incluye una o más fuentes luminosas del mismo o diferente tipo. Una unidad de iluminación determinada puede tener cualquiera de una variedad de disposiciones de montaje para la(s) fuente(s) luminosa(s), disposiciones y configuraciones de cerramiento/carcasa, y/o configuraciones de conexión eléctrica y mecánica. Además, una unidad de iluminación determinada, opcionalmente puede asociarse con (por ejemplo, incluir, acoplarse a y/o empaquetarse) a otros diversos componentes (por ejemplo, circuitería de control) en relación con el funcionamiento de la(s) fuente(s) luminosa(s). Una "unidad de iluminación basada en LED" se refiere a una unidad de iluminación que incluye una o más fuentes luminosas basadas en LED como se describió anteriormente, solo o en combinación con otras fuentes luminosas no basadas en LED. Una unidad de iluminación "multicanal" se refiere a una unidad de iluminación basada en LED o no basada en LED que incluye al menos dos fuentes luminosas configuradas para generar, respectivamente, diferentes espectros de radiación, en donde cada diferente espectro fuente puede denominarse como un "canal" de la unidad de iluminación multicanal.

35 El término "controlador" es usado en el presente documento generalmente para describir diversos aparatos relacionados con el funcionamiento de una o más fuentes luminosas. Un controlador puede implementarse de numerosas maneras (por ejemplo, tal como con hardware dedicado) para realizar varias funciones descritas en el presente documento. Un "procesador" es un ejemplo de un controlador que emplea uno o más microprocesadores que pueden programarse usando un software (por ejemplo, un microcódigo) para llevar a cabo diversas funciones descritas en el presente documento. Un controlador puede implementarse con o sin emplear un procesador, y también puede implementarse como una combinación de hardware dedicado para realizar algunas funciones y un procesador (por ejemplo, uno o más microprocesadores programados y circuitería asociada) para realizar otras funciones. Ejemplos de componentes del controlador que se pueden emplear en diversos modos de realización de la presente divulgación incluyen, pero no se limitan a microprocesadores convencionales, circuitos integrados específicos de aplicación (ASICs) y matriz de puertas de campo programables (FPGAs).

En varias implementaciones, un procesador o controlador puede estar asociado con uno o más medios de almacenamiento (denominados genéricamente en el presente documento como "memoria", por ejemplo, memoria volátil y no volátil del ordenador como RAM, PROM, EPROM y EEPROM, disquetes, discos compactos, discos ópticos, cinta magnética, etc.). En algunas implementaciones, los medios de almacenamiento pueden estar codificados con uno o más programas que, cuando se ejecutan en uno o más procesadores y/o controladores, realizan al menos algunas de las funciones descritas en el presente documento. Diversos medios de almacenamiento pueden ser fijos dentro de un procesador o controlador o pueden ser transportables, de manera que uno o más programas almacenados en el mismo pueden cargarse en un procesador o controlador a fin de implementar varios aspectos de la presente divulgación descritos en el presente documento. Los términos "programa" o "programa informático" se usan en el presente documento en un sentido genérico para referirse a cualquier tipo de código informático (por ejemplo, software o microcódigo) que pueda emplearse para programar uno o más procesadores o controladores.

El término "direccionable" es usado en el presente documento para referirse a un dispositivo (por ejemplo, una fuente luminosa generalmente, una unidad o dispositivo de iluminación, un controlador o procesador asociados con una o más fuentes luminosas o unidades de iluminación, otros dispositivos no relacionados con la iluminación, etc.) que está configurado para recibir información (por ejemplo, datos) destinada a múltiples dispositivos, incluido él mismo, y para responder selectivamente a información concreta destinada a él. El término "direccionable" a menudo se usa en conexión con un entorno de red (o una "red", descrito más adelante), en el que múltiples dispositivos se acoplan entre sí a través de algún medio de comunicación o medio.

En una implementación de red, uno o más dispositivos acoplados a una red pueden servir como un controlador para uno o más dispositivos adicionales acoplados a la red (por ejemplo, en una relación maestro/esclavo). En otra implementación, un entorno de red puede incluir uno o más controladores dedicados que están configurados para controlar uno o más de los dispositivos acoplados a la red. Generalmente, múltiples dispositivos acoplados a la red cada uno pueden tener acceso a datos que están presentes en el medio de comunicación o medios; sin embargo, un dispositivo determinado puede ser "direccionable" en el sentido de que esté configurado para intercambiar datos selectivamente con (es decir, recibir datos desde y/o transmitir datos a) la red, basado, por ejemplo, en uno o más identificadores concretos (por ejemplo, "direcciones") asignadas a él.

El término "red" como es usado en el presente documento se refiere a cualquier interconexión de dos o más dispositivos (incluyendo controladores o procesadores) que facilita el transporte de información (por ejemplo, control del dispositivo, almacenamiento de datos, intercambio de datos, etc.) entre dos o más dispositivos y/o entre múltiples dispositivos acoplados a la red. Como habría realmente que señalar, diversas implementaciones de redes aptas para interconectar múltiples dispositivos pueden incluir cualquiera de una variedad de topologías de red y emplear cualquiera de una variedad de protocolos de comunicación. Además, en diversas redes, de acuerdo con la presente divulgación, cualquier conexión entre dos dispositivos puede representar una conexión dedicada entre los dos sistemas, o alternativamente una conexión no dedicada. Además de transportar información destinada a los dos dispositivos, dicha conexión no dedicada puede transportar información no necesariamente destinada a cualquiera de los dos dispositivos (por ejemplo, una conexión de red abierta). Asimismo, se debería apreciar fácilmente que varias redes de dispositivos como es descrito en el presente documento pueden emplear uno o más enlaces inalámbricos, de cable/cable de varios hilos y/o de fibra óptica para facilitar el transporte de información a través de la red.

El término "interfaz de usuario" tal como se usa en el presente documento se refiere a una interfaz entre un usuario u operador humano y uno o más dispositivos que permite la comunicación entre el usuario y el (los) dispositivo(s).

Ejemplos de interfaces de usuario que pueden emplearse en diversas implementaciones de la presente divulgación incluyen, pero no están limitados a conmutadores, potenciómetros, botones, diales, controles deslizantes, un ratón, teclado, teclado numérico, varios tipos de controladores de juego (por ejemplo, joysticks), ruedas de desplazamiento, pantallas de visualización, varios tipos de interfaces gráficas de usuario (GUIs), pantallas táctiles, micrófonos y otros tipos de sensores que pueden recibir algún tipo de estímulo generado por el ser humano y generar una señal en respuesta a ello.

Hay que señalar que todas las combinaciones de los conceptos anteriores y los conceptos adicionales descritos con mayor detalle a continuación se contemplan como parte del contenido de la invención divulgado en el presente documento. En particular, todas las combinaciones de la materia reivindicada que aparece al final de esta divulgación se contemplan como parte de la materia de la invención divulgada en el presente documento. También hay que señalar que la terminología empleada explícitamente en el presente documento que también puede aparecer en cualquier divulgación incorporada por referencia se le debería otorgar un significado más consecuente con los conceptos particulares descritos en el presente documento.

Breve descripción de los dibujos

La figura 1 es un diagrama de circuito de un convertidor de CC-CC de tipo "buck" o reductor convencional.

La figura 2 es un diagrama que ilustra diversas señales de funcionamiento asociadas con el convertidor de CC-CC de la figura 1.

5 La figura 3 es un diagrama que ilustra específicamente la corriente del inductor frente a la tensión aplicada durante dos operaciones de conmutación consecutivas en el convertidor de la figura 1.

La figura 4 es un diagrama de circuito de un convertidor de CC-CC de tipo "boost" o elevador convencional.

10 La figura 5 es un diagrama de circuito de un convertidor de CC-CC de tipo "buck-boost" o inversor convencional.

La figura 6 es un diagrama de circuito de un convertidor de CC-CC de tipo "CUK" convencional.

15 La figura 7 es un diagrama de circuito de una fuente de alimentación que consume potencia de una fuente de energía de CA y que incluye un convertidor de CC-CC de tipo "flyback" convencional.

La figura 8 es un diagrama de circuito de un aparato de corrección del factor de potencia convencional basado en una topología de convertidor elevador.

20 La figura 9 es un diagrama que ilustra conceptualmente la funcionalidad de un controlador de corrección del factor de potencia del aparato de corrección del factor de potencia mostrado en la figura 8.

La figura 10 es un diagrama de bloques que ilustra un aparato de control de potencia de alto factor de potencia de una sola etapa, de acuerdo con un modo de realización de la presente divulgación.

25 La figura 11 es un diagrama que muestra algunos detalles adicionales del aparato de control de potencia de la figura 10, de acuerdo con un modo de realización de la divulgación.

La figura 12 es un diagrama de tiempos de ejemplo para el aparato de las figuras 10 y 11, de acuerdo con un modo de realización de la divulgación.

30 La figura 13 es un diagrama de circuito que ilustra una parte del aparato de control de potencia de las figuras 10 y 11 de acuerdo con otro modo de realización de la divulgación, en la que el aparato se controla basándose en parte en supervisar una tensión de entrada al aparato y ajustar un ciclo de trabajo de una operación de conmutación.

35 La figura 14 es un diagrama de circuito que ilustra una parte de un controlador de conmutación del aparato de control de potencia de las figuras 10 y 11 de acuerdo con otro modo de realización de la divulgación, en la que el aparato se controla basándose en ajustar una frecuencia efectiva de una operación de conmutación.

40 La figura 15 es un diagrama que ilustra un aparato de control de potencia según otro modo de realización de la divulgación, en el que tanto el ciclo de trabajo como la frecuencia de conmutación efectiva de una operación de conmutación pueden controlarse para controlar la potencia a una carga.

45 La figura 16 es un diagrama de circuito que ilustra una parte de un aparato de control de potencia que incorpora un transformador, de acuerdo con un modo de realización de la divulgación.

La figura 17 es un diagrama de circuito que ilustra una parte del aparato de control de potencia mostrado en la figura 16 que incluye el devanado primario del transformador, con componentes adicionales para reducir la energía almacenada residual, de acuerdo con un modo de realización de la divulgación.

50 La figura 18 es un diagrama de bloques que ilustra un aparato de iluminación de múltiples canales basado en el aparato de control de potencia de las figuras 10-17, de acuerdo con un modo de realización de la divulgación.

La figura 19 es un diagrama de bloques que ilustra una red de iluminación basada en múltiples aparatos de iluminación similares al mostrado en la figura 18, de acuerdo con un modo de realización de la divulgación.

55 Las figuras 20A, 20B, 20C y 20D son diagramas que ilustran detalles del circuito de un aparato de iluminación de múltiples canales de acuerdo con otro modo de realización de la divulgación, en base al diagrama de bloques general de la figura 18.

60 Descripción detallada

La presente divulgación está dirigida generalmente a diversos métodos y aparatos mejorados para proporcionar y controlar la potencia a al menos algunos tipos de cargas usando una sola etapa de conmutación mientras se mantiene un alto factor de potencia (en algunos casos, aproximadamente o esencialmente un factor de potencia unitario). En algunos modos de realización descritos más adelante, se proporciona una potencia predeterminada controlada a alto factor de potencia a una carga usando una sola etapa de conmutación, sin requerir ninguna

información de retroalimentación de la carga durante el funcionamiento normal (por ejemplo, sin supervisión y/o regulación de tensión de carga y corriente), lo que reduce significativamente la complejidad del circuito, el número de componentes, el tamaño y la eficiencia. En un aspecto de diversos modos de realización, se configura una etapa de conmutación única para almacenar energía y liberar energía de uno o más elementos de transferencia de energía usando una operación de conmutación de modo discontinuo. Este tipo de operación de conmutación, como se describe más adelante, facilita un suministro de potencia a la carga controlado y predecible.

En modos de realización diferentes divulgados en el presente documento, de particular interés son cargas en las que uno o más componentes funcionales de la carga se controlan modulando la potencia a los componentes funcionales.

Los ejemplos de tales componentes funcionales pueden incluir, pero no están limitados a motores u otros actuadores y componentes motorizados/movibles (por ejemplo, relés, solenoides), componentes de control de temperatura (por ejemplo, elementos de calentamiento/enfriamiento) y al menos algunos tipos de fuentes luminosas. Más específicamente, un tipo de carga de interés para una configuración simplificada de suministro/control de potencia de alto factor de potencia de una sola etapa según varios modos de realización de la presente divulgación es un aparato de iluminación que incluye una o más fuentes luminosas de diodo emisor de luz (LED) cuyo brillo percibido puede variarse en base al suministro de potencia pulsada modulada. Los ejemplos de técnicas de control de modulación de potencia que pueden emplearse en la carga para controlar los componentes funcionales incluyen, pero no se limitan a modulación por frecuencia de pulso, modulación por ancho de pulso y modulación por número de pulsos (por ejemplo, conversión D/A -digital a analógico- de un bit).

A continuación, se encuentran descripciones más detalladas de diversos conceptos relacionados con, y modos de realización de, métodos y aparatos de control de potencia de alto factor de potencia de una sola etapa según la presente divulgación. Hay que señalar que varios conceptos introducidos anteriormente y descritos con mayor detalle a continuación pueden implementarse de cualquiera de los numerosos modos, ya que los conceptos divulgados no están limitados a ninguna forma particular de implementación. Los ejemplos de implementaciones y aplicaciones específicas se proporcionan principalmente con fines ilustrativos.

La figura 10 es un diagrama de bloques que ilustra un aparato de control de potencia de alto factor de potencia de una sola etapa "de alimentación directa" basado al menos en parte en una configuración de fuente de alimentación conmutada, de acuerdo con un modo de realización de la presente divulgación. Los términos "alimentación directa" usados en conexión con el modo de realización de la figura 10, así como otros modos de realización descritos a continuación, se refieren a configuraciones del circuito en las que la información asociada con una carga (por ejemplo, una potencia deseada para ser consumida por la carga, una tensión deseada para ser aplicada a través de la carga, etc.) se conoce de antemano y se usa para facilitar el funcionamiento del circuito.

Por ejemplo, en diversos ejemplos de aparatos de control de potencia de alimentación directa divulgados en el presente documento, se proporciona una potencia predeterminada controlada a una carga a través de un método de transferencia de energía conmutada sin requerir ninguna información de retroalimentación de la carga; es decir, no existe el requisito de supervisar la tensión de carga y/o corriente de carga para supervisar las operaciones de conmutación de rutina durante el funcionamiento normal para proporcionar potencia a la carga (en un modo de realización descrito más adelante, una tensión de carga puede ser supervisada únicamente para detectar una condición del circuito abierto con fines de protección en caso de fallo de los componentes). En lugar de supervisar o regular la tensión o corriente de carga, se proporciona a la carga una potencia predeterminada controlada basada en la supervisión de uno o más parámetros relacionados con la fuente de energía proporcionada al aparato de control de potencia (por ejemplo, una entrada de tensión o consumo de corriente de una fuente de energía de CA), así como otra información de control o datos conocidos de antemano en relación con los parámetros de carga deseados (por lo tanto, la "alimentación directa" de la información relacionada con la potencia de carga).

Como se muestra en la figura 10, el aparato 200 de control de potencia de alto factor de potencia de una sola etapa recibe una tensión 212 de entrada (V_{in}) y consume una corriente 210 de entrada (I_{in}) de la salida de un puente 68 rectificador de onda completa; el rectificador 68 está acoplado a su vez a una tensión 67 de línea de CA que proporciona una fuente de energía. Recordar que, para asegurar un alto factor de potencia, la "carga total" presentada por el aparato de control 200 de potencia a la fuente de energía de CA debería ser principalmente resistiva. Con este fin, cabe destacar en el diagrama de la figura 10 que un elemento de almacenamiento de energía significativo tal como un condensador de filtro (por ejemplo, ver el condensador 35 en la figura 7) no se emplea en la salida del puente 68 rectificador, a fin de facilitar el objetivo de alto factor de potencia. Por consiguiente, en este modo de realización, la tensión 212 de entrada (V_{in}) es esencialmente una forma de onda de tensión rectificadora de onda completa que tiene una frecuencia de dos veces la frecuencia de tensión de línea (por ejemplo, a una frecuencia de línea de 60Hz, la tensión de entrada V_{in} tiene una frecuencia de 120Hz).

La figura 10 también muestra que el aparato de control 200 de potencia está configurado de manera que la corriente de entrada I_{in} pasa a través de una disposición de transferencia 202 de energía mediante el funcionamiento de un conmutador 214. El conmutador 214 a su vez es controlado por un controlador 204 de conmutación, que está configurado para controlar el conmutador 214 a través de una señal 216 de control que es generada basada en, al menos en parte, en uno o más parámetros supervisados de fuente 206 de energía (por ejemplo, V_{in} y/o I_{in}), así como

otra información de control o datos 208 proporcionados al aparato 200. Aunque no se muestra explícitamente en la figura 10, de acuerdo con diversas implementaciones descritas con mayor detalle a continuación, la potencia de funcionamiento para el controlador 204 de conmutación puede ser derivada de la tensión de entrada V_{in} u otra fuente de energía.

En la figura 10, el conmutador 214 realiza una función esencialmente similar a la de los conmutadores 20 de transistor mostrados en las figuras anteriores. Por consiguiente, una implementación de ejemplo del conmutador 214 incluye, pero no se limita a uno o más transistores (por ejemplo, BJTs, FETs) configurados para funcionar como un conmutador saturado, junto con otra circuitería amplificadora de señal/controlador de conmutador que puede requerirse para hacer funcionar correctamente los transistores. Por consiguiente, el conmutador 214 se muestra genéricamente en la figura 10 como una conexión de circuito de "apertura-cierre" controlable para indicar que se pueden utilizar diversos componentes para implementar la función del conmutador.

La disposición 202 de transferencia de energía ilustrada en la figura 10 representa generalmente una de varias disposiciones de circuito posibles configuradas para implementar la funcionalidad general de un convertidor de CC-CC que proporciona potencia a una carga, si bien en el contexto de una tensión de entrada rectificada de onda completa. De acuerdo con diferentes implementaciones de este modo de realización, la disposición 202 de transferencia de energía puede incluir varios componentes configurados para implementar la funcionalidad general de uno de un convertidor reductor (buck), un convertidor elevador (boost), un convertidor inversor (buck-boost), un convertidor reductor-elevador (CUK), un convertidor de retroceso (flyback) y un convertidor directo (forward) (muchos de los cuales se discutieron anteriormente en conexión con las figuras 1 y 4-8), así como otras disposiciones de convertidor no específicamente descritas aquí.

Como se muestra en la figura 10, la disposición 202 de transferencia de energía está configurada para proporcionar una tensión 222 de salida (V_{out}) a una carga 218. En un aspecto de este modo de realización, como se mencionó anteriormente y se describe en mayor detalle a continuación, no hay conexiones de circuito, ya sea en la disposición 202 de transferencia de energía o bien asociada con la carga, para proporcionar cualquier información relativa a la carga (por ejemplo, tensión de carga y/o corriente de carga) como retroalimentación para afectar el control del conmutador 214 en condiciones normales de funcionamiento (es decir, para proporcionar una potencia predeterminada a la carga 218).

La interconexión de la disposición 202 de transferencia de energía a otros componentes del aparato 200 de control de potencia se muestra generalmente en la figura 10 para facilitar una descripción introductoria del funcionamiento del aparato de control de potencia. Hay que señalar, sin embargo, que una interconexión de componentes concreta en una implementación determinada del aparato 200 de control de potencia puede estar dictada por el tipo de convertidor empleado en la disposición 202 de transferencia de energía. Algunos ejemplos de disposiciones de circuito concretas se describen en mayor detalle a continuación, en conexión con las figuras 11 y 16.

En otro aspecto del modo de realización de la figura 10, el aparato 200 de control de potencia de alimentación directa puede configurarse para almacenar energía y liberar energía de uno o más elementos de transferencia de energía de la disposición 202 de transferencia de energía usando una operación de conmutación de "modo discontinuo" implementada por el controlador 204 de conmutación y el conmutador 214. Este tipo de operación de conmutación facilita un suministro de potencia controlada predecible a la carga 218. La operación de conmutación de modo discontinuo se describe ahora con mayor detalle, haciendo referencia primeramente a las figuras 11 y 12.

La figura 11 es un diagrama similar a la figura 10 que ilustra esquemáticamente detalles adicionales de una disposición 202 de transferencia de energía de ejemplo del aparato 200 de control de potencia de alto factor de potencia de una sola etapa según un modo de realización de la presente divulgación. En el ejemplo de la figura 11, la disposición de transferencia de energía se muestra como un convertidor inversor o buck-boost, que incluye el inductor 220 como un elemento de transferencia de energía que tiene una inductancia L , así como otra circuitería del convertidor que está configurada para proporcionar la tensión 222 de salida a la carga 218. Como se describió anteriormente en conexión con la figura 10, hay que señalar que la configuración buck-boost de ejemplo mostrada en la figura 11 es provista principalmente con el fin de ilustrar diversos conceptos relacionados con el funcionamiento en modo discontinuo; sin embargo, el aparato de control de potencia de acuerdo con la presente divulgación no está limitado a esta configuración concreta, y otras configuraciones pueden funcionar en modo discontinuo de acuerdo con otros modos de realización. En la figura 11, la corriente 210 (I_{in}) fluye a través del inductor 220 con el funcionamiento del conmutador 214, en base a la tensión 212 (V_{in}) aplicada al inductor. Con el fin de resaltar algunos de los conceptos generales más relevantes que subyacen al funcionamiento del aparato 200 de control de potencia, se suponen componentes ideales y una transferencia de energía esencialmente sin pérdidas en la siguiente descripción.

La figura 12 es un diagrama de tiempos de ejemplo que muestra dos ciclos 213 de conmutación consecutivos del conmutador 214 mostrado en las figuras 10 y 11, de acuerdo con un modo de realización de la divulgación. La figura 12 muestra una tensión 225 pulsatoria (V_L) aplicada a través del inductor 220 en base a la tensión de entrada V_{in} durante ciclos de conmutación de encendido/apagado consecutivos del conmutador 214. Como en la figura 3, el tiempo durante el cual el conmutador 214 está encendido o cerrado se indica en la figura 12 como t_{on} , y el tiempo

durante el cual el conmutador está apagado o abierto se indica como t_{off} . Por lo tanto, como se describió anteriormente, el período T de un ciclo 213 de conmutación determinado está dado por $t_{on} + t_{off}$, y la frecuencia f de múltiples ciclos de conmutación (es decir, la "frecuencia de conmutación") viene dada por $1/T$.

5 Como se ilustra en la figura 12, la tensión pulsatoria V_L aplicada a través del inductor durante un intervalo de tiempo determinado t_{on} es fundamentalmente una muestra de la tensión rectificadora de onda completa V_{in} . Por lo tanto, suponiendo por el momento una frecuencia de conmutación f que es significativamente más rápida que la tensión rectificadora de onda completa V_{in} a dos veces la frecuencia de línea, la magnitud de pulsos consecutivos de la tensión 225 pulsatoria varía lentamente de ciclo a ciclo, pero generalmente aparece esencialmente constante durante cualquier intervalo de tiempo determinado t_{on} (los cambios en la magnitud de pulsos consecutivos de la tensión 225 pulsatoria se exageran un poco en la figura 12 para fines ilustrativos).

Superpuesta a la tensión 225 pulsatoria en la figura 12 está la corriente 224 (I_L) a través del inductor 220. Como se describió anteriormente en conexión con la figura 3, cuando el interruptor 214 está cerrado para el intervalo de tiempo t_{on} , la tensión V_L aplicada al inductor hace que una corriente creciente linealmente $I_{in} = I_L$ fluya a través del inductor en base a la relación $V_L = L \cdot dI_L/dt$, durante el cual la energía se almacena en el campo magnético del inductor. Al final del intervalo de tiempo t_{on} , la figura 12 indica que la corriente del inductor I_L alcanza un valor de pico máximo I_P . Esta misma relación $V_L = L \cdot dI_L/dt$ hace que la corriente del inductor I_L disminuya linealmente durante el intervalo de tiempo t_{off} cuando el conmutador 214 está desconectado o abierto, ya que la energía almacenada se proporciona a la carga a través de la otra circuitería del convertidor. Hay que señalar que, si el intervalo de tiempo t_{on} permanece constante de ciclo a ciclo, la corriente pico del inductor I_P varía lentamente de un ciclo a otro, ya que la magnitud de la tensión V_L varía lentamente de un ciclo a otro (ya que sigue la forma de onda de tensión rectificadora V_{in} a dos veces la frecuencia de línea).

