

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 371 167**

51 Int. Cl.:  
**H05B 41/28** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **05017725 .2**  
96 Fecha de presentación: **24.06.2002**  
97 Número de publicación de la solicitud: **1605734**  
97 Fecha de publicación de la solicitud: **14.12.2005**

54 Título: **REACTOR ELECTRÓNICO.**

30 Prioridad:  
**22.06.2001 US 887848**  
**05.12.2001 US 6036**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**28.12.2011**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**28.12.2011**

73 Titular/es:  
**LUTRON ELECTRONICS CO., INC.**  
**7200 SUTER ROAD COOPERSBURG**  
**PENNSYLVANIA 18036-1299, US**

72 Inventor/es:  
**Newman, Robert C. Junior;**  
**Dejonge, Stuart;**  
**Taipale, Mark;**  
**Travaglini, Dominick y**  
**Spira, Joel**

74 Agente: **Carpintero López, Mario**

ES 2 371 167 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**

Reactor electrónico

**Campo de la invención**

5 La presente invención se refiere a reactores electrónicos para lámparas de descarga de gas, tal como lámparas fluorescentes.

**Antecedentes de la invención**

10 Los reactores electrónicos para lámparas fluorescentes pueden ser analizados típicamente como dotados de un “extremo delantero” y un “extremo trasero”. El extremo delantero incluye típicamente un rectificador para cambiar la tensión de línea de corriente alterna (AC) en tensión de bus de corriente continua (DC), y un circuito de filtro para filtrar la tensión de bus de CC. El circuito de filtro comprende típicamente un condensador de almacenaje de energía. Los reactores electrónicos utilizan también con frecuencia un circuito elevador para elevar la magnitud de la tensión de bus de CC. Adicionalmente, se conoce un reactor electrónico que utiliza medios de corrección de factor de potencia pasiva para reducir la distorsión armónica total de la corriente de entrada del reactor. Estos medios incluyen circuitos de filtro de frecuencia de línea que tienen una impedancia alta a la frecuencia de línea y en torno a los primeros 30 armónicos de la frecuencia de línea. La alta impedancia de los circuitos de filtro de frecuencia de línea tiene un efecto reductor significativo sobre la distorsión armónica total de la corriente de entrada del reactor. Estos filtros contrastan con los filtros EMI, los cuales tienen una baja impedancia a la frecuencia de línea y los armónicos relacionados, y por lo tanto no tienen un efecto significativo sobre la distorsión armónica total de la corriente de entrada del reactor.

20 El extremo trasero del reactor incluye típicamente un inversor de conmutación para convertir la tensión de bus de CC en una tensión de CA de alta frecuencia, y un circuito tanque resonante que tiene una impedancia relativamente alta para acoplar la tensión de CA de alta frecuencia a los electrodos de la lámpara. El extremo trasero del reactor incluye también típicamente un circuito de realimentación que monitoriza la corriente de lámpara y genera señales de control para controlar la conmutación del inversor con el fin de mantener una magnitud de corriente de lámpara deseada.

30 Con el fin de mantener el funcionamiento de la lámpara estable, los reactores electrónicos típicos de la técnica anterior filtran la tensión de bus de CC para minimizar la cantidad de rizado de la tensión de bus. Esto se realiza normalmente mediante la provisión de un condensador de bus que tiene una capacitancia relativamente grande y por lo tanto, una capacidad de almacenamiento de energía relativamente grande. Con la provisión de un condensador de bus relativamente grande, la cantidad de amortiguamiento de la tensión de pico rectificada se minimiza desde un semi-ciclo hasta el siguiente semi-ciclo. La minimización de la cantidad de rizado en el bus de CC tiende también a minimizar el factor de cresta de corriente (CCF) de la corriente de lámpara. El CCF de la corriente de lámpara se define como la relación de la magnitud de la corriente de pico de lámpara respecto a la magnitud del valor cuadrático medio (RMS) de la corriente de lámpara.

