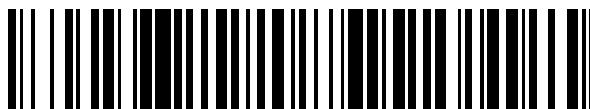


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 718 100**

51 Int. Cl.:

H05B 33/08 (2006.01)

H05B 39/08 (2006.01)

H05B 39/04 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **16.11.2011** **PCT/US2011/061033**

87 Fecha y número de publicación internacional: **27.09.2012** **WO12128794**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **16.11.2011** **E 11794283 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **09.01.2019** **EP 2681969**

54 Título: **Compatibilidad de atenuador de luz de fase final con predicción de alta resistencia de atenuador de luz**

30 Prioridad:

16.11.2010 US 414291 P
16.11.2011 US 201113298002

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
27.06.2019

73 Titular/es:

SIGNIFY HOLDING B.V. (100.0%)
High Tech Campus 48
5656 AE Eindhoven, NL

72 Inventor/es:

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

74 Agente/Representante:

ISERN JARA, Jorge

ES 2 718 100 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

Compatibilidad de atenuador de luz de fase final con predicción de alta resistencia de atenuador de luz

5 Antecedentes de la invención

Campo de la invención

10 La presente invención se refiere en general al campo de la electrónica, y de forma más específica a un método y un sistema para la compatibilidad de un atenuador de luz de fase final con una predicción de alta resistencia de atenuador de luz.

Descripción de la técnica relacionada

15 El desarrollo del uso de tecnologías eficientes de energía continúa siendo una alta prioridad para muchas entidades incluyendo empresas y países. Un área de interés es el reemplazo de lámparas incandescentes con lámparas más eficientes energéticamente tal como lámparas basadas en fuentes de luz electrónicas. Para esta descripción, las fuentes de luz electrónica son diodos emisores de luz (LED) y lámparas fluorescentes compactas (CFL). El desarrollo de lámparas basadas en fuentes de luz electrónica no está exento de muchos desafíos. Uno de los
20 desafíos es desarrollar lámparas basadas en fuentes de luz electrónica que sean compatibles con la infraestructura existente. La siguiente exposición se centra en sistemas de iluminación basados en LED, pero también es aplicable a sistemas de iluminación basados en CFL y una combinación de sistemas de iluminación basados en LED y en CFL.

25 Muchos sistemas electrónicos incluyen circuitos, tal como convertidores de potencia de conmutación que interactúan con un atenuador de luz. Los circuitos que interactúan entregan energía a una carga de acuerdo con el nivel de atenuación establecido por el atenuador de luz. Por ejemplo, en un sistema de iluminación, los atenuadores de luz proporcionan una señal de entrada a un sistema de iluminación. La señal de entrada representa un nivel de atenuación que provoca que el sistema de iluminación ajuste la energía entregada a una lámpara, y, por tanto,
30 dependiendo del nivel de atenuación, aumente o disminuya el brillo de la lámpara. Existen muchos tipos diferentes de atenuadores de luz. En general, los atenuadores de luz generan una señal de atenuación codificada digital o analógica que indica un nivel de atenuación deseado. Una fase de un atenuador de luz de fase final corta una fase final de una tensión de suministro de corriente alterna ("CA").

35 La figura 1 representa un sistema 100 de iluminación que incluye un atenuador 102 de luz de corte de fase, de fase final. La figura 2 representa un gráfico 200 de tensión de corte de fase de fase final, de ejemplo, y una señal 201 de control de atenuador de luz asociada con el sistema 100 de iluminación. Con referencia las figuras 1 y 2, el sistema 100 de iluminación recibe una tensión $V_{ENTRADA}$ de suministro de CA desde el suministro 104 de tensión. La tensión $V_{ENTRADA}$ de suministro, indicada por la forma 202 de onda de tensión, es, por ejemplo, una tensión de línea de nominalmente 60 Hz/110 V en los Estados Unidos de América o una tensión de línea de nominalmente 50 Hz/220 V en Europa. La fase 102 de atenuador de luz de fase final corta las fases finales, tal como las fases 202 y 204 finales,
40 de cada medio ciclo de tensión $V_{ENTRADA}$ de suministro. Dado que cada medio ciclo de tensión $V_{ENTRADA}$ de suministro es de 180 grados de la tensión $V_{ENTRADA}$ de suministro, la fase 102 de atenuador de luz de fase final corta la tensión $V_{ENTRADA}$ de suministro en un ángulo mayor de 0 grados y menor de 180 grados. El corte de fase, la tensión V_{ϕ} $V_{ENTRADA}$ de entrada al sistema 100 de iluminación representa un nivel de atenuación que provoca que el sistema 100 de iluminación ajuste la energía entregada a una lámpara 106, y, por lo tanto, dependiendo del nivel de atenuación, aumente o disminuya el brillo de la lámpara 106. La lámpara 106 es una lámpara incandescente y puede en general ser modelada como una resistencia 108.

50 El atenuador 102 de luz incluye un controlador 110 temporizador que genera una señal DCS de control del atenuador de luz para controlar un ciclo de trabajo del conmutador 112. El ciclo de trabajo del conmutador 112 es un ancho de pulso, por ejemplo, tiempos t_1 - t_0 , dividido por un periodo de la señal de control del atenuador de luz, por ejemplo, tiempos t_3 - t_0 , para cada ciclo de la señal DCS de control del atenuador de luz. El controlador 110 temporizador convierte un nivel de atenuación deseado en un ciclo de trabajo para el conmutador 112. El ciclo de trabajo de la señal DCS de control de atenuador de luz se aumenta para niveles de atenuación menores, es decir,
55 un brillo más alto para la lámpara 106, y disminuye para niveles de atenuación más altos. Durante un pulso, por ejemplo, un pulso 206 y un pulso 208, de la señal DCS de control del atenuador de luz, el interruptor 112 conduce, es decir, está encendido, y el atenuador 102 de luz entra en un estado de baja resistencia. En el estado de baja resistencia del atenuador 102 de luz, la resistencia del conmutador 112 es, por ejemplo, menor que o igual a 10 ohmios, durante el estado de baja resistencia del conmutador 112, el corte de fase, la tensión V_{ϕ} $V_{ENTRADA}$ de entrada monitoriza a la tensión $V_{ENTRADA}$ de suministro de entrada y el atenuador 102 de luz transfiere una corriente $i_{ATENUADA}$ de atenuador de luz a la lámpara 106.

65 Cuando el controlador 110 temporizador provoca que finalice el pulso de la señal 206 de control del atenuador de luz, la señal 206 de control de atenuador de luz apaga el conmutador 112, lo cual provoca que el atenuador 102 de luz entre en un estado de alta resistencia, es decir, se apague. En el estado de alta resistencia del atenuador 102 de

luz, la resistencia del conmutador 112 es, por ejemplo, mayor de 1 kohmio. El atenuador 102 de luz incluye un condensador 114, que carga a la tensión $V_{ENTRADA}$ de suministro durante cada pulso de la señal DCS de control de temporizador. En ambos estados de alta y baja resistencia del atenuador 102 de luz, el condensador 114 permanece conectado a través del conmutador 112. Cuando el conmutador 112 está pagado y el atenuador 102 de luz entra en el estado de alta resistencia, la tensión V_C a través del condensador 114 decae, por ejemplo, entre los tiempos t_1 y t_2 y entre los tiempos t_4 y t_5 . La tasa de decaimiento es una función de la cantidad de capacitancia C del condensador 114 y la corriente $i_{ATENUADA}$ de atenuador de luz es transferida a través de la resistencia R de la lámpara 108. La Ecuación [1] representa una relación entre la capacitancia C del condensador 114, la corriente $i_{ATENUADA}$ del atenuador de luz y la tasa $dV_{\Phi_ENTRADA}/dt$ de decaimiento del corte de fase, la tensión $V_{\Phi_ENTRADA}$ de entrada:

$$i_{DIM} = C \cdot dV_{\Phi_IN}/dt \quad [1]$$

El valor R de resistencia de la lámpara 106 es relativamente bajo y permite un valor lo suficientemente alto de la corriente $i_{ATENUADA}$ de atenuador de luz para permitir el corte de fase, la tensión $V_{\Phi_ENTRADA}$ de entrada decae a un cruce nulo, por ejemplo, en tiempos t_2 y t_5 , antes del siguiente pulso de la señal DCS de control del atenuador de luz.

Los atenuadores de luz de fase final, tal como el atenuador 102 de luz de fase final, tiene algunas características favorables. Por ejemplo, el atenuador 102 de luz de fase final no tiene un aumento de tensión brusco cuando el atenuador 102 de luz comienza a conducir, por ejemplo, en los tiempos t_0 y t_3 , y tiene una disminución de decaimiento cuando el atenuador 102 de luz entra en el estado de alta resistencia. Por tanto, las frecuencias armónicas son menores, y el atenuador 102 de luz genera menos interferencia electromagnética.

Tal y como se expuso anteriormente, las fuentes de luz electrónica tienen una eficiencia energética más alta que las lámparas incandescentes de una salida de luz comparable. Por tanto, las fuentes de luz electrónicas están haciéndose retrocompatibles con la infraestructura existente que incluye atenuador es de luz de fase final, tal como el atenuador 102 de luz de fase final. Una fuente de luz electrónica tiene unos requisitos de energía menores y, por tanto, menos corriente $i_{ATENUADA}$ de atenuador es transferida a las fuentes de luz electrónicas. Por tanto, de acuerdo con la Ecuación [1] para una corriente $i_{ATENUADA}$ de atenuador más pequeña, la tasa $dV_{\Phi_ENTRADA}/dt$ de decaimiento es menor. Si la tasa $dV_{\Phi_ENTRADA}/dt$ de decaimiento es demasiado baja, el corte de fase, la tensión $V_{\Phi_ENTRADA}$ de entrada no alcanza un cruce nulo antes de un inicio de un siguiente ciclo de la tensión $V_{ENTRADA}$ de entrada. Si no se alcanza un cruce nulo se puede provocar que funcionen mal algunos atenuador es de luz de fase final.