25 El diagrama de tiempos de la figura 12 es similar al mostrado anteriormente en la figura 3, pero difiere de la figura 3 en que la corriente I_L del inductor ilustrada en la figura 12 refleja una operación de conmutación de "modo discontinuo" en lugar de una operación de conmutación de modo continuo. En concreto, al comienzo y al final de cada ciclo 213 de conmutación, el aparato de control de potencia en este modo de realización está configurado de manera que la corriente del inductor I_L es cero; específicamente, la inductancia L del inductor y el ciclo de trabajo del interruptor 214, así como otros componentes del aparato, están configurados de tal manera que fundamentalmente toda la energía almacenada en el inductor durante el intervalo de tiempo t_{on} se transfiere a la carga en un intervalo de tiempo t_2 que es menor que t_{off} , garantizando fundamentalmente que no haya corriente a través del inductor al comienzo y al final de cada ciclo de conmutación (y tampoco energía residual significativa almacenada en el campo magnético del inductor). Como se muestra en la figura 12, el período de tiempo entre el final de t_2 y el final de t_{off} representa una discontinuidad en la corriente inductora I_L ; de ahí el término modo "discontinuo". Dada la naturaleza lentamente variable tanto de V_L como de I_P , en un aspecto de este modo de realización el modo discontinuo se asegura considerando los respectivos valores anticipados de V_L e I_P y la potencia deseada transferida a la carga en ciertas condiciones de funcionamiento predeterminadas, y seleccionando componentes de circuito a fin de asegurar que la corriente del inductor I_L pueda caer a cero antes del final del ciclo de conmutación correspondiente a estos valores anticipados. Uno de estos ejemplos de diseño ilustrativo se describe a continuación en conexión con la figura 16.

Empleando una operación de conmutación de modo discontinuo, y asegurando una corriente inductora fundamentalmente nula al comienzo y al final de cada ciclo de conmutación, se facilita la transferencia de una cantidad predecible de energía por ciclo de conmutación y, por lo tanto, un suministro de potencia controlada predecible a la carga. Por ejemplo, haciendo referencia a la figura 12, la cantidad de energía W_{in} (en julios) almacenada en el campo magnético del inductor al final del intervalo de tiempo t_{on} , suponiendo una corriente inductora inicial cero, viene dada por: $W_{in} = \frac{1}{2} L (I_P)^2$. Suponiendo una transferencia de energía sin pérdidas, una cantidad de energía W_{out} igual a W_{in} se transfiere, durante el intervalo de tiempo $t_2 < t_{off}$, del campo magnético del inductor a la carga mientras el interruptor 214 se abre para el período t_{off} . Con cada ciclo de conmutación sucesivo, se transfiere por tanto una cantidad predecible de energía (hay que señalar que, de nuevo, dado que I_P varía lentamente, se transfieren diferentes cantidades de energía en ciclos sucesivos).

Como la potencia instantánea se define como una tasa de flujo de energía, o la cantidad de energía transferida en un período de tiempo determinado (es decir, $P = dW/dt$), la potencia instantánea P_{out} transferida a la carga puede expresarse como:

$$P_{out} = \frac{dW}{dt} = \frac{\frac{1}{2} L (I_P)^2}{T} = \frac{1}{2} L (I_P)^2 f, \quad (1)$$

60 donde $f = 1/T$ es la frecuencia de conmutación del conmutador 214. De nuevo recordar que, dado que I_P varía lentamente, la ecuación (1) representa una potencia variable en el tiempo.

A partir de la ecuación (1), puede señalarse que la potencia instantánea a la carga puede modularse variando una o ambas frecuencias de conmutación f y la corriente de pico I_P del inductor, dada la inductancia L del inductor. Como

se describió anteriormente, la corriente de pico I_p del inductor está determinada por el ciclo de trabajo del conmutador 214 (en concreto, el intervalo de tiempo t_{on}). Por lo tanto, en los modos de realización de las figuras 10-12, una o ambas de las frecuencias y el ciclo de trabajo del conmutador 214 pueden controlarse para proporcionar una potencia variable predecible a la carga sin ninguna información de retroalimentación relacionada con la carga. A partir de la ecuación (1), se aprecia fácilmente que mientras el cambio en potencia varía linealmente con la frecuencia de conmutación, el cambio en potencia tiene una relación cuadrática (cuadrada) con la de corriente de pico I_p y, por lo tanto, el intervalo de tiempo t_{on} (como será más evidente a partir de la descripción a continuación de las ecuaciones (9) y (13)).

Haciendo referencia de nuevo a la configuración general del aparato de control de potencia ilustrada en la figura 10, el factor de potencia asociado con el aparato 200 de control de potencia ahora se considera basado en la operación de conmutación en modo discontinuo descrita anteriormente en conexión con la figura 12. A efectos del siguiente análisis matemático, se impone una condición del factor de potencia unitario sobre la potencia consumida por el aparato 200 de control de potencia (de la cual una parte significativa, al final, se transfiere a la carga), con los resultados confirmando que de hecho, en teoría, una condición del factor de potencia de unidad se puede cumplir suponiendo una frecuencia de conmutación f en la ecuación (1) que es significativamente más alto que la frecuencia de línea f_{line} de la fuente de energía de CA. En la práctica, debido a que el análisis en el presente documento supone condiciones sin pérdida, las implementaciones del aparato de control de potencia según varios conceptos descritos aquí pueden no alcanzar exactamente un factor de potencia unitario, pero proporcionan un factor de potencia apreciablemente alto que en muchos casos es fundamentalmente o aproximadamente un factor de potencia unitario.

Como se describió anteriormente, para una condición de factor de potencia fundamentalmente unitario, la carga en el circuito de potencia (en este caso, el aparato 200 de control de potencia) necesita parecer ser resistiva, lo que da como resultado una corriente de línea instantánea variable sinusoidalmente en fase con la tensión de línea. Por lo tanto, para una condición de factor de potencia unitario, la tensión de línea instantánea V_{line} y la corriente de línea I_{line} se pueden expresar como:

$$V_{line} = \sqrt{2} V_{rms} \sin(2\pi f_{line} t)$$

$$I_{line} = \sqrt{2} I_{rms} \sin(2\pi f_{line} t), \quad (2)$$

donde f_{line} representa la frecuencia de línea (por ejemplo, 50 o 60Hz). La potencia media P_{rms} consumida por el aparato 200 de la fuente de energía de CA representada por la tensión de línea 67 se da como:

$$P_{rms} = V_{rms} \cdot I_{rms}, \quad (3)$$

donde V_{rms} e I_{rms} representan los valores del valor cuadrático medio (RMS) de la tensión de línea instantánea y la corriente de línea consumida por el aparato, respectivamente. Por supuesto, la tensión de línea (y, por lo tanto, V_{rms}) generalmente se conoce (pero puede variar ligeramente de vez en cuando en función de los cambios en la carga general del circuito de alimentación de CA del que se extrae la energía).

A efectos de la presente descripción, también se presume que la potencia promedio P_{rms} consumida por el aparato 200 es conocida a priori y se proporciona como información para controlar el aparato. En concreto, como se describe más adelante, se proporciona una potencia de carga deseada como "alimentación directa" para controlar el aparato 200, y esta potencia de carga deseada es fundamentalmente igual a la potencia media P_{rms} consumida de la fuente de energía de CA, suponiendo condiciones "sin pérdidas" (es decir, después de tomar en consideración el consumo de potencia nominal de otros componentes del circuito). Como V_{line} y V_{rms} son conocidos, y se supone que P_{rms} está determinado (es decir, como una potencia de carga deseada), es conveniente expresar la corriente de línea I_{line} en términos de estos valores sustituyendo I_{rms} en la ecuación (2) usando la ecuación (3):

$$I_{rms} = \frac{P_{rms}}{V_{rms}}$$

$$\frac{V_{line}}{V_{rms}} = \sqrt{2} \sin(\omega t)$$

$$I_{line} = V_{line} \frac{P_{rms}}{(V_{rms})^2}. \quad (4)$$

También es razonable suponer a los efectos del cálculo de potencia que la ecuación (4) puede reescribirse sustituyendo la corriente rectificadora I_{in} por la corriente de línea y la tensión rectificadora V_{in} por la tensión de línea, lo que da:

$$I_{in} = V_{in} \frac{P_{rms}}{(V_{rms})^2}. \quad (5)$$

La potencia instantánea P_{in} consumida de la fuente de energía de CA a través del puente 68 rectificador viene dado por:

$$P_{in} = V_{in} \bullet I_{in} ,$$

5 que puede ser reescrito al sustituir a I_{in} usando la ecuación (5) como:

$$P_{in} = V_{in}^2 \left(\frac{P_{rms}}{V_{rms}^2} \right) . \quad (6)$$

10 De nuevo, suponiendo condiciones sin pérdida por el momento, la potencia instantánea P_{in} dada en la ecuación (6) como consumida de la fuente de energía de CA es teóricamente igual a la potencia instantánea P_{out} dada en la ecuación (1) que se transfiere a la carga 218 acoplada al aparato 200 de control de potencia. Por lo tanto, ajustando la ecuación (6) igual a la ecuación (1) da la relación:

$$V_{in}^2 \left(\frac{P_{rms}}{V_{rms}^2} \right) = \frac{1}{2} L (I_p)^2 f .$$

15 (7)

Como se describió anteriormente en relación con la ecuación (1), la potencia instantánea a la carga puede modularse variando una o ambas de las frecuencias de conmutación f y la corriente pico del inductor I_p , dada la inductancia L del inductor, en el que la corriente pico del inductor I_p se determina a su vez por el ciclo de trabajo del conmutador 214 (en concreto, el intervalo de tiempo t_{on}). Por lo tanto, una o ambas de las frecuencias y el ciclo de trabajo del conmutador 214 pueden controlarse para proporcionar una potencia variable predecible a la carga sin ninguna información de retroalimentación correspondiente a la carga. Primero, se considera el caso de mantener una frecuencia de conmutación constante f y variar el ciclo de trabajo a través del intervalo de tiempo t_{on} . En este caso, dada f , una inductancia L conocida y una potencia de carga deseada representada por P_{rms} , debe determinarse un t_{on} apropiado basado en la relación dada en la ecuación (7).

La figura 13 ilustra una parte del aparato 200 de control de potencia basado en la configuración de la figura 11 de acuerdo con un modo de realización, en la que el intervalo de tiempo t_{on} , y por lo tanto el ciclo de trabajo del conmutador 214, puede controlarse basándose en la supervisión de la tensión 212 de entrada (V_{in}) al aparato 200 de control de potencia. De nuevo, aunque V_{in} es generalmente conocido dentro de un cierto rango esperado, puede haber variaciones instantáneas en la tensión de línea debido a demandas dinámicas en el circuito de alimentación de CA. Por consiguiente, aunque en algunas implementaciones, V_{in} no necesita ser necesariamente supervisado (sino que se presupone que está a algún valor de tensión de línea nominal esperado), en algunos modos de realización, V_{in} puede supervisarse como parte de una comprobación del intervalo t_{on} . Haciendo referencia de nuevo al diagrama de tiempos de la figura 12, basado en la relación $V_L=L \cdot dI_L/dt$, la corriente pico del inductor I_p puede expresarse en términos de la tensión de entrada V_{in} , que en el modo de realización de la figura 13 aparece a través del inductor cuando el conmutador 214 está encendido o cerrado:

$$V_{in} = L \frac{\Delta I_L}{\Delta t} = L \left(\frac{I_p - 0}{t_{on} - 0} \right) = \frac{L I_p}{t_{on}} ;$$

$$I_p = \frac{V_{in} t_{on}}{L} . \quad (8)$$

40 Como se describió anteriormente en conexión con la figura 12, la tensión pulsatoria V_L aplicada a través del inductor durante un intervalo de tiempo determinado t_{on} es fundamentalmente una muestra de la tensión rectificadora de onda completa V_{in} . Por lo tanto, suponiendo de nuevo una frecuencia de conmutación f que es significativamente más rápida que la tensión rectificadora de onda completa V_{in} a dos veces la frecuencia de línea, la magnitud de V_{in} generalmente parece esencialmente constante durante cualquier intervalo de tiempo t_{on} determinado (aunque cambia lentamente de ciclo a ciclo). Sustituyendo I_p en la ecuación (7) usando la ecuación (8) y los plazos de reagrupación, se puede apreciar fácilmente que V_{in} se elimina en la relación, y que el intervalo de t_{on} se da como:

$$t_{on} = \frac{1}{V_{rms}} \bullet \sqrt{\frac{2LP_{rms}}{f}} . \quad (9)$$

50 La figura 13 ilustra que, de acuerdo con un modo de realización, el controlador 204 de conmutación puede incluir un convertidor 226 analógico-a-digital y un procesador 250 para supervisar periódicamente la tensión V_{in} a una tasa de

muestreo apropiada y proporcionar una adecuada representación digitalizada de la tensión de donde se puede calcular V_{rms} . El procesador 250 también recibe alguna participación del parámetro P_{rms} como la información 208 de entrada, que a su vez representa la potencia de carga deseada. En otro aspecto, el controlador 204 de conmutación también incluye un oscilador 26 que proporciona un tren 42 de pulsos a la frecuencia de conmutación f . El procesador 250 está configurado para generar la señal 216 de control que tiene un ciclo de trabajo basado en un t_{on} deseado de la ecuación (9) anterior, utilizando los valores conocidos para L y f (por ejemplo, almacenados como constantes en la memoria del procesador), midiendo V_{in} y calculando V_{rms} , y usando la información 208 de entrada relacionada con la potencia de carga deseada (P_{rms}).

En una implementación de ejemplo, la información 208 de entrada en la figura 13 puede admitirse como un valor que representa una potencia de carga deseada P_{rms} con relación a alguna potencia de carga máxima P_{max} (es decir, la información 208 de entrada puede ser algún valor que represente P_{rms}/P_{max} , o un porcentaje de alguna potencia máxima de carga disponible). En esta implementación, el procesador multiplicaría entonces la información 208 de entrada por un valor de calibración predeterminado conocido que representa P_{max} (por ejemplo, también almacenado en la memoria del procesador) a fin de proporcionar la variable P_{rms} en la ecuación (9) (alternativamente, por supuesto, puede determinarse una única constante de calibración representando la inductancia L , la frecuencia f , y la potencia máxima de carga P_{max} , que puede entonces ser usada para multiplicar la información 208 de entrada representando potencia de carga en términos relativos). La determinación de dicho valor que representa P_{max} se describe a continuación en conexión con las figuras 20A-D.

Por tanto, el análisis anterior demuestra que a través de variar el ciclo de trabajo de una única etapa de conmutación en el aparato 200 de control de potencia mostrado en las figuras 10, 11 y 13, se puede variar la potencia promedio a una carga de una manera predecible y controlada, manteniendo al mismo tiempo fundamentalmente el factor de potencia unitario. También se puede apreciar concretamente de la ecuación (1) que la potencia instantánea transferida a través de las operaciones de conmutación de acuerdo con el análisis anterior tiene un componente variable (debido a la corriente pico variable del inductor I_p durante la parte de almacenamiento de energía de los sucesivos ciclos de conmutación). Otra forma de ver la naturaleza variable en tiempo de la potencia instantánea es considerar la relación entre las tensiones de entrada y de salida de un convertidor; haciendo referencia de nuevo a la figura 10, y suponiendo una carga 218 esencialmente resistiva, la tensión 222 de salida (V_{out}) a la carga es proporcional a la tensión 212 de entrada (V_{in}) del convertidor por algún factor relacionado con el ciclo de trabajo de las operaciones de conmutación; por lo tanto, si la tensión de entrada tiene una forma de onda rectificadas de onda completa, en ausencia de ningún filtrado específico, la tensión de salida también tiene esta forma de onda general (con un componente de ondulación basado en la frecuencia de conmutación). Por consiguiente, se puede emplear un filtrado apropiado en la tensión de salida para algunos tipos de cargas (por ejemplo, como LEDs), para mitigar la presencia de un componente a dos veces la frecuencia de línea, como se describe más adelante en conexión con la figura 18 y las figuras 20A-20D.

Habiendo descrito el control de la potencia de carga basado en variar el ciclo de trabajo de la operación de conmutación mientras se mantiene constante el número de transferencias de energía a lo largo del tiempo (por ejemplo, la frecuencia de conmutación f), la atención ahora se dirige a los efectos sobre la potencia de carga basado en variar el número de transferencias de energía a lo largo del tiempo mientras se mantiene constante el ciclo de trabajo de la operación de conmutación. Con este fin, la ecuación (9) puede simplemente ser reordenada como:

$$f = \frac{1}{V_{rms}^2} \cdot \frac{2LP_{rms}}{t_{on}^2} \quad (10)$$

Aunque la relación dada en la ecuación (10) (así como la ecuación (1)) sugiere que la potencia a la carga puede ser variada linealmente con la frecuencia de conmutación f , generalmente hay límites prácticos en el rango de frecuencias de conmutación que ponen las restricciones correspondientes en la variación controlada de potencia a la carga. Por ejemplo, puede haber límites prácticos puestos en el rango de frecuencias de conmutación debido al(los) componente(s) usado(s) para implementar el conmutador 214 así como otros componentes del circuito. A frecuencias suficientemente altas, las pérdidas de conmutación (que generalmente aumentan con el aumento de la frecuencia) pueden presentar limitaciones prácticas en la frecuencia f usable más alta en una aplicación determinada. Además, el ruido irradiado resultante de las operaciones de conmutación de alta frecuencia puede presentar limitaciones prácticas en la frecuencia f usable más alta debido a restricciones reglamentarias (actualmente, un rango general de frecuencias de conmutación f empleado convencionalmente en muchos tipos de convertidores CC-CC incluye, pero no está limitado a frecuencias de aproximadamente 50kHz-100kHz).

Además, el tipo de carga a controlar puede influir en el rango de frecuencias de conmutación f que pueden emplearse prácticamente para controlar la potencia de la carga. Por ejemplo, como se describió anteriormente, una carga de interés de acuerdo con algunos modos de realización de la presente divulgación incluye uno o más LEDs, en los que el brillo percibido de luz generada por el(los) LED(s) se controla en base al suministro de potencia pulsatoria. Preferiblemente, el(los) LED(s) de dicha carga se energizan de manera pulsada a una frecuencia que es mayor que la que puede ser detectada por el ojo humano (por ejemplo, mayor que aproximadamente 100Hz) a fin de evitar un efecto de "parpadeo". Por lo tanto, en esta aplicación, la "frecuencia de parpadeo" del ojo humano puede

representar un límite inferior para la frecuencia de conmutación. Obviamente, también se debe tener en cuenta un potencial efecto de parpadeo con respecto a variaciones significativas en la tensión de salida a dos veces la frecuencia de línea, como se indicó anteriormente. De nuevo, esta situación se describe más adelante en conexión con la figura 18 y las figuras 20A-20D. En cualquier caso, las frecuencias del orden de un par de cientos de hertzios pueden presentar un límite inferior práctico para el rango de frecuencias de conmutación.

Mientras que la frecuencia de conmutación f puede ser modulada directamente para variar la potencia a una carga de acuerdo con la ecuación (1) y (10), otra posibilidad para variar la potencia viene dada por una técnica de "caída de pulso" o "modulación de número de pulso" basada en el concepto de una conversión D/A (digital a analógico) de un bit, y corresponde a variar una frecuencia efectiva f_{eff} de la operación de conmutación entre algún valor mínimo y máximo (basado en la frecuencia de corriente de pulso de referencia f) a fin de variar la potencia a la carga.

La figura 14 es un diagrama de bloques que ilustra esquemáticamente un controlador 230 de generación de pulsos, que puede incluirse como parte de un controlador 204 de conmutación de un aparato 200 de control de potencia, de acuerdo con un modo de realización de la presente divulgación. En una implementación de ejemplo de un controlador de conmutación basado en el modo de realización de la figura 14, el controlador 230 de generación de pulsos se puede emplear para reemplazar el oscilador 26 del controlador 204 de conmutación mostrado en la figura 13, y la información 208 de entrada (que representa una potencia media deseada P_{rms} consumida de la fuente de energía de CA debido a la carga) puede usarse para controlar el controlador 230 de generación de pulsos. En particular, el controlador 230 de generación de pulsos de la figura 14 está configurado para facilitar el control de potencia a la carga a través de una técnica de caída de pulso o de modulación de número de pulso, más que controlar la cuantía de energía por transferencia a través del ciclo de trabajo del conmutador 214 (como en el modo de realización mostrado en la figura 13). Con este fin, el controlador 230 de generación de pulsos emite una corriente 42' de pulso modificada que tiene una frecuencia efectiva f_{eff} que puede ser variada con respecto a una frecuencia de oscilador de referencia f . Esta corriente 42' de pulso modificada es utilizada a su vez por un controlador de conmutación para controlar una frecuencia efectiva, en lugar del ciclo de trabajo, de la señal 216 de control que controla el conmutador 214 (por ejemplo, la corriente 42' de pulso modificada puede estar prevista como una entrada a un procesador similar al procesador 250 mostrado en la figura 13, en lugar de la corriente 42 de pulso).

Como se describió anteriormente, en algunos modos de realización de un controlador de conmutación basado en el controlador 230 de generación de pulsos de la figura 14, el controlador de conmutación puede configurarse para establecer un ciclo de trabajo fijo preestablecido. En un aspecto de dicho controlador de conmutación, la información 208 de entrada (P_{rms}) luego se usa para determinar una frecuencia de conmutación efectiva deseada f_{eff} para el conmutador 214, en el que el ciclo de trabajo fijo preestablecido representa una potencia promedio máxima P_{max} para la carga cuando la información 208 de entrada requiere una frecuencia efectiva máxima f_{eff} . En este sentido, en este modo de realización, la información de entrada que representa la potencia media deseada P_{rms} consumida de la fuente de energía de CA por la carga representa de manera efectiva una frecuencia efectiva deseada que es un cierto porcentaje de la frecuencia de referencia f .

Como se muestra en la figura 14, en una implementación de ejemplo, el controlador 230 de generación de pulsos incluye un registro 238 de N bits para almacenar un valor digital entre cero y (2^N-1) en base a la información 208 de entrada. De nuevo, según un aspecto, el valor digital almacenado en el registro 238 de N bits representa una frecuencia de conmutación efectiva deseada f_{eff} en forma de un porcentaje de la frecuencia de referencia f , y se indica por consiguiente en la figura 14 como $\%f$. El controlador 230 de generación de pulsos también incluye el oscilador 26 que proporciona la corriente 42 de pulso a la frecuencia de referencia f .

En la figura 14, un acumulador 232 de N bits recibe como una entrada de "reloj" la corriente 42 de pulso, y está configurado para cargar un valor 240 de entrada digital de N bits en el acumulador 232 con cada pulso de la corriente 42 de pulso. El valor 240 de entrada de N bits cargado en el acumulador es la suma del valor 234 previo almacenado en el acumulador, más el valor digital $\%f$ almacenado en el registro 238 de N bits (basado en la información 208 de entrada), como se indica por el sumador 236. Al igual que el registro 238, el acumulador de N bits tiene un valor digital máximo de (2^N-1) ; por lo tanto, si el valor 240 de entrada excede (2^N-1) , el acumulador se configura para almacenar la diferencia entre el valor 240 de entrada y (2^N-1) , y emite una señal 242 de acarreo que representa una condición de desbordamiento. La señal de acarreo vuelve a cero si el siguiente pulso de la corriente 42 de pulso elimina la condición de desbordamiento (es decir, si el siguiente valor 240 de entrada cargado en el acumulador es menor que (2^N-1)).

Por lo tanto, la señal 242 de acarreo del acumulador 232 de N bits representa una corriente 42' de pulso modificada, en la que el número de pulsos en la corriente de pulso modificada emitidos por el acumulador en un período de tiempo determinado ($\#$ pulsos de salida) está relacionado con el número de pulsos de la corriente 42 de pulso para el mismo período de tiempo ($\#$ pulsos de entrada) por:

$$\frac{\# \text{ pulses out}}{\# \text{ pulses in}} = \frac{\%f}{2^N}, \quad (11)$$

donde, de nuevo, %f representa el valor digital almacenado en el registro 238 de N bits (que va de cero a 2^N-1).