35

(Ecuación 1) 
$$CCF = \frac{I_{pk}}{I_{RMS}}$$

40 Un indicador importante de la calidad de corriente de lámpara para una lámpara de descarga de gas tal como una lámpara fluorescente es el factor de cresta de corriente (CCF) de la corriente de lámpara. Se prefiere un CFF bajo debido a que un CFF alto puede causar el deterioro de los filamentos de la lámpara, lo que reduciría consiguientemente la vida de la lámpara. Un CFF de 2,1 o menor es lo que recomienda el Estándar Industrial Japonés (JIS) JIS C8117-1992, y un CFF de 1,7 o menor es lo que recomienda el Estándar 921 – 1988-07 de la Comisión Electrotécnica Internacional (IEC).

45 Sin embargo, la utilización de un condensador de bus relativamente grande para minimizar el rizado en la tensión de bus de CC tiene sus desventajas. Cuanto más grande sea el condensador de bus, más caro es el mismo, y mayor área consume sobre una placa de circuito impreso, o similar, y mayor volumen utiliza dentro del reactor. También, el condensador de bus se está descargando siempre que la nivel de tensión de bus esté por encima del valor absoluto instantáneo de la tensión de línea de CA, y con ello el condensador de bus se recarga solamente durante un tiempo relativamente corto dentro de cada semi-ciclo de línea, en torno a la tensión de pico de valor absoluto de la tensión de línea. Así, los reactores típicos de la técnica anterior tiran de una cantidad de corriente relativamente grande durante el corto tiempo que el condensador de bus está cargando, como se muestra en la Figura 1. Esto da como resultado una forma de onda de corriente de entrada de reactor distorsionada que da lugar a armónicos indeseados y a niveles indeseables de distorsión armónica total (THD).

55 En un sistema de potencia de CA, las formas de onda de la tensión o de la corriente pueden ser expresadas como fundamentales y como una serie de armónicos. Estos armónicos tienen alguna frecuencia múltiplo de la frecuencia fundamental de la tensión o la corriente de línea. Específicamente, la distorsión en la forma de onda de CA tiene

- componentes que son mltiples enteros de la frecuencia fundamental. De particular intere s on los arm nicos que son mltiplos del 3<sup>er</sup> arm nico. Estos arm nicos se suman num ricamente en el conductor neutro de un sistema de potencia trif sico. T picamente, la distorsi n arm nica total se calcula utilizando los primeros 30 arm nicos de la frecuencia fundamental. Se prefiere que la distorsi n arm nica total (THD) de la corriente de reactor est e por debajo del 33,3% para evitar el sobrecalentamiento del cable neutro en un sistema de potencia trif sico. Adem s, muchos usuarios de sistemas de iluminaci n requieren reactores que tengan una distorsi n arm nica total de corriente de reactor que sea menor de un 20%.
- Una propuesta para rebajar la distorsi n arm nica total de la corriente de entrada de reactor y mejorar el factor de potencia del reactor ha sido la de emplear circuitos de correcci n de factor de potencia activa (APFC) bien conocidos. Esta propuesta tiene ciertas dificultades que incluyen una complejidad de reactor a a aida, m s componentes, mayor costo, fiabilidad potencialmente m s baja y, posiblemente, consumo de potencia incrementado. Adem s, el reactor con APFC utiliza t picamente un condensador de bus relativamente grande con sus desventajas inherentes tal y como se ha indicado en lo que antecede.
- Otra propuesta para rebajar la distorsi n arm nica total de la corriente de entrada del reactor ha sido la de emplear un circuito de relleno de valle entre un rectificador y un inversor. Una desventaja de los circuitos de relleno de valle de la t ecnica anterior consiste en que los mismos pueden tener un rizado de bus m s grande, lo que da como resultado un factor de cresta de corriente de l mpara incluso m s grande, lo que puede a su vez acortar la vida de la l mpara.
- Propuestas de la t ecnica anterior para la provisi n de reactores electr nicos que tengan un factor de potencia y una THD mejorados, han sido expuestas por T.-F. Wu, Y.-J. Wu, C.-H. Chang y Z.R. Liu, "Reactores Electr nicos de Una Sola Etapa, Libres de Rizado, con Corrector de Factor de Potencia Oscilador/Elevador", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 2372-77, 1997; Y.-S. Youn, G. Chae y G.-H. Cho, "Un Reactor Electr nico de Factor de Potencia Unidad para L mpara Fluorescente que tiene Convertidor de Incremento de Valle y Relleno de Valle Mejorados", Registro IEEE PESC97, pp. 53-59, 1997; y G. Chae, Y.-S. Youn, y G.-H. Cho, "Circuito de Correcci n de Factor de Potencia Elevado que utiliza Bombeo de Carga de Valle para Reactores Electr nicos de Bajo Coste", IEEE 0-7803-4489-8/98, pp. 2033-8, 1998.
- Patentes de la t ecnica anterior representativas de intentos de proporcionar reactores electr nicos que tengan un factor de potencia y una distorsi n arm nica total mejorados incluyen la Patente U.S. 5.387.847, "Circuito de Reactor de Factor de Potencia Pasiva para las L mparas de Descarga de Gas", concedida el 7 de Febrero de 1995 a Wood; la Patente U.S. 5.399.994, "Circuito de Reactor para Impulsar Descarga de Gas", concedida el 21 de Marzo de 1995 a Konopka et al.; la Patente U.S. 5.517.086, "Reactor de Correcci n de Factor de Potencia Elevado por Relleno de Valle Modificado", concedida el 14 de Mayo de 1996 a El-Hamamsy et al.; y la Patente U.S. 5.994.847, "Reactor Electr nico con Correcci n de Factor de Potencia por Relleno de Valle de Corriente de L mpara", concedida el 30 de Noviembre de 1999.
- Otra referencia es "Dise a o de Reactor de Fluorescente que Utiliza P.F.C. pasivo y Control de Factor de Cresta", de Peter M. Wood, 1998. Esta referencia muestra un reactor del tipo que emplea un filtro de frecuencia de l nea que tiene una impedancia sustancial a la frecuencia de l nea y en torno a los primeros 30 arm nicos de la frecuencia de l nea.
- Alonso et al., en "Evaluaci n de un nuevo reactor electr nico de factor de potencia elevado de una sola etapa basado en inversor resonante de medio puente reductor integrado", expone la integraci n de dos etapas de un circuito de reactor, es decir un convertidor reductor de CC-a-dc y un inversor resonante de medio puente, en una sola etapa. La integraci n se consigue compartiendo conmutadores, que son accionados desde el mismo circuito de control. El convertidor reductor es operado en modo discontinuo y a frecuencia constante, para proporcionar un factor de potencia de entrada alto.
- Adem s, un reactor electr nico conforme al pre a mbulo de la reivindicaci n 1 es conocido a partir del documento US 5764496.