La figura 3 representa un sistema 300 de iluminación que incluye un atenuador 102 de luz de fase final y LED(s) 302. El atenuador 102 de luz funciona como se describió previamente y proporciona un corte de fase, una tensión $V_{\Phi_ENTRADA}$ de entrada y una corriente de atenuador de luz a un rectificador 304 de diodo de puente completo. El rectificador 304 proporciona el corte de fase, la tensión V_{Φ_R} rectificada a un convertidor 306 de potencia. El convertidor 306 de potencia respectivamente convierte el corte de fase, la tensión V_{Φ_R} rectificada y la corriente i_R de entrada rectificada en una tensión V_{SALIDA} de salida aproximadamente constante y una corriente i_{SALIDA} de salida. La corriente i_{SALIDA} de salida se ajusta con el nivel de atenuación indicado por el ángulo de fase del corte de fase, la tensión $V_{\Phi_ENTRADA}$ de entrada y es aproximadamente constante para un nivel de atenuación dado.

El controlador 308 incluye un controlador 310 de corriente para controlar la transferencia de corriente i_R al convertidor 306 de potencia y regular la potencia entregada al (a los) LED(s) 302. El(los) LED(s) requieren sustancialmente menos potencia para proporcionar la salida de luz equivalente de una bombilla incandescente. Por ejemplo, el(los) LED(s) 302 utiliza 4W de potencia para proporcionar la salida de luz equivalente de una bombilla incandescente de 60 W. La tensión V_{SALIDA} de salida es generalmente reforzada por el convertidor 306 de potencia hasta, por ejemplo, 400 V. Dado que la potencia P proporcionada por el(los) LED(s) 302 es aproximadamente $P = V_{SALIDA} \cdot i_{SALIDA}$, una corriente i_R máxima transferida al convertidor 306 de potencia es típicamente de sólo 50 mA, que es menor que aproximadamente la corriente máxima de 545 mA conducida por una bombilla de 60 W de una tensión $V_{ENTRADA}$ de entrada de suministro de 110 $V_{ENTRADA}$. Por tanto, el tiempo $dV_{\Phi_ENTRADA}/dt$ de decaimiento para el sistema 300 de iluminación aumentará de acuerdo con la Ecuación [1]. El controlador 308 incluye un comparador 312 para detectar fases finales, tal como fases 314 y 316 finales, de la fase de corte, la tensión V_{Φ_R} rectificada.

La detección de la fase final del corte de fase, la tensión V_{Φ_R} rectificada no es una tarea simple. Las fases finales de la tensión V_{Φ_R} rectificada en los tiempos t_1 y t_4 es generalmente ruidosa y puede contener otras distorsiones. Para detectar las fases finales, el controlador 308 utiliza un comparador 312 para detectar la fase final en una porción más estable del corte de fase, la tensión V_{Φ_R} rectificada. El comparador 312 recibe el corte de fase, la tensión V_{Φ_R} rectificada o una versión escalada de la fase de corte, la tensión V_{Φ_R} rectificada en una entrada de inversión del comparador 312. El comparador 312 compara el corte de fase, la tensión V_{Φ_R} rectificada con un umbral de tensión de detección de fase final, fijo, tal como +20V, y genera una señal TE_DETEC de detección de fase final. La señal TE_DETEC de detección de fase final es una lógica 0 anterior a la detección de la fase final del corte de fase, la tensión V_{Φ_R} rectificada y transiciones de una lógica 1 tras la detección de la fase final. Una vez que la señal TE_DETEC de detección de fase final indica la detección de la fase final, el controlador 310 de corriente aumenta una transferencia de corriente $i_{ATENUADA}$ a través del atenuador 102 de luz para aumentar la tasa $dV_{\Phi_ENTRADA}/dt$ de decaimiento y, por tanto, aumentar la tasa de decaimiento del corte de fase, la tensión V_{Φ_R}

rectificada, en por ejemplo, los tiempos t_2 y t_5 . Aumentando la tasa de decaimiento los tiempos t_2 y t_5 se ayuda a asegurar que el corte de fase, la tensión V_{ϕ_R} rectificada alcance un cruce nulo antes de comenzar un ciclo siguiente del corte de fase, la tensión V_{ϕ_R} rectificada. El valor de umbral de detección de la fase final es establecido lo suficientemente bajo para evitar detectar prematuramente una fase final. Sin embargo, debido a que la tasa $dV_{\phi_{ENTRADA}}/dt$ de decaimiento es mayor para las fuentes de luz electrónicas, el valor bajo del umbral de detección de la fase final también significa que la fase final podría no ser detectada antes de un cruce nulo del corte de fase, la tensión V_{ϕ_R} rectificada para ángulos de fase grandes. Aumentar el valor del umbral de detección de la fase final, puede resultar en una transferencia de cantidad innecesaria de corriente desde el suministro 104 de tensión.

El documento WO 2008/029108 muestra un ejemplo de una técnica anterior que sólo aborda el problema de la corriente mínima para activar el atenuador de luz.

Es deseable mejorar la compatibilidad con los atenuadores de luz de fase final.

Resumen de la invención

La invención es más definida en el conjunto de reivindicaciones adjuntas.

En un modo de realización en la presente invención, el aparato incluye un controlador que proporciona una compatibilidad entre una lámpara y un atenuador de luz de fase final. El controlador es capaz de predecir una ocurrencia estimada de un estado de alta resistencia del atenuador de luz de fase final. El estado de alta resistencia ocurre cuando el atenuador de luz de fase final comienza el corte de fase de una señal de tensión de corriente alterna (CA). El controlador es además capaz de funcionar en un modo de alta corriente basado en la ocurrencia predicha estimada del estado de alta resistencia del atenuador de luz de fase final. El controlador también es capaz de funcionar en un modo de baja impedancia después de que la señal de tensión de CA alcance un umbral de baja tensión.

En un modo de realización adicional de la presente invención, un método para proporcionar compatibilidad entre una lámpara y un atenuador de luz de fase final incluye predecir una ocurrencia estimada de un estado de alta resistencia del atenuador de luz de fase final. El estado de alta resistencia ocurre cuando el atenuador de luz de fase final empieza el corte de fase de una señal de tensión de corriente alterna (CA). El método además incluye hacer funcionar un controlador de al menos un convertidor de potencia en un modo de alta corriente basado en la ocurrencia predicha estimada del estado de alta resistencia del atenuador de luz de fase final. El método también incluye hacer funcionar el controlador en un modo de baja impedancia después de que la señal de tensión de CA alcanza un umbral de baja tensión.

En otro modo de realización de la presente invención, un aparato incluye un controlador que es capaz de predecir una ocurrencia estimada de un estado de alta resistencia de un atenuador de luz de fase final. El estado de alta resistencia ocurre cuando el atenuador de luz de fase final comienza el corte de fase de una señal de tensión de corriente alterna (CA) de una tensión de CA de corte de fase. El controlador es además capaz de acelerar la transición de las tensiones de CA desde la fase final a un umbral de tensión predeterminado.

En un modo de realización adicional de la presente invención, un método incluye predecir una ocurrencia estimada de un estado de alta resistencia de un atenuador de luz de fase final. El estado de alta resistencia ocurre cuando el atenuador de luz de fase final comienza el corte de fase de una señal de tensión de corriente alterna (CA) de una tensión de CA de corte de fase. El método además incluye acelerar una transición de la tensión de CA desde la fase final a un umbral de tensión predeterminado.

Breve descripción de los dibujos

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

La figura 1 (etiquetada como técnica anterior) representa un sistema de iluminación que incluye un atenuador de luz de fase final.

La figura 2 (etiquetada como técnica anterior) representa una señal de control de atenuador de luz y una forma de onda de tensión asociada con el atenuador de luz de fase final de la figura 1.

La figura 3 (etiquetada como técnica anterior) representa un sistema de iluminación que incluye un atenuador 102 de fase final y LED(s).

La figura 4 representa un sistema de iluminación que incluye un controlador que proporciona compatibilidad entre el atenuador de luz de fase final y una fuente de luz electrónica.

La figura 5 representa formas de onda de tensión y de corriente de ejemplo durante el funcionamiento del sistema de iluminación de la figura 4.

La figura 6 representa un diagrama de flujo operacional de compatibilidad de fase final de ejemplo que representa un modo de realización que proporciona compatibilidad entre el atenuador de luz de fase final y la fuente de luz electrónica de la figura 4.

La figura 7 representa un sistema de iluminación que representa un modo de realización del sistema de iluminación de la figura 4.

La figura 8 representa un cruce nulo y un detector de período activo.

La figura 9 representa un modo de control de corriente.

Descripción detallada

En al menos un modo de realización, un sistema electrónico incluye un controlador, y el controlador proporciona compatibilidad entre una fuente de luz electrónica y un atenuador de luz de fase final. En al menos un modo de realización, el controlador es capaz de predecir una ocurrencia estimada de una fase final de una tensión de CA de corte de fase y acelerar una transición de la tensión de CA de corte de fase desde la fase final a un umbral de tensión predeterminado. Los términos “predicha” y derivados de los mismos, tal como “que predice” y “previsión” significan que declaran o indican con antelación. Por tanto, en al menos un modo de realización, predecir una ocurrencia estimada de una fase final de una tensión de CA de corte de fase declara o indica con antelación la ocurrencia estimada de la fase final de la tensión de CA de corte de fase. En al menos un modo de realización, el controlador predice una ocurrencia estimada de la fase final de la tensión de CA de corte de fase basándose en observaciones actuales de uno o más ciclos previos de la tensión de CA de corte de fase.

En al menos un modo de realización, para proporcionar compatibilidad entre un atenuador de luz de fase final y una fuente de luz electrónica, el controlador predice una ocurrencia estimada de un estado de alta resistencia del atenuador de luz de fase final. La fase final de la tensión de CA de corte de fase comienza cuando el atenuador de luz de fase final entra en un estado de alta resistencia. Por tanto, el estado de alta resistencia ocurre cuando el atenuador de luz de fase final comienza un corte de fase de una señal de tensión de corriente alterna (CA). Basándose en la predicción de la ocurrencia estimada del estado de alta resistencia del atenuador de luz de fase final, el controlador es capaz de y está configurado para además funcionar en un modo de alta corriente para aumentar la transferencia de corriente desde el atenuador de luz de fase final. Funcionando en el modo de alta resistencia se aumenta la tasa de decaimiento de la tensión de CA de corte de fase y, en al menos un modo de realización, se asegura que la tensión de CA de corte de fase alcance un umbral de tensión bajo antes del inicio de otro ciclo. Una vez que la tensión de CA de corte de fase alcanza un umbral de extensión bajo, el controlador es capaz de y está configurado para funcionar en un modo de baja impedancia para mantener la tensión de CA de corte de fase en o por debajo del umbral de tensión bajo.