Como se describió anteriormente, de acuerdo con un modo de realización, esta corriente 42' de pulso modificada es utilizada por el controlador de conmutación para determinar la frecuencia de conmutación efectiva f_{eff} del conmutador 214 del aparato de control de potencia. A partir de la relación anterior, dividir el numerador y el denominador por unidades de tiempo para obtener la frecuencia (es decir, frecuencia = #pulsos/unidad de tiempo), esta frecuencia de conmutación efectiva f_{eff} se relaciona con la frecuencia de referencia f de acuerdo con:

$$f_{eff} = \left(\frac{\%f}{2^N} \right) f . \quad (12)$$

Por lo tanto, variando el parámetro %f entre cero y (2^N-1) , la potencia a la carga puede asimismo variar de acuerdo con la ecuación (1) anterior (donde f_{eff} es sustituido por f). Por supuesto, se aprecia fácilmente a partir de la ecuación (12) que el número N dicta la resolución de los incrementos de potencia, y que N puede elegirse basándose, al menos en parte, en los requisitos concretos de una carga determinada para una aplicación determinada.

Como se describió anteriormente, puede haber algún límite inferior práctico en la frecuencia efectiva f_{eff} dependiendo del tipo de carga. Por ejemplo, considerando una carga de ejemplo que incluye uno o más LEDs, frecuencias de conmutación considerablemente menores que aproximadamente un par de cientos de Hz pueden dar como resultado un "efecto de parpadeo" indeseado en el que el brillo percibido de la iluminación generada por el LED ya no es fundamentalmente continuo. Además, cualquier filtrado requerido para la tensión de salida para mitigar variaciones a dos veces la frecuencia de línea puede limitar el rango inferior de frecuencia de conmutación efectiva.

A efectos de proporcionar un ejemplo práctico de control de uno o más LEDs basados en una técnica de modulación del número de pulsos como se describió anteriormente en conexión con la figura 14, consideramos una frecuencia de referencia de ejemplo f de 130kHz para la corriente 42 de pulso. Hay que señalar que varias implementaciones de acuerdo con la presente divulgación no están limitadas a este respecto, sino que las frecuencias del oscilador del orden de 100kHz o más se emplean comúnmente en diversas configuraciones de convertidor CC-CC; por consiguiente, esta frecuencia de referencia proporciona un ejemplo apropiado a efectos ilustrativos, pero pueden usarse otras frecuencias de referencia en diversos modos de realización.

Dada una frecuencia de referencia de 130kHz y una frecuencia mínima de aproximadamente 500Hz (por ejemplo, basada en el filtrado de la tensión de salida), puede apreciarse fácilmente que la relación de frecuencia mínima a máxima para la frecuencia efectiva de conmutación es del orden de 1:250. Dicho de otra manera, para proporcionar una potencia mínima a la carga basada en LED sin parpadeo perceptible en el presente ejemplo, por cada 250 pulsos de la corriente 42 de pulso a una frecuencia de 130kHz, el controlador 230 de generación de pulso de la figura 14 debería proporcionar a al menos un pulso en la corriente 42' de pulso modificada.

Por consiguiente, para acomodar este rango de frecuencias de conmutación efectivas basado en una frecuencia de referencia de 130kHz, en un modo de realización se puede emplear un registro 238 N = 8-bit y un acumulador 232 N = 8-bit en el controlador de generación 230 de pulsos de la figura 14, donde $2^8 = 256$. Por tanto, de acuerdo con la ecuación (12) anterior, se alcanza una frecuencia efectiva mínima f_{eff} de $(1/256) f$, o aproximadamente 508Hz, cuando el valor digital de %f=1 y se alcanza una frecuencia efectiva máxima f_{eff} de $(255/256) f$, o aproximadamente 129,5kHz, cuando el valor digital de %f=255. También hay que señalar que, en el presente ejemplo, las variaciones en la potencia de la carga basadas en variar el valor de %f están limitadas a incrementos de $1/256$ de la potencia máxima P_{max} , (es decir, la resolución de potencia mínima que se puede alcanzar usando un registro de 8-bit y un acumulador es $1/256$).

Un problema que puede surgir en conexión con el control de potencia a una carga que incluye uno o más LEDs se refiere a una relación en cierto modo no lineal entre la potencia media aplicada al(los) LED(s) y un brillo percibido correspondiente de la luz generada por el(los) LED(s). Por ejemplo, el brillo percibido de la luz generada por uno o más LEDs generalmente cambia más drásticamente con cambios en la potencia a niveles de potencia relativamente bajos, mientras que los cambios en la potencia a niveles de potencia relativamente mayores generalmente resultan en un cambio en cierto modo menos pronunciado en el brillo percibido. En vista de lo anterior, otro modo de realización del controlador 230 de generación de pulsos mostrado en la figura 14 está dirigido a mejorar la capacidad de resolución de potencia del controlador (es decir, reducir el incremento mínimo de variación de potencia que puede ser alcanzado por el controlador) mientras al mismo tiempo, se mantiene fundamentalmente una relación predeterminada de frecuencia mínima a máxima para la frecuencia de conmutación efectiva f_{eff} . Mejorando la resolución de potencia, se puede facilitar un mayor control de la variación de potencia, que en algunos casos puede ser especialmente deseable (por ejemplo, en potencias de carga inferiores para cargas tales como LEDs).

Más específicamente, según un aspecto de este modo de realización, el número de bits N para el registro 238 de N bits y el acumulador 232 de N bits son seleccionados de modo que la relación de frecuencia mínima a máxima (es decir, $1:2^N$) para la frecuencia de conmutación efectiva f_{eff} es menor que una relación mínima requerida predeterminada. Por ejemplo, en el ejemplo descrito anteriormente con respecto a los LEDs, dada una frecuencia de

referencia máxima de 130kHz y una frecuencia mínima de aproximadamente 500Hz para evitar un efecto de parpadeo indeseado, un valor de $N = 8$ proporciona una relación requerida de frecuencia mínima a máxima para la frecuencia de conmutación efectiva f_{eff} (y una resolución de potencia mínima) de 1:256. Seleccionando un $N > 10$, reduciendo así la relación $1:2^N$, se puede mejorar la resolución de potencia (es decir, se puede reducir el incremento de potencia mínimo). Sin embargo, a fin de mantener la relación de frecuencia mínima a máxima requerida de 1:256, el valor mínimo de %f necesita compensarse (es decir, aumentar) a fin de garantizar que la frecuencia efectiva mínima no caiga considerablemente por debajo de 500Hz.

A efectos ilustrativos, considerar el caso de $N = 16$ para el registro 238 de N bits y el acumulador 232 de N bits de la figura 17. En este caso, el incremento de potencia mínimo viene dado por $1:2^{16}$, o 1:65.536 (es decir, una mejora significativa en la resolución sobre $N = 8$). Sin embargo, si se permitiera que el valor mínimo para %f fuera %f= 1, la frecuencia efectiva mínima f_{eff} sería de aproximadamente 2Hz (es decir, $1/65.536 \cdot 130\text{kHz}$), muy por debajo de la frecuencia mínima para evitar un efecto de parpadeo indeseado. Por consiguiente, en un modo de realización, el valor mínimo para %f se compensa a fin de mantener la relación apropiada de frecuencia mínima a máxima para la frecuencia de conmutación efectiva f_{eff} . Por lo tanto, en el ejemplo presente en el que $N = 16$, el valor mínimo de %f, incluyendo una compensación, sería 252, tal que la frecuencia de conmutación efectiva mínima sería $(252/65.536 \cdot 130\text{kHz})$, o aproximadamente 500Hz. A partir de este valor mínimo, la frecuencia de conmutación efectiva puede aumentarse en incrementos de $(1/65.536 \cdot 130\text{kHz}) = 2\text{Hz}$ (como %f se incrementa de 252 a 253 a 254, etc.), permitiendo un aumento significativo en la capacidad de control de potencia en comparación con el ejemplo en el que $N = 8$.

Habría que señalar que, en la descripción anterior relacionada con la resolución de potencia mejorada en el controlador 230 de generación de pulsos de la figura 14, los valores de ejemplo para N y el número de bits en la información 208 de entrada se proporcionan principalmente a efectos ilustrativos, y que varios modos de realización de la presente divulgación no acusan limitaciones a este respecto.

Habiendo descrito ahora el control de la potencia de carga basado en variar el ciclo de trabajo de las operaciones de conmutación manteniendo constante el número de transferencias de energía a lo largo del tiempo y variando el número de transferencias de energía a lo largo del tiempo manteniendo constante el ciclo de trabajo de las operaciones de conmutación, habría que señalar que según otros modos de realización, tanto el ciclo de trabajo como la frecuencia de conmutación (o frecuencia de conmutación efectiva) de las operaciones de conmutación pueden variarse, en base a los conceptos descritos anteriormente, para lograr un amplio rango de capacidad de control de potencia. En particular, la reorganización de la ecuación (10) para aislar la potencia media P_{rms} consumida de la fuente de energía de CA por la carga (representada por la información 208 de entrada), y sustituyendo f_{eff} por f , da:

$$P_{rms} = \frac{1}{2L} \cdot V_{rms}^2 \cdot t_{on}^2 \cdot f_{eff} \quad (13)$$

Por consiguiente, para una determinada potencia de carga deseada y V_{rms} medido, se pueden determinar uno o ambos de t_{on} y f_{eff} para proporcionar la potencia deseada.

La figura 15 es un diagrama que ilustra un aparato 200 de control de potencia según otro modo de realización más de la presente divulgación, en la que tanto el ciclo de trabajo como la frecuencia de conmutación efectiva de las operaciones de conmutación realizadas por el conmutador 214 pueden controlarse para controlar la potencia de la carga 218. En la figura 15, el procesador 250 recibe la información 208 de entrada representando una potencia de carga deseada (P_{rms}); en respuesta a la información 208 de entrada, el procesador está configurado para controlar el ciclo de trabajo del conmutador 214 (por ejemplo, según la ecuación (9) anterior), y/o la frecuencia de conmutación efectiva del conmutador 214 a través de la señal 216 de control. Para estos fines, en diversos aspectos, el procesador 250 del controlador de conmutación mostrado en la figura 15 puede incluir un convertidor 226 A/D (Análogo a Digital) para supervisar la tensión V_{in} a fin de determinar V_{rms} . Además, el procesador 250 en la figura 15 puede estar configurado para implementar la función del controlador 230 de generador de pulsos descrito anteriormente en conexión con la figura 14.

En el modo de realización de la figura 15, el procesador 250 puede estar configurado para procesar la información 208 de entrada de diversas maneras; generalmente, el procesador puede configurarse para variar uno o ambos parámetros t_{on} y f_{eff} basándose en una potencia de carga deseada representada por la información 208 de entrada.

Esta capacidad proporciona un amplio rango de flexibilidad para controlar la potencia de carga para diferentes tipos de cargas. Por ejemplo, en un aspecto de este modo de realización, para un rango relativamente más bajo de potencias de carga deseadas, el procesador puede configurarse para fijar t_{on} a un valor predeterminado, fijando así el ciclo de trabajo del conmutador y, por lo tanto, la cuantía de energía transferida a la carga en un ciclo de conmutación determinado. Con t_{on} fijo, el procesador puede configurarse entonces para controlar la potencia de carga a través de ajustes a la frecuencia de conmutación efectiva f_{eff} (a través de cambios en la corriente de pulso modificada). En cambio, para un rango relativamente más alto de potencias de carga deseadas, el procesador puede configurarse para variar el ciclo de trabajo a través del intervalo de tiempo t_{on} mientras f_{eff} se mantiene

constante en algún valor predeterminado apropiado. En otro aspecto más, para algún rango intermedio de potencias de carga deseadas, el procesador puede configurarse para variar tanto t_{on} como f_{eff} para variar la potencia de carga dentro del rango intermedio.

5 De manera más general, los "pesos" respectivos dados a t_{on} y f_{eff} para determinar en última instancia la potencia de carga de acuerdo con la ecuación (13) se pueden distribuir de diversas maneras. A efectos de la siguiente descripción, se presume que, basado en la implementación de un circuito determinado, existe algún tiempo de conmutación máximo t_{max} y alguna frecuencia de conmutación máxima f_{max} que proporciona alguna potencia de carga media máxima P_{max} . Si la información 208 de entrada se proporciona como un comando de potencia representando algún porcentaje de la potencia de carga media máxima P_{max} (es decir, en términos relativos en lugar de absolutos, a saber, P_{rms}/P_{max}), la relación dada en la ecuación (13) puede ser expresada como:

$$\frac{P_{rms}}{P_{max}} = \left(\frac{t_{on}}{t_{max}} \right)^2 \cdot \frac{f_{eff}}{f_{max}}. \quad (14)$$

15 Por tanto, para algún comando de potencia determinado representando P_{rms}/P_{max} (es decir, que tenga un valor de cero a uno), uno o ambos de t_{on} y f_{eff} se pueden determinar como algún porcentaje de un valor máximo. A efectos de determinar alguna distribución para t_{on} y f_{eff} , suponiendo que ambas son variables, estos porcentajes respectivos pueden representarse mediante las variables t_{gain} y f_{gain} , y la ecuación (14) puede reescribirse como sigue:

$$\frac{P_{rms}}{P_{max}} = t_{gain}^2 \cdot f_{gain}. \quad (15)$$

20 La ecuación (15) proporciona una conveniente relación mediante la cual evaluar los respectivos efectos relativos del ciclo de trabajo y la frecuencia de conmutación en la potencia de carga en función de la potencia máxima disponible para la carga. Según la ecuación (15), es posible prácticamente cualquier número de relaciones posibles entre t_{gain} y f_{gain} , y son posibles diferentes relaciones entre t_{gain} y f_{gain} sobre diferentes rangos de potencia relativa P_{rms}/P_{max} , siempre que el producto indicado en la ecuación (15) sea menos de o igual a uno. Por ejemplo, en algunas implementaciones (como se describió anteriormente en conexión con las Figuras 13 y 14) cualquiera de t_{gain} o f_{gain} puede mantenerse constante mientras que la otra se varía a fin de variar la potencia de carga (por ejemplo, cualquiera de t_{gain} o f_{gain} puede establecerse a 1 en la ecuación (15)). En otra implementación de ejemplo, se puede usar una distribución "igual", de acuerdo con la restricción:

$$t_{gain}^2 = f_{gain}, \quad (16)$$

tal que la ecuación (15) se convierte en:

$$\frac{P_{rms}}{P_{max}} = f_{gain}^2. \quad (17)$$

35 Para esta implementación de ejemplo, la información de entrada en forma de un comando de potencia representando P_{rms}/P_{max} (es decir, que tiene un valor de cero a uno) puede procesarse por el procesador 250 de la figura 15 con anterioridad; primero, se toma la raíz cuadrada del comando de potencia para obtener un valor para f_{gain} de acuerdo con la ecuación (17).

40 El procesador 250 luego calcula f_{eff} en base a un valor conocido para f_{max} (por ejemplo, basado en la frecuencia f del oscilador 26, que puede ser un parámetro almacenado en memoria accesible para el procesador). Posteriormente, el procesador 250 puede calcular t_{on} usando la ecuación (9), en base a mediciones de V_{in} actualizadas periódicamente y cálculos de V_{rms} como se describió anteriormente en conexión con la figura 13, y usando el valor f_{eff} calculado inmediatamente antes. Reescribiendo la ecuación (9) como:

$$t_{on} = \frac{1}{V_{rms}} \cdot \sqrt{\frac{1}{f_{eff}}} \cdot \sqrt{2LP_{max}} \cdot \sqrt{power\ command}, \quad (18)$$

50 la cantidad $2LP_{max}$ puede verse como otro parámetro almacenado en la memoria accesible para el procesador (por ejemplo, EEPROM), cuyo parámetro puede determinarse durante la fabricación y las pruebas iniciales del aparato en función de diversos componentes del circuito empleados en el aparato. Basado en la ecuación (18), el procesador multiplicaría el comando de entrada por el factor $2LP_{max}$ y luego toma la raíz cuadrada. En una implementación de ejemplo descrita a continuación en conexión con las figuras 20A-20D, el parámetro $2LP_{max}$ puede determinarse como un valor de calibración durante las pruebas iniciales de manera que un comando de potencia representando la potencia de carga máxima (es decir, $P_{rms}/P_{max} = 100\%$) determine un intervalo de tiempo t_{on} a una frecuencia de conmutación efectiva máxima f_{max} que realmente proporciona una potencia máxima objetivo a la carga.

En algunas implementaciones de un aparato de control de potencia de acuerdo con diversos modos de realización de la presente divulgación, uno o más elementos de transferencia de energía (por ejemplo, inductores, transformadores) de una disposición 202 de transferencia de energía pueden incluir un inductor de toma o un transformador con múltiples devanados que tienen diferentes números de vueltas a las cuales se aplica una tensión de entrada y de las cuales se deriva una tensión de salida. Dichos componentes pueden facilitar la implementación de un aparato de control de potencia que controla de manera efectiva la potencia a una carga en situaciones donde la tensión de entrada V_{in} y la tensión de salida V_{out} del aparato de control de potencia son considerablemente diferentes (es decir, cuando la tensión de entrada es considerablemente mayor o menor que la tensión de salida).

Haciendo referencia de nuevo a la figura 1, considerar la relación básica de la tensión de entrada-salida para el convertidor buck (reductor) convencional, dada por:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = D$$

(donde D es el ciclo de trabajo del conmutador). Como se describió anteriormente, otras configuraciones de convertidor de CC-CC tienen relaciones en cierto modo similares entre la relación de tensión y el ciclo de trabajo. En cualquier caso, la relación anterior generalmente ilustra la premisa de que a medida que la tensión de salida deseada se vuelve considerablemente diferente a la tensión de entrada disponible, en algunos casos el ciclo de trabajo requerido del conmutador puede llegar a ser muy corto o muy largo en comparación con el período total de un ciclo de conmutación. En general, un ciclo de trabajo extremadamente bajo (tiempo de pulso t_{on} extremadamente corto) o un ciclo de trabajo extremadamente largo (tiempo de apagado t_{off} extremadamente corto) pueden hacer más difícil controlar con exactitud la cantidad de energía transferida a la carga con cada ciclo de conmutación.

En vista de lo anterior, en algunas implementaciones del aparato de control de potencia de acuerdo con diversos modos de realización de la presente divulgación, se puede emplear un inductor roscado o un transformador que tenga devanados con diferentes números de vueltas en una disposición 202 de transferencia de energía, de modo que una relación de vueltas N del inductor o transformador facilita un control más exacto de la transferencia de energía (la relación de vueltas N comúnmente se define como el número de devanados de un transformador o inductor al que se aplica una tensión de entrada, dividido por el número de devanados a partir de los cuales se toma una tensión de salida). En diversos modos de realización, la relación de vueltas N del inductor o transformador se puede seleccionar de manera que el tiempo de pulso t_{on} se aumente con respecto al tiempo t_{off} mientras se mantiene fundamentalmente una relación de tensión de entrada-salida deseada. En particular, valores mayores de N (es decir, números relativamente más pequeños de devanados de salida) aumentan la corriente durante la transferencia de energía a la carga y, por lo tanto, permiten que la energía almacenada se transfiera más rápidamente a la carga.

La figura 16 es un diagrama de circuito que ilustra una parte de un aparato de control de potencia que tiene una disposición de transferencia de energía que incorpora un transformador 220T y tiene una configuración de un convertidor de retroceso, de acuerdo con un modo de realización de la presente divulgación (una configuración de convertidor de retroceso se discutió inicialmente más arriba en conexión con la figura 7, y es de naturaleza similar a un buck-boost, o convertidor inversor). Habría que señalar que cualquiera de las otras disposiciones de transferencia de energía descritas en el presente documento pueden estar equipadas con un inductor roscado o transformador que tenga alguna relación N de vueltas no unitaria, y que la configuración de ejemplo de convertidor de retroceso mostrada en la figura 16 se proporciona principalmente a efectos ilustrativos.

Para proporcionar una implementación de ejemplo de un aparato de control de potencia que emplea la disposición 202 de transferencia de energía mostrada en la figura 16 y valores de circuito de ejemplo para dicha implementación, una aproximación de diseño conveniente para asegurar el funcionamiento en modo discontinuo es establecer la inductancia del devanado primario del transformador para satisfacer la condición de que t_{on} es aproximadamente de un tercio a la mitad del período total T a una tensión de línea mínima esperada (del cual se deriva V_{in}) y una frecuencia de conmutación máxima f (es decir, esencialmente el peor escenario para transferir cierta potencia máxima predeterminada a la carga en condiciones de tensión de entrada mínima). Por lo tanto, reorganizando la ecuación (10), da:

$$L = \frac{t_{on}^2 - f V_{rms}^2}{2 P_{rms}} \quad (20)$$

Utilizando valores de ejemplo de $T/3 < t_{on} < T/2$, $f = 130\text{kHz}$, $V_{rms} = 90\text{Vrms}$ y una potencia de salida deseada $P_{rms} = 25$ vatios, los valores resultantes para L caen en un rango de 138micro henrios a 310micro henrios. El tiempo necesario para transferir la energía desde el devanado secundario a la carga (por ejemplo, ver t_2 en la figura 12) se puede establecer a aproximadamente T/3 a través de la relación de vueltas N para asegurar el funcionamiento en modo discontinuo. Usando una inductancia primaria de 310 micro henrios y una tensión secundaria de aproximadamente 45 Vrms, una relación de vueltas de $N = \text{tres}$ da como resulta en una inductancia secundaria de aproximadamente 34.6 micro henrios.

De nuevo, hay que señalar que el ejemplo anterior se proporciona principalmente a efectos de ilustrar en general un rango de ejemplo de parámetros de tensión de entrada y salida y potencia de carga deseada dados algunos valores de circuito de ejemplos para una posible implementación. En general, el valor de inductancia L y la relación de vueltas N del transformador pueden seleccionarse para facilitar la transferencia predecible de un rango deseado de potencias de carga dado la tensión de entrada esperada, la tensión de salida deseada y el rango general de frecuencias de conmutación.

En algunas implementaciones del aparato de control de potencia según varios modos de realización de la presente divulgación, dependiendo de los componentes concretos empleados, uno o más elementos de almacenamiento de energía pueden no descargar completamente su energía almacenada a la carga durante el intervalo de tiempo t_{off} de cada ciclo de conmutación. En el caso de inductores o transformadores que sirven como elementos de almacenamiento de energía, esta energía residual puede ser debida principalmente a una capacitancia del devanado. La cantidad de energía residual almacenada en la capacitancia del devanado depende de la tensión (ya que la relación energía-capacitancia $W = (1/2)CV^2$ incluye la tensión cuadrada como un término principal). Dicha energía residual puede observarse como un "zumbido" al final de un ciclo de conmutación, que representa la constante transferencia de energía desde la capacitancia del devanado a la inductancia y viceversa. En algunos casos, esta energía residual puede afectar la precisión con la cual la potencia puede transferirse a la carga.

Según un modo de realización, este efecto de zumbido debido a la energía residual se puede reducir principalmente seleccionando inductores o transformadores con una baja capacitancia del devanado. Cualquier energía residual restante puede además reducirse, o incluso eliminarse sustancialmente, proporcionando una ruta de descarga para la energía residual una vez que se completa la transferencia de energía a la carga. Por ejemplo, con referencia de nuevo al circuito de ejemplo mostrado en la figura 16, una vez que el diodo 24 deja de conducir durante el intervalo de tiempo t_{off} (es decir, en un punto en el que sustancialmente toda la energía almacenada en el transformador 220T se ha transferido a la carga), una baja impedancia puede ser apropiadamente puesta a través del transformador 220T primario por poco tiempo, a fin de descargar de manera efectiva cualquier energía residual. En una implementación de ejemplo, esto puede realizarse poniendo un transistor auxiliar (por ejemplo, FET o transistor de efecto de campo) a través del devanado inductor (no mostrado en la figura 16), que se enciende brevemente en un momento apropiado (por ejemplo, después de que el diodo 24 cesa de conducir).

En otra implementación de ejemplo, una conexión en serie de un diodo zener D_z y un diodo D_2 , como se muestra en la figura 16, se puede poner a través del devanado primario del transformador para descargar energía residual. En otra implementación, como se muestra en la figura 17, se pueden emplear dos conmutadores 214-1 y 214-2 controlado simultáneamente para reemplazar el conmutador 214, en el que el devanado primario del transformador 220T está dispuesto en serie entre los dos conmutadores. Dos diodos D_A y D_B son usados para acoplar el devanado primario a la tensión de entrada V_{in} de la manera mostrada en la figura 17 de tal manera que, cuando los conmutadores están abiertos, cualquier energía residual en el devanado tiene una ruta hacia la tensión de entrada. Se aprecia fácilmente que aunque se emplean dos conmutadores en esta implementación, el aparato de control de potencia que emplea esta característica permanece, no obstante, como una configuración de "etapa de conmutación única" para transferir potencia a una carga mientras se mantiene un alto factor de potencia.

