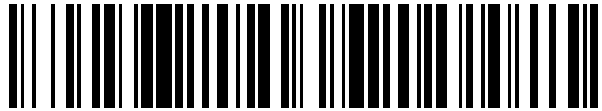


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 659 732**

51 Int. Cl.:

H05B 33/08	(2006.01)
H02M 7/06	(2006.01)
H02M 1/36	(2007.01)
H02M 3/335	(2006.01)
H02M 1/00	(2007.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **29.07.2011 PCT/US2011/046027**
- 87 Fecha y número de publicación internacional: **02.02.2012 WO12016221**
- 96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **29.07.2011 E 11748799 (1)**
- 97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **15.11.2017 EP 2599203**

54 Título: **Funciones de compatibilidad de atenuadores coordinadas**

30 Prioridad:

29.07.2011 US 201113194808
30.07.2010 US 369202 P

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
19.03.2018

73 Titular/es:

PHILIPS LIGHTING HOLDING B.V. (100.0%)
High Tech Campus 45
5656 AE Eindhoven, NL

72 Inventor/es:

MELANSON, JOHN, L. y
KING, ERIC, J.

74 Agente/Representante:

ISERN JARA, Jorge

ES 2 659 732 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

Funciones de compatibilidad de atenuadores coordinadas

5 Antecedentes de la invención

Campo de la invención

10 La presente invención se refiere, en general, al campo de la electrónica, y más específicamente a un método y un sistema para coordinar las funciones de compatibilidad de atenuadores.

Descripción de la técnica relacionada

15 Los sistemas electrónicos utilizan atenuadores para modificar la potencia de salida suministrada a una carga. Por ejemplo, en un sistema de iluminación, los atenuadores proporcionan una señal de entrada a un sistema de iluminación, y la carga incluye una o más fuentes de luz tales como uno o más diodos emisores de luz (LED) o una o más fuentes de luz fluorescente. Los atenuadores también pueden usarse para modificar la potencia entregada a otros tipos de cargas, tales como uno o más motores o una o más fuentes de alimentación portátiles. La señal de entrada representa un nivel de atenuación que hace que el sistema de iluminación ajuste la potencia suministrada a una lámpara y, por lo tanto, en función del nivel de atenuación, aumentar o disminuir el brillo de la lámpara. Existen muchos tipos diferentes de atenuadores. En general, los atenuadores usan una señal de atenuación codificada digital o analógica que indica un nivel de atenuación deseado. Por ejemplo, algunos atenuadores basados en una señal analógica utilizan un triodo para un dispositivo de corriente alterna ("triac") para modular un ángulo de fase de cada ciclo de una tensión de suministro de corriente alterna ("CA"). "Modular el ángulo de fase" de la tensión de suministro también se conoce comúnmente como "extinción" o "corte de fase" de la tensión de suministro. El corte de fase de la tensión de suministro hace que la tensión suministrada a un sistema de iluminación se active y desactive rápidamente, controlando de este modo la potencia media suministrada al sistema de iluminación.

20 La figura 1 representa un sistema de iluminación 100 que incluye un atenuador de borde delantero 102. La figura 2 representa unas gráficas de tensión a modo de ejemplo 200 asociadas con el sistema de iluminación 100. Haciendo referencia a las figuras 1 y 2, el sistema de iluminación 100 recibe una tensión de suministro de CA $V_{SUMINISTRO}$ desde el suministro de tensión 104. La tensión de suministro $V_{SUMINISTRO}$, indicada por la forma de onda de tensión 202, es, por ejemplo, una tensión de línea nominal de 60 Hz/110 V en los Estados Unidos de América o una tensión de línea nominal de 50 Hz/220 V en Europa. Una fase de atenuador de borde delantero corta los bordes delanteros, tales como los bordes delanteros 204 y 206, de cada medio ciclo de tensión de suministro $V_{SUMINISTRO}$. Ya que cada medio ciclo de tensión de suministro $V_{SUMINISTRO}$ es de 180 grados de la tensión de suministro $V_{SUMINISTRO}$, una fase de atenuación de borde delantero corta la tensión de suministro $V_{SUMINISTRO}$ en un ángulo superior a 0 grados e inferior a 180 grados. En general, el intervalo de corte de fase de tensión de un atenuador de borde delantero 102 es de 10 grados a 170 grados. El atenuador de borde delantero 102 puede ser cualquier tipo de atenuador de borde delantero tal como un atenuador de borde delantero basado en un triac disponible en Lutron Electronics, Inc. de Coopersberg, PA ("Lutron"). Un atenuador de borde delantero basado en un triac se describe en la sección de Antecedentes de la solicitud de patente de Estados Unidos N.º 12/858.164, titulada *Dimmer Output Emulation*, presentada el 17 de agosto de 2010, y del inventor John L. Melanson.

25 45 Idealmente, mediante la modulación del ángulo de fase de la tensión de salida de atenuador V_{ϕ_DIM} , el atenuador de borde delantero 102 desactiva eficazmente la lámpara de corriente constante 122 durante el período de tiempo $T_{APAGADO}$ y la activa durante el período de tiempo $T_{ENCENDIDO}$ para cada medio ciclo de la tensión de suministro $V_{SUMINISTRO}$. Por lo tanto, idealmente, el atenuador 102 controla eficazmente la potencia media suministrada a la lámpara de corriente constante 122 de acuerdo con la tensión de salida de atenuador V_{ϕ_DIM} . Sin embargo, en muchas circunstancias, el atenuador de borde delantero 102 no funciona de manera ideal. Por ejemplo, cuando la lámpara de corriente constante 122 consume una pequeña cantidad de corriente i_{DIM} , la corriente i_{DIM} puede descender prematuramente por debajo de un valor de corriente de retención HC antes de que la tensión de suministro $V_{SUMINISTRO}$ alcance aproximadamente los cero voltios. Cuando la corriente i_{DIM} cae prematuramente por debajo del valor de corriente de retención HC, un atenuador de borde delantero basado en un triac 102 se reinicia prematuramente, es decir, se desconecta prematuramente (es decir, se DESACTIVA y deja de conducir), y la tensión de atenuador V_{ϕ_DIM} descenderá prematuramente hasta cero. Se produciría un reinicio prematuro a modo de ejemplo si el atenuador 102 se reinicia en el tiempo t_3 y la tensión de atenuador V_{ϕ_DIM} cae a 0 V en el tiempo t_3 .

30 60 Cuando la tensión de atenuador V_{ϕ_DIM} cae prematuramente a cero, la tensión de atenuador V_{ϕ_DIM} no refleja el valor de atenuación previsto cuando se establece por el valor de resistencia de la resistencia variable 114. El diodo para corriente alterna ("diac") 119, el condensador 118, la resistencia 116, y la resistencia variable 114 forman un circuito de temporización 116 que reinicia el triac 106. Además, el triac 106 del atenuador de borde delantero 102 puede reiniciarse y a continuación conducir repetidamente, es decir, desconectar (no conductivo), volver a conectar (conductivo), desconectar (no conductivo), y así sucesivamente durante medio ciclo de la tensión de suministro $V_{SUMINISTRO}$ cuando la corriente i_{DIM} está por debajo o cerca del valor de corriente de retención HC. Una secuencia de

“reinicio de conducción” se produce cuando el atenuador 102 se reinicia y a continuación conduce la tensión de suministro $V_{\text{SUMINISTRO}}$ una o más veces durante un único medio ciclo de la tensión de suministro $V_{\text{SUMINISTRO}}$.

El sistema de iluminación 100 incluye una resistencia, un inductor, una red de condensadores (RLC) 124 para convertir la tensión de atenuador $V_{\phi \text{ DIM}}$ en una tensión aproximadamente constante y, por lo tanto, proporcionar una corriente aproximadamente constante i_{SALIDA} para la lámpara de corriente constante 122 para un ángulo de fase de atenuador dado. Aunque es relativamente simple de implementar, la red de RLC 124 es ineficiente debido a, por ejemplo, pérdidas de potencia basadas en las resistencias. Además, la carga reactiva presentada por la red de RLC 124 al atenuador 102 puede provocar un mal funcionamiento del triac.

El documento US 2007/182338 desvela un aparato conocido para activar el control de la conversión de potencia en modo de conmutación de una corriente de atenuador.

Sumario de la invención

En al menos una realización, una tensión de atenuador para un sistema convertidor de potencia incluye tres estados que se producen a partir de:

- A. un cruce por aproximadamente cero voltios de la tensión de atenuador de un atenuador hasta un corte de fase, el borde delantero de la tensión de atenuador;
- B. un final del estado A hasta que la energía transferida a la carga es suficiente para satisfacer al menos un parámetro de transferencia de energía; y
- C. un final del estado B hasta el comienzo del estado A.

En una realización de la presente invención, un aparato comprende un controlador. El controlador está configurado para:

- para el estado A, activar una trayectoria de baja impedancia para una corriente de atenuador del atenuador, en el que la impedancia de la trayectoria de baja impedancia es lo suficientemente baja para mantener un ángulo de fase estable del atenuador;
- para el estado B, activar el control de la conversión de potencia en modo de conmutación de la tensión de atenuador; y controlar la conversión de potencia en modo de conmutación para mantener la corriente de atenuador por encima de un umbral de corriente; y
- para el estado C, introducir un estado inactivo, en el que durante el estado inactivo la trayectoria de baja impedancia y la conversión de potencia están desactivadas.

En otra realización de la invención, un método incluye:

- para el estado A, activar una trayectoria de baja impedancia para una corriente de atenuador del atenuador, en el que la impedancia de la trayectoria de baja impedancia es lo suficientemente baja para mantener un ángulo de fase estable del atenuador;
- para el estado B,
 - activar el control de la conversión de potencia en modo de conmutación de la tensión de atenuador; y
 - controlar la conversión de potencia en modo de conmutación para mantener la corriente de atenuador por encima de un umbral; y
- para el estado C, introducir un estado inactivo, en el que durante el estado inactivo la trayectoria de baja impedancia y la conversión de potencia están desactivadas.

En una realización adicional de la presente invención, un aparato comprende:

- para el estado A, un medio para activar una trayectoria de baja impedancia para una corriente de atenuador del atenuador, en el que la impedancia de la trayectoria de baja impedancia es lo suficientemente baja para mantener un ángulo de fase estable del atenuador;
- para el estado B,
 - un medio para activar el control de la conversión de potencia en modo de conmutación de la tensión de atenuador; y un medio para controlar la conversión de potencia en modo de conmutación para mantener la corriente de atenuador por encima de un umbral; y
- para el estado C, un medio para introducir un estado inactivo, en el que durante el estado inactivo la trayectoria de baja impedancia y la conversión de potencia están desactivadas.