La figura 4 representa un sistema 400 de iluminación que incluye un contralor 402 que proporciona compatibilidad entre el atenuador 404 de luz de fase final y la fuente 410 de luz. El atenuador 404 de luz de fase final puede ser cualquier atenuador de luz de fase final, tal como el atenuador 102 de luz de fase final, que corta la fase de una fase final de la tensión la tensión $V_{ENTRADA}$ de suministro de entrada del suministro 104 de tensión. El rectificador 408 de diodo de puente completo rectifica el corte de fase, la $V_{\Phi_ENTRADA}$ de entrada para generar el corte de fase, la tensión V_{Φ_R} rectificadora. El convertidor 406 de potencia recibe el corte de fase, la tensión V_{Φ_R} rectificadora y la corriente i_R rectificadora genera una tensión V_{SALIDA} de salida y una corriente i_{SALIDA} de salida. La tensión V_{SALIDA} de salida y la corriente i_{SALIDA} de salida proporcionan energía a la fuente 410 de luz. En al menos un modo de realización, la fuente 410 de luz es una fuente de luz electrónica que incluye uno o más LED, uno o más CFL, o una combinación de uno o más LED y uno o más CFL. El convertidor 406 de potencia puede ser cualquier tipo de convertidor de potencia y puede incluir, por ejemplo, un convertidor de refuerzo, un convertidor reductor, un convertidor de refuerzo-reductor, o un convertidor Cuk.

La figura 5 representa formas 500 de onda de tensión y de corriente durante el funcionamiento del sistema 400 de iluminación. La figura 6 representa un diagrama 600 de flujo operacional de compatibilidad de fase final de ejemplo que representa un modo de realización para proporcionar compatibilidad entre el atenuador 404 de luz de fase final y la fuente 410 de luz. Con referencia las figuras 4, 5 y 6, el corte de fase, la tensión V_{Φ_R} rectificadora tiene un período activo desde un primer cruce nulo a un segundo cruce nulo de cada ciclo. Las formas 500 de onda representan una serie de períodos $T_A(n) - T_A(n-N)$ activos del corte de fase, la tensión V_{Φ_R} rectificadora, en donde n es un índice de número entero y N es un número entero mayor que o igual a uno. El “período $T_A(n-X)$ de tiempo activo” se refiere a la porción de la tensión de CA de corte de fase que no es igual a aproximadamente cero para un “ X ” que varía de 0 a N . En al menos un modo de realización, el controlador 402 predice un período $T_A(n)_{EST}$ de tiempo activo estimado del $n^{\text{ésimo}}$ ciclo del corte de fase, la tensión V_{Φ_R} rectificadora que se extiende desde un primer cruce $t_{ZC(n)_1}$ nulo aproximado hasta el siguiente cruce $t_{ZC(n)_2}$ nulo aproximado del tiempo del período $T_A(n) \cdot T_A(n)_{EST}$ representa la estimación predicha del período $T_A(n)$ de tiempo activo para el presente $n^{\text{ésimo}}$ ciclo.

En al menos un modo de realización, el controlador 402 incluye un predictor 412 del estado de alta resistencia del atenuador de luz de fase final para predecir el período $T_A(n)_{EST}$ de tiempo estimado del $n^{ésimo}$ ciclo utilizando los períodos $T_A(n-1)$ a $T_A(n-N)$ de tiempo activos de N ciclo(s) previo(s) de la fase de corte, la tensión V_{ϕ_R} rectificadora, donde N es un número entero mayor que o igual a 1. El predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final detecta el corte de fase, la tensión V_{ϕ_R} rectificadora en el nodo 414. Cada período $T_A(n-X)$ de tiempo activo es igual al tiempo entre el primer cruce $t_{zc}(n-X)_1$ nulo y el segundo cruce $t_{zc}(n-X)_2$ nulo del $(n-X)^{ésimo}$ ciclo de la tensión $V_{\phi_{R_ENTRADA}}$ de entrada rectificadora. Por tanto, en al menos un modo de realización, en la operación 602, el predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final detecta el tiempo entre cruces $t_{zc}(n-X)_1$ y $t_{zc}(n-X)_2$ nulos aproximados de cada ciclo del corte de fase, la tensión V_{ϕ_R} rectificadora para determinar los períodos $T_A(n-X)$ activos del corte de fase, la tensión V_{ϕ_R} rectificadora para X que varía de 1 a N.

En la operación 603, el predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final predice un período $T_A(n)_{EST}$ de tiempo activo estimado de un $n^{ésimo}$ ciclo del corte de fase, la tensión V_{ϕ_R} rectificadora. El algoritmo particular para predecir el período $T_A(n)_{EST}$ de tiempo activo estimado es una cuestión de elección de diseño. En al menos un modo de realización, el predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final asume que el período $T_A(n)_{EST}$ de tiempo activo estimado es igual al período $T_A(n-1)$ activo medido real previo. En al menos un modo de realización, el predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final utiliza un algoritmo que refleja una tendencia de las duraciones de los períodos $T_A(n-X)$ activos para los N ciclos previos de la fase de corte, la tensión V_{ϕ_R} rectificadora. Por ejemplo, en al menos un modo de realización, N es igual a 2, y el predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final determina una tendencia en las duraciones de los períodos activos utilizando la Ecuación [2] para predecir el $n^{ésimo}$ período $T_A(n)_{EST}$ activo:

$$T_A(n)_{EST} = T_A(n-1) + T_A(n-1) - T_A(n-2) = 2 \cdot T_A(n-1) - T_A(n-2) \quad [2].$$

En la Ecuación [2], $T_A(n)_{EST}$ representa el período de tiempo activo predicho del $n^{ésimo}$ ciclo, $T_A(n-1)$ representa un período de tiempo real aproximado para el $(n-1)$ ciclo previo, y $T_A(n-2)$ representa un período de tiempo medido real aproximado para el $(n-2)$ ciclo previo. Tal y como se expone con más detalle en conjunción a la figura 8, el predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final detecta cruces nulos reales aproximados para cada ciclo del corte de fase, la tensión V_{ϕ_R} rectificadora.

A partir de la detección de los cruces nulos reales, en al menos un modo de realización, el predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final determina un período $T_A(n)$ de tiempo activo real aproximado. El período $T_A(n)$ de tiempo activo real aproximado, determinado, se convierte en el período $T_A(n-1)$ de tiempo real aproximado utilizado en la Ecuación [2] cuando se estima el período de tiempo activo para el siguiente ciclo del corte de fase, la tensión V_{ϕ_R} rectificadora y se convierte en el período $T_A(n-2)$ de tiempo real aproximado utilizado en la Ecuación [2] cuando se estima el período de tiempo activo del ciclo del corte de fase, la tensión V_{ϕ_R} rectificadora después del siguiente ciclo.

En al menos un modo de realización, el predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final segrega los ciclos impares y pares del corte de fase, la tensión V_{ϕ_R} rectificadora debido a que los ciclos impares y pares se correlacionan mejor entre sí. Cuando se segregan los ciclos impares y pares, el predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final determina la tendencia en las duraciones de los períodos activos pares utilizando la Ecuación [3] para predecir el $n^{ésimo}$ período $T_A(n)_{EST}$ activo estimado:

$$T_A(n)_{EST} = T_A(n-2) + T_A(n-2) - T_A(n-4) = 2 \cdot T_A(n-2) - T_A(n-4) \quad [3].$$

Cuando se segregan los ciclos impares y pares, el predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final determina la tendencia en las duraciones de los períodos activos impares utilizando la Ecuación [4] para predecir el $n+1$ período $T_A(n)_{EST}$ activo estimado:

$$T_A(n+1)_{EST} = T_A(n-1) + T_A(n-1) - T_A(n-3) = 2 \cdot T_A(n-1) - T_A(n-3) \quad [4].$$

En la operación 604, el predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final detecta el primer cruce $t_{zc}(n)_1$ nulo aproximado del $n^{ésimo}$ ciclo del corte de fase, la tensión V_{ϕ_R} rectificadora. A partir de un primer tiempo $t_{zc}(n)_1$ de cruce nulo del $n^{ésimo}$ ciclo y el período $T_A(n)_{EST}$ de tiempo de cruce nulo estimado predicho, el predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final predice cuándo ocurrirá el segundo tiempo $t_{zc}(n)_2$ de cruce nulo.

En la operación 606, el predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final predice una ocurrencia estimada de un estado de alta resistencia del atenuador 404 de luz de fase final basándose en la duración de los n ciclos anteriores del corte de fase, la tensión V_{ϕ_R} rectificadora y la detección del primer cruce $t_{zc}(n)_1$ nulo aproximado del presente $n^{ésimo}$ ciclo. En al menos un modo de realización, el predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final determina una ocurrencia estimada, predicha del estado de alta resistencia del atenuador 404 de luz de fase final para el $n^{ésimo}$ ciclo asumiendo que la ocurrencia del estado de alta resistencia del atenuador 404 de luz de fase final

es igual al segundo cruce $t_{zc}(n)_2$ nulo predicho del $n^{\text{ésimo}}$ ciclo menos un tiempo $T_{DC}(n)$ de decaimiento estimado de la fase 502 final del corte de fase, la tensión V_{Φ_R} rectificadora para el $n^{\text{ésimo}}$ ciclo.