La figura 18 ilustra otro modo de realización más de la presente divulgación, basado en los diversos aparatos de control de potencia descritos anteriormente. En concreto, la figura 18 es un diagrama de bloques de un aparato 500 de iluminación multicanal que incluye múltiples disposiciones 202A y 202B de transferencia de energía que se emplean para suministrar potencia a las respectivas cargas 100A y 100B de LED. Como en otros modos de realización discutidos anteriormente en conexión con las figuras 10-17, el aparato 500 de iluminación obtiene potencia de una fuente de energía de CA (es decir, la tensión 67 de línea de CA) a través del puente 68 rectificador. Ambas disposiciones 202A y 202B de transferencia de energía están acopladas a la tensión 212 de entrada (V_{in}) y proporcionan las respectivas tensiones 222A y 222B de salida a las cargas. Las disposiciones de transferencia de energía pueden incluir cualquiera de un número de posibles configuraciones de convertidor descritas en el presente documento, incluyendo las disposiciones de retroceso mostradas en las figuras 16 y 17. Las disposiciones de transferencia de energía están controladas respectivamente por los conmutadores 214A y 214B correspondientes, de modo que cada disposición de transferencia de energía/combinación de conmutación constituye un "canal" del aparato multicanal. Cada uno de dichos canales funciona de manera similar al aparato de control de potencia descrito anteriormente para suministrar potencia a su carga a través de una etapa de conmutación única, mientras que al mismo tiempo alcanza un factor de potencia significativamente alto. Como se describió anteriormente, en un aspecto, cada canal puede configurarse para suministrar potencia a una carga en modo "alimentación directa", es decir, sin requerir información referente a la carga (por ejemplo, tensión de carga y/o corriente de carga) como retroalimentación para afectar el control de las operaciones de conmutación en condiciones normales de funcionamiento.

En el aparato 500 de iluminación multicanal de la figura 18, se emplea un controlador 204-1 de conmutación multicanal para controlar de forma individual e independiente los conmutadores 214A y 214B a través de las respectivas señales de control 216A y 216B. En un aspecto, el controlador 204-1 de conmutación puede incluir un procesador 250 para implementar las diversas funciones de control de conmutación descritas anteriormente para ajustar uno o ambos del ciclo de trabajo y la frecuencia de conmutación efectiva para cada canal en base a la

información 208 de entrada. Más específicamente, en un modo de realización, la información 208 de entrada puede incluir representaciones de una primera potencia 100A de carga deseada para la carga y una segunda potencia 100B de carga deseada para la carga, y el procesador 250 está configurado para procesar esta información a fin de controlar adecuadamente los interruptores 214A y 214B, en función de las potencias de carga deseadas respectivas y la tensión de entrada supervisada V_{in} (a partir de la cual el procesador puede calcular V_{rms}). Aunque el aparato 500 de iluminación se muestra en la figura 18 incluyendo dos canales, hay que señalar que el aparato de iluminación según la presente divulgación no acusa limitaciones a este respecto, como diferentes números de disposiciones de transferencia de energía, conmutadores asociados y cargas asociadas (diferentes números de canales) pueden ser incluidos en aparatos de iluminación de acuerdo con diversos modos de realización.

En el aparato 500 de iluminación de la figura 18, cada una de las cargas basadas en LED puede incluir uno o más LEDs de un mismo color (por ejemplo, LEDs de color "único" esencialmente monocromático, o LEDs blancos de ancho de banda más amplios) y diferentes cargas pueden incluir LEDs de diferentes colores (por ejemplo, la carga 100A puede incluir solo uno o más de un primer tipo de LED configurado para generar radiación que tenga un primer espectro, y la carga 100B puede incluir solo uno o más de un segundo tipo de LED configurado para generar radiación que tenga un segundo espectro diferente del primer espectro). En otro aspecto, las cargas respectivas pueden contener el mismo o diferentes números de LEDs, y una o más de las cargas pueden contener múltiples LEDs interconectados en cualquiera de una variedad de configuraciones en serie, paralelo o en serie/paralelo (que en última instancia pueden determinar, al menos en parte, las tensiones 222A y 222B de salida requeridas).

En otros aspectos del modo de realización de un aparato 500 de iluminación multicanal mostrado en la figura 18, el controlador 204-1 de conmutación puede ser un dispositivo direccionable a fin de facilitar el control del aparato 500 de iluminación a través de una red (por ejemplo, en un modo de realización, el procesador 250 puede ser un procesador direccionable). Por ejemplo, en un entorno de red, la información 208 de entrada puede proporcionarse a una serie de dispositivos diferentes, incluyendo múltiples aparatos de iluminación con las cargas respectivas, en donde la información 208 de entrada incluye información de control de potencia de carga para el aparato de iluminación múltiple. Según un modo de realización, cuando la información 208 de entrada se comunica a través de la red a diferentes aparatos de iluminación, el procesador 250 de un aparato determinado puede ser configurado para responder a información concreta/datos (por ejemplo, comandos que representan la potencia de carga deseada) que se refieren a él (por ejemplo, en algunos casos, según lo dictado por un identificador concreto o una dirección asociada con el procesador). Una vez que el procesador 250 identifica información concreta/datos destinados a él, puede procesar la información/datos y controlar las condiciones de potencia de carga en consecuencia (por ejemplo, a través de uno o ambos de, el ciclo de trabajo y frecuencia de conmutación efectiva).

En otro aspecto más del modo de realización mostrado en la figura 18, el procesador 250 de un aparato 500 de iluminación determinado, esté o no acoplado a una red, puede configurarse para interpretar la información 208 de entrada que se recibe en un protocolo DMX (como se describió, por ejemplo, en la Patente de los Estados Unidos 6,016,038), que es un protocolo de comando de iluminación empleado convencionalmente en la industria de la iluminación para algunas aplicaciones de iluminación programables. Sin embargo, hay que señalar que los aparatos de control de potencia y aparatos de iluminación de acuerdo con diversos modos de realización de la presente divulgación no están limitados a este respecto, ya que pueden configurarse para responder a otros tipos de protocolos de comunicación.

La figura 19 es un diagrama de bloques que ilustra otro modo de realización más de la presente divulgación, basado en una configuración de red de múltiples aparatos de iluminación. En el modo de realización de la figura 19, los aparatos 500A, 500B y 500C de iluminación múltiple, cada uno similar al mostrado en la figura 18, se pueden acoplar entre sí para formar una red 620 de iluminación. Como se muestra en la figura 19, en una implementación de semejante red, cada aparato de iluminación recibe potencia operativa de una tensión 67 de línea de CA. Además, múltiples aparatos de iluminación formando la red 620 pueden configurarse para recibir información 208 de entrada distribuida frecuentemente y que puede proporcionarse, por ejemplo, de uno o más controladores 625 de red.

En un aspecto de este modo de realización, como se describió anteriormente, el aparato de iluminación múltiple que forma la red 620 mostrada en la figura 19 puede tener respectivos identificadores únicos (por ejemplo, direcciones) de manera que un aparato de iluminación determinado puede ser configurado para responder a partes concretas de la información 208 de entrada (por ejemplo, comandos de control de potencia) que se refieren a él. En otro aspecto de este modo de realización, la configuración del aparato de iluminación múltiple para que cada uno reciba una potencia operativa en forma de una tensión 67 de línea de CA facilita las implementaciones de redes de iluminación que pueden incluir un número significativo de aparatos de iluminación distribuidos sobre distancias considerables, asegurando al mismo tiempo un uso bastante eficiente de la potencia a través de la red 620 de iluminación. De nuevo, hay que señalar que, aunque la figura 19 ilustra tres aparatos 500A, 500B y 500C de iluminación, la red 620 no está limitada a este respecto, ya que pueden acoplarse diferentes números de aparatos de iluminación juntos para formar la red 620.

Con referencia de nuevo al aparato 500 de iluminación de la figura 18, en un modo de realización, la carga 100A puede incluir uno o más LEDs blancos "cálidos" (que generan espectros correspondientes a temperaturas de color en un rango de aproximadamente 2900-3300 grados K) y la carga 100B puede incluir uno o más LEDs blancos

"fríos" (que generan espectros correspondientes a temperaturas de color en un rango de aproximadamente 6300-7000 grados K). Mezclando diferentes proporciones de los espectros cálido y frío, se puede generar una amplia variedad de temperaturas de color intermedias de luz blanca, de manera que el aparato 500 de iluminación proporcione una fuente luminosa blanca controlable por temperatura de color para una variedad de aplicaciones. En particular, el aparato de iluminación está configurado con "canales cálidos y fríos" controlables individualmente e independientemente, en donde una potencia deseada para los LEDs blancos cálidos (un comando de potencia "cálido") y una potencia deseada para los LEDs blancos fríos (un comando de potencia "frío") puede especificarse en la información 208 de entrada para proporcionar una amplia variedad de temperaturas de color posibles para la potencia luminosa resultante por el aparato de iluminación, en base a la mezcla de diferentes proporciones de radiación respectiva generada por los LEDs blancos cálidos y los LEDs blancos fríos.

Con respecto a las aplicaciones de luz blanca en general, que a menudo implican iluminar un entorno para facilitar la visibilidad del entorno y/u objetos en el entorno, se aprecia fácilmente que, en condiciones normales de funcionamiento, la potencia luminosa de las fuentes luminosas blancas generalmente no necesita cambiar rápidamente, y a menudo es estática por largos periodos de tiempo. Por ejemplo, para la unidad 500 de iluminación controlable configurada para generar luz blanca controlable por temperatura de color de acuerdo con un modo de realización, aparte de ajustar el brillo deseado y la temperatura de color para la potencia luminosa de vez en cuando (o apagar y encender el aparato de iluminación), la potencia luminosa es generalmente de naturaleza estática durante significativos periodos de tiempo entre ajustes. Por consiguiente, para muchas aplicaciones de luz blanca, típicamente no se requieren cambios rápidos y frecuentes en la potencia deseada para cada canal del aparato de iluminación.

Recordar de la descripción anterior en relación con la figura 10 y ecuación (1) que la potencia instantánea proporcionada por el dispositivo de almacenamiento de energía de una disposición de transferencia de energía determinada es de naturaleza variable en el tiempo; en concreto, si la tensión 212 de entrada (V_{in}) tiene una forma de onda rectificadas de onda completa, en ausencia de filtrado específico, la tensión de salida de una disposición de transferencia de energía determinada también tiene esta forma de onda general (con un componente significativo que varía a dos veces la frecuencia de línea; por ejemplo, 120Hz a una frecuencia de línea de 60Hz, así como un componente de ondulación basado en la frecuencia de conmutación). Con referencia de nuevo a la figura 18, sin un filtrado apropiado, la presencia en las tensiones 222A y 222B de salida de un componente significativo a dos veces la frecuencia de línea puede ser perceptible en la luz generada por las cargas de LED. Por consiguiente, en un aspecto de este modo de realización, las capacitancias de los condensadores 34A y 34B de disposición de transferencia de energía se seleccionan apropiadamente para mitigar de manera efectiva cualquiera de los efectos visiblemente perceptibles y potencialmente adversos de un componente de "frecuencia de línea a dos veces". Hay que señalar que la elección concreta de capacitancia en una implementación determinada puede depender, al menos en parte, del rango previsto de la tensión de salida para un canal determinado, y del número, tipo y configuración de los LEDs que constituyen la carga de un canal determinado. Una implementación de ejemplo se describe a continuación en conexión con las figuras 20A-D.

Por supuesto, la presencia de condensadores 34A y 34B de tamaño adecuado en las respectivas salidas de canal limita finalmente la velocidad de variación de la potencia a cada una de las cargas (los condensadores 34A y 34B crean fundamentalmente filtros de paso bajo con una frecuencia de corte de manera efectiva inferior a dos veces la frecuencia de línea). Sin embargo, como se describió anteriormente, para muchas aplicaciones comunes de luz blanca, cambios dinámicos en la potencia para los diferentes canales solo pueden ocurrir de vez en cuando (por ejemplo, basado en un cambio de preferencia en el brillo o temperatura de color de la salida luminosa total) y en su mayor parte, la salida luminosa es relativamente estática. Por lo tanto, generalmente no se requiere una respuesta rápida de las cargas a los cambios frecuentes y significativos en la potencia de carga deseada prescrita para muchas aplicaciones útiles, lo que permite la presencia de un significativo almacenamiento masivo de energía (capacitancia apropiada) a través de la carga para proporcionar el filtrado necesario de las irregularidades relacionadas con la frecuencia de línea.

Si bien la descripción anterior considera aplicaciones de luz blanca relativamente estáticas, hay que señalar que el aparato de iluminación de acuerdo con otros modos de realización de la presente divulgación puede incluir fuentes de LED para uno o más canales configurados para generar luz distinta a la luz blanca. Por ejemplo, aparatos de iluminación multicanal que tienen combinaciones de LEDs rojos, verdes, azules u otros colores, o LEDs de colores junto con LEDs blancos, pueden implementarse para proporcionar potencia luminosa de temperatura de color variable o de color variable, si bien con cierta limitación en la velocidad con la cual se puede cambiar la potencia luminosa (por ejemplo, de color a color, o temperatura de color a temperatura de color). Sin embargo, dichos aparatos de iluminación son útiles para muchas aplicaciones de iluminación que implican condiciones de potencia luminosa relativamente estáticas o gradualmente cambiantes.

Una cuestión importante con respecto al almacenamiento masivo de energía en la salida de una disposición de transferencia de energía (es decir, a través de la carga) se relaciona con el funcionamiento apropiado de la disposición de transferencia de energía (por ejemplo, estableciendo una tensión de salida apropiada en la carga y el condensador de salida) durante transiciones significativas de baja potencia de carga a potencia de carga relativamente más alta para un canal determinado. Por ejemplo, bajo condiciones de "arranque" (al encender un

aparato de iluminación mostrado en la figura 18), inicialmente hay una tensión de salida cero para cada canal. Para una potencia de carga deseada considerablemente superior a la potencia cero prescrita para un canal determinado (por ejemplo, representada por la información 208 de entrada), y comenzando desde condiciones de salida cero, el elemento de transferencia de energía (por ejemplo, inductor o transformador) para cada canal puede ser incapaz de descargar toda su energía en un ciclo de conmutación en presencia de una capacitancia de salida significativa (es decir, el convertidor puede funcionar temporalmente en modo continuo). Esta situación también puede existir ocasionalmente durante el funcionamiento normal, para transiciones entre estados de potencia de carga relativamente baja (potencia luminosa tenue) a estados de potencia de carga significativamente mayores (potencia luminosa brillante) para un canal determinado.

Las transiciones bruscas entre estados de potencia cero o de carga baja y estados de potencia de carga superior pueden abordarse de varias maneras. Por ejemplo, en una implementación, la corriente de entrada consumida por el elemento de transferencia de energía (por ejemplo, la corriente de entrada a través del devanado primario de un transformador) puede ser detectada y comparada con un umbral predeterminado que representa una condición de sobrecorriente (que puede supervisarse, por ejemplo, por el procesador 250 del controlador 204-1 de conmutación de la figura 18). Tras la detección de una condición de sobrecorriente en un canal determinado (es decir, durante transiciones significativas entre estados de potencia de carga baja y alta), el procesador puede configurarse para controlar el conmutador para el canal de modo que, durante un cierto número de periodos de ciclo de conmutación T , el conmutador permanece abierto (es decir, el intervalo de tiempo t_{on} se omite durante algunos ciclos de conmutación), permitiendo que cualquier energía almacenada en el inductor/transformador se descargue completamente (por ejemplo, para cargar el condensador de salida). Una implementación de ejemplo del circuito que emplea dicho esquema de detección de sobrecorriente se describe más adelante en conexión con las figuras 20A-20D (ver figura 20B).

En otra implementación para abordar problemas de arranque o de transición de potencia baja a alta en conexión con la salida del almacenamiento masivo de energía, dichas transiciones pueden ralentizarse deliberadamente en base a modificaciones en la información 208 de entrada a fin de estar siempre por debajo de la tasa que causa exceso de acumulación de corriente en el elemento de almacenamiento de energía de una disposición de transferencia de energía. Por ejemplo, considerar un formato de comando de iluminación para la información 208 de entrada, en donde una potencia deseada prescrita para cada canal se especifica en términos de un porcentaje de la potencia de funcionamiento total disponible para el canal, o potencia relativa con respecto a algún máximo (es decir, 0-100% para cada canal; recordar la descripción de P_{rms}/P_{max} en relación con las ecuaciones (14) y (15)). Por lo tanto, un comando de iluminación de ejemplo recibido como la información 208 de entrada para un aparato 500 de iluminación de dos canales de la figura 18, que tiene el formato $[C1, C2] = [100\%, 100\%]$ provocaría que el aparato de iluminación de ejemplo genere la máxima potencia de salida radiante para cada canal. Un comando del formato $[C1, C2] = [50\%, 50\%]$ generaría luz percibida como menos brillante que la luz generada en respuesta al comando anterior, y un comando del formato $[C1, C2] = [0, 0]$ no generaría luz ninguna.

En base a lo anterior, de acuerdo con un modo de realización, el procesador 250 puede configurarse de manera que, para un canal determinado, los sucesivos comandos entrantes que indican un aumento en la potencia de carga deseada se filtren digitalmente para atenuar dichas transiciones. Por ejemplo, considerar solo el primer canal por un momento, en donde se recibe un primer comando de iluminación $[C1, C2] = [25\%, X]$ como información 208 de entrada, seguido inmediatamente por un segundo comando de iluminación $[C1, C2] = [75\%, X]$ que indica que se desea un aumento en la potencia de carga para el primer canal. En lugar de controlar el conmutador correspondiente para que el primer canal implemente una transición inmediata del 25% a 75% de carga, el procesador 250 puede configurarse para hacer esta transición durante algún período de tiempo apropiado a fin de mitigar el funcionamiento en modo continuo de la disposición de transferencia de energía. En una implementación, el procesador puede lograr esto modificando los comandos de iluminación entrantes a fin de insertar comandos que representan potencias de carga intermedias y luego procesar la secuencia modificada de comandos de iluminación para finalmente controlar las operaciones de conmutación para uno o más canales.

Por ejemplo, considerar un procesador configurado con un filtro digital tal que una potencia creciente para un canal determinado entre dos comandos de iluminación entrantes sucesivos recibidos como información 208 de entrada (por ejemplo, los comandos de iluminación primero y segundo dados anteriormente) se divide en cierto número de intervalos, digamos cinco intervalos a efectos ilustrativos. Dicho filtro generaría una secuencia modificada de seis comandos de iluminación, basados en los comandos de iluminación primero y segundo recibidos anteriormente, de la siguiente manera:

1) $[C1, C2] = [25\%, X]$

2) $[C1, C2] = [35\%, X]$

3) $[C1, C2] = [45\%, X]$

4) $[C1, C2] = [55\%, X]$

5) [C1, C2] = [65%, X]

6) [C1, C2] = [75%, X]

5 A continuación, el procesador 205 procesaría la secuencia modificada de seis comandos, en lugar de simplemente los comandos de iluminación primero y segundo, a fin de efectuar una transición más gradual de potencia de carga creciente para el primer canal. Se puede emplear una metodología similar para otros canales de un aparato de iluminación. De nuevo, hay que señalar que el ejemplo anterior basado en dividir una transición de potencia creciente en cinco intervalos se proporciona principalmente a efectos ilustrativos, y que un número concreto de intervalos (y el período de tiempo resultante) para disminuir una tasa de transición entre potencias de carga crecientes puede determinarse basándose, al menos en parte, en la naturaleza concreta de la carga y los valores de capacitancia de salida empleados en una implementación determinada de un aparato de iluminación.

10 Las figuras 20A, 20B, 20C y 20D son diagramas que ilustran detalles del circuito de un aparato de iluminación de acuerdo con otro modo de realización de la divulgación, en base al diagrama de bloques general de la figura 18. Mientras que el modo de realización de las figuras 20A-20D incluye varios detalles adicionales del circuito no mostrados en la figura 18, esos componentes del circuito descritos en las figuras anteriores se indican en las figuras 20A-20D con los mismos números de referencia.

20 Con respecto a las áreas generales de funcionalidad, la figura 20A ilustra conexiones para la tensión 67 de línea de CA y una línea de DATOS a la que pueden acoplarse señales que representan la información 208 de entrada. El puente 68 rectificador también se ilustra en la figura 20A, junto con varios componentes de filtrado de alta frecuencia (descritos más adelante), y la tensión 212 (V_{in}) está indicada entre los nodos A1 y A2 en la figura 20. La parte inferior de la figura 20A ilustra varia circuitería asociada con la línea de DATOS. En la figura 20B, en el lado izquierdo, los nodos A1 y A2 están de nuevo indicados como puntos de conexión a la figura 20A a la tensión 212 (V_{in}), que también se indica con la designación B+ (ver parte de arriba a la izquierda de la figura 20B). La figura 20B ilustra fundamentalmente los detalles del circuito de dos canales de conmutación del aparato de iluminación, que incluyen un canal "cálido" constituido principalmente por la señal de control 216A del conmutador (FET_CÁLIDO), el interruptor 214A (Q9) y el transformador 220T-A (T1) junto con otros componentes asociados, y un canal "frío" constituido principalmente por la señal de control 216B del conmutador (FET_FRIO), el conmutador 214B (Q11) y el transformador 220T-B (T2) junto con otros componentes asociados. La figura 20C ilustra generalmente el controlador 204-1 de conmutación implementado como un procesador 250 con varias conexiones de señal de entrada y salida asociadas (que incluyen las señales de control 216A y 216B del conmutador y una señal 208-1 de entrada de datos) y la figura 20D ilustra generalmente componentes de la fuente de alimentación para proporcionar varias tensiones de CC para el funcionamiento del circuito derivadas de la tensión 212 de entrada (de nuevo, indicada como B+ en los dibujos del circuito).

40 Con respecto al consumo de potencia de una fuente de CA, como en otros modos de realización descritos anteriormente, el aparato de iluminación de las figuras 20A-20D no emplea ningún almacenamiento masivo de energía directamente en la salida del puente 68 rectificador que se muestra en la figura 20A (a fin de proporcionar filtrado en función de la frecuencia de línea). Sin embargo, como se muestra en las figuras 20A y 20B, el aparato de iluminación puede incluir varios componentes para facilitar una reducción de la interferencia electromagnética indeseada debido a las operaciones de conmutación de frecuencia más alta, de manera que estas irregularidades no afecten adversamente a la tensión 67 de línea. Para este fin, el aparato de iluminación puede emplear múltiples etapas de filtrado de alta frecuencia, constituidas al menos en parte por los condensadores C48 y C49 ilustrados en la figura 20B, y los condensadores C5, C11, C12 y C13, los inductores L2 y L4, el varistor RV1, los diodos D44 y D45, y el estrangulador L3 toroidal mostrado en la figura 20A. En un aspecto, el estrangulador L3 toroidal incluye tres devanadores (en lugar de los dos devanadores convencionales), de modo que las señales en la línea de DATOS (por ejemplo, algunas de las cuales pueden representar la información 208 de entrada) pueden pasarse a través del toroide para reducir la interferencia en la ruta de datos. En otro aspecto, el estrangulador L3 toroidal puede optimizarse adicionalmente para usar una ferrita de permeabilidad extremadamente alta (por ejemplo, $\mu > 5000$) y un pequeño número de espiras de arrollamiento mutuo trifilares.

55 En otro aspecto, la línea de DATOS del aparato de iluminación mostrado en la figura 20A puede ser bidireccional, de manera que las señales en la línea de DATOS pueden incluir no solo la información 208 de entrada especificando las potencias de carga deseadas para controlar el aparato, sino también una o más señales de salida del aparato de iluminación (por ejemplo, para conexión de red, estado, a efectos de protocolo de intercambio, etc.). Para este fin, como se muestra en la parte inferior de la figura 20A, la línea de DATOS está acoplada a varia circuitería alimentada por una fuente de energía aislada (ISO+, ISO-)(ver figura 20D) para procesar las señales recibidas desde las cuales la información 208 de entrada puede extraerse y para transmitir una o más señales desde el aparato. En particular, las señales entrantes en la línea de datos pasan a través de IC U7, el optoaislador ISO2 y otros componentes lógicos para proporcionar una señal de datos 208-1 de entrada condicionada, que se proporciona como una entrada al procesador 250 que se muestra en la figura 20C. El procesador 250 mostrado en la figura 20C también proporciona como salida de datos (en el pin 24) una señal etiquetada como BLINKSCAN que, como se muestra en

la figura 20A, hace funcionar un optoaislador ISO1 que a su vez conduce la línea de DATOS a un nivel lógico aislado bajo para proporcionar un poco de datos para una señal transmitida desde el aparato.