### **Sumario de la invenci n**

La presente invenci n proporciona un reactor electr nico seg n se define en la reivindicaci n 1.

- De acuerdo con una realizaci n de la invenci n, un nuevo reactor electr nico para activar una l mpara de descarga de gas incluye un circuito rectificador para convertir una tensi n de entrada de l nea de CA en una tensi n rectificada; un circuito de relleno de valle que incluye un dispositivo de almacenamiento de energ a que se carga a trav s de una impedancia conmutada, siendo la energ a de este dispositivo utilizada para rellenar los valles entre picos sucesivos de la tensi n rectificada para producir una tensi n con valle relleno, y un circuito inversor que tiene dispositivos controlablemente conductores conectados en serie para convertir la tensi n de valle relleno en una tensi n de CA de alta frecuencia. El dispositivo de almacenamiento de energ a puede ser un condensador o un inductor o cualquier otro componente de almacenamiento de energ a o combinaci n de componentes. Cargar el dispositivo de almacenamiento de energ a se refiere a incrementar la energ a almacenada en el dispositivo de

almacenamiento de energía. Un dispositivo controlablemente conductor es un dispositivo cuya conducción puede ser controlada por medio de una señal externa. Estos dispositivos controlablemente conductores incluyen dispositivos tales como transistores de efecto de campo de semiconductor de óxido de metal (MOSFETs), transistores bipolares de puerta aislada (IGBTs), transistores de unión bipolar (BJTs), Triacs, SRCs, relés, conmutadores, tubos de vacío y otros dispositivos de conmutación. La tensión de CA de alta frecuencia se aplica a un circuito tanque resonante para inducir una corriente a través de una lámpara de descarga de gas, y se ha previsto un circuito de control para controlar la conducción de los dispositivos controlablemente conductores de una nueva manera para suministrar una corriente de lámpara deseada a la lámpara de descarga de gas y una distorsión armónica total reducida de la corriente de entrada de reactor. El reactor electrónico de la invención descrita puede activar más de una lámpara de descarga de gas.