Breve descripción de los dibujos

5 La presente invención puede entenderse mejor, y sus numerosos objetos, características y ventajas hacerse evidentes para los expertos en la materia haciendo referencia a los dibujos adjuntos. El uso del mismo número de referencia en las diversas figuras indica un elemento similar o parecido.

La figura 1 (etiquetada como técnica anterior) representa un sistema de iluminación que incluye un atenuador de borde delantero.

10 La figura 2 (etiquetada como técnica anterior) representa unas gráficas de tensión a modo de ejemplo asociadas con el sistema de iluminación de la figura 1.

15 La figura 3 representa un sistema electrónico que incluye un controlador para controlar un sistema convertidor de potencia mediante la coordinación de las funciones de un circuito de cola, un emulador de atenuación y un controlador de conversión de potencia en modo de conmutación.

La figura 4 representa un sistema electrónico que representa una realización del sistema electrónico de la figura 3.

20 La figura 5 representa un proceso de coordinación de función de controlador para el sistema electrónico de la figura 4.

25 La figura 6 representa unas señales a modo de ejemplo en el sistema electrónico de la figura 4 cuando se usa el proceso de coordinación de función de controlador de la figura 5.

La figura 7 representa una realización de un controlador de estado inactivo del sistema electrónico de la figura 4.

Descripción detallada

30 En al menos una realización, un sistema y método incluye un controlador que está configurado para coordinar (i) una trayectoria de baja impedancia para una corriente de atenuador, (ii), el control de la conversión de potencia en modo de conmutación y (iii) un estado inactivo para, por ejemplo, reducir la corriente de atenuador mientras se permite que un atenuador funcione normalmente de ciclo a ciclo de una tensión de suministro de corriente alterna (CA). En al menos una realización, el atenuador funciona normalmente cuando el atenuador conduce en un ángulo de fase correcto indicado por un ajuste de entrada de atenuador y evita el reinicio prematuro durante la conducción. En al menos una realización, mediante la coordinación de las funciones (i), (ii) y (iii), el controlador controla un sistema convertidor de potencia que es compatible con un atenuador basado en un triac. En al menos una realización, el controlador coordina las funciones (i), (ii) y (iii) en respuesta a un nivel de atenuación específico indicado por un corte de fase, una tensión de entrada rectificadas suministrada al sistema convertidor de potencia. En al menos una realización, a medida que cambia el nivel de atenuación, el controlador ajusta la coordinación de las funciones (i), (ii) y (iii) de tal manera que el sistema convertidor de potencia proporciona una corriente constante a la carga para cada nivel de atenuación. En al menos una realización, el sistema que funciona bajo el control del controlador reduce las pérdidas de potencia basadas en las resistencias a la vez que proporciona compatibilidad entre el atenuador basado en el triac y una carga que recibe una corriente constante para un nivel de atenuación.

45 En al menos una realización, un atenuador genera una tensión que se rectifica y se proporciona al sistema convertidor de potencia como una tensión de salida de atenuador. La tensión de salida de atenuador incluye tres estados. En al menos una realización, los tres estados son secuenciales y no solapados y, es decir, los tres estados se producen uno después de otro y no se solapan en el tiempo. En al menos una realización, la tensión de salida de atenuador al sistema del convertidor de potencia incluye tres estados que se producen a partir de:

- 50 A. un cruce por aproximadamente cero voltios de la tensión de salida de atenuador de un atenuador hasta un corte de fase, el borde delantero de la tensión de salida de atenuador;
- 55 B. un final del estado A hasta que la energía transferida a la carga es suficiente para satisfacer al menos un parámetro de transferencia de energía; y
- C. un final del estado B hasta el comienzo del estado A;

Otras realizaciones de la tensión de salida de atenuador pueden tener, por ejemplo, estados adicionales. Los estados en A, B y C se pueden subdividir en subestados.

60 Dados los tres estados anteriores, En al menos una realización, el controlador del sistema electrónico está configurado para coordinar las funciones (i), (ii) y (iii) de la siguiente manera:

65 para el estado A, activar una trayectoria de baja impedancia para una corriente de atenuador del atenuador, en el que la impedancia de la trayectoria de baja impedancia es lo suficientemente baja para mantener un ángulo de fase estable del atenuador;

para el estado B, activar el control de la conversión de potencia en modo de conmutación de la tensión de salida de atenuador, en el que el control de la conversión de potencia en modo de conmutación mantiene la corriente de atenuador por encima de un umbral; y

5 para el estado C, introducir un estado inactivo, en el que durante el estado inactivo la trayectoria de baja impedancia y la conversión de potencia están desactivadas.

La figura 3 representa un sistema electrónico 300 que incluye un controlador 302 para controlar el sistema convertidor de potencia 304 mediante, por ejemplo, la coordinación de las funciones del controlador de estado de trayectoria de baja impedancia 310, y un controlador de conversión de potencia en modo de conmutación 312, y el controlador de estado inactivo 314 para proporcionar compatibilidad entre el atenuador 306 y la carga 308 de tal manera que, por ejemplo, el atenuador 306 funcione normalmente. En al menos una realización, el sistema convertidor de potencia 304 incluye un convertidor de potencia de conmutación 318 que convierte una tensión de atenuador $V_{\phi \text{ DIM}}$ del atenuador 306 en una tensión de salida regulada V_{ENLACE} . El sistema convertidor de potencia 304 también proporciona una corriente i_{SALIDA} para una carga 308. La carga 308 puede ser cualquier carga que incluye una lámpara que incluye uno o más diodos emisores de luz (LED). En al menos una realización, la corriente i_{SALIDA} es una corriente aproximadamente constante para un nivel de atenuación del atenuador 306. Una "corriente aproximadamente constante para un nivel de atenuación" significa que para un nivel de atenuación específico, la corriente i_{SALIDA} tendrá un valor aproximadamente constante. El atenuador 306 puede ser cualquier tipo de atenuador, tal como un atenuador basado en un triac idéntico al atenuador 102 de la figura 1. En al menos una realización, el atenuador 306 es un "atenuador inteligente" que incluye un circuito de corte de fase de tensión de suministro basado en un triac. Los "atenuadores inteligentes" se refieren a una clase de atenuadores que incluyen un microprocesador para controlar diversas funciones tales como el ajuste del nivel de atenuación.

En al menos una realización, el controlador 302 soporta un funcionamiento normal del atenuador 306 restringiendo que el atenuador 306 se reinicie prematuramente y soportando un corte de ángulo de fase estable para un nivel de atenuación dado para evitar el corte de fase en un ángulo de fase incorrecto para un nivel de atenuación establecido. En al menos una realización, el controlador 302 también proporciona una corriente de salida constante i_{SALIDA} correspondiente a un nivel de atenuación establecido por el atenuador 306. Un ángulo de fase "erróneo" es, por ejemplo, un ángulo de fase que difiere del ángulo de fase establecido por el temporizador 115, que puede producirse si, por ejemplo, el condensador 121 (figura 1) se descarga prematuramente. Para cargas, tales como uno o más diodos emisores de luz, que utilizan una pequeña corriente de salida i_{SALIDA} , especialmente a bajos niveles de atenuación, la corriente de salida i_{SALIDA} usada por las cargas puede ser insuficiente para soportar un funcionamiento normal de un atenuador basado en un triac 306.

En al menos una realización, el controlador 302 activa el controlador de estado de trayectoria de baja impedancia 310 para proporcionar una trayectoria de corriente de baja impedancia 316 al atenuador 306 desde un cruce por aproximadamente cero voltios de la tensión de atenuador $V_{\phi \text{ DIM}}$ del atenuador 306 hasta un corte de fase, el borde delantero de la tensión de atenuador $V_{\phi \text{ R}}$. Como se describe a continuación haciendo referencia a la figura 6, el cruce por cero de la tensión de atenuador $V_{\phi \text{ R}}$ tiene lugar al final de cada ciclo de la tensión de atenuador $V_{\phi \text{ R}}$ cuando la tensión de atenuador $V_{\phi \text{ R}}$ alcanza aproximadamente 0 V. En al menos una realización, la tensión de atenuador $V_{\phi \text{ R}}$ alcanza aproximadamente 0 V cuando la tensión de atenuador $V_{\phi \text{ R}}$ tiene un valor de tensión inferior o igual a 0 + un umbral de tensión de cruce por cero $V_{\text{ZC_TH}}$. El valor específico del umbral de tensión de cruce por cero es una cuestión de elección de diseño y, en al menos una realización, es de 5 V. El valor de impedancia específico de la trayectoria de corriente 316 es una cuestión de elección de diseño. En al menos una realización, el valor de impedancia de la trayectoria de corriente 316 es suficientemente bajo para permitir que una corriente de atenuador suficiente i_{DIM} fluya a través del atenuador 306 para proporcionar un ángulo de fase estable para el atenuador 306, es decir, para evitar que el atenuador 306 se dispare en el ángulo de fase incorrecto. En al menos una realización, activar la trayectoria de baja impedancia 316 en el cruce por cero de la tensión de atenuador $V_{\phi \text{ R}}$ soporta la temporización constante para el corte de ángulo de fase por el atenuador 306 para un nivel de atenuación dado. Por lo tanto, el corte de ángulo de fase por el atenuador 306 para un nivel de atenuación dado permanece constante. En al menos una realización, proporcionar la trayectoria de corriente de baja impedancia 316 al atenuador 306 evita que la corriente de atenuador i_{DIM} disminuya por debajo de un valor de corriente de retención (HC) de un atenuador basado en un triac 306.

Al final del corte de fase de la tensión de suministro $V_{\text{SUMINISTRO}}$, el controlador 302 desactiva el circuito de cola 302, y el circuito de cola 302 libera la trayectoria de corriente de baja impedancia 316, es decir, la trayectoria de corriente de baja impedancia 316 está desactivada o colocada en un estado de alta impedancia para evitar sustancialmente el flujo de corriente a través de la trayectoria de corriente 316. Al final del corte de fase, el controlador 302 activa el controlador de conversión de potencia en modo de conmutación, y el controlador de conversión de potencia en modo de conmutación 312 genera una señal de control CS para controlar la conversión de potencia mediante el sistema convertidor de potencia 304. En al menos una realización, el controlador 302 detecta la tensión de enlace V_{ENLACE} , y, cuando la tensión de enlace V_{ENLACE} es mayor que un valor umbral de tensión de enlace, el controlador 302 desactiva el controlador de conversión de potencia en modo de conmutación 312. El valor específico del umbral de tensión de enlace es una cuestión de elección de diseño. En al menos una realización, el valor umbral de tensión de enlace se establece de tal manera que la tensión de enlace V_{ENLACE} puede mantenerse en aproximadamente un

valor de CC. En al menos una realización, el controlador de conversión de potencia en modo de conmutación 312 mantiene la corriente de atenuador i_{DIM} en un nivel de tal manera que el atenuador 306 permanece en un estado de conducción a partir de que se produzca un corte de fase, el borde delantero de la tensión de atenuador $V_{\phi R}$ hasta que la energía transferida a la carga 308 sea suficiente para satisfacer al menos un parámetro de transferencia de energía, tal como que la tensión de enlace V_{ENLACE} esté por encima de una tensión de enlace objetivo $V_{ENLACE\ OBJETIVO}$ y el atenuador 306 haya estado en un estado de conducción hasta un cruce por cero de la tensión de suministro $V_{SUMINISTRO}$ de tal manera que el atenuador 306 no se reinicie prematuramente. Un reinicio prematuro también puede provocar inestabilidad en el corte de fase por el atenuador 306 y, por lo tanto, hacer que el atenuador 306 corte la tensión de suministro $V_{SUMINISTRO}$ en un ángulo de fase incorrecto.