Volviendo de nuevo a la figura 20B, según un modo de realización, cada canal del aparato de iluminación se implementa como una configuración de convertidor de retroceso, en el que el convertidor de retroceso de canal cálido emplea el transformador T1, el diodo D2 y el condensador C2 (también etiquetados con el número de referencia 34A) a través de los cuales se proporciona la tensión 222A de salida, y el convertidor de retroceso de canal frío emplea el transformador T2, el diodo D4 y el condensador C4 (también etiquetados con el número de referencia 34B) a través de los cuales se proporciona la tensión 222B de salida. En una implementación de ejemplo, cada canal está configurado para conducir una carga que comprende quince LEDs. Como se describió anteriormente, los valores de capacitancia para los condensadores 34A y 34B se seleccionan basados, al menos en parte, en el número y tipos de LEDs empleados para cada canal y en los rangos esperados de tensiones de salida basados en el número y tipos de LEDs.

Más específicamente, en una implementación, cada LED tiene una tensión directa de aproximadamente 3,5 voltios a aproximadamente 350 miliamperios de corriente, y una resistencia en serie de aproximadamente 1 ohmio (es decir, quince LEDs en serie para un canal determinado tienen una resistencia neta de aproximadamente 15 ohmios).

Usando un valor de capacitancia de 470 micro faradios para los condensadores 34A y 34B da como resultado una constante de tiempo $t=(1.1)RC$ de aproximadamente 7,8 milisegundos, correspondiente a una frecuencia de corte de aproximadamente 130Hz, que es suficiente para reducir las irregularidades visibles a aproximadamente dos veces la frecuencia de línea. Las resistencias R39 y R40 facilitan una "disminución" de la potencia luminosa generada en cada canal, especialmente a potencias de salida relativamente bajas (los LEDs son bastante eficientes a baja potencia y pueden brillar un poco durante varios segundos después de que se apaga la alimentación de un canal).

Como se indicó anteriormente, debido al almacenamiento masivo de energía en la salida de cada canal, generalmente se deben evitar transiciones bruscas desde potencias de carga más bajas a más altas (para mitigar el funcionamiento no intencionado de los convertidores en modo continuo). Con este fin, en un aspecto del aparato ilustrado en las figuras 20A 20D, la corriente de entrada consumida por el elemento de transferencia de energía (por ejemplo, la corriente de entrada a través del devanado primario de un transformador) para uno o más canales puede detectarse y compararse con un umbral predeterminado representando una condición de sobrecorriente (o el inicio de funcionamiento en modo continuo). Por ejemplo, con referencia a la figura 20B, un sensor 520 de corriente, constituido por resistencias R3 y R4 de precisión, puede colocarse en una ruta de corriente que representa una corriente neta a través de los canales "cálido" y "frío" en cualquier momento determinado. Una tensión a través del sensor 520 de corriente aumenta con el aumento de la corriente a través del sensor 520. Hay una cierta magnitud de corriente máxima a través del sensor 520 (y por lo tanto una tensión de pico a través del sensor 520) que corresponde a un inicio de funcionamiento en modo continuo o una condición de sobrecorriente. Por consiguiente, el transistor Q6 y las resistencias R31 y R32 se emplean para generar una señal de FALLO (activación baja) cuando la tensión de pico a través del sensor 520 indica dicha condición de sobrecorriente, que puede ser supervisada por el procesador 250 (ver pin 16 del procesador en la figura 20C). En otro aspecto de este modo de realización, el procesador puede configurarse para controlar el conmutador para el canal correspondiente en respuesta a la detección de una señal de FALLO de manera que, para un cierto número de periodos de ciclo de conmutación T, el conmutador permanece abierto (es decir, el intervalo de tiempo t_{on} se omite durante algunos ciclos de conmutación), permitiendo que cualquier energía almacenada en el inductor/transformador se descargue por completo (por ejemplo, para cargar el condensador de salida). Este mecanismo puede ser empleado por el procesador 250 solo o en combinación con el filtrado digital de los comandos de iluminación entrantes proporcionados por la información 208 de entrada, como se describió anteriormente, para atenuar aumentos potencialmente bruscos en la potencia de carga deseada para uno o más canales.

En otro aspecto más del aparato de iluminación de ejemplo mostrado en parte en la figura 20B, la tensión desarrollada a través del sensor 520 de corriente puede ser apropiadamente escalada y filtrada en paso bajo por la circuitería 530 para proporcionar una señal de salida ISENSE que representa una corriente media I_{rms} consumida por un canal determinado. Esta señal ISENSE puede ser supervisada por el procesador 250 (por ejemplo, a través del pin 5 del procesador representado en la figura 20C). Dado que el procesador realiza una determinación periódica de V_{rms} mediante mediciones de V_{in} , el procesador puede usar la señal ISENSE que representa I_{rms} junto con una determinación de V_{rms} para calcular una potencia media P^*_{rms} siendo realmente consumida por un canal determinado. En un aspecto, durante el funcionamiento, el procesador puede configurarse para comparar determinaciones periódicas de P^*_{rms} con un límite máximo de potencia objetivo P_{max} a efectos de detectar una condición de sobrecorriente o funcionamiento en modo continuo, como se describió anteriormente. En otro aspecto, la potencia media real P^*_{rms} siendo consumida por un canal determinado puede usarse durante una configuración inicial del aparato de iluminación (por ejemplo, por el fabricante) o periódicamente durante el funcionamiento en el terreno, para determinar los parámetros de calibración apropiados para el aparato de iluminación.

Más específicamente, para determinar parámetros de calibración para el aparato de iluminación, para un canal determinado se proporciona un comando de entrada máxima como información de entrada, es decir, que especifica el 100% de la potencia de carga disponible para el canal, mientras que todos los demás canales permanecen

apagados (potencia cero). Con referencia nuevamente a la ecuación (18) anterior, en un comando de entrada máxima, t_{on} puede determinarse inicialmente con la frecuencia de conmutación establecida a una frecuencia máxima f_{max} y un valor inicial especificado para el parámetro $2LP_{max}$ (por ejemplo, almacenado en la memoria, como EEPROM), basado en una inductancia L del devanado primario del transformador para el canal, y un valor nominal para P_{max} representando una potencia de canal máxima objetivo de acuerdo con diversos criterios de diseño. Con el canal funcionando basado en t_{on} calculado con anterioridad y la frecuencia de conmutación máxima f_{max} , el procesador puede entonces supervisar la señal ISENSE para determinar la potencia media real P^*_{rms} que está siendo consumida por el canal, y comparar este valor con la potencia de canal máxima objetivo P_{max} . Si el procesador determina que P^*_{rms} es menor que la potencia de canal máxima objetivo P_{max} , el procesador puede ajustar apropiadamente el valor para el parámetro $2LP_{max}$ y recalcularse el intervalo de tiempo t_{on} basado en la ecuación (18) usando el valor ajustado para $2LP_{max}$. El procesador puede continuar este proceso de manera iterativa hasta que la potencia real promedio P^*_{rms} sea fundamentalmente igual a la potencia máxima del canal objetivo P_{max} , y almacene en la memoria (por ejemplo, EEPROM) el valor ajustado del parámetro $2LP_{max}$ requerido para esta igualdad, para ser utilizado en determinaciones posteriores de t_{on} en respuesta a comandos de potencia arbitrarios. De esta manera, el valor de $2LP_{max}$ utilizado durante el funcionamiento normal para calcular t_{on} basado en la ecuación (18) se puede determinar como un valor de calibración durante un procedimiento de configuración de fabricación inicial del aparato, y recalcularse opcionalmente de vez en cuando durante el funcionamiento del aparato en el terreno.

Como se describió anteriormente, generalmente en condiciones normales de funcionamiento, en el aparato de iluminación de las figuras 20A 20D no se requiere información de retroalimentación relacionada con la carga para controlar las operaciones de conmutación para proporcionar una potencia de carga deseada específica y variable a la carga para cada canal. Más bien, la información 208 de entrada presente en la línea de DATOS, y recibida por el procesador 250 como la señal de datos 208-1 de entrada condicionada, representa la potencia de carga deseada para cada canal y es utilizada por el procesador en un modo de "alimentación directa" para determinar principalmente el ciclo de trabajo y/o la frecuencia de conmutación efectiva del conmutador de cada canal. La única otra información normalmente requerida por el procesador para controlar las operaciones de conmutación es V_{ms} (ver ecuaciones (9), (10) y (18)), que el procesador obtiene muestreando periódicamente la tensión V_{in} a través de la señal V_{BUS} ; esta señal se obtiene a través de las resistencias R2 y R16 mostradas en la parte superior izquierda de la figura 20B, y se proporciona como una entrada al procesador 250 mostrado en la figura 20C (a través del pin 4 del procesador).

En un aspecto de este modo de realización, en cambio, como se muestra en la figura 20B, el aparato de iluminación puede emplear circuitería 510 de protección de circuito abierto para supervisar la tensión de salida de cada canal únicamente para determinar una condición de circuito abierto (por ejemplo, en caso de fallo del LED o más generalmente, la ausencia de una carga acoplada al transformador secundario). En el caso de una condición de circuito abierto (es decir, la carga no puede consumir corriente del transformador secundario), si las operaciones de conmutación normales continuaran ininterrumpidas, las disposiciones de transferencia de energía para cada canal continuarían tratando de proporcionar una potencia prescrita y, en algún momento, esto daría como resultado el fallo del componente de uno o más componentes de la disposición de transferencia de energía. Por consiguiente, en una implementación, como se muestra en la figura 20B, la tensión de salida de cada canal puede ser supervisada mediante la circuitería 510 de protección de circuito abierto (por ejemplo, a través de los diodos D13 y D14) y compararse con una tensión de referencia máxima predeterminada (por ejemplo, según lo determinado por las resistencias R42 y 43). Si las tensiones supervisadas exceden la tensión de referencia máxima, la circuitería 510 fuerza la señal FALLO DE CIERRE (salida del optoaislador ISO3) a un nivel lógico bajo, que a su vez es supervisado por el procesador 250 (ver figura 20C, pin 15 del procesador). Tras la detección de la señal FALLO DE CIERRE, el procesador puede causar que ambos canales cesen por completo las operaciones de conmutación, a fin de proteger otros componentes del circuito de las disposiciones de transferencia de energía. De esta manera, hay que señalar que la retroalimentación proporcionada por la circuitería de protección de circuito abierto no se emplea para facilitar el funcionamiento normal del aparato (es decir, controlar las operaciones de conmutación para proporcionar las potencias de carga especificadas deseadas) sino más bien para apagar completamente el aparato en el caso de una condición de carga abierta para cualquier canal.

En implementaciones en las que se emplea la circuitería 510 de protección de circuito abierto, esta circuitería consume naturalmente algo de potencia de las disposiciones de transferencia de energía a la que está acoplada.

Como resultado, la potencia consumida por la circuitería 510 puede en algunos casos afectar la precisión de la potencia suministrada a las cargas respectivas, especialmente si la potencia de carga deseada especificada por la información de entrada es en sí misma relativamente baja; fundamentalmente, la potencia consumida por la circuitería 510 constituye una desviación constante entre la potencia de carga especificada y la real para cada canal. Por consiguiente, para explicar la presencia de la circuitería de protección de circuito abierto y la potencia correspondiente consumida por esta circuitería de las disposiciones de transferencia de energía, el procesador 250 puede configurarse para agregar una constante C apropiada al cálculo de t_{on} dado en la ecuación (9) o la ecuación (18) de acuerdo con:

$$t_{on} = \frac{1}{V_{rms}} \cdot \sqrt{\frac{1}{f_{eff}}} \cdot \sqrt{2LP_{max}} \cdot (\sqrt{power\ command} + C), \quad (21)$$

5 donde, como se describió anteriormente, el comando de potencia representa una potencia de canal deseada en términos relativos de P_{rms}/P_{max} . En base a lo anterior, hay que señalar que la relación dada anteriormente en la ecuación (21) puede usarse en lugar de las ecuaciones (9) o (18) en cualquiera de los procesos o procedimientos descritos en el presente documento para modelar de forma más precisa el funcionamiento de un aparato de acuerdo con la presente divulgación empleando circuitería de protección de circuito abierto.

10 Una vez descritos varios modos de realización ilustrativos, hay que señalar que los expertos en la materia podrán realizar fácilmente diversas alteraciones, modificaciones y mejoras. Dichas alteraciones, modificaciones y mejoras están previstas que sean parte de esta divulgación, y están previstas que estén dentro del espíritu y el alcance de esta divulgación. Si bien algunos ejemplos presentados en el presente documento implican combinaciones específicas de funciones o elementos estructurales, ha de entenderse que esas funciones y elementos pueden combinarse de otras maneras, en base a las enseñanzas generales de la presente divulgación, para lograr los mismos o diferentes objetivos. En particular, los actos, elementos y características descritos en conexión con un modo de realización no están destinados a ser excluidos de otras funciones o similares en otros modos de realización. Por consiguiente, la descripción anterior y los dibujos adjuntos son solo a modo de ejemplo, y no se pretende que sean limitativos.

REIVINDICACIONES

1. Un aparato de iluminación, que comprende:

- 5 - una primera carga (218) que incluye al menos una primera fuente de luz basada en LED;
- una disposición (202) de transferencia de energía y un conmutador (214), donde la disposición (202) de transferencia de energía está acoplada a la primera (218) carga y en la que la disposición (202) de transferencia de energía y el conmutador (214) están configurados de modo que una corriente (210) de entrada pasa a través de la disposición (202) de transferencia de energía a través del funcionamiento del interruptor (214);
- un rectificador (68) configurado para acoplarse a una fuente (67) de tensión de CA y para emitir una forma de onda de tensión rectificadas, estando dispuesta la fuente (67) de tensión de CA para proporcionar una fuente de energía al aparato de iluminación;
- 15 - un controlador (204) configurado para controlar el conmutador (214);

caracterizado porque el controlador (204) está configurado en modo de alimentación directa de manera que se proporciona una potencia predeterminada controlada a la carga (218) basada en la supervisión de uno o más parámetros relacionados con la potencia proporcionada por la fuente (67) de tensión de CA al aparato de iluminación.

2. El aparato de la reivindicación 1, en el que el controlador (204) está configurado para controlar primeras operaciones de conmutación basadas al menos en parte en al menos una de las formas de onda de tensión rectificadas y una corriente consumida del rectificador (68).

3. El aparato de la reivindicación 2, en el que el controlador (204) está configurado además para controlar las primeras operaciones de conmutación basadas al menos en parte en la primera información que representa una primera potencia de carga deseada para la primera carga (218).

4. El aparato de la reivindicación 3, en donde:

- la primera información incluye un primer comando de iluminación que representa un primer valor para la primera potencia de carga deseada durante un primer período de tiempo y un segundo comando de iluminación que representa un segundo valor para la primera potencia de carga deseada durante un segundo período de tiempo inmediatamente posterior al primer período de tiempo, en donde el segundo valor es mayor que el primer valor; y
- el controlador (204) está configurado para controlar las primeras operaciones de conmutación a fin de aumentar gradualmente la primera potencia de carga del primer valor al segundo valor a través de al menos un valor intermedio entre el primer valor y el segundo valor.

5. El aparato de la reivindicación 4, en donde el controlador (204) está configurado para procesar el primer y segundo comandos de iluminación a fin de generar al menos un comando de iluminación adicional que represente al menos un valor intermedio.

6. El aparato de la reivindicación 4, en donde el controlador (204) está configurado para controlar al menos uno de, un ciclo de trabajo y una frecuencia de las primeras operaciones de conmutación.

7. El aparato de la reivindicación 6, en donde:

- el controlador (204) está configurado para controlar el ciclo de trabajo y la frecuencia de las primeras operaciones de conmutación; y
- el controlador (204) está además configurado para distribuir los pesos respectivos asociados con el ciclo de trabajo y la frecuencia de las primeras operaciones de conmutación basadas al menos en parte en la primera información que representa la primera potencia de carga deseada.

8. El aparato de la reivindicación 7, en donde el controlador (204) está configurado para distribuir de forma equitativa los pesos asociados con el ciclo de trabajo y la frecuencia de las primeras operaciones de conmutación.

9. El aparato de la reivindicación 7, en donde un primer parámetro $tgain$ representa el ciclo de trabajo como un porcentaje de un ciclo de trabajo máximo, donde un segundo parámetro $fgain$ representa la frecuencia como un porcentaje de una frecuencia máxima, y en donde el controlador (204) es configurado para distribuir los pesos asociados con el ciclo de trabajo y la frecuencia de modo que un producto dado por $(tgain)^2$ multiplicado por $fgain$ sea menor o igual a uno.

10. El aparato de la reivindicación 7, en donde un primer parámetro representa el ciclo de trabajo como un porcentaje de un ciclo de trabajo máximo, y en donde un segundo parámetro representa una frecuencia como un porcentaje de una frecuencia máxima, y en donde el controlador (204) es configurado para distribuir los pesos asociados con el ciclo de trabajo y la frecuencia de modo que $(t_{gain})^2 = f_{gain}$.

5 11. El aparato de la reivindicación 1, que además comprende:
- una segunda carga que incluye al menos una segunda fuente luminosa basada en LED,
10 en donde el aparato de control incluye una segunda etapa de conmutación única para la segunda carga, el aparato de control configurado para proporcionar la corrección del factor de potencia, la primera potencia de carga y una segunda potencia de carga a la segunda carga mediante control de la segunda etapa de conmutación única, y
15 en donde el controlador está configurado para controlar la segunda etapa de conmutación única para proporcionar la segunda potencia de carga sin supervisar o regular una segunda corriente de carga o una segunda tensión de carga asociada con la segunda carga.

12. El aparato de la reivindicación 11, en donde la segunda etapa de conmutación única comprende:

20 - una segunda disposición de transferencia de energía configurada para proporcionar la segunda potencia de carga a la segunda carga en base a un segundo acoplamiento periódico de la forma de onda de tensión rectificadas a la segunda disposición de transferencia de energía,
en donde el controlador (204) está configurado para controlar segundas operaciones de conmutación de la segunda etapa de conmutación única para implementar el segundo acoplamiento periódico de la forma de onda de tensión
25 rectificadas a la segunda disposición de transferencia de energía y la aportación de la segunda potencia de carga a la segunda carga.

13. El aparato según la reivindicación 1, en donde el aparato de iluminación comprende además:

30 circuitería de protección de circuito abierto configurada para detectar una condición de circuito abierto representando una ausencia o un fallo de al menos la primera carga, en donde el aparato de iluminación está configurado además para interrumpir el funcionamiento de al menos la primera etapa de conmutación única tras la detección de la condición de circuito abierto.