En una realización preferida del reactor, el dispositivo de almacenamiento de energía del circuito de relleno de valle incluye un condensador conocido comúnmente como condensador de relleno de valle, que almacena energía durante una primera porción de carga de cada semi-ciclo de la tensión de línea de CA, y entrega energía al circuito inversor que a su vez induce corriente de lámpara a través de una lámpara de descarga de gas durante una segunda porción de descarga de cada semi-ciclo de la tensión de línea de CA. La impedancia conmutada del circuito de relleno de valle incluye un resistor en serie con un dispositivo controlablemente conductor, a través del cual se carga el condensador de relleno de valle.

En una realización alternativa, el dispositivo de almacenamiento de energía del circuito de relleno de valle incluye un condensador de relleno de valle, y la impedancia conmutada incluye un inductor en serie con un dispositivo controlablemente conductor, conectados entre sí según una configuración de circuito convertidor reductor. El condensador de relleno de valle almacena energía durante una primera porción de carga de cada semi-ciclo de la tensión de línea de CA, y entrega energía al circuito inversor durante una segunda porción de descarga de cada semi-ciclo de la tensión de línea de CA. El inductor de circuito reductor almacena energía en respuesta a la conducción del dispositivo controlablemente conductor durante el período de carga del condensador de relleno de valle, y transfiere la energía almacenada al condensador de relleno de valle en respuesta a la no conducción del dispositivo controlablemente conductor durante el período de carga del condensador de relleno de valle.

En una realización alternativa, el inductor de circuito reductor se ha dotado de una derivación intermedia conectada a la tensión de bus a través de un diodo de conmutación para proporcionar diferentes tiempos de carga y de descarga para el condensador de relleno de valle.

De acuerdo con una realización adicional de la invención, un nuevo reactor electrónico para activar una lámpara de descarga de gas incluye un circuito rectificador para convertir una tensión de entrada de línea de CA en una tensión rectificadora de onda completa, un circuito de relleno de valle para rellenar los valles entre picos sucesivos de la tensión rectificadora para producir una tensión rellena de valle, un circuito inversor que tiene dispositivos de conmutación (dispositivos controlablemente conductores) conectados en serie para convertir la tensión rellena de valle en una tensión de CA de alta frecuencia, un tanque resonante para acoplar la tensión de CA de alta frecuencia a una lámpara de descarga de gas, un circuito de control para controlar la conducción de los dispositivos controlablemente conductores para suministrar una corriente deseada a la lámpara de descarga de gas, y medios para tirar de corriente de entrada cerca del cruce por cero de la tensión de entrada de línea de CA de modo que se reduzca la distorsión armónica total de la corriente de entrada del reactor.

En una realización preferida del reactor, el medio para extraer corriente en las proximidades del cruce por cero es un circuito de oreja de gato. Con preferencia, el circuito de oreja de gato es una alimentación de potencia de oreja de gato que puede suministrar la potencia necesaria para operar el circuito de control u otros circuitos auxiliares y de mantenimiento. El circuito de oreja de gato extrae corriente desde la línea de CA en torno al cruce por cero de la tensión de línea de CA tanto el borde de ataque de cada semi-ciclo, como en el borde de salida de cada semi-ciclo, o en ambos. El circuito de oreja de gato debe su nombre a la forma característica de la forma de onda de su corriente de entrada. La corriente "rellena" o suplementa la forma de onda de la corriente extraída por el reactor desde la línea de CA en torno a los cruces por cero de la tensión. El circuito de oreja de gato puede ser proporcionado por circuitería que "pone en conexión" y "corta la conexión" del circuito de oreja de gato en respuesta a niveles fijos de la tensión de entrada. Alternativamente, el circuito de oreja de gato puede ser proporcionado con circuitería que monitoree la corriente extraída por el extremo trasero del reactor y que provoque que el circuito de oreja de gato extraiga corriente solamente cuando el extremo trasero no está extrayendo una corriente significativa.