En al menos una realización, cuando el controlador 302 desactiva el controlador de conversión de potencia en modo de conmutación 312, el controlador 302 activa el controlador de estado inactivo 314. En al menos una realización, el controlador de estado inactivo 314 hace que la corriente de atenuador i_{DIM} caiga a aproximadamente 0 A y determina un cruce por cero de la tensión de atenuador $V_{\phi R}$. En al menos una realización, el controlador de estado inactivo 314 determina el cruce por cero de tal manera que el controlador de estado de trayectoria de baja impedancia 310 puede activar la trayectoria de baja impedancia 316 en el cruce por cero y soportar ángulos de corte de fase estables por el atenuador 306 de tal manera que el atenuador 306 permanece estable para un nivel de atenuación dado. En al menos una realización, el controlador de estado inactivo 314 genera una tensión de atenuador emulada $V_{\phi DIM}$ para, por ejemplo, determinar un cruce por cero de la tensión de atenuador $V_{\phi R}$. En al menos una realización, el controlador de estado inactivo 314 genera la tensión de atenuador emulada activando la trayectoria de corriente 316 para descargar una corriente que es inversamente proporcional a la tensión de atenuador $V_{\phi DIM}$. En al menos una realización, el controlador de estado inactivo 314 conforma la corriente descargada de tal manera que la tensión de atenuador emulada se aproxima a una tensión de atenuador real $V_{\phi DIM}$. El término "determinar" y sus derivados contemplan la determinación analítica, la detección por observación o una combinación de la determinación analítica y la detección por observación.

La figura 4 representa un sistema electrónico 400, que representa una realización del sistema electrónico 300. El sistema electrónico 400 incluye un controlador 402, y el controlador 402 incluye un controlador de estado de trayectoria de baja impedancia 404, un controlador de conversión de potencia en modo de conmutación 406, y un controlador de estado inactivo 408. El controlador 402 coordina el controlador de estado de trayectoria de baja impedancia 404, el controlador de conversión de potencia en modo de conmutación 406 y el controlador de estado inactivo 408. El controlador 402 representa una realización del controlador 302. El controlador de estado de trayectoria de baja impedancia 404 representa una realización del controlador de estado de trayectoria de baja impedancia 310. El controlador de conversión de potencia en modo de conmutación 406 representa una realización del controlador de conversión de potencia en modo de conmutación 312, y el controlador de estado inactivo 408 representa una realización del controlador de estado inactivo 314.

El sistema electrónico 400 incluye un sistema convertidor de potencia 410 para convertir la tensión de atenuador $V_{\phi DIM}$ en una tensión de salida aproximadamente de CC regulada V_{ENLACE} para la carga 308. La fuente de tensión 412 suministra una tensión de entrada de corriente alterna (CA) $V_{SUMINISTRO}$ a través del atenuador basado en un triac conectado en serie 414 a un rectificador de diodos de puente completo 416. En al menos una realización, el atenuador 414 es idéntico al atenuador 306 (figura 3). La fuente de tensión 412 es, por ejemplo, un servicio público y la tensión de suministro de CA $V_{SUMINISTRO}$ es, por ejemplo, una tensión de línea de 60 Hz/110 V en los Estados Unidos o una tensión de línea de 50 Hz/220 V en Europa. El atenuador 414 proporciona una tensión de atenuador $V_{\phi DIM}$. En al menos una realización, el atenuador 414 es un atenuador de borde delantero, y la tensión de atenuador $V_{\phi DIM}$ tiene un corte de fase delantero cuando el atenuador 414 genera un nivel de atenuación entre aproximadamente un 0 y un 100 %. El rectificador de puente completo 416 suministra una tensión de atenuador de CA rectificadas $V_{\phi R}$ al sistema convertidor de potencia 410. Por lo tanto, la tensión de atenuador $V_{\phi R}$ representa una versión rectificadas de la tensión de atenuador $V_{\phi DIM}$.

El condensador 418 filtra los componentes de alta frecuencia de la tensión de atenuador rectificadas $V_{\phi R}$. Los condensadores 419 y 420 establecen un divisor de tensión para establecer una tensión de polarización de puerta V_g para el transistor de efecto de campo (FET) seguidor de fuente 422. La resistencia 407 reduce las corrientes pico a través del diodo 426. En al menos una realización, los valores de capacitancia específicos de los condensadores 419 y 420 son una cuestión de elección de diseño. En al menos una realización, la capacitancia del condensador 419 es 22-47 nF, y la capacitancia del condensador 420 es 47 nF. El diodo 424 evita que la corriente de puerta i_g se conduzca a la referencia de tensión V_{REF} , tal como una referencia a tierra. La corriente de puerta i_g se conduce a través del diodo 426, que evita el flujo de corriente inverso de la corriente de puerta i_g , a la puerta del FET de seguidor de fuente 422. El diodo Zener 428 sujeta la puerta del FET de seguidor de fuente 422 a la tensión de puerta V_g .

La tensión de polarización de puerta V_g menos la tensión de fuente V_s del FET 422 supera una tensión umbral del FET 422. Durante el arranque del sistema convertidor de potencia 410, el FET 422 conduce la corriente i_R a través del diodo 430 para cargar el condensador 432 a la tensión de funcionamiento V_{DD} . En al menos una realización, después del arranque, una fuente de alimentación auxiliar 434 proporciona una tensión de funcionamiento V_{DD} al

controlador 402. Una fuente de alimentación auxiliar a modo de ejemplo 434 se describe en la solicitud de patente de Estados Unidos N.º 13/077.421, presentada el 31 de marzo de 2011, titulada "Multiple Power Sources for a Switching Power Converter Controller", inventores John L. Melanson y Eric J. King, cesionario Cirrus Logic, Inc. (denominado en el presente documento como "Melanson I").

La capacidad del condensador 432 es, por ejemplo, 10 μ F. En el arranque, la tensión de funcionamiento V_{DD} a través del condensador 432 es igual a la tensión Zener V_z menos la tensión umbral V_{T422} del FET 422 menos la tensión de diodo V_d a través del diodo 430, es decir, en el arranque $V_{DD} = V_z - V_{T422} - V_d$. El FET 422 es un FET de alta tensión que también se usa para controlar el convertidor de potencia de conmutación de tipo elevador 436, y la tensión umbral V_{T422} del FET 422 es, por ejemplo, aproximadamente 3 V.

La figura 5 representa un proceso de coordinación de función de controlador 500 que representa una realización de un proceso usado por el controlador 402 (figura 4) para coordinar las funciones del controlador de estado de trayectoria de baja impedancia 404, el controlador de conversión de potencia en modo de conmutación 406, y el controlador de estado inactivo 408 y por lo tanto proporciona compatibilidad entre el atenuador 414 y la carga 308.

La figura 6 representa unas señales y unos estados a modo de ejemplo de la tensión de atenuador V_{ϕ_R} y de la corriente de atenuador i_{DIM} en el sistema electrónico 400 cuando el controlador 402 utiliza el proceso de coordinación de función de controlador 500. En al menos una realización, el controlador 402 incluye una memoria (no mostrada) que incluye un código que implementa una o más operaciones del proceso 500 de coordinación de funciones del controlador. En al menos una realización, el controlador 402 también incluye un procesador (no mostrado) que está conectado a la memoria y ejecuta el código y, por lo tanto, las operaciones del proceso de coordinación de función de controlador 500. En al menos una realización, el proceso de coordinación de función de controlador 500 se implementa usando cualquier combinación de componentes de microprocesador analógicos, digitales y/o analógicos y digitales. La implementación específica es una cuestión de elección de diseño.

Haciendo referencia a las figuras 4, 5 y 6, en al menos una realización, el proceso de coordinación de función de controlador 500 se inicia en el comienzo del estado A en un cruce por cero inicial de la tensión de atenuador V_{ϕ_R} .

En al menos una realización, el controlador 402 comienza la operación 502 en aproximadamente cada cruce por cero de la tensión de atenuador rectificadora V_{ϕ_R} , tal como dentro de 0-5 V de cada cruce por cero. La operación 502 activa el controlador de estado de trayectoria de baja impedancia 404. Cuando el controlador de estado de trayectoria de baja impedancia 404 está activado, el FET 422 conduce, y la impedancia de fuente de drenaje del FET 422 es muy baja, por ejemplo, unos pocos ohmios. Además, la frecuencia de la corriente de entrada rectificadora i_R es baja, de tal manera que la impedancia del inductor 438 es baja. Por lo tanto, la impedancia total de la trayectoria de baja impedancia para la corriente i_{DIM} es de unos pocos ohmios, tal como entre 0 y 100 ohmios.

En al menos una realización, para un nuevo ciclo de la tensión de atenuador rectificadora V_{ϕ_R} , la operación 502 comienza en el cruce por cero 602, que es el comienzo del estado A. Cuando la operación 502 comienza, la tensión de entrada rectificadora V_{ϕ_R} es menor de la tensión de funcionamiento V_{DD} más la tensión de polarización directa del diodo 430. Por lo tanto, el diodo 430 está polarizado inversamente, y la tensión de fuente V_S en el nodo de fuente 407 es aproximadamente igual a la tensión de atenuador rectificadora V_{ϕ_R} en el nodo 444. El controlador de estado de trayectoria de baja impedancia activado 404 mantiene la tensión de fuente V_S en aproximadamente 0 V y crea una trayectoria de corriente de baja impedancia 403 a través del inductor 438 y el FET 422 para que fluya la corriente de entrada rectificadora i_R . Por lo tanto, la corriente de suministro $i_{SUMINISTRO}$ es no cero como se indica mediante la corriente de atenuador no cero i_{DIM} durante el estado A. Por lo tanto, la corriente de suministro $i_{SUMINISTRO}$ continúa fluyendo al atenuador 414 durante la operación 502 para, en al menos una realización, estabilizar el ángulo de corte de fase de ciclo a ciclo mediante el atenuador 414 para un nivel de atenuación dado.