El método de obtención del tiempo $T_{DC}(n)$ de decaimiento estimado es una cuestión de elección de diseño. En al menos un modo de realización, el predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final utiliza un tiempo $T_{DC}(n)$ de decaimiento estimado almacenado previamente, tal como 180 μseg , basándose en un valor del peor caso de un condensador, tal como el condensador 114 (figura 1), del atenuador 404 de luz de fase final y una cantidad de corriente i_{ATENUADA} controlada por el módulo 416 de control de corriente. En otros modos de realización, el predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final utiliza cualquier número de algoritmos para determinar el tiempo $T_{DC}(n)$ de decaimiento estimado del corte de fase, la tensión V_{Φ_R} rectificadora. Por ejemplo, en al menos un modo de realización, los tiempos de decaimiento son almacenados en una tabla de consulta (no mostrada) para varios valores de capacitancia del atenuador 404 de luz de fase final y los ángulos de corte de fase del corte de fase, la tensión V_{Φ_R} rectificadora y accedidos por el predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final. En al menos un modo de realización, se almacena un valor de la capacitancia del atenuador 404 de luz de fase final en una memoria 417 opcional del predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final. En al menos un modo de realización, el predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final mide o determina el tiempo $T_{DC}(n-1)$ de decaimiento para los $(n-1)^{\text{ésimos}}$ ciclos previos de la fase de corte, la tensión V_{Φ_R} rectificadora y utiliza el tiempo $T_{DC}(n-1)$ de decaimiento de los $(n-1)^{\text{ésimos}}$ ciclos previos como el tiempo $T_{DC}(n)$ de decaimiento para el $n^{\text{ésimo}}$ ciclo presente del corte de fase, la tensión V_{Φ_R} rectificadora. En al menos un modo de realización, los tiempos de decaimiento para la fuente 410 de luz en ángulos de corte de fase particulares son determinados empíricamente en un entorno de laboratorio utilizando atenuadores de luz reales y fuentes de luz reales, tales como LED y/o CFL. Los tiempos de decaimiento del corte de fase, la tensión V_{Φ_R} rectificadora son después almacenados en una memoria 417 no volátil opcional a través de un terminal 419 del controlador 402 y utilizados por el predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final para predecir la ocurrencia estimada de un estado de alta resistencia del atenuador 404 de luz de fase final.

En al menos un modo de realización, la operación 606 toma en consideración que el ángulo de fase del corte de fase, la tensión V_{Φ_R} rectificadora puede disminuir de un ciclo a otro ciclo a medida que se reduce el nivel de atenuación. Para compensar una disminución potencial en el ángulo de fase, el predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final sustrae un tiempo T_{DDLc} de compensación de nivel de atenuación dinámico del segundo tiempo $t_{zc}(n)_2$ de cruce nulo para obtener una ocurrencia predicha del estado de alta resistencia del atenuador de luz en el tiempo $t_{HR}(n)$. El valor del tiempo T_{DDLc} de compensación de nivel de atenuación dinámico es una cuestión de elección de diseño, y, en al menos un modo de realización, representa el cambio más grande posible entre las estimaciones predichas de los períodos $T_A(n)_{EST}$ y $t_A(n-1)_{EST}$ activos. En al menos un modo de realización, el tiempo T_{DDLc} de compensación de nivel de atenuación dinámico es de 120 μseg . Por tanto, en al menos un modo de realización, la ocurrencia predicha del estado de alta resistencia del atenuador $t_{HR}(n)$ de luz es igual a $t_{zc}(n)_2 - (T_{DC} - T_{DDLc})$. En al menos un modo de realización, el tiempo T_{DDLc} de compensación de nivel de atenuación dinámico es un porcentaje, tal como de un 50-75%, del tiempo $T_{DC}(n)$ de decaimiento. El predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final proporciona una señal HRESTADO_PREDICCION al módulo 416 de control de corriente para indicar la ocurrencia predicha del estado de alta resistencia del atenuador $t_{HR}(n)$ de luz.

En la operación 608, en la ocurrencia predicha del estado $t_{HR}(n)$ de alta resistencia del atenuador de luz, el predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final aumenta una cantidad de la corriente i_{ATENUADA} del atenuador de luz transferida al convertidor 406 de potencia a través del atenuador 404 de luz de fase final. El aumento de la corriente i_{ATENUADA} del atenuador de luz disminuye el tiempo T_{DC} de decaimiento, y, por lo tanto, acelera la transición de la fase final del $n^{\text{ésimo}}$ ciclo del corte de fase, la tensión V_{Φ_R} rectificadora a un valor de tensión umbral predeterminado. En al menos un modo de realización, el umbral de tensión predeterminado están el rango de entre 0 y 65 V. En la representación de ejemplo de la corriente i_R , que es una versión rectificadora de la corriente i_{ATENUADA} del atenuador de luz, la corriente i_R monitoriza el corte de fase, la tensión V_{Φ_R} rectificadora hasta la ocurrencia predicha del estado $t_{HR}(n)$ de alta resistencia del atenuador de luz. En la ocurrencia predicha del estado $t_{HR}(n)$ de alta resistencia del atenuador de luz, el módulo 416 de control de corriente aumenta la corriente i_R transferida a través del atenuador 404 de fase final al convertidor 406 de potencia a un valor i_{R_ACEL} de corriente de acelerador final que la operación normal.

El valor particular del valor i_{R_ACEL} de corriente de acelerador final es una cuestión de elección de diseño. Aumentando el valor i_{R_ACEL} de corriente de acelerador final se disminuye el tiempo T_{DC} de decaimiento visión mental el intervalo de atenuación del sistema 400 de iluminación. Disminuyendo el valor i_{R_ACEL} de corriente de acelerador final se aumenta el tiempo T_{DC} de decaimiento y se disminuye el intervalo de atenuación del sistema 400 de iluminación. El intervalo de atenuación del sistema 400 de iluminación se aumenta debido a que el intervalo de los ángulos de corte de fase, que se correlaciona con los niveles de atenuación, se aumenta mientras que se asegura que el corte de fase, la tensión V_{Φ_R} rectificadora alcanza un cruce nulo antes del siguiente cruce nulo. Sin embargo, aumentando el valor del valor i_{R_ACEL} de corriente de acelerador final también se aumenta potencialmente la cantidad de energía que se va a disipar por el convertidor 406 de potencia. Además, aumentando el valor del valor i_{R_ACEL} de corriente de acelerador se puede resultar en que el convertidor 406 de potencia tenga una corriente nominal más alta y, por tanto, componentes más caros.

En al menos un modo de realización, el módulo 416 de control de corriente ajusta dinámicamente el valor del valor i_{R_ACEL} de corriente de acelerador final para asegurar el funcionamiento en un modo de corriente discontinuo (DCM) a la vez que se minimiza la disipación de energía. En al menos un modo de realización, el controlador 402 puede conmutar entre un funcionamiento en DCM, un modo de conducción continua (CCM), y/o un modo de conducción crítica (CRM) para permitir al módulo 416 de control de corriente flexibilidad al seleccionar el valor del valor i_{R_ACEL} de corriente de acelerador final. DCM es cuando el corte de fase, la tensión V_{ϕ_R} rectificadora alcanza un segundo cruce $t_{zc}(n-X)_2$ nulo antes del primer cruce $t_{zc}(n-X+1)_1$ nulo del siguiente ciclo del corte de fase, la tensión V_{ϕ_R} rectificadora. CCM es cuando el corte de fase, la tensión V_{ϕ_R} rectificadora no alcanza un segundo cruce $t_{zc}(n-X)_2$ nulo antes del primer cruce $t_{zc}(n-X+1)_1$ nulo del siguiente ciclo del corte de fase, la tensión V_{ϕ_R} rectificadora. CRM es cuando el segundo cruce $t_{zc}(n-X)_2$ nulo es el mismo que el primer cruce $t_{zc}(n-X+1)_1$ nulo del siguiente ciclo del corte de fase, la tensión V_{ϕ_R} rectificadora.

En al menos un modo de realización, el valor i_{R_ACEL} de corriente de acelerador final es un 100-500% más alto que el valor operacional normal de pico de la corriente i_R . En al menos un modo de realización, la corriente operacional normal alcanza un pico a aproximadamente 100 mA, y el valor i_{R_ACEL} de corriente de acelerador final es de aproximadamente 500 mA. En al menos un modo de realización, el convertidor 406 de potencia incluye uno o más circuitos 418 de disipación de energía opcionales para transferir la corriente i_R adicional y disipar la energía asociada con la corriente i_R adicional. Circuitos de disipación de energía de ejemplo son descritos en (i) la solicitud de patente estadounidense en No. 13/289,845, presentada el 4 de noviembre de 2011, titulada "Disipación de Energía Controlada en un Trayecto de Conmutador en un Sistema de Iluminación", e inventores John L. Melanson y Eric J. King, (ii), solicitud de patente estadounidense No. 13/289,931, presentada el 4 de noviembre de 2011, titulada "Disipación de Energía Controlada en un Sistema de Iluminación" e inventores John L. Melanson y Eric J. King, y (iii) solicitud 13/289,967, presentada el 4 de noviembre de 2011, titulada "Disipación de Energía Controlada en un Trayecto de Conexión en un Sistema de Iluminación", e inventores John L. Melanson y Eric J. King.

En al menos un modo de realización, debido a que el suministro 104 de tensión es capaz de proporcionar una cantidad de corriente que excede ampliamente al valor i_{R_ACEL} de corriente de acelerador final, si el nivel de atenuación y, por tanto, el ángulo de fase del corte de fase, la tensión V_{ϕ_R} rectificadora aumenta en lugar de decrecer, el valor i_{R_ACEL} de corriente de acelerador final no distorsionará la forma de onda del corte de fase, la tensión V_{ϕ_R} rectificadora.

En al menos un modo de realización, en cada segundo cruce $t_{zc}(n-X)_2$ nulo, el módulo 416 de control de corriente transfiere la corriente i_R a través del atenuador 404 de luz de manera que el convertidor 406 de potencia entra en un estado de baja impedancia. En al menos un modo de realización, la corriente en el estado de baja impedancia es referida como una corriente de adhesión y es, por ejemplo, descrita generalmente en la solicitud de patente estadounidense No. 12/858,164, presentada el 17 de agosto de 2010, titulada: "Emulación de Salida de Atenuador de Luz", e inventor: John L. Melanson (referido en el presente documento como "Melanson I"), y la solicitud de patente estadounidense No. 13/217,174, presentada el 24 de agosto de 2011, titulada: "Interacción de Atenuador de luz Multimodo que Incluye un Control de Estado de Fijación", e inventores: Eric J. King y John L. Melanson.