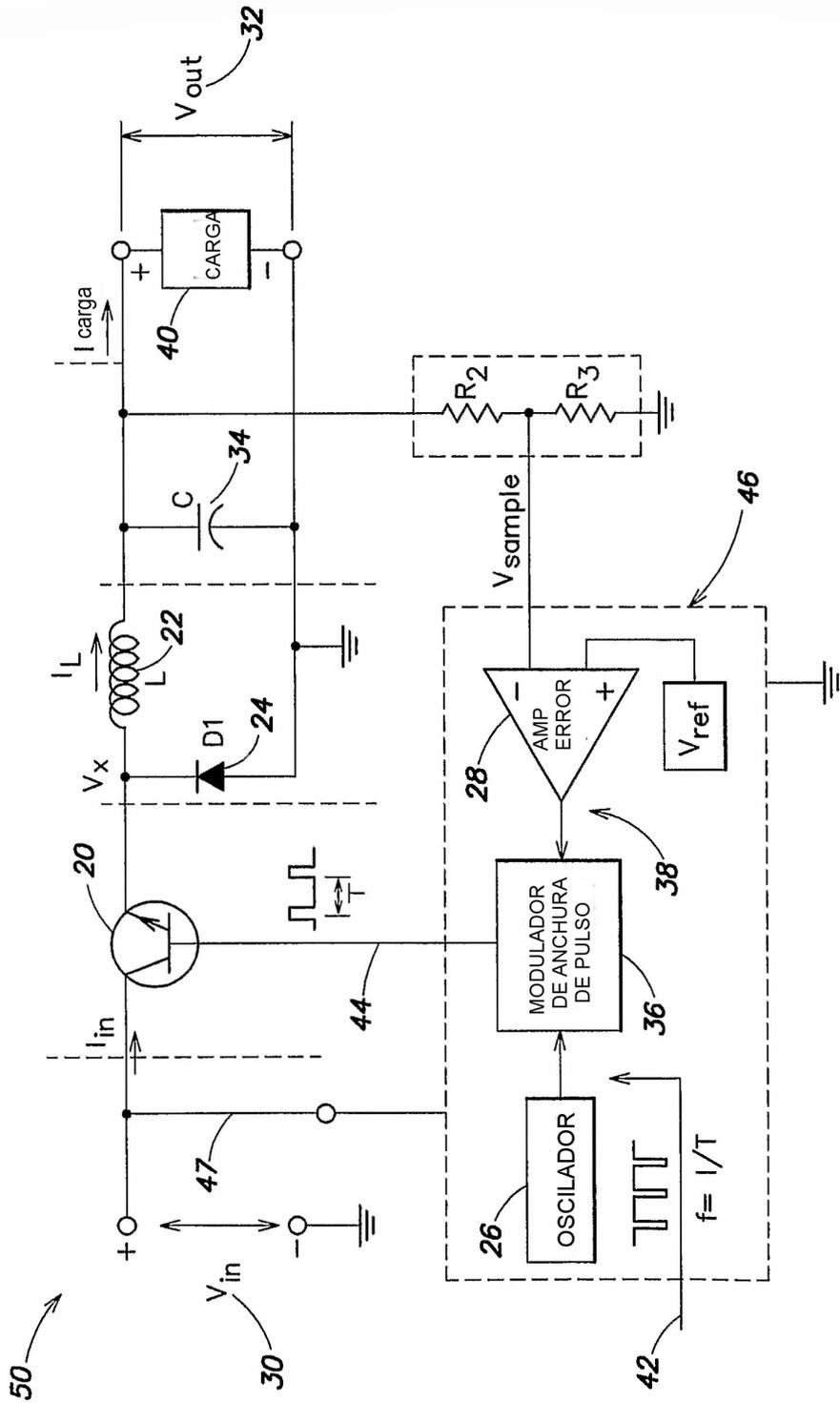


Figura 1
ESTADO DE LA TÉCNICA

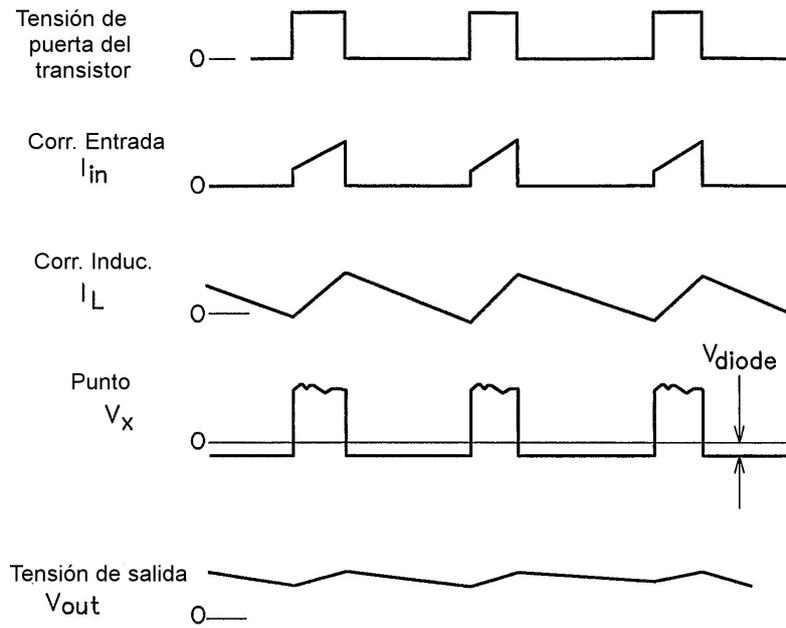


Figura 2

ESTADO DE LA TÉCNICA

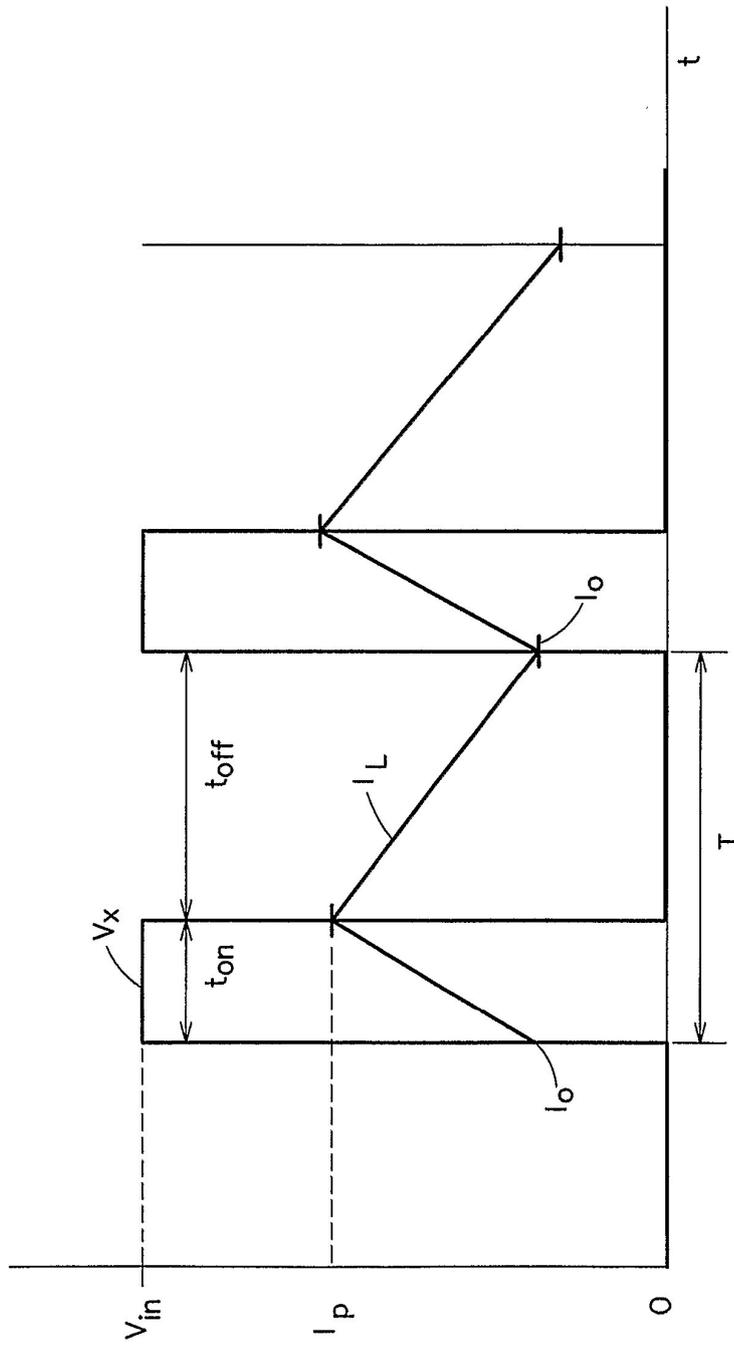


Figura 3
ESTADO DE LA TÉCNICA

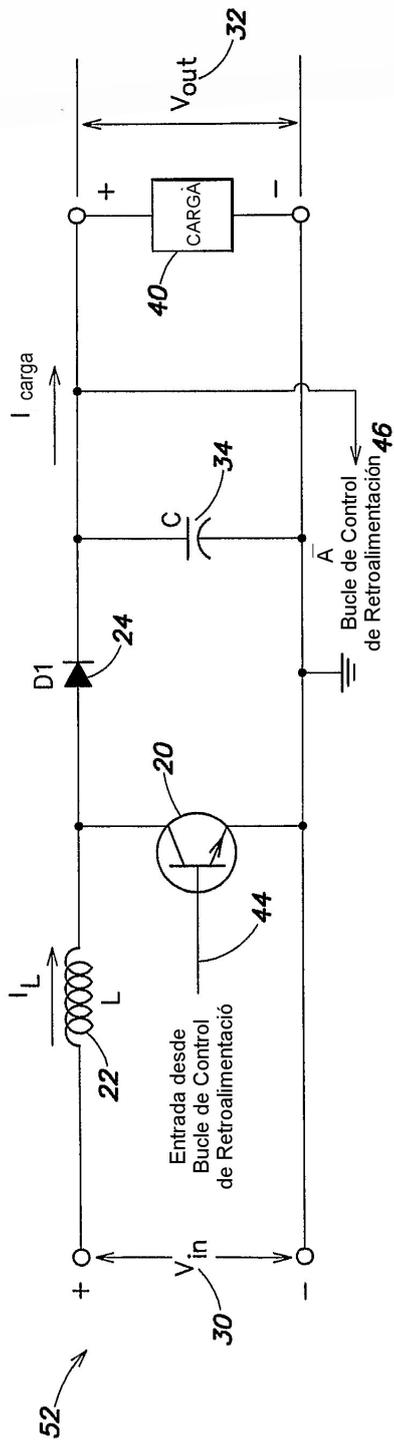


Figura 4

ESTADO DE LA TÉCNICA

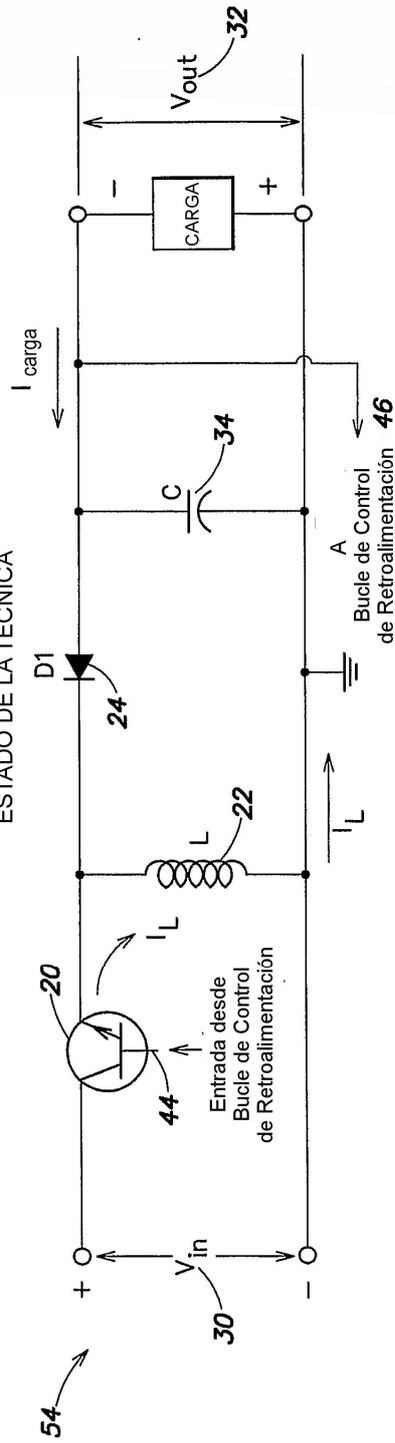


Figura 5

ESTADO DE LA TÉCNICA

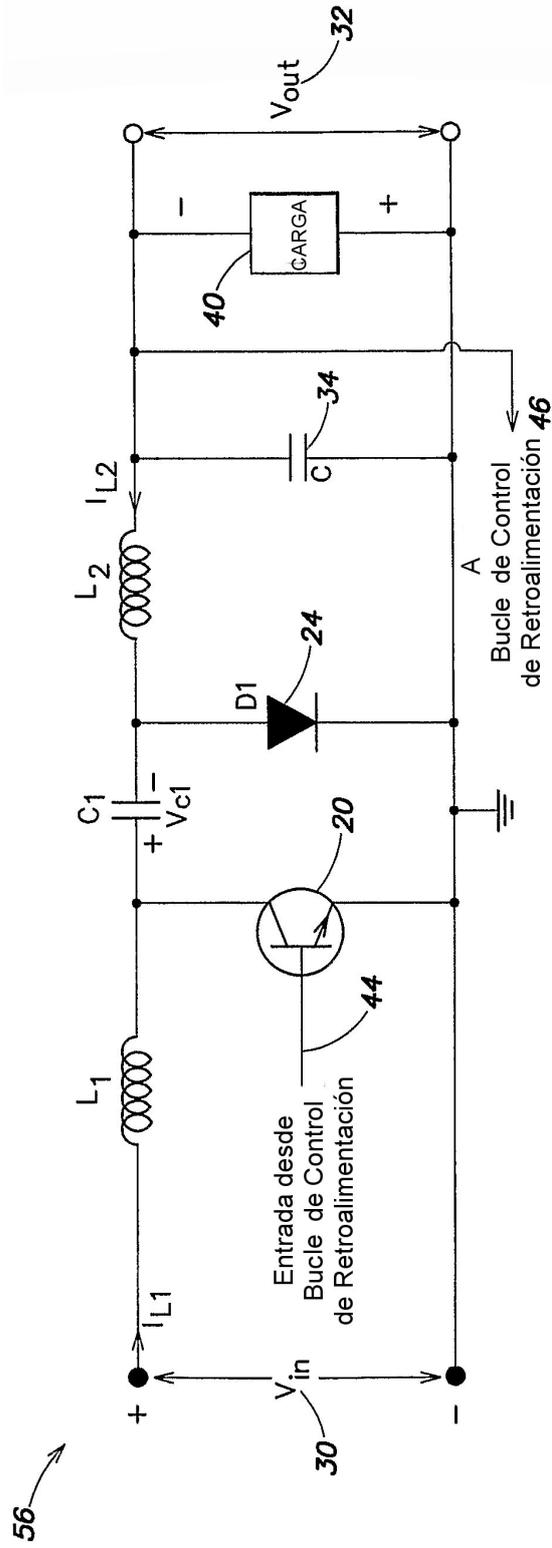


Figura 6

ESTADO DE LA TÉCNICA

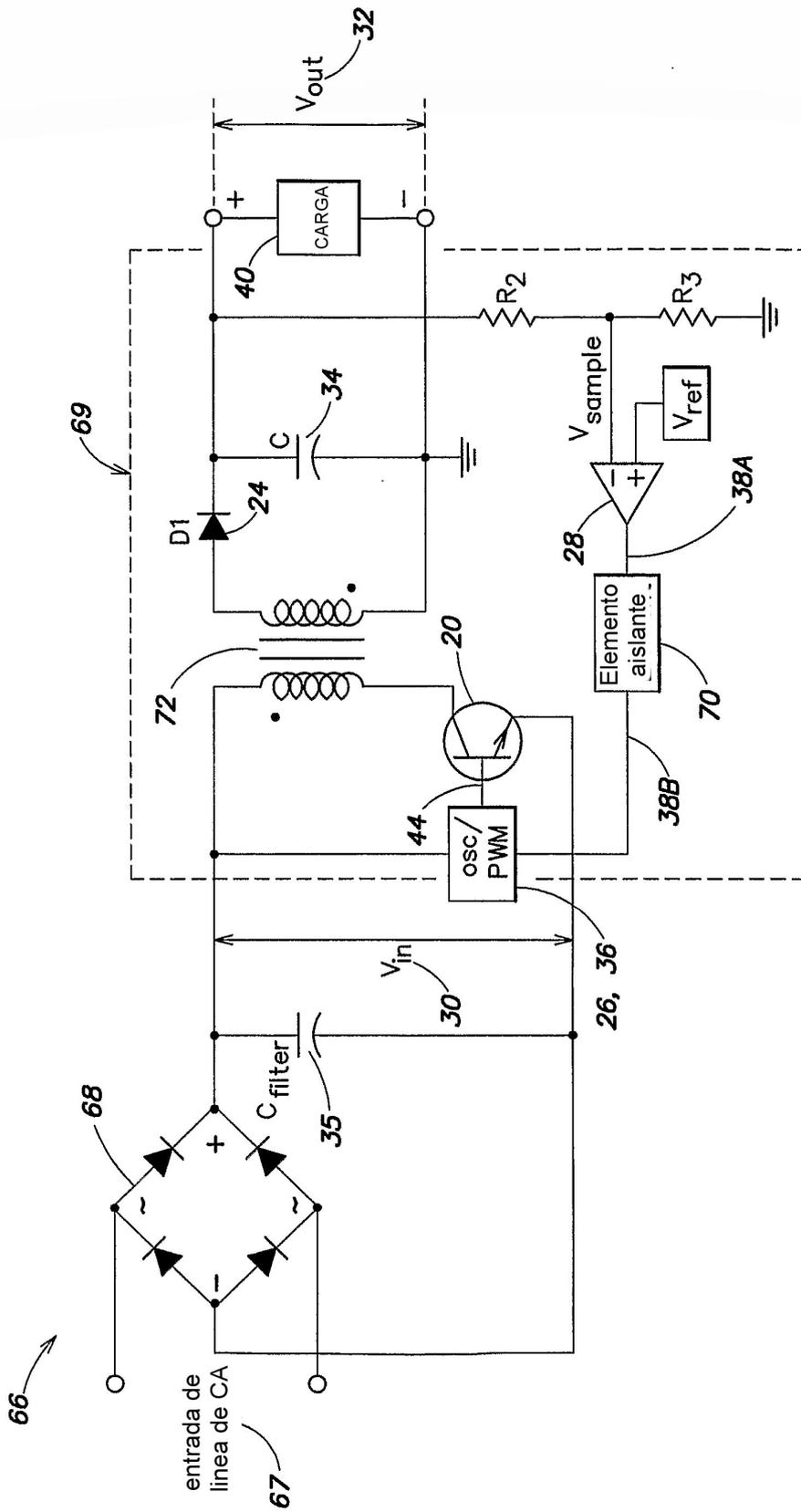


Figura 7

ESTADO DE LA TÉCNICA