Mientras que el controlador de estado de trayectoria de baja impedancia 404 está activado en la operación 502, el proceso de coordinación de función de controlador 500 realiza la operación 506. La operación 506 determina si el controlador de estado de trayectoria de baja impedancia 404 ha detectado un borde delantero, tal como el borde delantero 604, de la tensión de atenuador rectificadora V_{ϕ_R} . Si no se ha detectado un borde ascendente de la tensión de entrada rectificadora V_{ϕ_R} , entonces el atenuador 414 está todavía en el corte de fase de la tensión de suministro $V_{SUMINISTRO}$ y no hay tensión disponible para elevar la tensión de enlace V_{ENLACE} . Por lo tanto, la operación 502 continúa para activar el controlador de estado de trayectoria de baja impedancia 404. Un sistema y método a modo de ejemplo para detectar un corte de fase que incluye detectar los bordes delanteros de la tensión de atenuador rectificadora V_{ϕ_R} se describe en la solicitud de patente de los Estados Unidos N.º 12/858.164, presentada el 17 de agosto de 2010, titulada *Dimmer Output Emulation*, del inventor John L. Melanson, y el cesionario Cirrus Logic, Inc., al que se hace referencia en el presente documento como "Melanson I". Otro sistema y método a modo de ejemplo para detectar los bordes delanteros de la tensión de atenuador rectificadora V_{ϕ_R} se describe en la solicitud de patente de Estados Unidos N.º 13/077.483, presentada el 31 de marzo de 2011, titulada *Dimmer Detection*, de los inventores Robert T. Grisamore, Firas S. Azrai, Mohit Sood, John L. Melanson, y Eric J. King y cesionario Cirrus Logic, Inc., al que se hace referencia en el presente documento como Grisamore I.

Si se detecta un borde delantero de la tensión de atenuador $V_{\phi,R}$, entonces la operación 508 desactiva el controlador de estado de trayectoria de baja impedancia 404. Cuando se detecta el borde delantero de la tensión de atenuador $V_{\phi,R}$, finaliza el estado A y comienza el estado B. Al comienzo del estado B, la operación 510 activa el controlador de conversión de potencia en modo de conmutación 406. El controlador de conversión de potencia en modo de conmutación 406 controla el convertidor de potencia de conmutación 436 generando la señal de control de conmutación CS para regular la tensión de enlace V_{ENLACE} como, por ejemplo, se describe en la solicitud de patente de los Estados Unidos N.º 12/496.457, presentada el 30 de junio de 2009, titulada *Cascode Configured Switching Using At Least One Low Breakdown Voltage Internal, Integrated Circuit Switch To Control At Least One High Breakdown Voltage External Switch*, del inventor John L. Melanson y el cesionario Cirrus Logic, Inc. Cuando el controlador de conversión de potencia en modo de conmutación 406 genera la señal de control de conmutación CS para hacer que el FET 422 conduzca, la corriente de entrada i_R excita el inductor 438 para aumentar la tensión a través del inductor 438. Cuando el controlador de conversión de potencia en modo de conmutación 406 genera la señal de control de conmutación CS hace que el FET 422 deje de conducir, la corriente de entrada i_R eleva la tensión a través de la tensión de enlace a través del condensador de enlace 440. El diodo 442 evita el flujo de corriente desde el condensador de enlace 440 al inductor 438 o al FET 422. Durante la operación 510, la corriente de atenuador i_{DIM} es aproximadamente constante como se indica, por ejemplo, mediante la corriente de atenuador i_{DIM} en 608.

Mientras que el controlador de conversión de potencia en modo de conmutación 406 está activado en la operación 510, la operación 512 determina si la energía transferida a la carga 308 es mayor que un parámetro de transferencia de energía ET_{TH} o la tensión de atenuador $V_{\phi,R}$ es menor que una tensión de umbral de atenuador $V_{\phi,R,TH}$. En al menos una realización, la operación 512 determina si la energía transferida desde el atenuador 414 es mayor que un parámetro de transferencia de energía ET_{TH} determinando una cantidad de tiempo desde el comienzo del estado B.

Si el tiempo supera un umbral específico, entonces el atenuador 414 ha transferido una cantidad de energía suficiente al sistema convertidor de potencia 410. En al menos una realización, la cantidad de tiempo es suficiente para permitir que el condensador 121 (figura 1) se descargue de tal manera que el atenuador 414 funcione constantemente de ciclo a ciclo de la tensión de atenuador $V_{\phi,R}$. Una cantidad de tiempo a modo de ejemplo es 100-300 μ s. En al menos una realización, el parámetro de energía ET_{TH} es una tensión de enlace objetivo $V_{ENLACE_OBJETIVO}$. En esta realización, la operación 512 determina si la energía transferida desde el atenuador 414 es mayor que un parámetro de transferencia de energía ET_{TH} determinando si la tensión de enlace V_{ENLACE} es mayor que la tensión de enlace objetivo $V_{ENLACE_OBJETIVO}$, entonces el condensador de enlace 440 se ha elevado suficientemente. Si la tensión de enlace V_{ENLACE} no es mayor que la tensión de enlace objetivo $V_{ENLACE_OBJETIVO}$, la tensión de enlace V_{ENLACE} debería elevarse aún más si la tensión de atenuador $V_{\phi,R}$ es mayor que una tensión de umbral de atenuador rectificado $V_{\phi,R,TH}$. En al menos una realización, si la tensión de atenuador $V_{\phi,R}$ es menor que una tensión de umbral de atenuador $V_{\phi,R,TH}$, la tensión de atenuador $V_{\phi,R}$ es demasiado baja para transferir de manera eficaz la energía a la carga 308 desde la fuente de tensión 412.

Por lo tanto, si no se ha transferido suficiente energía a la carga 308 o la tensión de atenuador rectificadora $V_{\phi,R}$ es mayor que la tensión de umbral de atenuador rectificadora $V_{\phi,R,TH}$, entonces la operación 510 continúa para activar el controlador de conversión de potencia en modo de conmutación 406 y, por lo tanto, continúa para elevar la tensión de enlace V_{ENLACE} .

En la operación 512, si se ha transferido suficiente energía a la carga 308 o la tensión de atenuador rectificadora $V_{\phi,R}$ es menor que la tensión de umbral de atenuador rectificadora $V_{\phi,R,TH}$, entonces la operación 515 hace que el controlador de conversión de potencia en modo de conmutación 406 detenga la elevación de la tensión de enlace V_{ENLACE} , el estado B termina, comienza el estado C, y la operación 516 activa el controlador de estado inactivo 408. El controlador de estado "inactivo" 408 no es en sí mismo inactivo. En al menos una realización, el controlador de estado inactivo 408 hace que la corriente de atenuador i_{DIM} caiga a aproximadamente 0 A y determina los cruces por cero y los bordes delanteros de la tensión de atenuador $V_{\phi,R}$.

La corriente de atenuador rectificadora i_R es inversamente proporcional a la tensión de atenuador rectificadora $V_{\phi,R}$. Durante el estado C cuando el controlador de estado inactivo 408 está activado, el controlador de estado inactivo 408 controla el flujo de la corriente de atenuador rectificadora i_R de tal manera que la tensión en el nodo 444 emula la tensión de atenuador rectificadora real $V_{\phi,R}$ para una parte del ciclo de la tensión de atenuador rectificadora $V_{\phi,R}$ que se produce cuando la tensión de enlace V_{ENLACE} es menor que la tensión de enlace objetivo $V_{ENLACE_OBJETIVO}$ y después de una detección de un borde delantero de la tensión de atenuador rectificadora $V_{\phi,R}$. Mientras que el controlador de estado inactivo 408 emula la tensión de atenuador rectificadora $V_{\phi,R}$, el controlador de estado inactivo 408 aísla eficazmente el sistema convertidor de potencia 410 del atenuador 414, y la tensión de salida de atenuador emulada $V_{\phi,R}$ permite que el sistema convertidor de potencia 410 y la carga 308 funcionen en modo normal que es equivalente a cuando el atenuador 414 continúa conduciendo idealmente hasta que la tensión de suministro $V_{SUMINISTRO}$ alcanza aproximadamente 0 V. Un controlador de estado inactivo a modo de ejemplo 408 se describe junto con la figura 7 y en Melanson I.

El funcionamiento 518 determina si la tensión de entrada rectificadora V_{ϕ_R} está en o cerca del siguiente cruce por cero, tal como el cruce por cero 606. Si la tensión de entrada rectificadora V_{ϕ_R} no está en o cerca del siguiente cruce por cero, el controlador de estado inactivo 408 continúa para generar la tensión de entrada rectificadora emulada V_{ϕ_R} . Si la tensión de entrada rectificadora V_{ϕ_R} está en o cerca del siguiente cruce por cero, la operación 520 desactiva el controlador de estado inactivo 408, y el proceso de coordinación de función de controlador 500 vuelve a la operación 502 y se repite.

Los estados activado/desactivado 610 representan cuándo el controlador de estado de trayectoria de baja impedancia 404, el controlador de conversión de potencia en modo de conmutación 406, y el controlador de estado inactivo 408 están activados y desactivados. Un 1 lógico indica activado, y un 0 lógico indica desactivado. Por lo tanto, los estados activado/desactivado 608 representan una realización de cómo el controlador 402 puede coordinar las funciones del controlador de estado de trayectoria de baja impedancia 404, el controlador de estado inactivo 408, y el controlador de conversión de potencia en modo de conmutación 406.

El controlador de estado inactivo 408 puede implementarse como un circuito digital, analógico, o como un circuito analógico y digital. La figura 7 representa un controlador de estado inactivo 700, lo que representa una realización del controlador de estado inactivo 408. El controlador de estado inactivo 700 funciona en parte como una fuente de corriente que controla la corriente i_R . El controlador de estado inactivo 700 incluye un circuito de descarga 702 para descargar la corriente i_R después de que se apague un triac del atenuador 414, y un circuito de retardo o "de cola" 704 para mantener la tensión de salida de atenuador emulada V_{ϕ_R} a aproximadamente 0 V hasta que se dispare el triac 106 en un medio ciclo siguiente de la tensión de atenuador V_{DIM} .