La implementación particular del predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final es una cuestión de elección de diseño. El predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final se puede implementar utilizando circuitos analógicos, digitales o analógicos y digitales, y se puede implementar utilizando componentes discretos. En al menos un modo de realización, el controlador 402 es un circuito integrado, y el predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final y el módulo 416 de control de corriente se implementan como parte del circuito integrado. En al menos un modo de realización, el controlador 402 incluye un procesador (no mostrado) y una memoria (no mostrada) para almacenar y ejecutar código que implementa uno o más modos de realización del diagrama 600 de flujo operacional de compatibilidad de fase final.

La figura 7 representa un sistema 700 de iluminación que es un modo de realización del sistema 400 de iluminación. El sistema 700 de iluminación incluye un controlador 702, que incluye el predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final. El predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final genera la señal HRESTADO_PREDICCION y proporciona la señal HRESTADO_PREDICCION al módulo 704 de control de corriente para indicar la ocurrencia predicha del estado de alta resistencia del atenuador $t_{HR}(n)$ de luz tal y como se describió previamente con referencia al sistema 400 de iluminación. El módulo 704 de control de corriente controla el convertidor 706 de potencia de conmutación de tipo de refuerzo utilizando los mismos perfiles de corriente y de tensión como los expuestos con referencia al sistema 400 de iluminación y representados en las formas 500 de onda de tensión y de corriente de ejemplo (figura 5). El convertidor 706 de potencia de conmutación incluye un conmutador 707 de refuerzo, y el módulo 704 de control de corriente controla la corrección del factor de potencia y regula la tensión $V_{CONEXION}$ de conexión a través del condensador 708 como, por ejemplo, se describe en la solicitud de patente estadounidense No. 11/967,269 titulada "Sistema de Control de Potencia Utilizando un Modulador Delta-Sigma No Lineal con una Modelización de Proceso de Conversión de Potencia No Lineal", presentada el 31 de diciembre de 2007, inventor John L. Melanson (referida en el presente documento como "Melanson II"), la solicitud de patente estadounidense No. 12/495,457, titulada "Conmutación Configurada en Cascada Utilizando al Menos Un Conmutador de Circuito Integrado, Interno de Tensión de Ruptura Baja para Controlar al Menos Un Conmutador Externo de Tensión de Ruptura Alta", presentada el 30 de junio de 2009 (y "referida en el presente documento como

“ Melanson III”), e inventor John L. Melanson y la solicitud de patente estadounidense No. 12/174,404, titulada “Controlador de Corriente Constante con Ganancias Seleccionables” presentada el 30 de junio de 2011, e inventores John L. Melanson, Rahul Singh y Siddharth Maru.

El condensador 710 incluye un convertidor de potencia de conmutación, que filtra componentes de alta frecuencia de tensión $V_{\Phi R_ENTRADA}$ rectificada – la tensión V_G de polarización de puerta polariza la puerta del conmutador 707. El valor particular de la tensión V_G de polarización de puerta es una cuestión de la elección de diseño, y por ejemplo, depende de los parámetros operacionales del conmutador 707. En al menos un modo de realización, la V_G de polarización de puerta es +12V. Para controlar el funcionamiento del convertidor 108 de potencia de conmutación, el controlador 110 genera una señal CS_1 de control para controlar la conductividad del conmutador 707 de transistor de efecto magnético (FET). La señal CS_1 de control es una señal modulada de ancho de pulso. Cada pulso de la señal CS_1 de control enciende el conmutador 707 (es decir, conduce), y la corriente i_R de inductor aumenta para cargar el inductor 712. El diodo 714 evita el flujo de corriente desde el condensador 708 de conexión en el conmutador 707. Cuando finaliza el pulso, el inductor 712 invierte la polaridad de la tensión (comúnmente referida como “de retorno”), y la corriente i_R de inductor disminuye durante la fase de retorno. La corriente i_R de inductor refuerza la tensión de conexión a través del condensador 708 de conexión mediante el diodo 714. El convertidor 706 de potencia de conmutación es un convertidor de tipo de refuerzo, y, por tanto, la tensión $V_{CONEXION}$ de conexión es mayor que el corte de fase, la tensión V_{Φ_R} rectificada. La carga con la fuente 716 de luz electrónica incluye, por ejemplo, un circuito de interfaz basado en transformador para proporcionar energía a las fuentes de luz electrónicas.

La figura 8 representa un modo de realización de un cruce nulo y un detector 800 de tiempo activo, que es utilizado en un modo de realización del predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final (figura 4) para detectar los valores aproximados de cruces $t_{zc(n)1}$ y $t_{zc(n)2}$ nulos del corte de fase, la tensión V_{Φ_R} rectificada. El detector 800 de cruce nulo incluye un comparador 802 para comparar el corte de fase, la tensión V_{Φ_R} rectificada y un corte de fase, el valor umbral de la tensión $V_{\Phi_R_TH}$ rectificada. El corte de fase, el valor umbral de la tensión $V_{\Phi_R_TH}$ rectificada está, por ejemplo, en el intervalo de 0-15 V. Cuando el comparador 802 detecta que el corte de fase, la tensión V_{Φ_R} rectificada ha cambiado para hacerse mayor que el corte de fase, el umbral de la tensión $V_{\Phi_R_TH}$ rectificada, las señale ZC-DETECCION de salida del comparador 802 indica la transición cambiando de una lógica 1 a una lógica 0. La transición indica la detección del primer cruce $t_{zc(n)1}$ nulo. Después, el temporizador 804 comienza a contar a una frecuencia mucho mayor que la frecuencia del corte de fase, la tensión V_{Φ_R} rectificada. Por ejemplo, en al menos un modo de realización, el temporizador 804 cuenta a una frecuencia de 10 kHz o mayor. Cuando el comparador 802 detecta que el corte de fase, la tensión V_{Φ_R} rectificada es menor que el corte de fase, el umbral de la tensión $V_{\Phi_R_TH}$ rectificada, la señal ZC-DETECCION de salida del comparador 802 indica la detección cambiando de una lógica 0 a una lógica 1. La transición de la lógica 0 a la lógica 1 de la señal ZC-DETECCION de salida indica la detección del segundo cruce $t_{zc(n)2}$ nulo. El temporizador 804 después indica el tiempo entre la detección de dos cruces nulos, que es el tiempo $T_A(n)$ activo real aproximado.

La figura 9 representa un módulo 900 de control de corriente, que representa un modo de realización de un módulo 704 de control de corriente. El módulo 900 de control de corriente incluye una fuente 902 de corriente que se puede controlar. La fuente 902 de corriente incluye FET 904 y 906, que están configurados como un espejo de corriente. Con referencia las figuras 7 y 9, en al menos un modo de realización, el controlador 908 modula la señal CS_1 de control para controlar la corriente a través del conmutador 707 para controlar la corrección del factor de potencia y regular la tensión $V_{CONEXION}$ de conexión del convertidor 706 de potencia de conmutación, generar el valor i_{R_ACEL} , generar el estado de baja impedancia del convertidor 706 de potencia de conmutación, y disipar la energía en exceso, tal y como se describió anteriormente.

La fuente 902 de corriente suministra una corriente i_{REF} de referencia, que fluye a través del FET 906. En al menos un modo de realización, la señal CS_1 de control enciende el conmutador 707 de refuerzo. El tamaño del FET 904 es escalado al tamaño del FET 906 mediante un factor Z de escalado. El valor del factor Z de escalado es un número positivo y es una cuestión de elección de diseño. El valor del factor Z de escalado multiplicado por el valor de la corriente i_{REF} de referencia establece el valor i_{R_ACEL} de la corriente de acelerador final. Por tanto, cuando el predictor 412 del estado de alta resistencia de fase final predice la ocurrencia del estado de alta resistencia del atenuador $t_{HR(n)}$ de luz, el controlador 908 hace que la fuente 902 de corriente que se puede controlar transfiera el valor i_{R_ACEL} de corriente de acelerador final al convertidor 706 de potencia de conmutación.

Por tanto, un sistema electrónico incluye un controlador, y el controlador proporciona compatibilidad entre una fuente de luz electrónica y el atenuador de luz de fase final. En al menos un modo de realización, el controlador es capaz de predecir una ocurrencia estimada de la fase final de una tensión de CA de corte de fase y acelerar una transición de la tensión de CA de corte de fase desde la fase final a un umbral de tensión predeterminado.

REIVINDICACIONES

1. Un aparato que comprende:

5 un controlador (406) de potencia, y
un controlador (402) para proporcionar compatibilidad entre una lámpara (410) y un atenuador (404) de luz de fase final, caracterizado porque el controlador comprende:

10 unos medios (412) de predictor que predicen una ocurrencia estimada de un estado de alta resistencia del atenuador (404) de luz de fase final, en donde el estado de alta resistencia ocurre cuando el atenuador de luz de fase final comienza el corte de fase de una señal de tensión de corriente alterna (CA);

15 un módulo (416) de control, conectado al convertidor de potencia y que está configurado para:

funcionar en un primer modo en el cual aumenta una corriente (i_R) transferida a través del atenuador (404) de luz de fase final al convertidor (406) de potencia basándose en la ocurrencia predicha estimada del estado de alta resistencia del atenuador de luz de fase final de tal manera que el aumento de la corriente (i_R) acelera la transición de la tensión de CA desde la fase final hasta un umbral de tensión predeterminado.

2. El aparato de la reivindicación 1 en donde los medios (412) de predictor predicen la ocurrencia estimada de un estado de alta resistencia del atenuador de luz de fase final basándose en un perfil de la señal de tensión para N ciclos anteriores de la señal de tensión que ocurrieron antes del presente ciclo, en donde N es un número entero mayor que o igual a 1.

3. El aparato de la reivindicación 1, en donde

el controlador funciona en el segundo modo hasta un siguiente cruce nulo aproximado de la señal de tensión de CA que sigue al corte de fase de la señal de tensión de CA.

4. El aparato de la reivindicación 1, en donde

el controlador funciona en el primer modo antes de que el atenuador de luz de fase final comience el corte de fase de una señal de tensión de corriente alterna (CA).