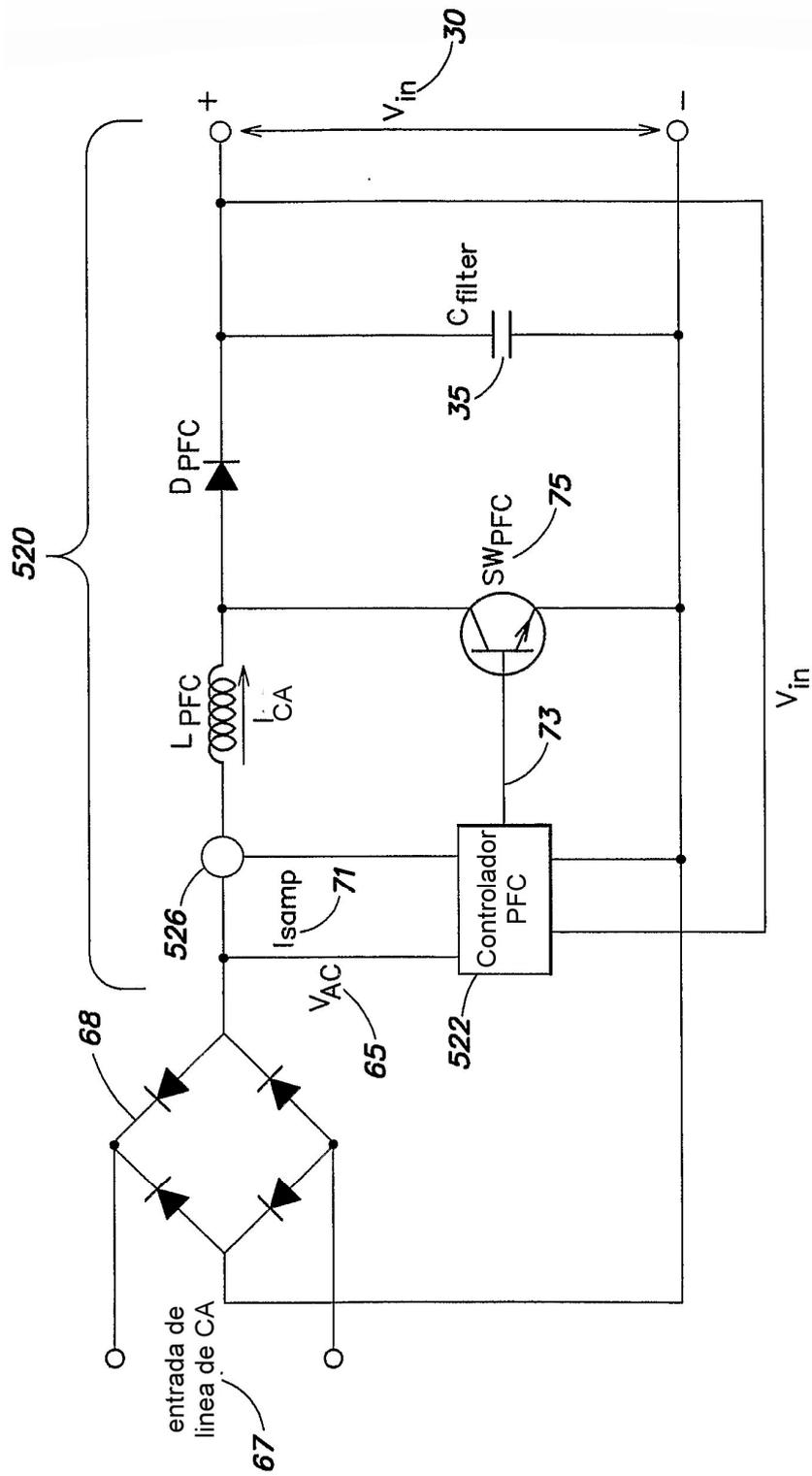


Figura 8

ESTADO DE LA TÉCNICA

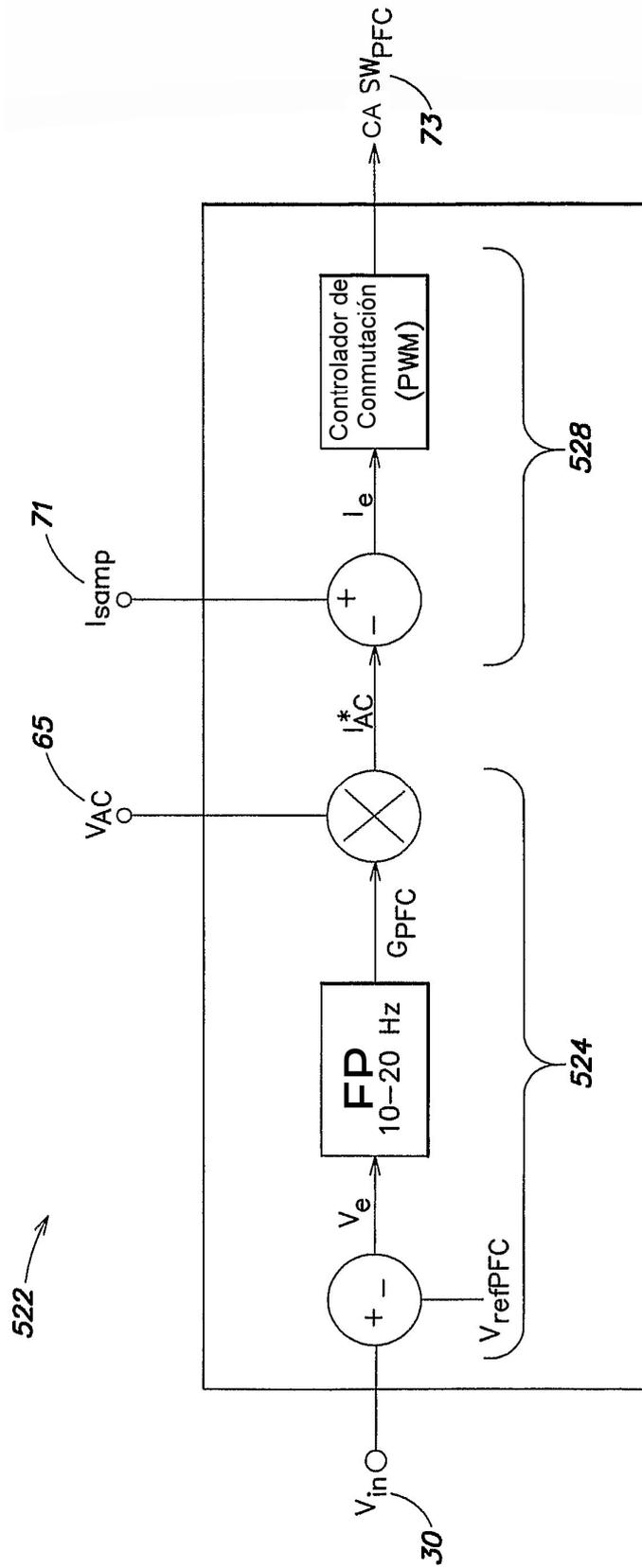


Figura 9
ESTADO DE LA TÉCNICA

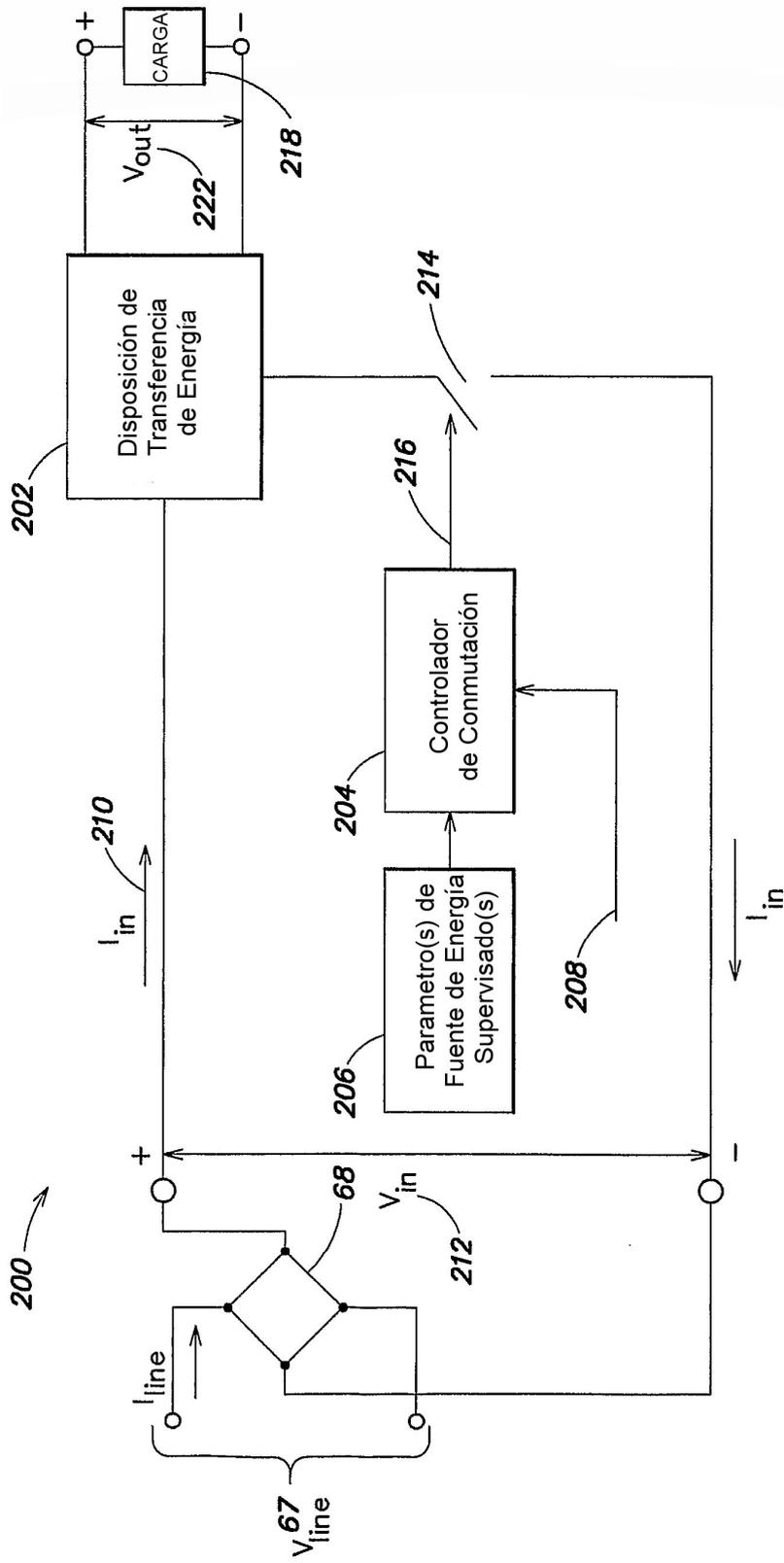


Figura 10

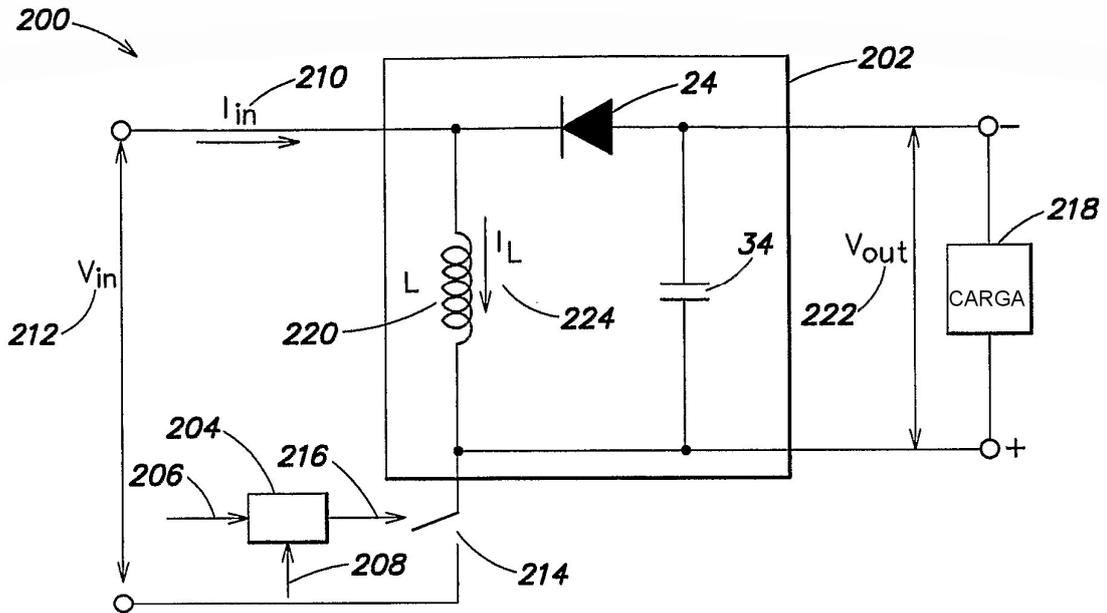


Figura 11

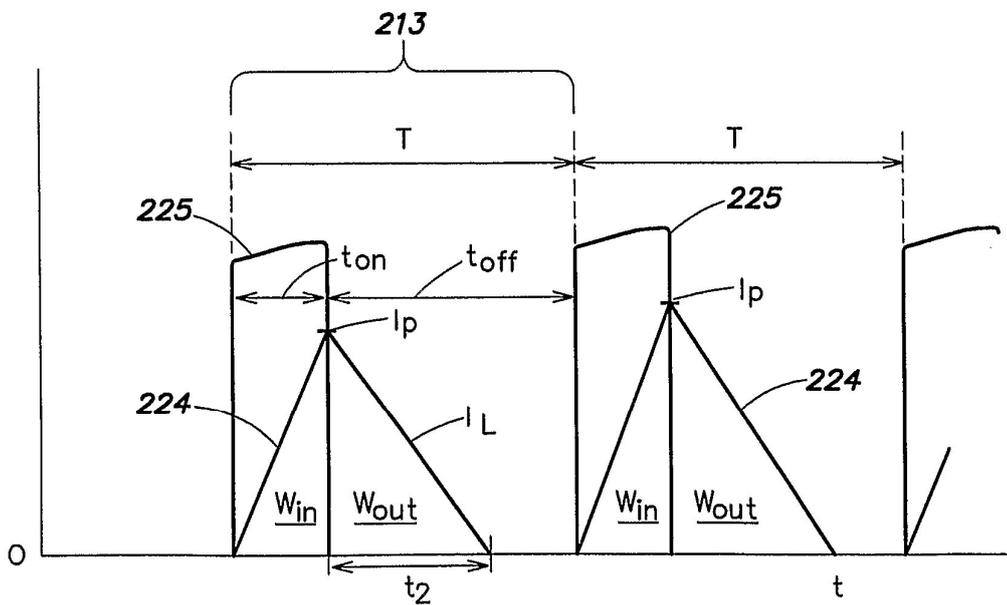


Figura 12

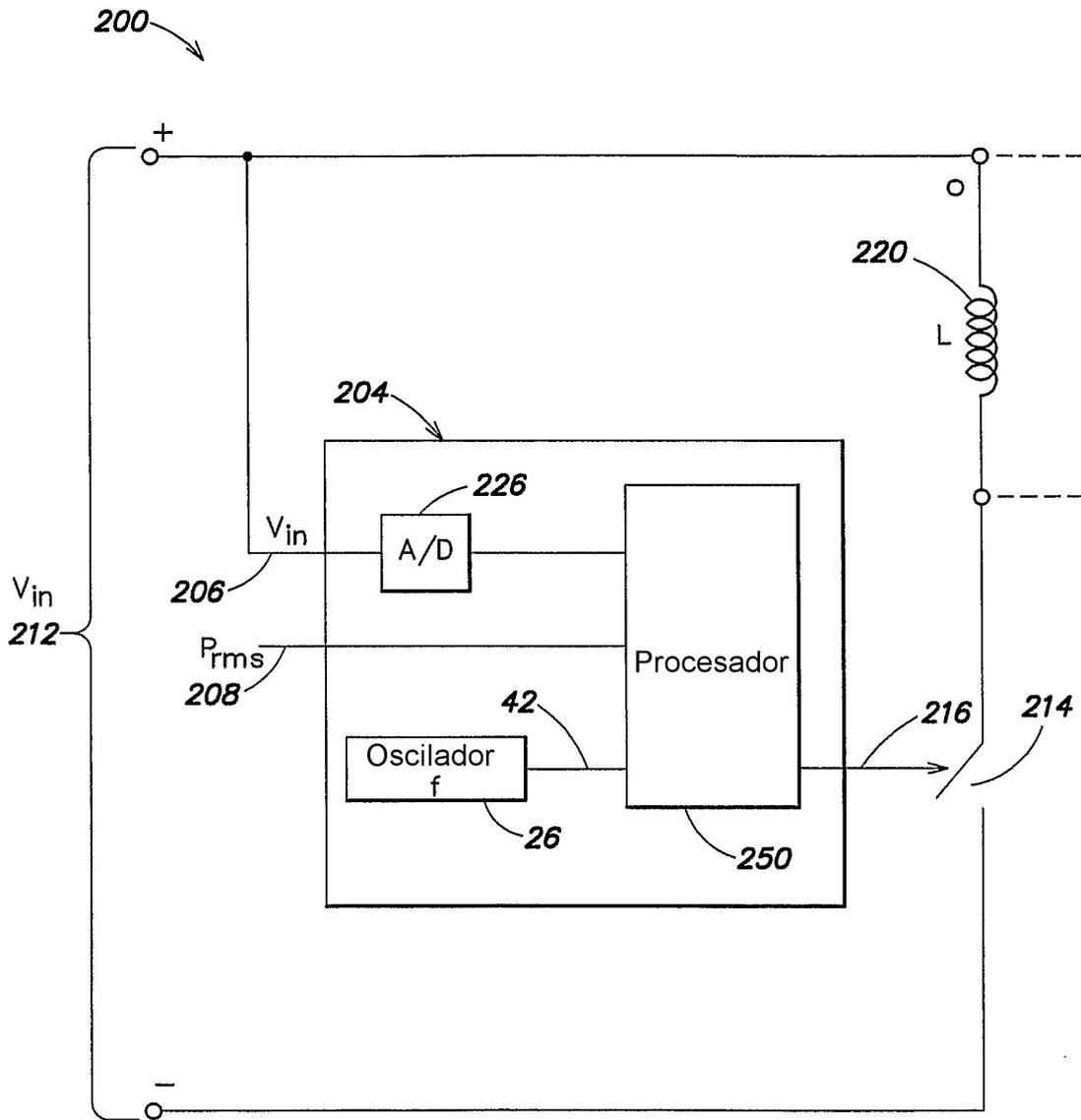


Figura 13

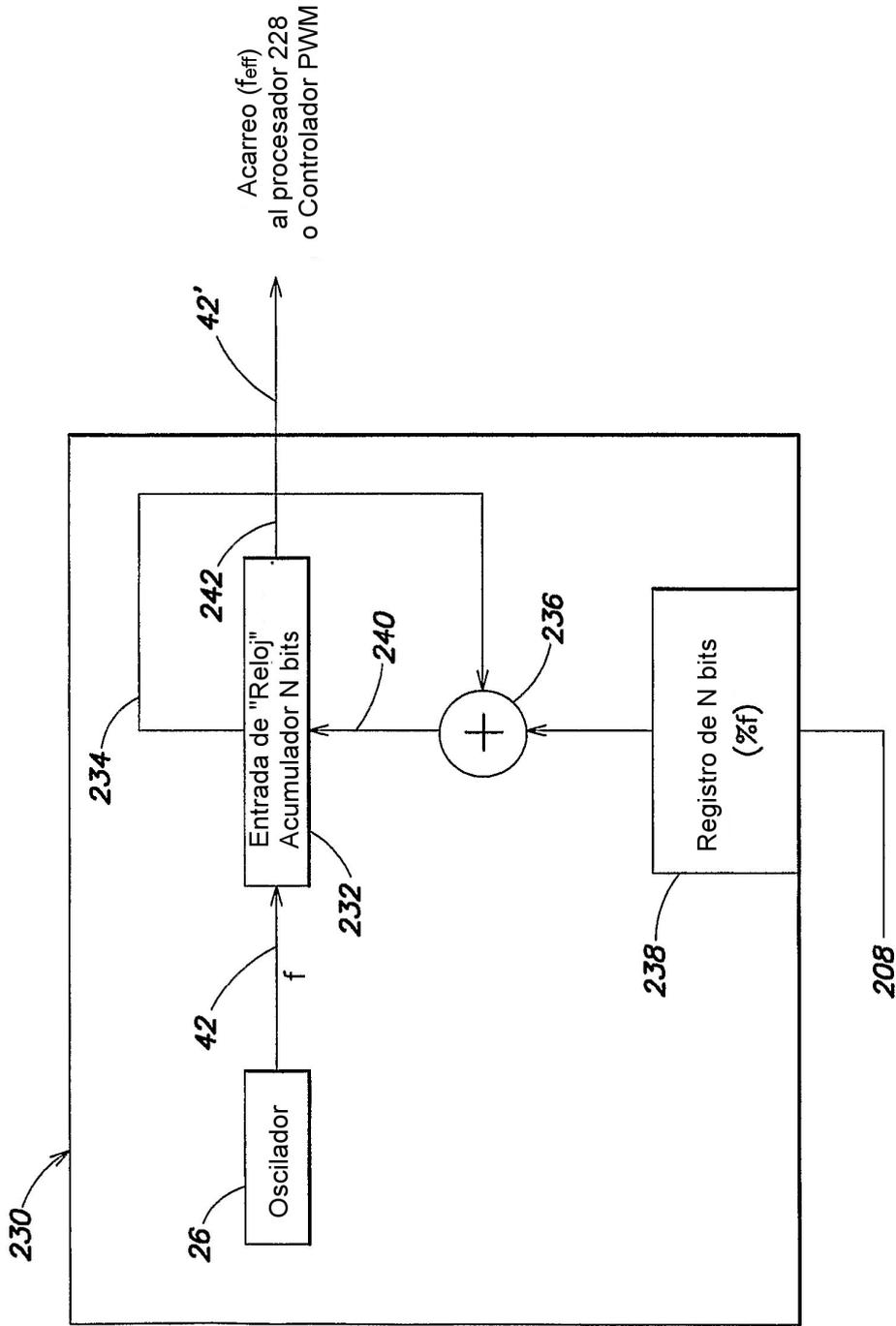


Figura 14

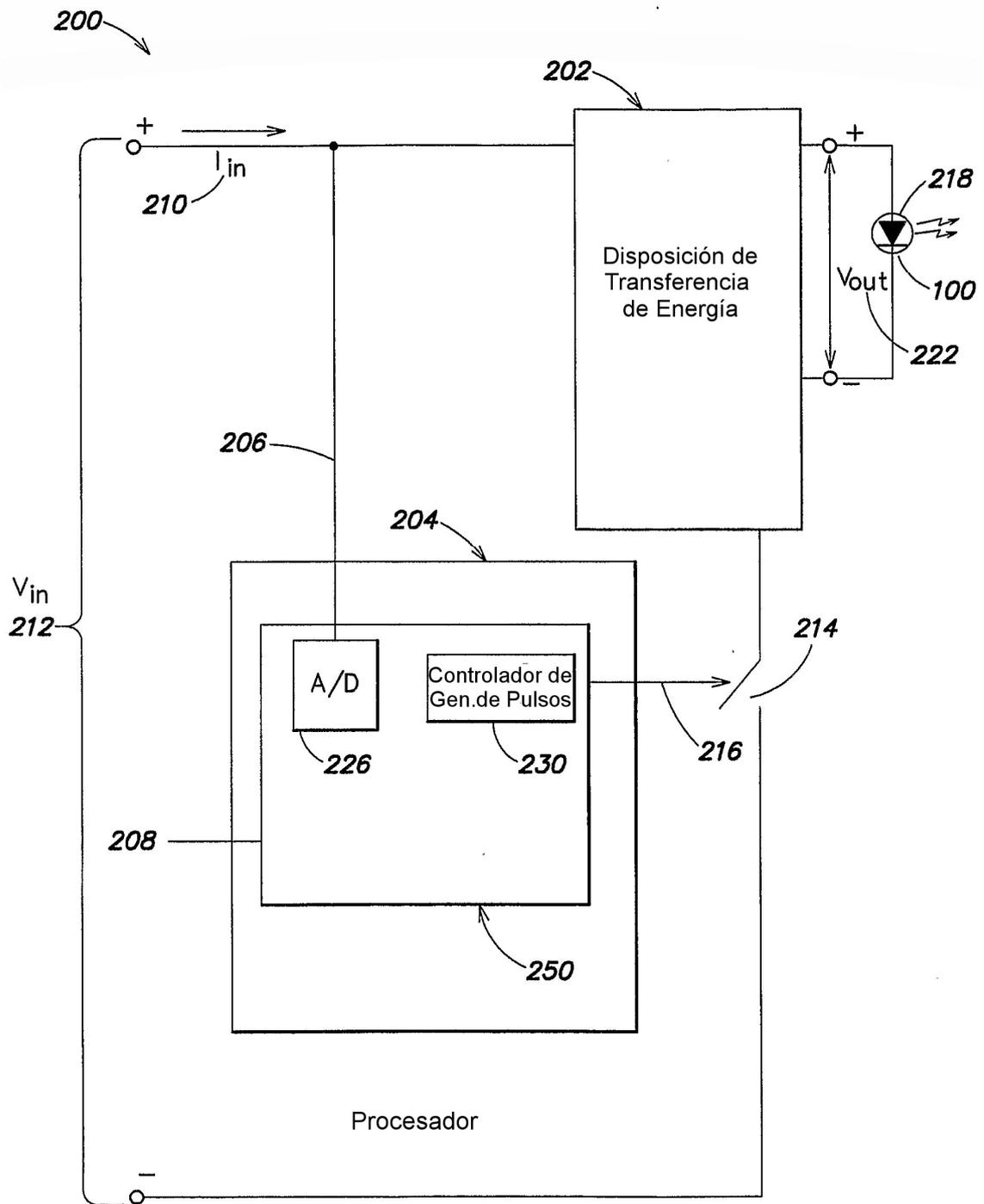


Figura 15

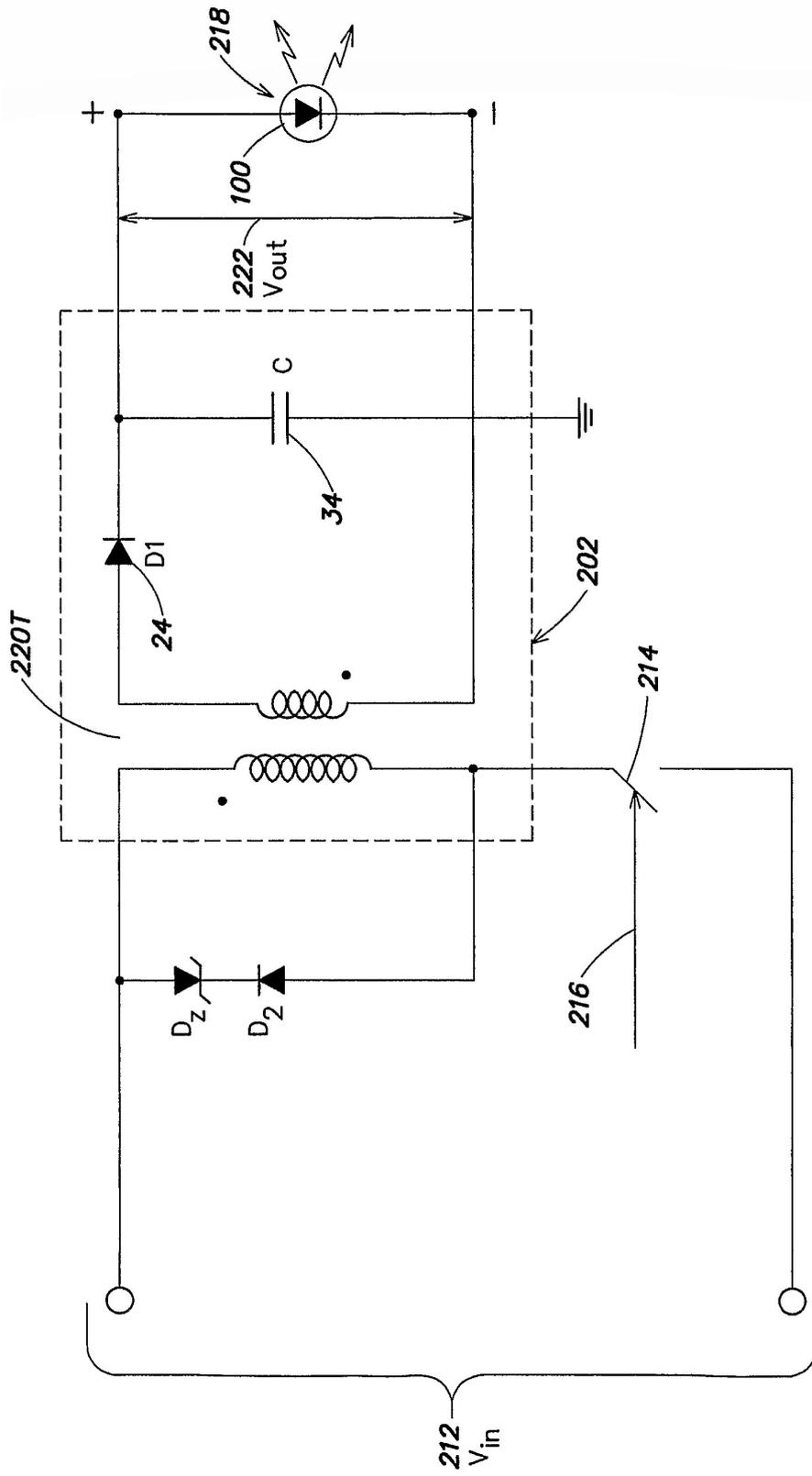