Ya que, en al menos una realización, la tensión de suministro $V_{SUMINISTRO}$ es una onda cosenoidal, y la corriente i_R está directamente relacionada con la derivada de la tensión de salida de atenuador emulada V_{ϕ_R} , una relación ideal entre la corriente i_R y la tensión de salida de atenuador emulada V_{ϕ_R} para un medio ciclo de la tensión de suministro $V_{SUMINISTRO}$ es un cuarto de onda sinusoidal. Sin embargo, una relación linealmente decreciente entre la corriente i_R y la tensión de salida de atenuador emulada V_{ϕ_R} es una aproximación cercana de un cuarto de onda sinusoidal. La corriente i_R frente a la tensión de salida de atenuador emulada V_{ϕ_R} hace que el sistema convertidor de potencia 410 genere una tensión de salida de atenuador emulada oval V_{ϕ_R} , que es una aproximación cercana a una tensión de suministro de corte de fase $V_{SUMINISTRO}$.

En general, el circuito de descarga 702 crea la relación linealmente decreciente entre la corriente i_R y la tensión de salida de atenuador emulada V_{ϕ_R} . El circuito de descarga 702 incluye un amplificador operacional 705 que incluye un terminal de entrada no inversor "+" para recibir una tensión de referencia de descarga V_{REF_PD} . Un bucle de retroalimentación con un divisor de tensión R1 y R2 entre la tensión de salida de atenuador emulada V_{ϕ_R} en el terminal 711 y la tensión V_B en el nodo 712 crea una relación inversa entre la tensión V_B y la tensión de salida de atenuador emulada V_{ϕ_R} . Por lo tanto, como la tensión de salida de atenuador emulada V_{ϕ_R} disminuye, el amplificador operacional 705 se acciona la puerta del transistor de efecto de campo semiconductor de óxido metal de n canales (NMOSFET) 708 para aumentar la tensión V_B de tal manera que la tensión V_A en el terminal inversor "-" coincide con la tensión de referencia V_{REF_PD} en el terminal no inversor "+". Del mismo modo, como la tensión de salida de atenuador emulada V_{ϕ_R} aumenta, el amplificador operacional 705 acciona la puerta del transistor de efecto de campo semiconductor de óxido metal de n canales (NMOSFET) 708 para disminuir la tensión V_B de tal manera que la tensión V_A en el terminal inversor "-" continúa para coincidir con la tensión de referencia V_{REF_PD} en el terminal no inversor "+".

La tensión $V_{ACCIONAMIENTO}$ en la puerta del NMOSFET 706 mantiene el NMOSFET 706 en modo de saturación. En al menos una realización, la tensión $V_{ACCIONAMIENTO}$ es +12 V. La tensión V_B a través de la resistencia 714 determina el valor de la corriente i_R , es decir, $i_R = V_B/R3$, y "R3" es el valor de resistencia de la resistencia 714. Por lo tanto, la corriente i_R varía directamente con la tensión V_B y, por lo tanto, varía inversamente con la tensión de salida de atenuador emulada V_{ϕ_R} . A partir de la topología del circuito de descarga 702, la tensión V_B se relaciona con la tensión de referencia V_{REF_PD} de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$V_B = V_{REF_PD} \cdot \frac{R1 + R2}{R1} - \frac{R2 \cdot V_{\phi_R}}{R1}$$

R1 es el valor de resistencia de la resistencia 707, y R2 es el valor de resistencia de la resistencia 709. Si $R1 \gg R2$, entonces la tensión V_B se representa por la siguiente ecuación:

$$V_B \approx V_{REF_PD} - \frac{R2 \cdot V_{\phi_R}}{R1}$$

Ya que $i_R = V_B/R3$, si R1 es de 10 Mohm, R2 es de 42 kohm, y R3 es de 1 kohm, i_R se representa por la siguiente ecuación:

$$i_R \approx 0,8 \left(1 - \frac{V_{\Phi_R}}{190} \right) \text{mA}$$

5 Una vez que el circuito de descarga 702 reduce la tensión de salida de atenuador emulada V_{Φ_R} a una tensión de referencia de cola baja V_{REF_GL} , el circuito de cola baja 704 mantiene la tensión de salida de atenuador emulada V_{Φ_R} , en o por debajo de una tensión umbral, tal como aproximadamente de 0 V, hasta que el triac 106 se dispara y eleva la tensión de salida de atenuador emulada V_{Φ_R} . La tensión de referencia de cola baja V_{REF_GL} representa una
10 realización del umbral de tensión de cruce por cero V_{ZC_TH} tratado junto con la figura 3. El comparador 716 del circuito de cola baja 704 compara la tensión de salida de atenuador emulada V_{Φ_R} con la tensión de referencia de cola baja V_{REF_GL} . El valor específico de la tensión de referencia de cola baja V_{REF_GL} es una cuestión de elección de diseño. En al menos una realización, la tensión V_{REF_GL} se establece de tal manera que el circuito de cola baja 704 mantiene la tensión V_{Φ_R} a aproximadamente 0 V cuando la tensión V_{Φ_R} alcanza los 0 V. En al menos una
15 realización, la tensión de referencia de cola baja V_{REF_GL} se establece en 5 V. Ya que el NMOSFET 706 funciona en el modo de saturación, la tensión en el nodo 710 es aproximadamente igual a la tensión de salida de atenuador emulada V_{Φ_R} . Cuando la tensión de salida de atenuador emulada V_{Φ_R} es mayor que la tensión de referencia de cola baja V_{REF_GL} , la tensión de salida V_{COMP} del comparador 716 es un 0 lógico. En al menos una realización, la tensión de salida de comparador V_{COMP} pasa directamente como una señal de COLA_ACTIVADA a un terminal de control del conmutador 718. El conmutador 718 puede ser cualquier tipo de conmutador y es, por ejemplo, un NMOSFET. Cuando la tensión de salida de comparador V_{COMP} es un 0 lógico, el conmutador 718 está apagado, y los NMOSFET 720 y 722 también están apagados. Una transición de la tensión de salida de comparador V_{COMP} desde un 1 lógico a un 0 lógico indica un cruce por cero determinado de la tensión de atenuador V_{Φ_R} , que se usa por la operación 518 del proceso de coordinación de función de controlador 500 (figura 5).

25 Cuando la tensión de salida de atenuador emulada V_{Φ_R} hace una transición desde mayor que a menos que la tensión de referencia de cola baja V_{REF_GL} , la tensión de salida de comparador V_{COMP} cambia desde un 0 lógico a un 1 lógico. Una transición de la tensión de salida de comparador V_{COMP} desde un 0 lógico a un lógico 1 indica un borde delantero determinado de la tensión de atenuador V_{Φ_R} , que se usa por la operación 506 del proceso de coordinación de función de controlador 500 (figura 5). Cuando la tensión de salida de comparador V_{COMP} es un 1 lógico, los NMOSFET 720 y 722 conducen. Los NMOSFET 720 y 722 está configurados como un espejado de corriente que comparten un terminal de puerta común 724. Una fuente de corriente 726 genera una corriente de cola i_{COLA} , que se espeja a través del NMOSFET 720. En al menos una realización, cuando la tensión de salida de atenuador emulada V_{Φ_R} es menor que la tensión de referencia de cola baja V_{REF_GL} , la corriente i_R es
35 aproximadamente igual a la corriente de cola i_{COLA} . En al menos una realización, la corriente de cola i_{COLA} se establece en un valor suficientemente grande para mantener la tensión de salida de atenuador emulada V_{Φ_R} aproximadamente en 0 V hasta que un triac del atenuador 414 se dispara de nuevo. En al menos una realización, la corriente de cola i_{COLA} es al menos tan grande como un valor de corriente de retención HC del atenuador 414 (figura 4), tal como 250 mA. Por lo tanto, el circuito de cola 704 consume una corriente de cola en estado estacionario i_{COLA} del sistema convertidor de potencia 410 para mantener la tensión de salida de atenuador emulada V_{Φ_R} en o por debajo de una tensión umbral, tal como aproximadamente de 0 V, durante un período de tiempo desde cuando el circuito de descarga 702 disminuye la tensión de salida de atenuador emulada V_{Φ_R} a la tensión de referencia de cola baja V_{REF_GL} hasta que el triac 106 se dispara y eleva la tensión de salida de atenuador emulada V_{Φ_R} .

45 En al menos una realización, el circuito de cola 704 también incluye una lógica de descarga y de cola ("lógica P-G") 728. La lógica P-G 728 genera la señal COLA_ACTIVADA para controlar la conductividad del conmutador 718. La función(s) específica de la lógica P-G 728 es una cuestión de elección de diseño. Por ejemplo, en al menos una realización, la lógica P-G 728 activa y desactiva el circuito de cola baja 704. En al menos una realización, para activar y desactivar el circuito de cola baja 704, la lógica P-G 728 determina si la tensión de salida de atenuador V_{Φ_DIM} contiene cualquier corte de fase como, por ejemplo, se describe en Grisamore I. Si la tensión de salida de atenuador V_{Φ_DIM} no indica ningún corte de fase, entonces la lógica P-G 728 desactiva el circuito de cola baja 704 generando la señal COLA_ACTIVADA de tal manera que el conmutador 718 no conduce independientemente del valor de la tensión de salida de comparador V_{COMP} . En al menos una realización, la lógica P-G 728 incluye un temporizador (no mostrado) que determina la frecuencia con la que cambia de estado lógico la tensión de salida de comparador V_{COMP} . Si el tiempo entre los cambios de estado lógico no es consistente con un corte de fase, la lógica P-G 728 desactiva el circuito de cola baja 704. Adicionalmente, se describe una exposición a modo de ejemplo del controlador de estado inactivo 700 en Melanson I. El sistema y método específicos para determinar un cruce por cero de la tensión de atenuador V_{Φ_R} es una cuestión de elección de diseño. La solicitud de patente provisional n.º 61/410.269, presentada el 4 de noviembre de 2010, titulada "Digital Resynthesis of Input Signal Dimmer
50 Compatibility", de los inventores John L. Melanson y Eric J. King, expediente judicial n.º 1883-EXL, describe otro sistema y método a modo de ejemplo para determinar un cruce por cero de la tensión de atenuador.

Por lo tanto, un sistema electrónico incluye un controlador que coordina las funciones de un circuito de cola, un emulador de atenuador, y un controlador de conversión de potencia en modo de conmutación para proporcionar compatibilidad entre un atenuador y una carga.