### **Breve descripción de los dibujos**

La Figura 1 es una representación de formas de onda de tensión y de corriente en un reactor electrónico de la técnica anterior sin ninguna APFC ni circuitos de relleno de valle, con algunas formas de onda idealizadas mostradas con líneas discontinuas;

la Figura 2 es un diagrama de bloques simplificado de una realización del reactor electrónico de la invención;

la Figura 3 es un diagrama de circuito esquemático simplificado de una primera realización de un circuito de relleno de valle que utiliza un circuito convertidor reductor que puede ser utilizado en el reactor electrónico de la invención;

- la Figura 4 es una representación simplificada de la tensión de relleno de valle en el circuito convertidor reductor de la Figura 3, que ilustra el procedimiento operativo;
- la Figura 5 es un circuito esquemático simplificado del circuito convertidor reductor de la Figura 3, que ilustra un primer procedimiento operativo;
- 5 la Figura 6 es un diagrama de circuito esquemático simplificado del circuito convertidor reductor de la Figura 3, que ilustra un segundo modo de operación;
- la Figura 7 es una representación simplificada de varias formas de onda de tensión y corriente en un balastro electrónico que incluye el circuito convertidor reductor de la Figura 3, a salida de iluminación completa;
- 10 la Figura 8 es una representación simplificada de varias formas de onda de tensión y corriente en un reactor electrónico que incluye el circuito convertidor reductor de la Figura 3 a una salida de iluminación de un diez por ciento;
- la Figura 9 es un diagrama de circuito esquemático simplificado de una segunda realización de un circuito de relleno de valle que tiene un circuito convertidor reductor integrado con un circuito inversor de acuerdo con la presente invención;
- 15 la Figura 10 es un diagrama de circuito esquemático simplificado de una tercera realización de un circuito de relleno de valle que tiene un circuito convertidor reductor integrado con un inductor dotado de una derivación intermedia en el circuito convertidor reductor conforme a la invención;
- la Figura 11 es un diagrama de circuito esquemático simplificado de otra realización alternativa de un circuito de relleno de valle que tiene un transformador de línea para recargar el condensador de relleno de valle;
- 20 la Figura 12 es un diagrama de circuito esquemático simplificado de una cuarta realización de un circuito de relleno de valle conforme a la presente invención;
- la Figura 13 es un diagrama de circuito esquemático de una quinta realización de un circuito de relleno de valle de acuerdo con la presente invención;
- 25 la Figura 14 es un diagrama de circuito esquemático simplificado de una sexta realización de un circuito de relleno de valle integrado con un circuito inversor de acuerdo con la presente invención;
- la Figura 15 es un diagrama de circuito esquemático simplificado de una séptima realización de un circuito de relleno de valle de acuerdo con la presente invención;
- la Figura 16 es un diagrama de circuito esquemático simplificado de una octava realización de un circuito de relleno de valle de acuerdo con la presente invención;
- 30 las Figuras 17 y 18 son diagramas de circuito esquemático simplificado de un reactor construido de acuerdo con la invención;
- la Figura 19 es un conjunto de diagramas sobre una base de tiempo común que muestra tiempos de conducción del conmutador de circuito inversor de la Figura 17 cambiando durante un semi-ciclo de la tensión de línea, y la corriente de línea resultante extraída por el reactor;
- 35 las Figuras 20 y 21 son diagramas de circuito esquemático simplificado de una segunda realización de un reactor electrónico construido de acuerdo con la invención;
- la Figura 22 es un diagrama de circuito esquemático simplificado del reactor de las Figuras 20 y 21 que incluye detalles de los circuitos de control, conformación de onda y realimentación;
- 40 la Figura 23 es un diagrama de circuito esquemático de un circuito de control automático de ganancia para el circuito de conformación de onda de la Figura 22;
- la Figura 24 es un diagrama de bloques de una segunda realización del circuito de realimentación de la Figura 20;
- la Figura 25 es un diagrama de bloque simplificado de una tercera realización del circuito de realimentación de la Figura 20;
- 45 la Figura 26 es un diagrama de flujo simplificado que ilustra la operación de los circuitos de realimentación de las Figuras 24 y 25;
- la Figura 27 es un diagrama de circuito esquemático simplificado de una alimentación de potencia de oreja de gato de la técnica anterior;

la Figura 28 muestra una forma de onda simplificada de la corriente de línea extraída por la alimentación de potencia de oreja de gato de las Figuras 20 y 22;

la Figura 29 es un diagrama de circuito esquemático simplificado de una primera realización de un circuito de oreja de gato que tiene puntos fijos de puesta en conexión y de corte de conexión de acuerdo con la invención;

- 5 la Figura 30 es un diagrama de circuito esquemático simplificado de una segunda realización de un circuito de oreja de gato que incluye la monitorización activa de la corriente de extremo posterior, y

la Figura 31 muestra una forma de onda simplificada de la corriente de línea extraída por el reactor electrónico de las Figuras 20 y 21.