5. El aparato de la reivindicación 4, en donde

el controlador funciona en un primer modo dentro de 0,1 milisegundos antes de que el atenuador de luz de fase final comience el corte de fase de una señal de tensión de corriente alterna (CA).

6. El aparato de la reivindicación 1, en donde

el controlador funciona en el primer modo antes de la ocurrencia predicha estimada del estado de alta resistencia del atenuador de luz de fase final.

7. El aparato de la reivindicación 2, en donde el perfil es un perfil de corriente conducida por la lámpara, o en donde el perfil es un perfil de tensión de la lámpara.

8. El aparato de la reivindicación 7 que además comprende:

determinar el perfil de tensión basándose en el cambio de la tensión a lo largo del tiempo de la señal de tensión de CA.

9. El aparato de la reivindicación 1,

en donde el módulo (416) de control de corriente configurado para funcionar en un segundo modo después de que la señal de tensión de CA alcance un umbral de tensión bajo en el cual el convertidor (406) de potencia entra en una impedancia baja.

10. El aparato de la reivindicación 1, en donde los medios (412) de predictor están configurados para predecir la ocurrencia estimada de un estado de alta resistencia del atenuador de luz de fase final en un ciclo presente de la señal de fase de CA basándose en una tendencia de ocurrencias reales del estado de alta resistencia en N ciclos inmediatamente anteriores de la señal de tensión de CA, en donde N es un número entero mayor que o igual a 2.

11. El aparato de la reivindicación 1 en donde la señal de tensión de CA es una tensión de CA rectificada derivada de un corte de fase de la tensión de suministro de entrada de CA.

12. El aparato de la reivindicación 1, en donde el controlador controla al convertidor de potencia,

y en donde el convertidor de potencia está conectado entre el atenuador de luz de fase final y una o más fuentes de luz electrónicas incluidas en la lámpara.

13. El aparato de la reivindicación 1, en donde la lámpara comprende un miembro de un grupo que consiste en: uno o más emisores de luz, una o más bombillas fluorescentes compactas, uno o más diodos emisores de luz y una o más bombillas fluorescentes compactas.

14. Un método para proporcionar compatibilidad entre una lámpara y un atenuador de luz de fase final, el método está caracterizado por:

predecir una ocurrencia estimada de un estado de alta resistencia del atenuador de luz de fase final, en donde el estado de alta resistencia ocurre cuando el atenuador de luz de fase final comienza el corte de fase de una señal de tensión de corriente alterna (CA);

hacer funcionar un controlador de un convertidor (406) de potencia en un primer modo en el cual el controlador aumenta una corriente (i_R) transferida a través del atenuador (404) de luz de fase final al convertidor (406) de potencia basándose en la ocurrencia predicha estimada del estado de alta resistencia del atenuador de luz de fase final y en donde el aumento de corriente acelera una transición de la tensión de CA de la fase final a un umbral de tensión predeterminado.

15. El método de la reivindicación 14, en donde:

predecir la ocurrencia estimada del corte de fase, la fase final de la señal de tensión de corriente alterna (CA) se basa en un perfil de la señal de tensión para N ciclos anteriores de la señal de tensión que ocurrieron antes de un ciclo presente, en donde N es un número entero mayor que o igual a 1.

16. El método de la reivindicación 14, en donde el método además comprende un segundo modo después de que la señal de tensión de CA alcanza un umbral de tensión bajo en el cual el convertidor (406) de potencia entra en una impedancia baja.

17. El método de la reivindicación 14, en donde predecir la ocurrencia estimada de un estado de alta resistencia del atenuador de luz de fase final se hace en un ciclo presente de la señal de tensión de CA basándose en una tendencia de las ocurrencias reales del estado de alta resistencia en N ciclos inmediatamente anteriores de la señal de tensión de CA, en donde N es un número entero mayor que o igual a 2.

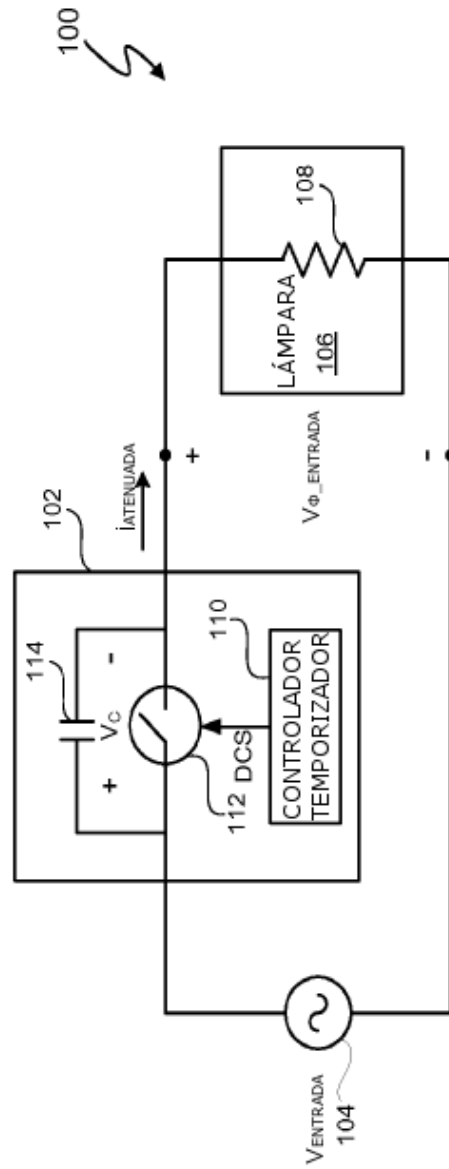


FIG. 1(Técnica anterior)

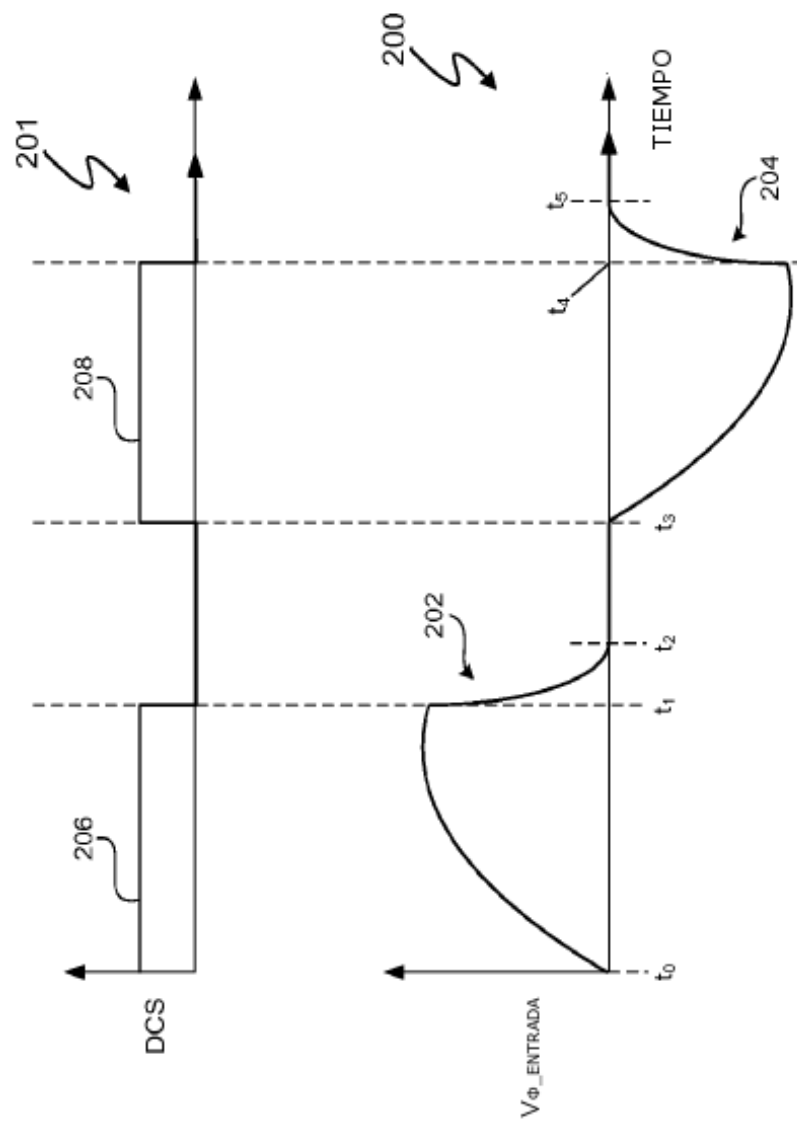


FIG. 2 (Técnica anterior)