REIVINDICACIONES

1. Un aparato que comprende un sistema convertidor de potencia (304) para proporcionar compatibilidad entre un atenuador (306) y una carga (308), en el que el atenuador proporciona una tensión de atenuador (V_{ϕ_DIM}) al sistema convertidor de potencia (304), comprendiendo dicha tensión de atenuador tres estados:

- A. un cruce por aproximadamente cero voltios de la tensión de atenuador (V_{ϕ_DIM}) del atenuador (306) hasta un corte de fase, el borde delantero de la tensión de atenuador (V_{ϕ_DIM});
- B. un final del estado A hasta que la energía transferida a la carga (308) es suficiente para satisfacer al menos un parámetro de transferencia de energía; y
- C. un final del estado B hasta el comienzo del siguiente estado A, comprendiendo el aparato un controlador (302, 402) para controlar el sistema convertidor de potencia (304), caracterizado por que el controlador (302, 402) comprende:

- un controlador de estado de trayectoria de baja impedancia (310, 404) configurado para, en el estado A, activar una trayectoria de baja impedancia (316) para una corriente de atenuador del atenuador (306), en el que la impedancia de la trayectoria de baja impedancia es lo suficientemente baja para mantener un ángulo de fase estable del atenuador (306);
- un controlador de conversión de potencia en modo de conmutación (312, 406) configurado para, en el estado B, controlar la conversión de potencia mediante el sistema convertidor de potencia (304) de la tensión de atenuador; y controlar el sistema convertidor de potencia para mantener la corriente de atenuador por encima de un umbral de corriente; y
- un controlador de estado inactivo (314, 408) configurado para, en el estado C, entrar en un estado inactivo, en el que durante el estado inactivo la trayectoria de baja impedancia y la conversión de potencia están desactivadas.

2. El aparato de la reivindicación 1, en el que el sistema convertidor de potencia (304) comprende un convertidor de potencia de conmutación (318) configurado para convertir la tensión de atenuador (V_{ϕ_DIM}) del atenuador (306) en una tensión de enlace (V_{ENLACE}) para la carga (308), en el que el al menos un parámetro de transferencia de energía comprende un valor umbral de tensión de enlace ($V_{ENLACE_OBJETIVO}$), para determinar cuándo la energía transferida a una carga (308) es suficiente para satisfacer el al menos un parámetro de transferencia de energía, y en el que el controlador (302, 402) está configurado además para al menos:

determinar que se transfiere suficiente energía a la carga (308) cuando la tensión de enlace (V_{ENLACE}) es mayor que el valor umbral de tensión de enlace ($V_{ENLACE_OBJETIVO}$); en el que el controlador (302, 402) está acoplado al sistema convertidor de potencia (304) y la carga (308) está acoplada al sistema convertidor de potencia (304).

3. El aparato de la reivindicación 2, en el que el convertidor de potencia de conmutación (318) comprende un convertidor de potencia de conmutación de tipo elevador acoplado al controlador (302, 402), en el que el control del convertidor de potencia de conmutación (318) comprende un control del convertidor de potencia de conmutación de tipo elevador.

4. Un método de operar un sistema convertidor de potencia (304) para proporcionar compatibilidad entre un atenuador (306) y una carga (308) en el que el atenuador (306) proporciona una tensión de atenuador (V_{ϕ_DIM}) al sistema convertidor de potencia (304), comprendiendo dicha tensión de atenuador tres estados que se producen a partir de:

- A. un cruce por aproximadamente cero voltios de la tensión de atenuador (V_{ϕ_DIM}) del atenuador (306) hasta un corte de fase, el borde delantero de la tensión de atenuador (V_{ϕ_DIM});
- B. un final del estado A hasta que la energía transferida a la carga (308) es suficiente para satisfacer al menos un parámetro de transferencia de energía; y
- C. un final del estado B hasta el comienzo del siguiente estado A;

caracterizado por que el método comprende:

- para el estado A, activar una trayectoria de baja impedancia (316) para una corriente de atenuador del atenuador (306), en el que la impedancia de la trayectoria de baja impedancia es lo suficientemente baja para mantener un ángulo de fase estable del atenuador (306);
- para el estado B, controlar la conversión de potencia mediante el sistema convertidor de potencia (304) de la tensión de atenuador (V_{ϕ_DIM}); y controlar el sistema convertidor de potencia (304) para mantener la corriente de atenuador por encima de un umbral de corriente; y
- para el estado C, introducir un estado inactivo, en el que durante el estado inactivo la trayectoria de baja impedancia y la conversión de potencia están desactivadas.

5. El método de la reivindicación 4, en el que la conversión de modo de potencia comprende una conversión de la tensión de atenuador (V_{Φ_DIM}) del atenuador (306) en una tensión de enlace (V_{ENLACE}) para la carga (308), y en el que el al menos un parámetro de transferencia de energía comprende un valor umbral de tensión de enlace ($V_{ENLACE_OBJETIVO}$), comprendiendo el método además:
- 5 determinar que se transfiere suficiente energía a la carga (308) cuando la tensión de enlace (V_{ENLACE}) es mayor que el valor umbral de tensión de enlace ($V_{ENLACE_OBJETIVO}$).
6. El aparato de la reivindicación 1 o el método de la reivindicación 4, en el que el al menos un parámetro de transferencia de energía comprende un primer parámetro de transferencia de energía (ET_{TH}), y en el que el estado B comprende además el final del estado A hasta que la energía transferida a la carga (308) es mayor que el primer parámetro de transferencia de energía (ET_{TH}) o hasta que la energía transferida desde el atenuador (306) es suficiente para satisfacer al menos un segundo parámetro de transferencia de energía ($V_{\Phi_R_TH}$).
- 10
7. El aparato de la reivindicación 6 o el método de la reivindicación 6, en el que el primer parámetro de transferencia de energía (ET_{TH}) es una cantidad de tiempo durante la que el atenuador (306) está conduciendo una tensión de suministro.
- 15
8. El aparato de la reivindicación 1, en el que el controlador (302, 402) está configurado para, o el método de la reivindicación 4 comprende además:
- 20 activar el control de la conversión de potencia en modo de conmutación de la tensión de atenuador (V_{Φ_DIM});
determinar cuándo una tensión de enlace (V_{ENLACE}) del convertidor de potencia de conmutación (318) es mayor que un valor umbral de tensión de enlace, en el que la conversión de modo de potencia comprende una
25 conversión de la tensión de atenuador (V_{Φ_DIM}) del atenuador (306) en una tensión de enlace (V_{ENLACE}) para la carga (308);
determinar cuándo la tensión de atenuador (V_{Φ_DIM}) es menor que un valor umbral de tensión de atenuador;
desactivar la conversión de potencia en modo de conmutación cuando la tensión de enlace (V_{ENLACE}) es mayor
30 que el valor umbral de tensión de enlace o la tensión de atenuador (V_{Φ_DIM}) es menor que el valor umbral de tensión de atenuador; e
introducir el estado inactivo después de desactivar la conversión de potencia en modo de conmutación.
9. El aparato de la reivindicación 1, en el que el controlador (302, 402) está configurado para, o el método de la reivindicación 4 comprende además:
- 35 determinar cuándo una tensión de enlace (V_{ENLACE}) de un convertidor de potencia de conmutación (318) del sistema convertidor de potencia (304) es mayor que un valor umbral de tensión de enlace, con lo que la conversión de modo de potencia comprende una conversión de la tensión de atenuador (V_{Φ_DIM}) del atenuador (306) en la tensión de enlace (V_{ENLACE}) para la carga (308);
40 determinar cuándo la tensión de atenuador (V_{Φ_DIM}) es menor que un valor umbral de tensión de atenuador;
desactivar la conversión de potencia en modo de conmutación cuando la tensión de enlace (V_{ENLACE}) es mayor que el valor umbral de tensión de enlace o la tensión de atenuador (V_{Φ_DIM}) es menor que el valor umbral de
45 tensión de atenuador.
10. El método de la reivindicación 4, que comprende además: determinar el cruce por cero voltios de la tensión de atenuador (V_{Φ_DIM}) haciendo que el sistema convertidor de potencia (304) genere una tensión de atenuador emulada, en el que la tensión de atenuador emulada emula parte de un ciclo de la tensión de atenuador (V_{Φ_DIM}).
- 50
11. El aparato de la reivindicación 1 o el método de la reivindicación 4, en el que el atenuador (306) comprende un triodo para una corriente alterna.
12. El aparato de la reivindicación 1 o el método de la reivindicación 4, en el que la tensión de atenuador (V_{Φ_DIM}) es una tensión de atenuador rectificadas.

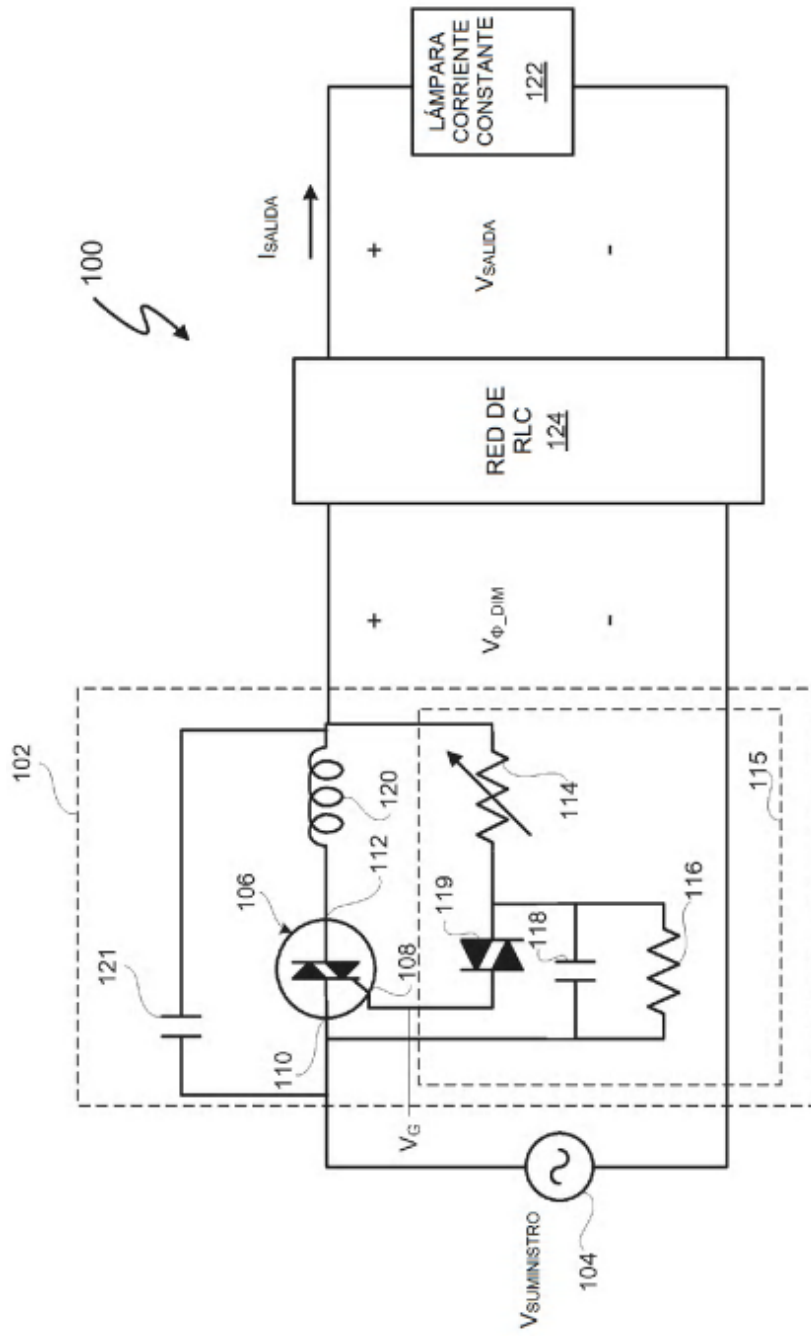


FIGURA 1 (Técnica anterior)