### **Descripción detallada de realizaciones de la invención**

- 10 El sumario de que antecede, así como la descripción detallada que sigue de las realizaciones preferidas, será mejor comprendida cuando se lea junto con los dibujos anexos. A efectos de ilustrar la invención, se muestra en los dibujos una realización que es la actualmente preferida, en la que los números iguales representan partes similares a través de las diversas vistas de los dibujos, debiendo entenderse, sin embargo, que la invención no se limita a los procedimientos específicos e instrumentalizaciones que se divulgan, sino que está definida por las reivindicaciones anexas.

### **Visión general del reactor**

- Haciendo referencia en primer lugar a la Figura 2, se muestra un diagrama de bloques simplificado de un reactor electrónico 810 construido de acuerdo con la invención. El reactor 810 incluye un circuito rectificador 820 susceptible de ser conectado a una fuente de alimentación de CA con una frecuencia de línea dada. Típicamente, la frecuencia de línea dada de la fuente de alimentación de CA es de 50 Hz o de 60 Hz. Sin embargo, la invención no se limita a estas frecuencias particulares. Siempre que se diga que un dispositivo se ha conectado, acoplado, acoplado en relación de corriente, o que es conectable con otro dispositivo, significa que el dispositivo puede ser conectado directamente por medio de un cable o alternativamente, conectado a través de otro dispositivo tal como (aunque sin limitación) un resistor, diodo, dispositivo conductor controlable, y esta conexión puede ser una disposición en serie o en paralelo. El circuito rectificador 820 convierte la tensión de entrada de CA en tensión rectificada de onda completa. En una realización de la invención, el circuito rectificador 820 se conecta a un nuevo circuito de relleno de valle 830, que va a ser descrito, a través de un diodo 840. Un condensador 850 de filtro en derivación de alta frecuencia, se encuentra conectado a los terminales de entrada del circuito de relleno de valle 830. El circuito de relleno de valle 830 carga y descarga selectivamente un dispositivo de almacenamiento de energía que va a ser descrito, con el fin de crear una tensión rellenada de valle. Los terminales de salida del circuito de relleno de valle 830 están, a su vez, conectados a los terminales de entrada de un circuito inversor 860. El circuito inversor 860 convierte la tensión de CC rectificada en una tensión de CA de alta frecuencia. Los terminales de salida del circuito inversor 860 están conectados a un circuito de salida 870, que incluye típicamente un tanque resonante, y que puede incluir también un transformador de acoplamiento. El circuito de salida 870 filtra la salida del circuito inversor 860 para suministrar esencialmente una tensión sinusoidal de alta frecuencia, así como proporciona ganancia de tensión e impedancia de salida incrementa. El circuito de salida 870 es susceptible de ser conectado de modo que active una carga tal como una lámpara de descarga de gas; por ejemplo, una lámpara fluorescente. Un circuito 890 de sentido de corriente de salida acoplado a la carga 880 proporciona realimentación de corriente de carga a un circuito de control 882. El circuito de control 882 genera señales de control para controlar la operación del circuito de relleno de valle 830 y el circuito inversor 860 con el fin de proporcionar una corriente de carga deseada a la carga 880. Un circuito de oreja de gato 884 se encuentra conectado a los terminales de salida del circuito rectificador 820, y proporciona la potencia necesaria para la operación apropiada del circuito de control 882.