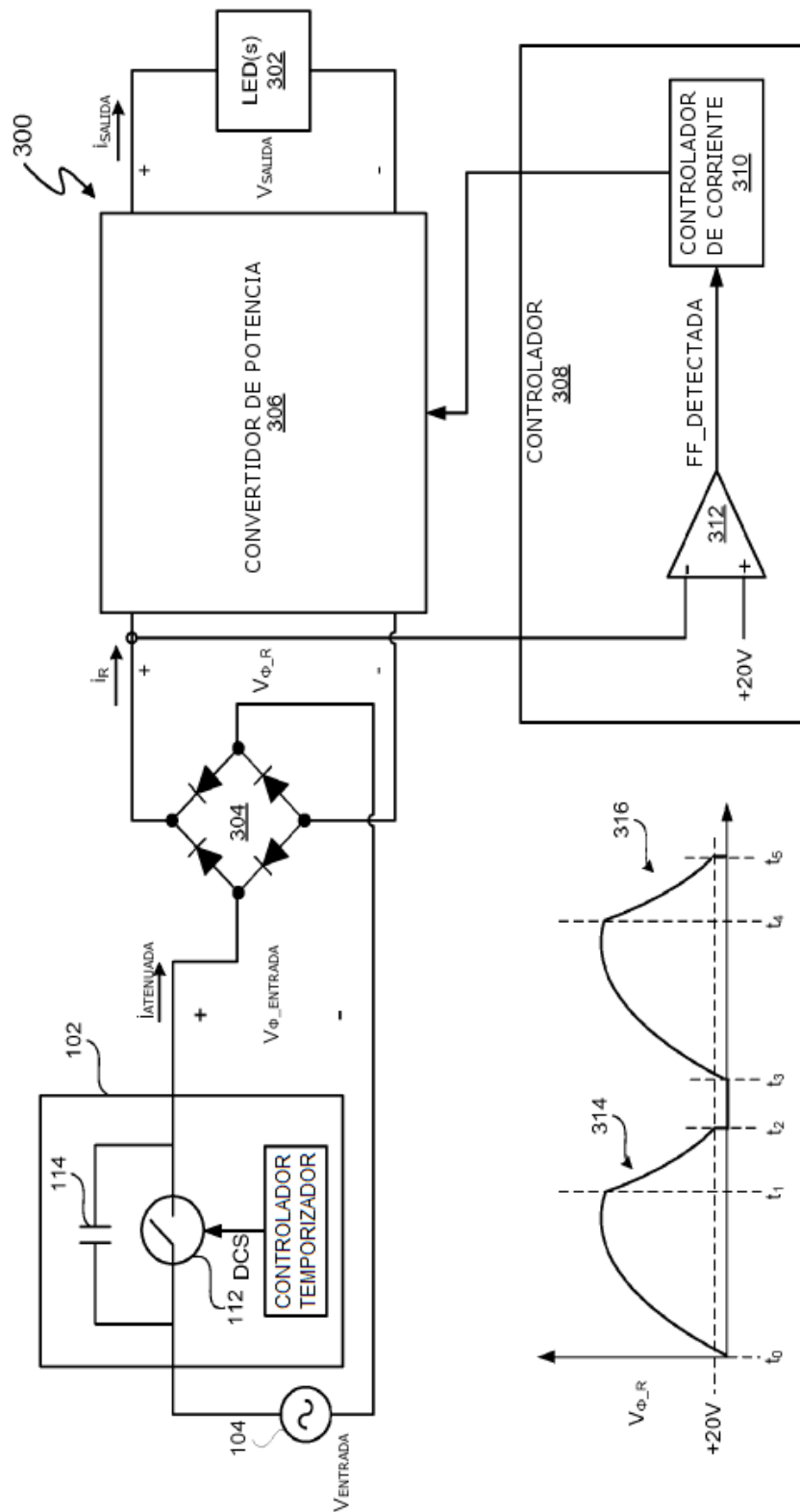
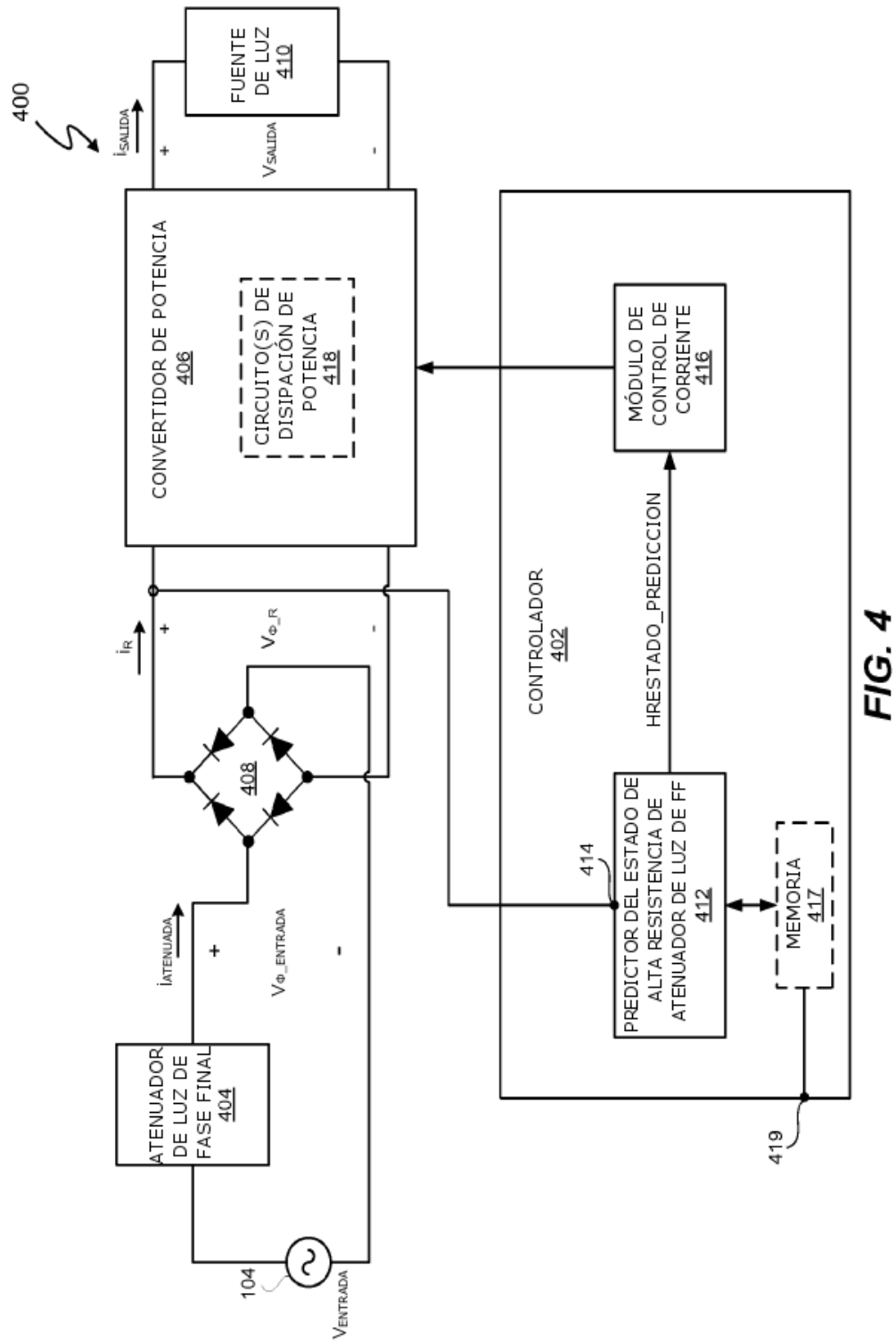


FIG. 3 (Técnica anterior)



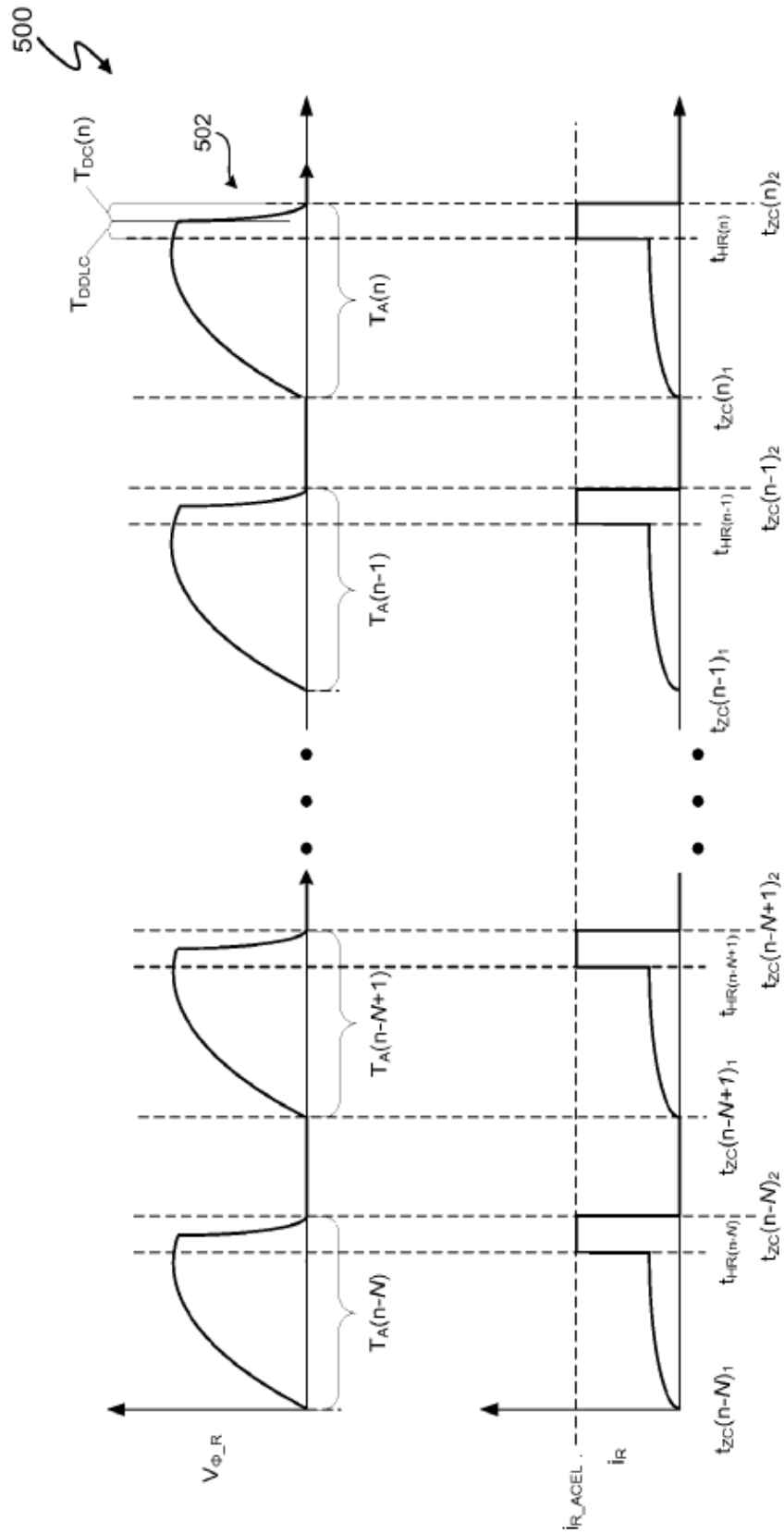
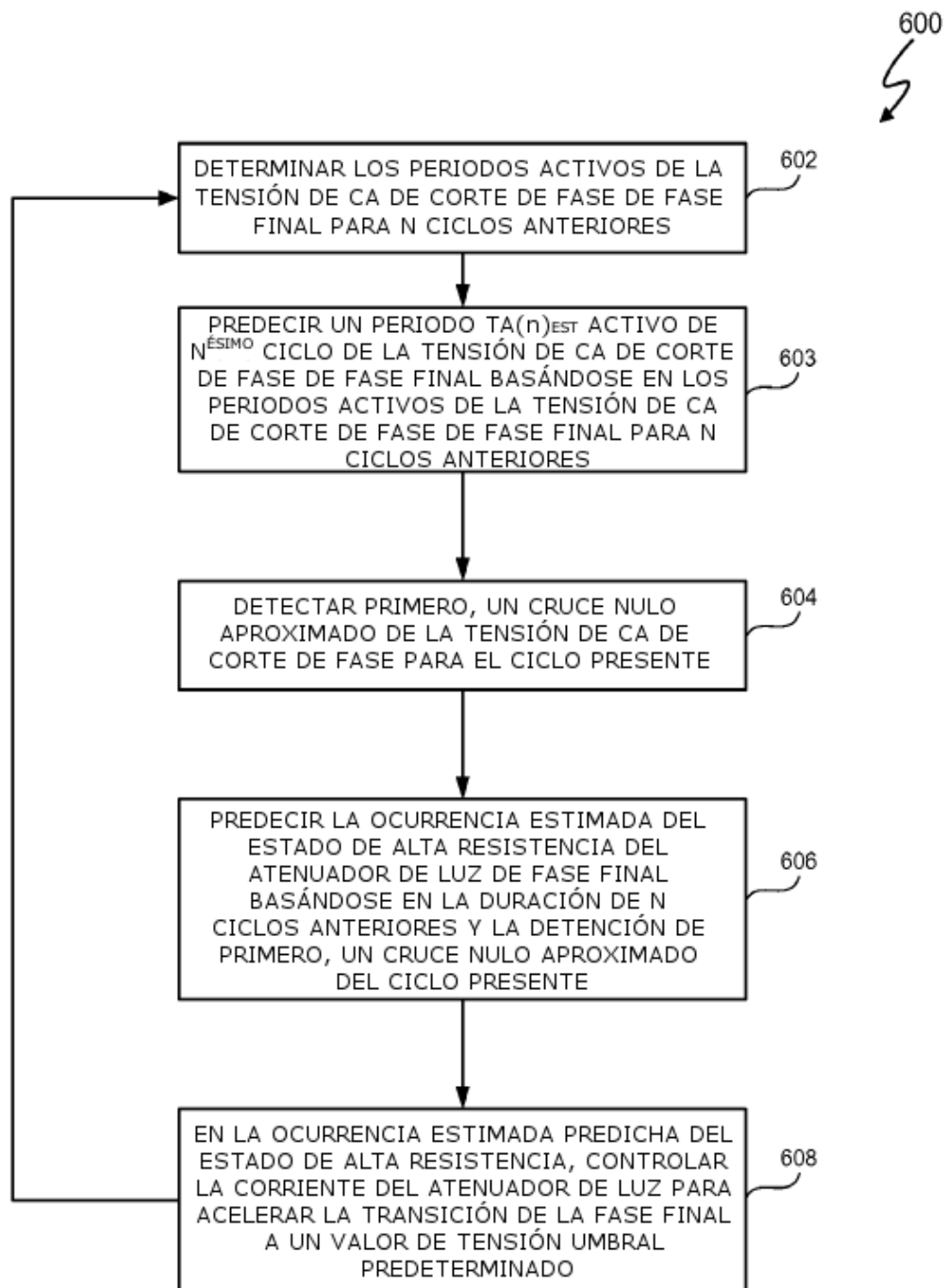