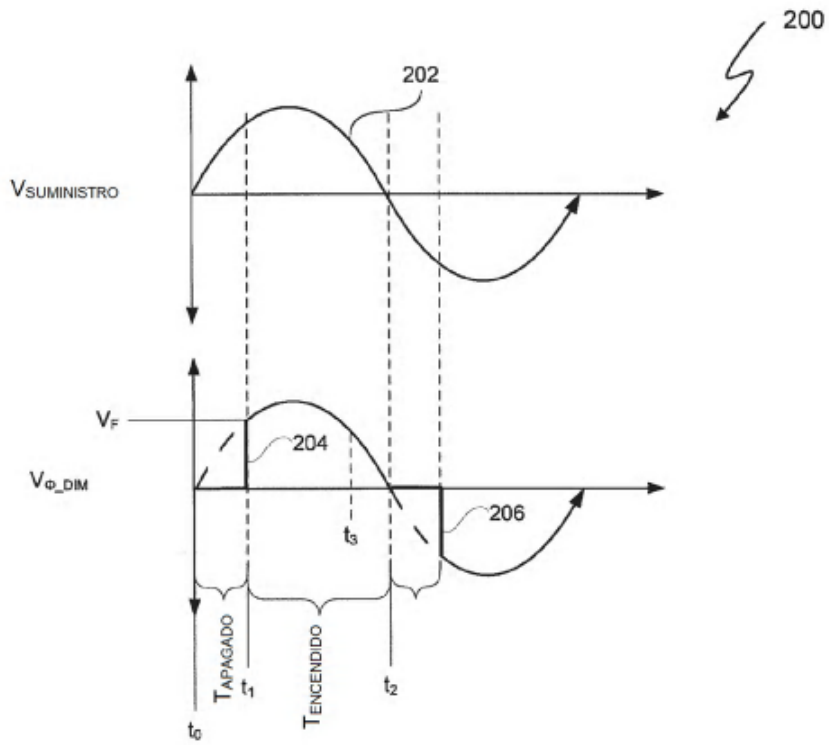


FIGURA 2 (Técnica anterior)