Figura 16

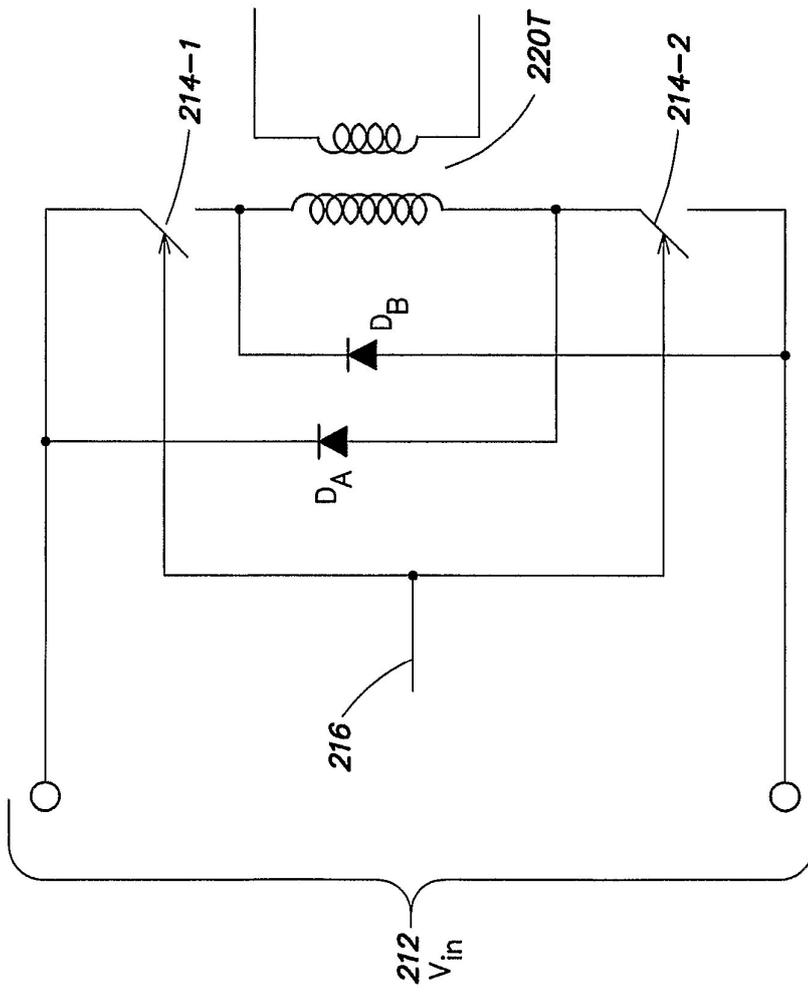


Figura 17

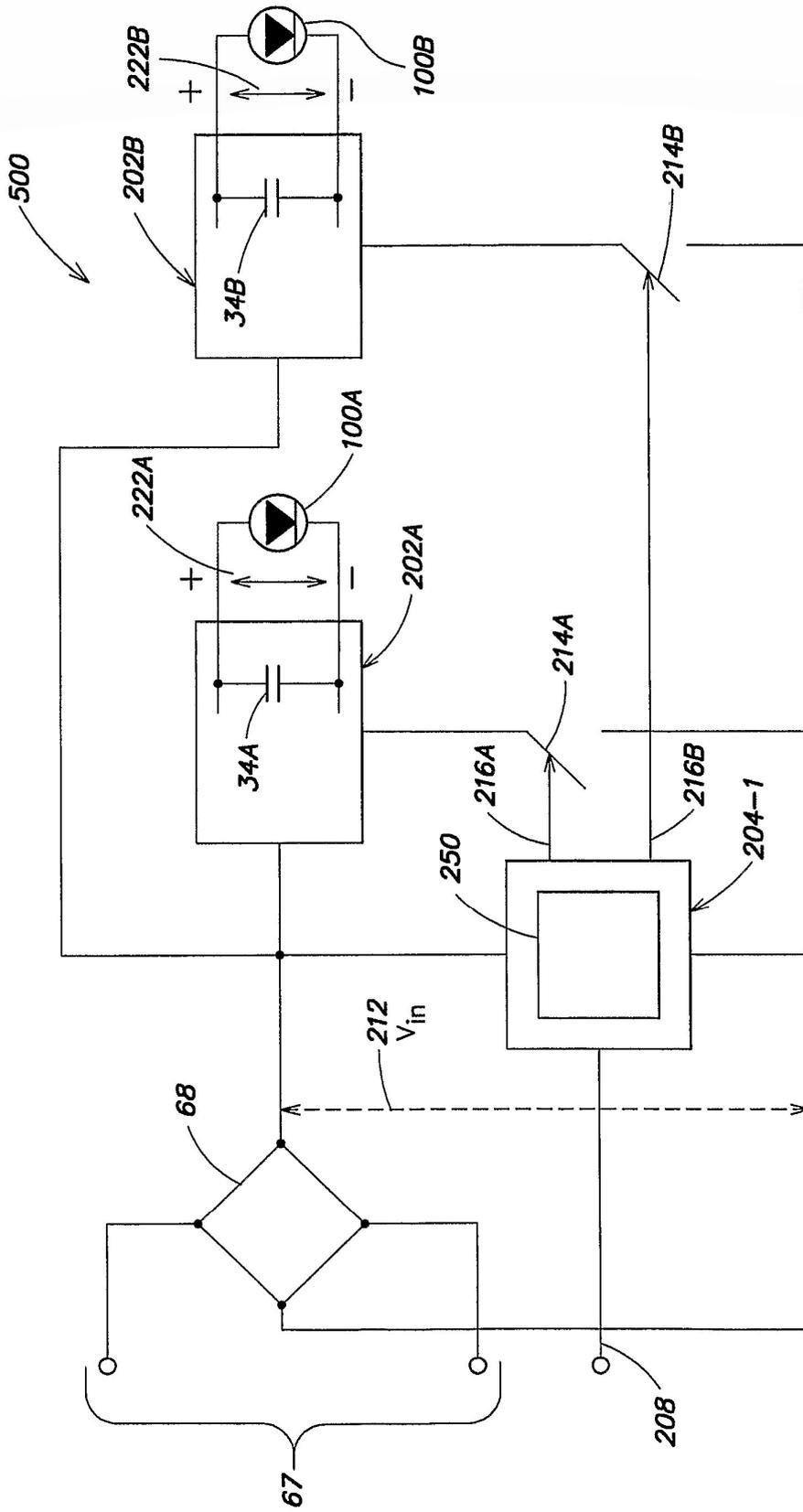


Figura 18

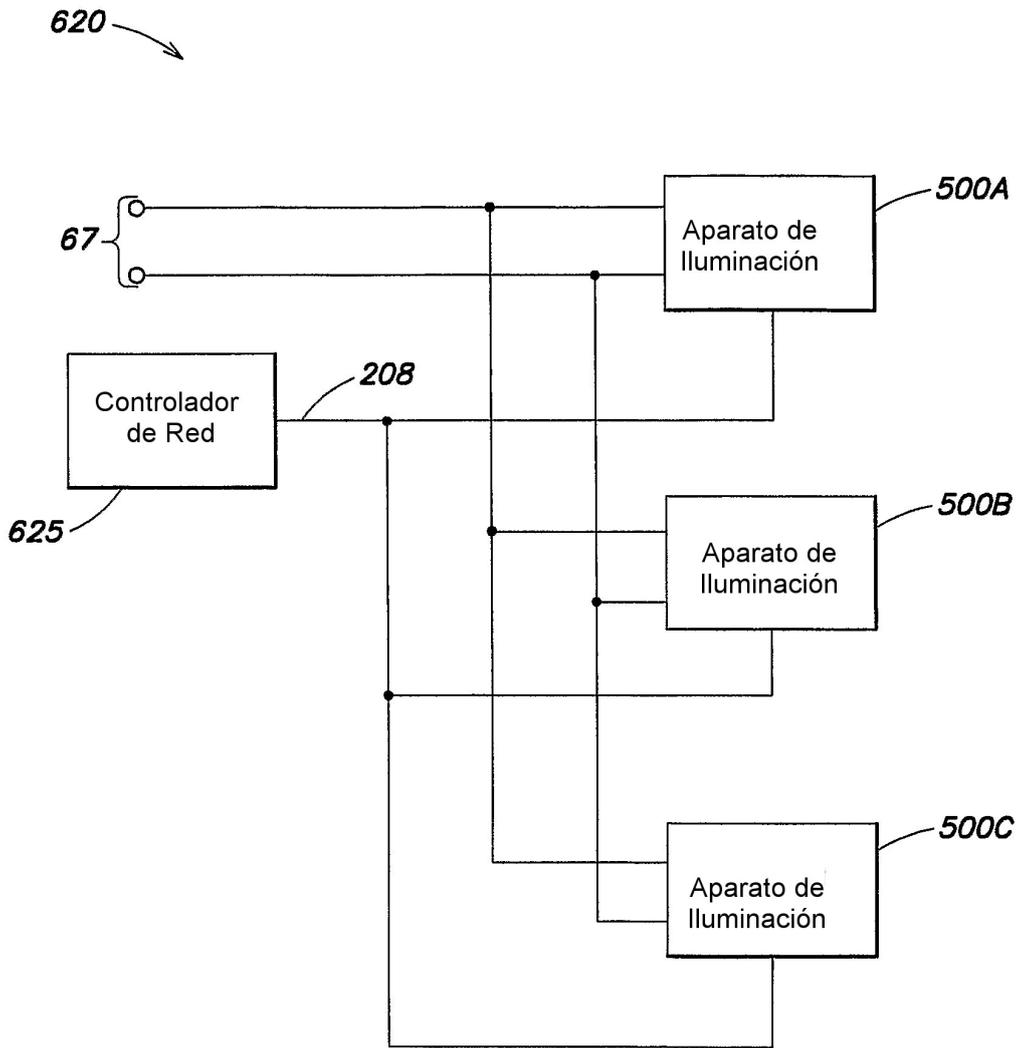


Figura 19

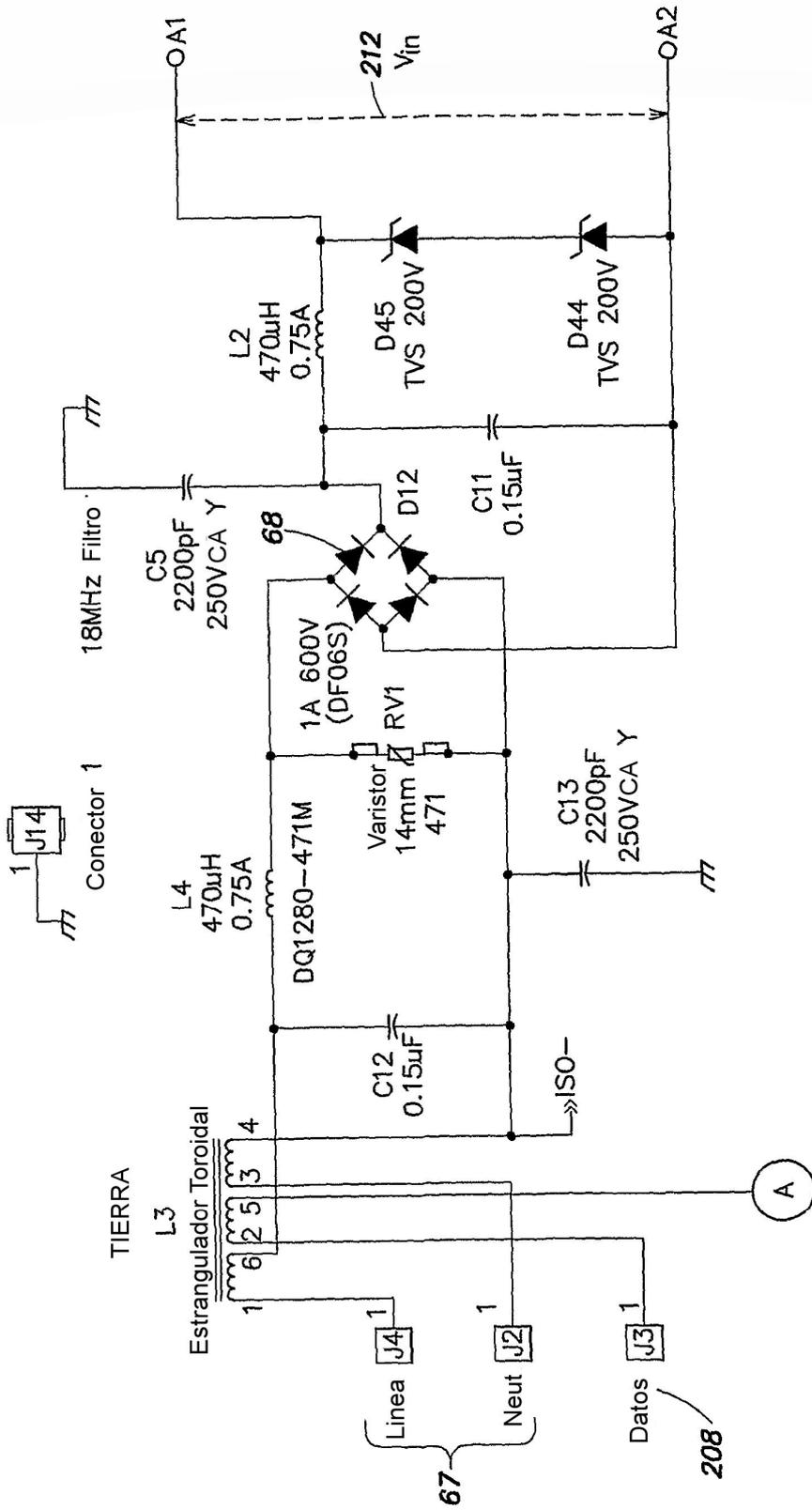


Figura 20A-1
Figura 20A-2

Figura 20A-1

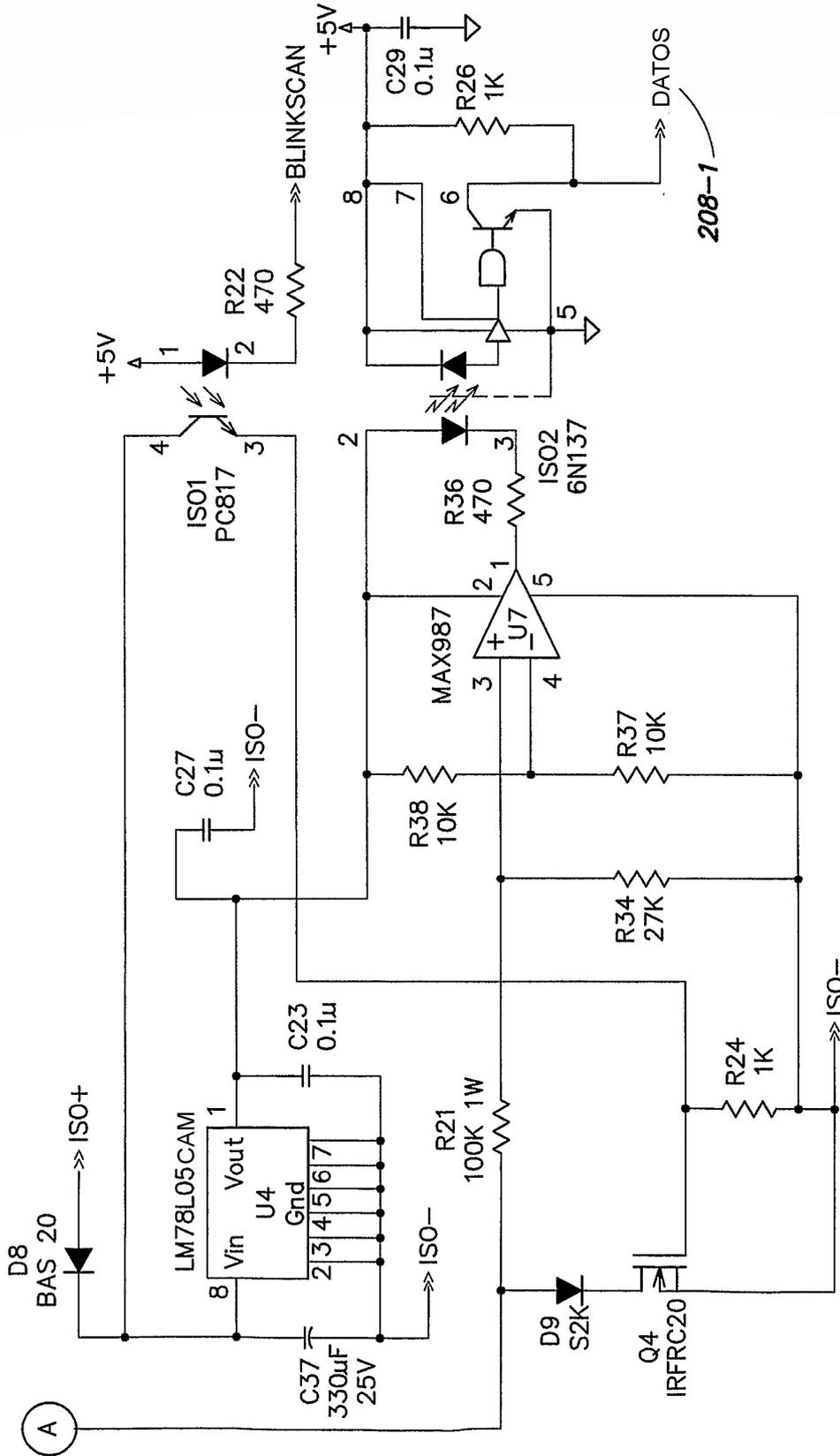


Figura 20A-2

208-1

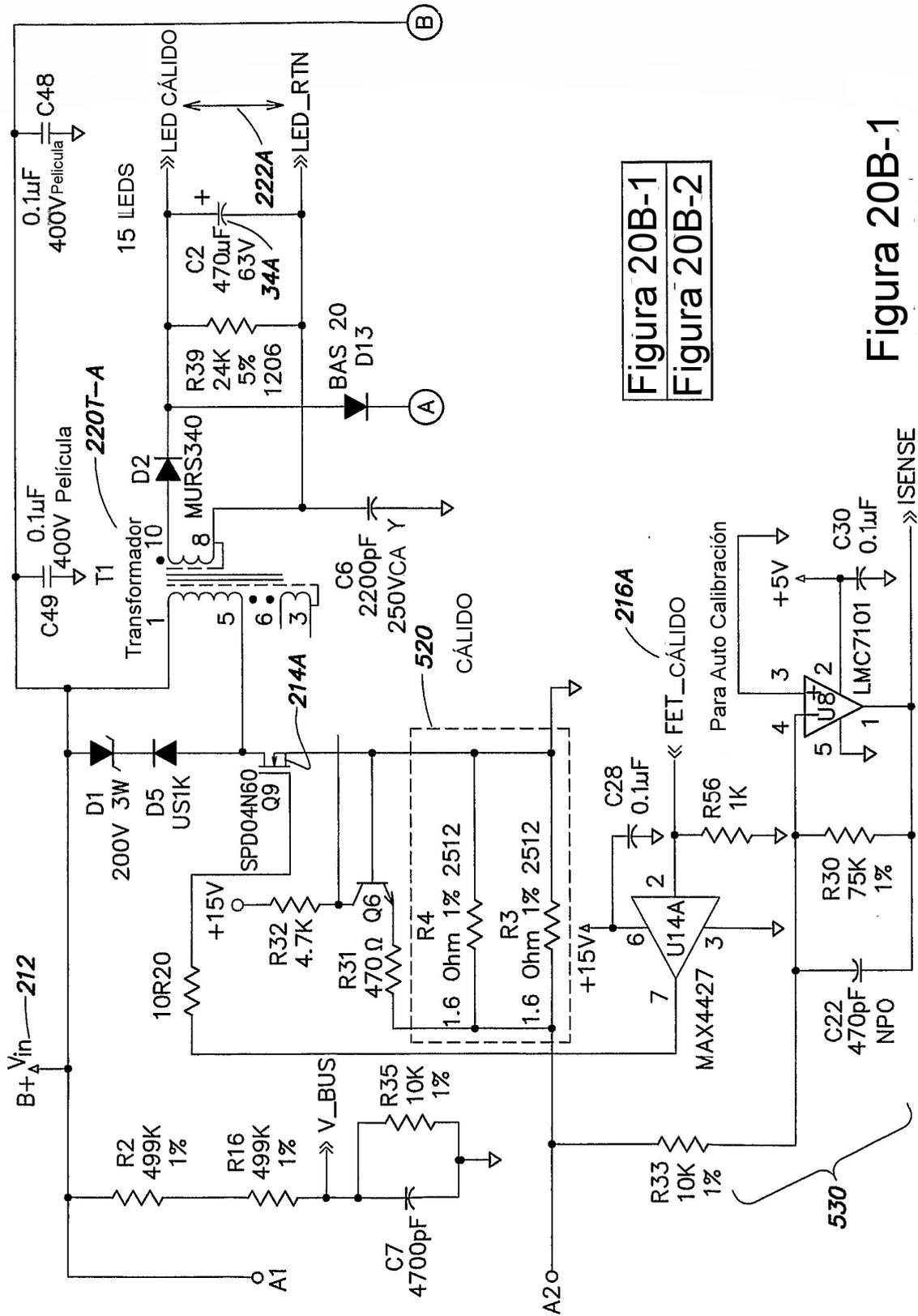


Figura 20B-1
Figura 20B-2

Figura 20B-1

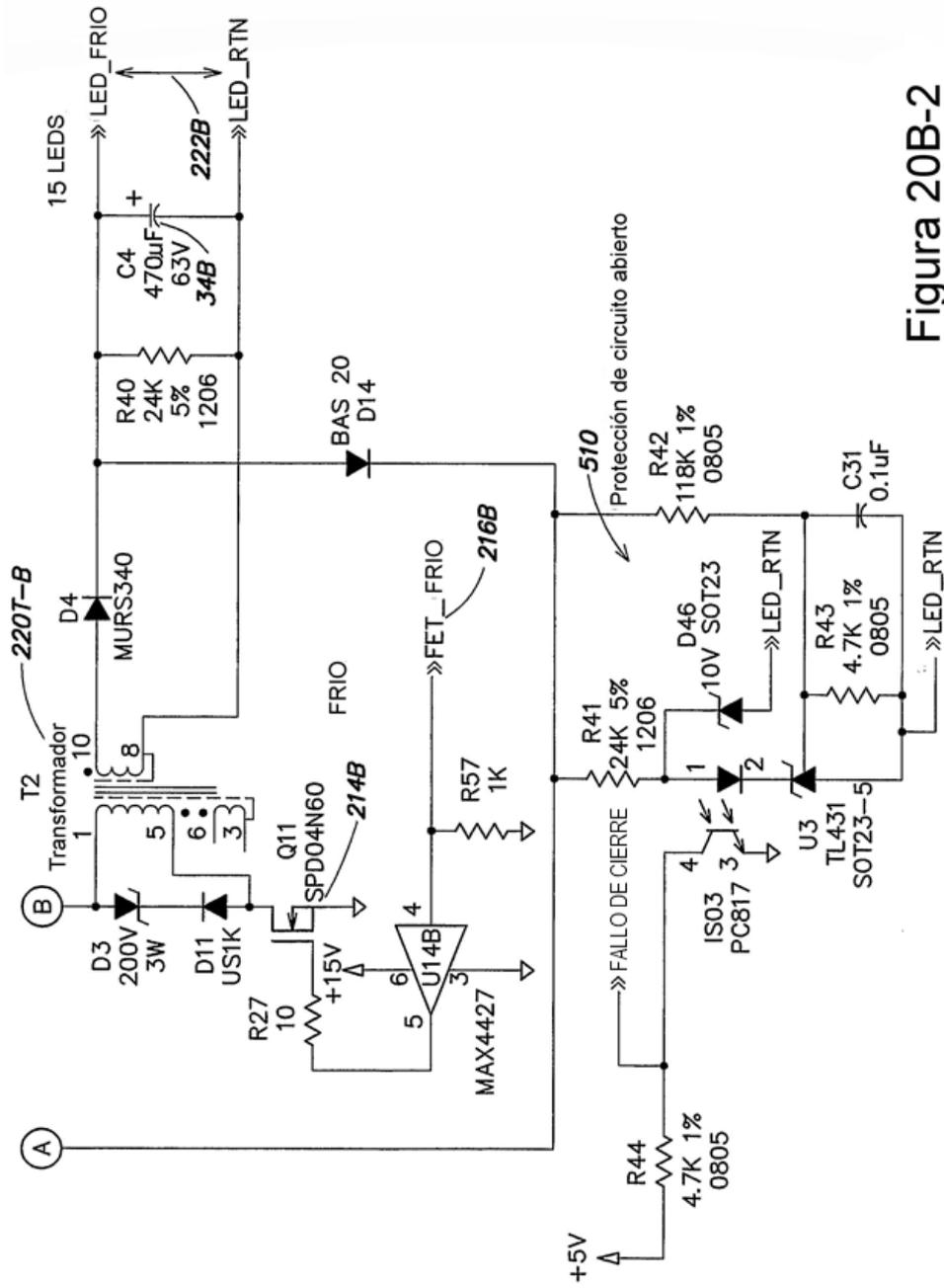


Figura 20B-2

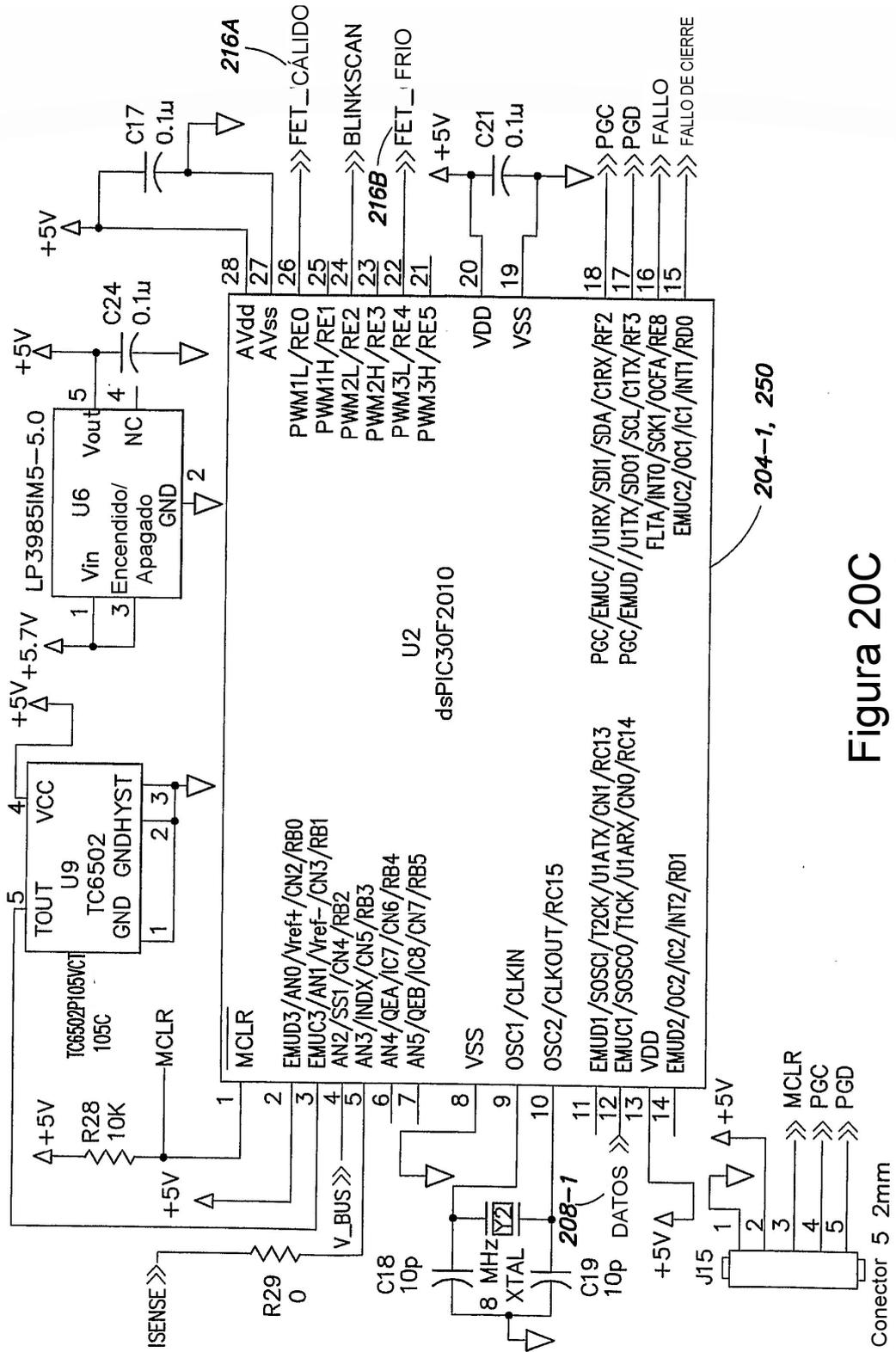


Figura 20C