FIG. 5

**FIG. 6**

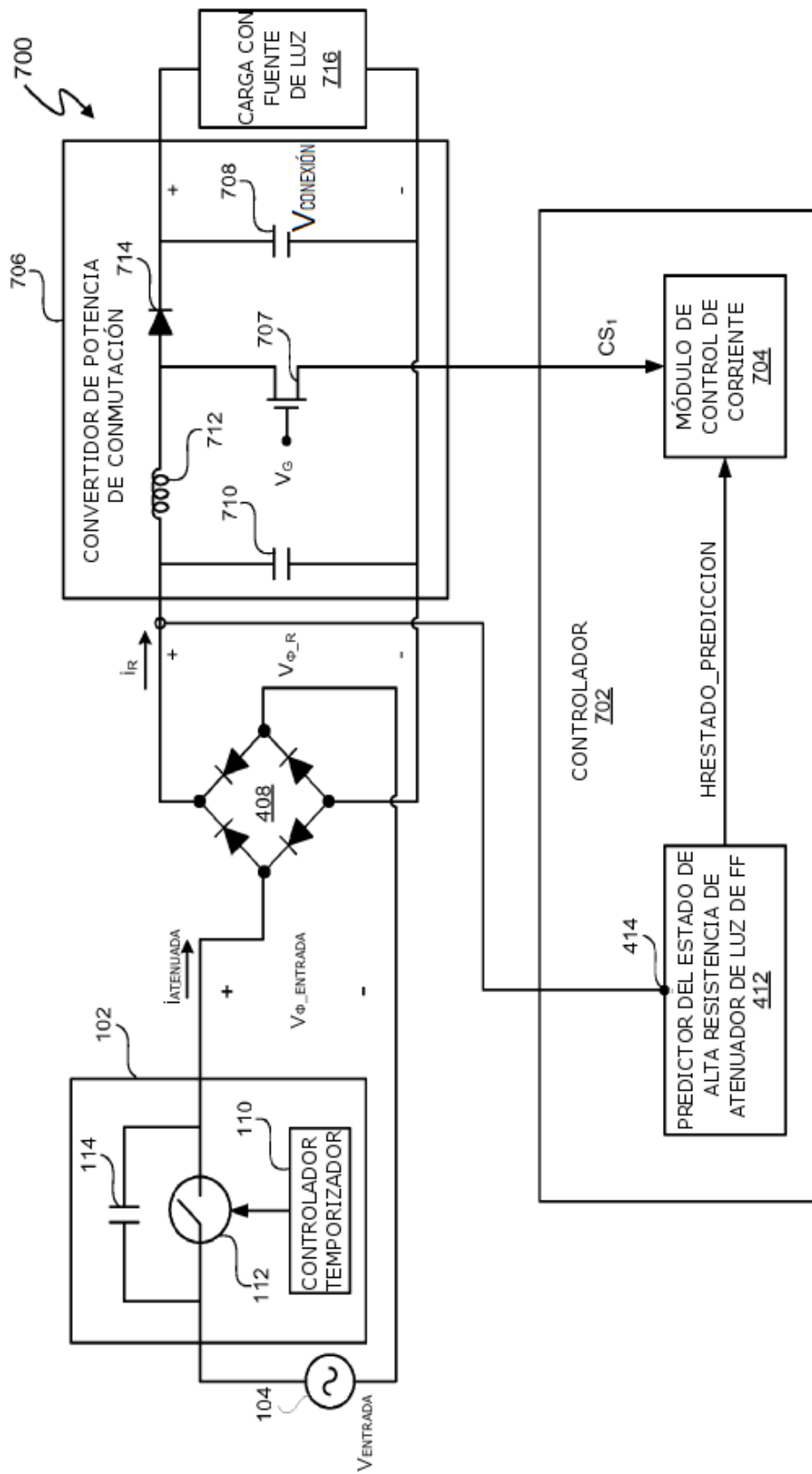


FIG. 7

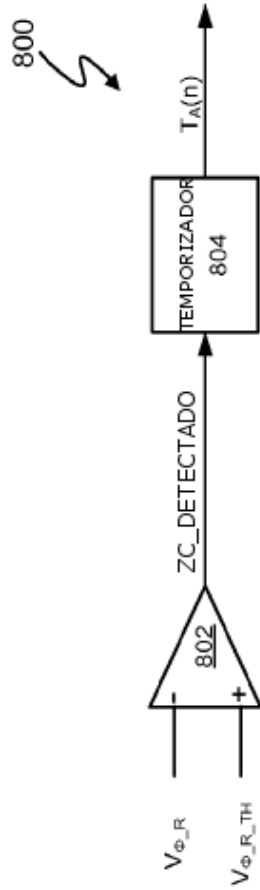


FIG. 8

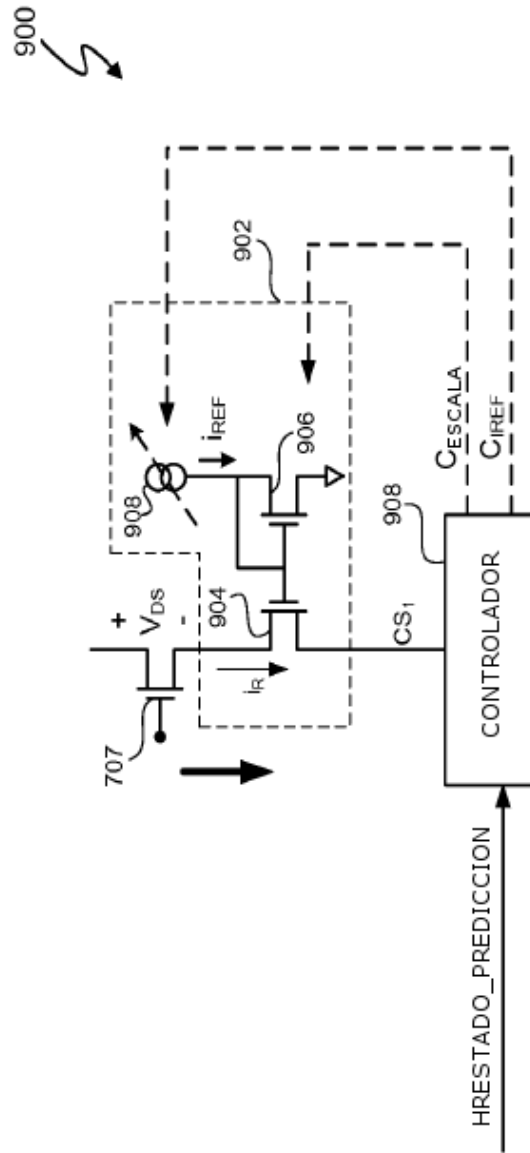


FIG. 9