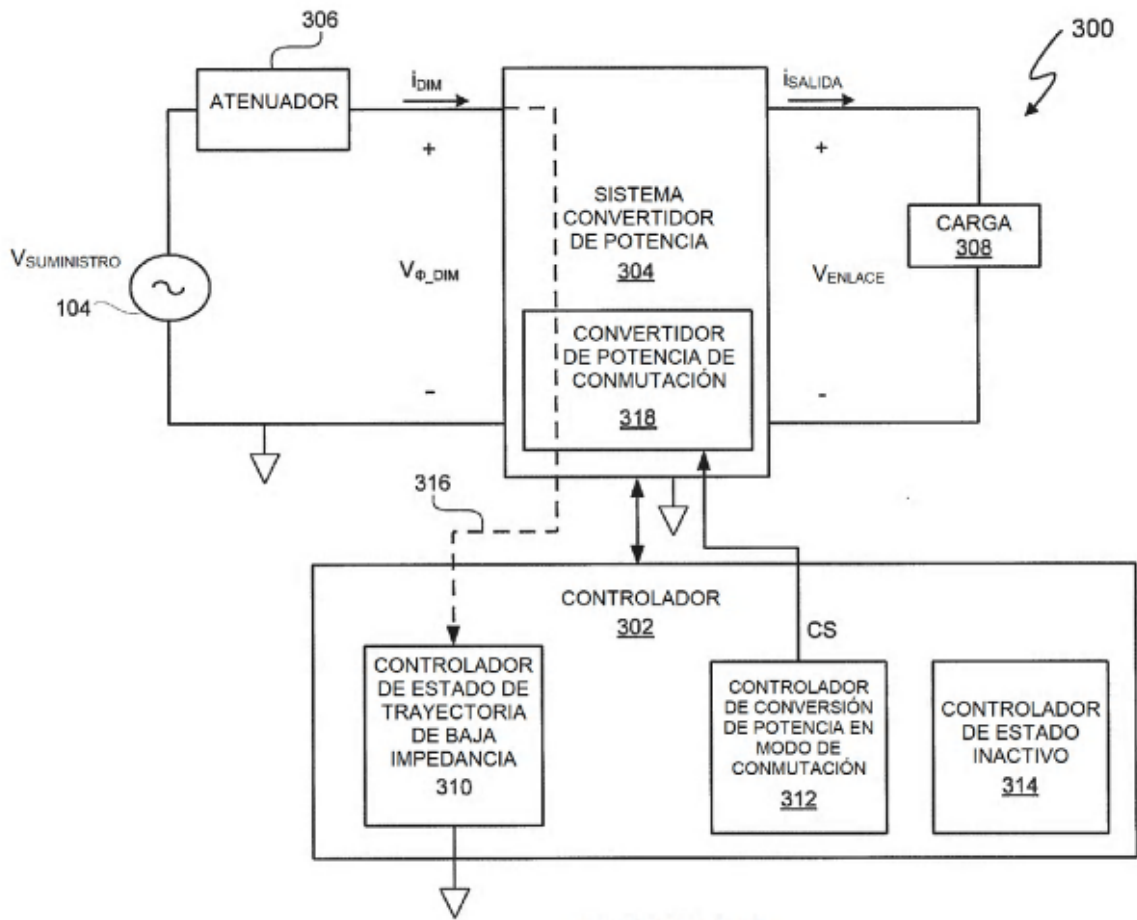


FIGURA 3

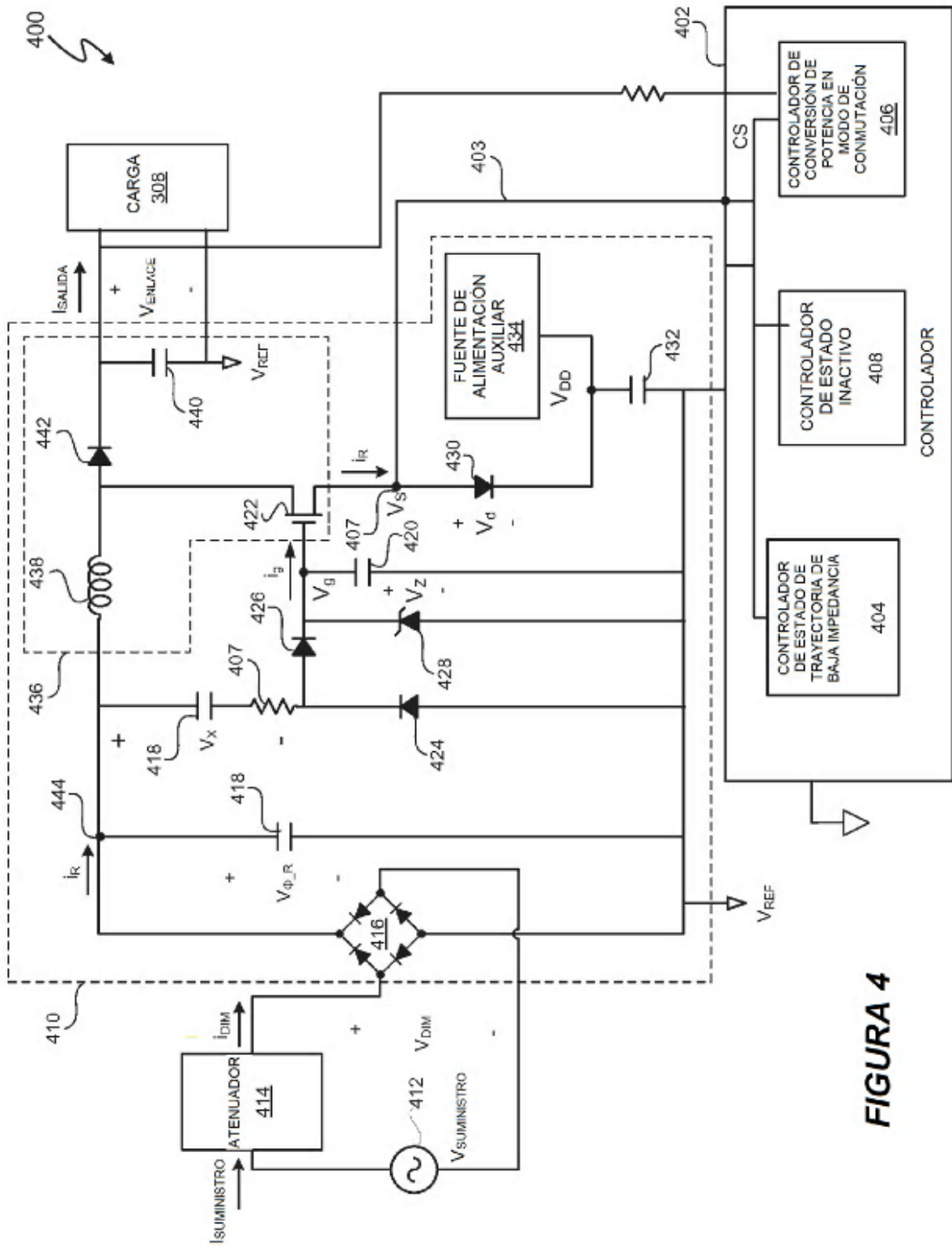


FIGURA 4

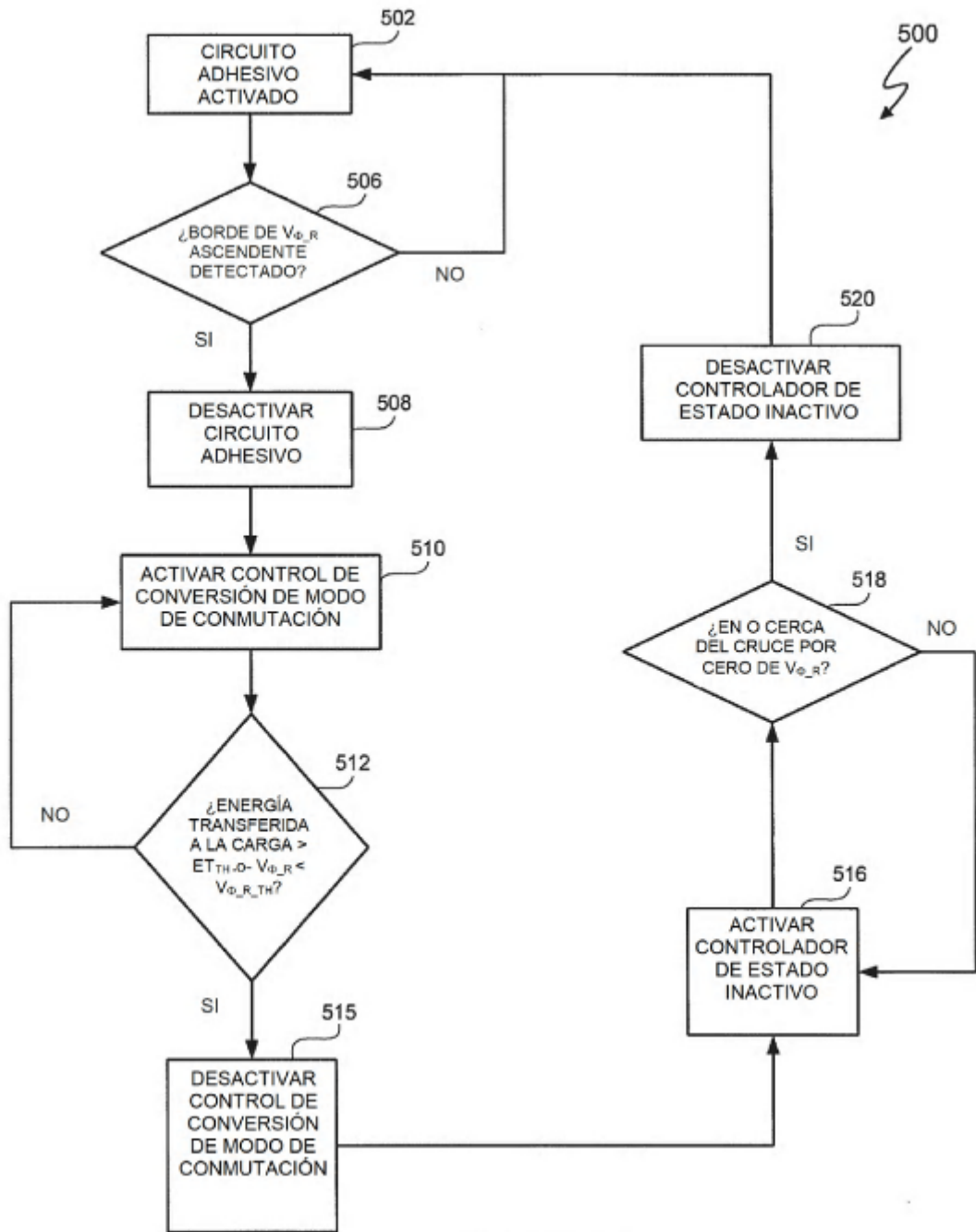


FIGURA 5

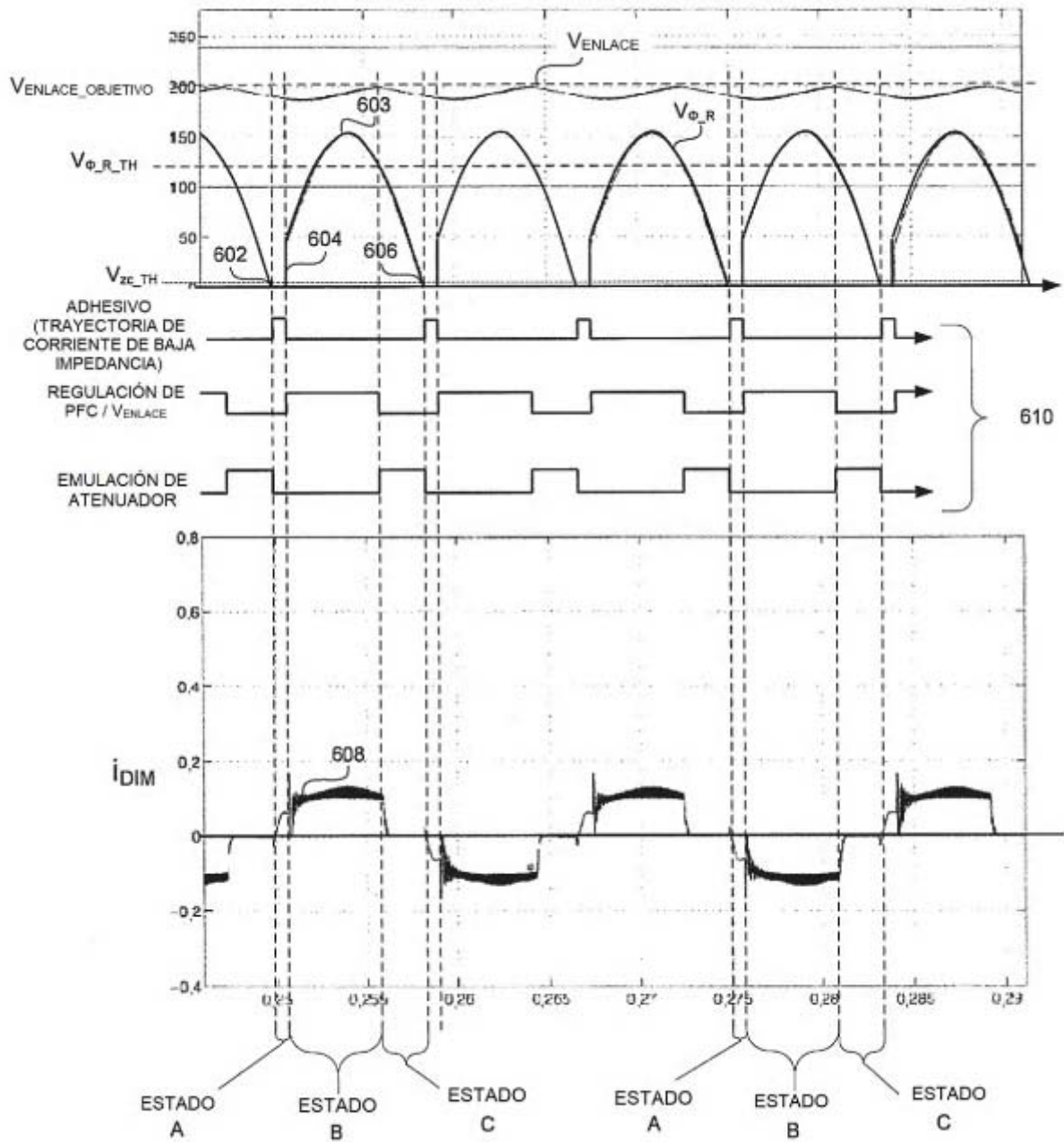


FIGURA 6

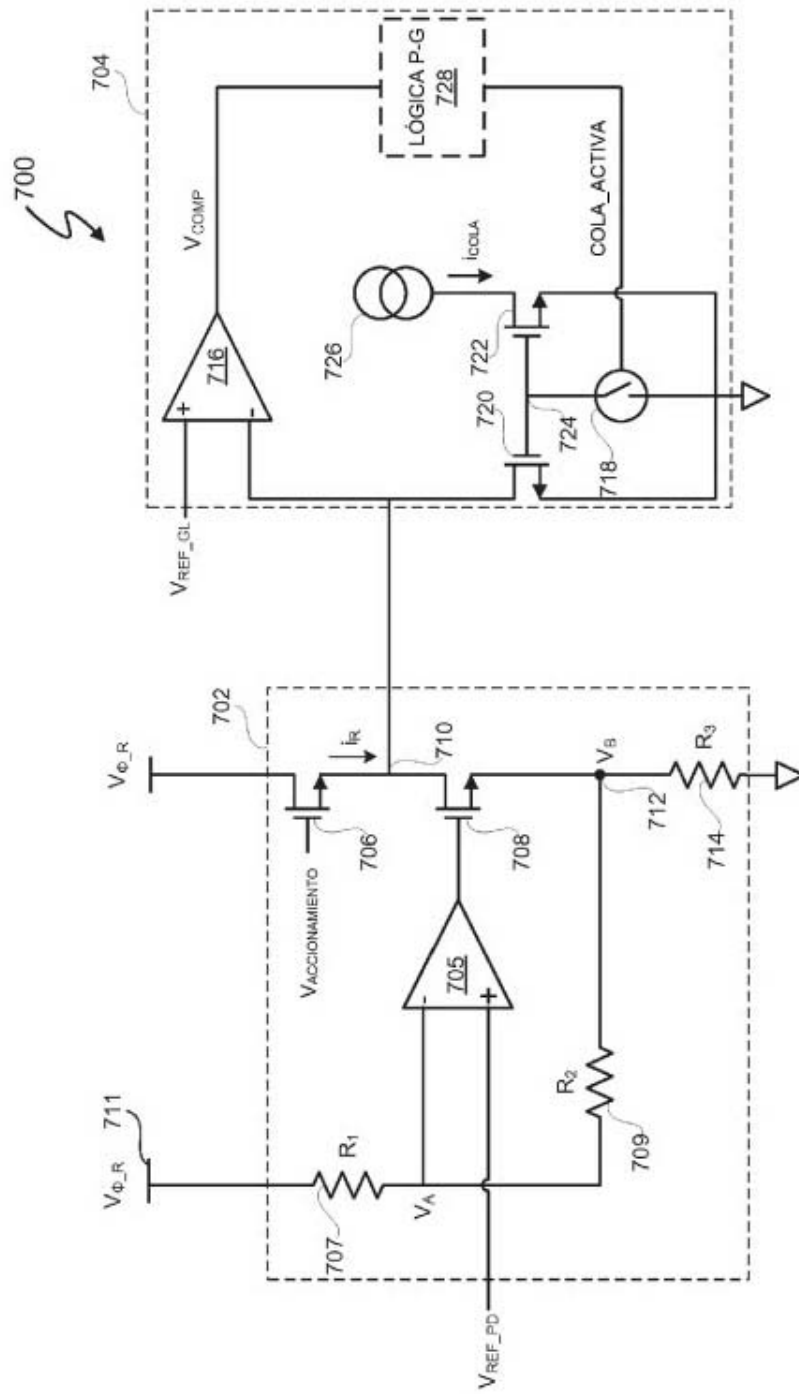


FIGURA 7