### **El circuito de relleno de valle**

- Volviendo ahora a la Figura 3, se muestra un diagrama de circuito esquemático de una primera realización 910 del circuito de relleno de valle 830 de la Figura 2, en forma de circuito convertidor reductor. Conectado a través de un primer y un segundo terminales de entrada 912 y 914 se encuentra un dispositivo 916 de almacenamiento de energía, en forma de condensador, en serie con un primer diodo 918. La función del circuito 910 convertidor reductor es la de proporcionar una corriente de carga controlada para el condensador 916. Este condensador 916 se menciona también como condensador de relleno de valle. Conectado a la unión del condensador 916 y el cátodo del primer diodo 918, se encuentra un inductor 920 que está conectado en serie con un segundo (opcional) diodo 922 y un dispositivo controlablemente conductor, con el conmutador 924, y con la masa del circuito. El dispositivo controlablemente conductor 924 ha sido mostrado como un transistor de efecto de campo de semiconductor de óxido metálico (MOSFET), pero puede ser un transistor de unión bipolar (BJT), un transistor bipolar de puerta aislada (IGBT), u otro dispositivo controlablemente conductor. El circuito 910 convertidor reductor incluye también un tercer diodo de conmutación 926, que puede ser también un rectificador síncrono adecuadamente controlado o MOSFET, conectado entre la unión del inductor reductor 920 y el segundo diodo 922, y un terminal del condensador 916 conectado a la entrada 912. Un primer terminal de salida 928 se encuentra conectado al terminal de entrada

912, al condensador 916 y al cátodo del diodo de conmutación 926. Un segundo terminal de salida 930 se encuentra conectado al segundo terminal de entrada 914, a la masa del circuito, al ánodo del diodo 918, y al conmutador 924.

5 La operación del circuito convertidor reductor 910 va a ser descrita en relación con las Figuras 3, 4, 5 y 6. El circuito convertidor reductor 910 opera bajo dos condiciones diferentes. En la condición I (intervalo I en la Figura 4), la tensión de línea instantánea rectificadora 1010 aplicada a los terminales de entrada 912, 914 del circuito convertidor reductor 910 es igual a, o menor que, la tensión 1012 a través del condensador 916, y el condensador 916 está por lo tanto descargando algo de su energía almacenada hacia el circuito inversor. En esta condición, el diodo 840 (Figura 2) está polarizado inversamente, y el diodo 918 está polarizado directamente en conducción. Esto establece una trayectoria de descarga para el condensador 916 desde el terminal 930 de la masa de circuito, a través del diodo 918 y del condensador 916, hasta el terminal 928 de salida del convertidor reductor. El conmutador 924 abre y cierra alternativamente a una frecuencia típicamente de aproximadamente 30 kHz o mayor, la cual es sustancialmente más grande que la frecuencia de la tensión de línea rectificadora. Cuando el conmutador 924 está en conducción, la energía residual que permanece en el inductor reductor 920 procedente del ciclo de carga anterior, se descarga a través del diodo 922 y del conmutador 924 hacia la masa del circuito. A continuación, los diodos 922 y 926 son polarizados inversamente de modo que no circula ninguna corriente a través del inductor reductor 920.

En la condición II (intervalo II en la Figura 4), la tensión de línea instantánea rectificadora es mayor que la tensión a través del condensador 916, y el condensador 916 está incrementando su energía almacenada. Durante el intervalo II, la operación del convertidor reductor depende del estado de conmutador 924.

20 Cuando el conmutador 924 está conduciendo, el circuito convertidor reductor 910 reduce a la forma mostrada en la Figura 5 y la tensión a través del inductor reductor 920 es igual a la tensión de línea instantánea rectificadora menos la tensión a través del condensador 916. De ese modo, el condensador 916 se carga mediante una corriente que circula desde la entrada 912, a través del condensador 916, del inductor reductor 920, y del conmutador 924, hasta la masa del circuito. Adicionalmente, la energía almacenada en el inductor reductor 920 mediante la tensión aplicada al inductor reductor 920 cuando el conmutador 924 está conduciendo. Cuando el conmutador 924 no está conduciendo (según se ha representado en la Figura 6), entonces la corriente 1210 que circula a través del inductor reductor 920 conmuta a través del diodo 926 y fluye hacia el condensador 916, transfiriendo de ese modo parte de, o toda, la energía almacenada en el inductor reductor 920 al condensador 916. Obsérvese que en la condición II, el condensador 916 está cargando tanto cuando el conmutador 924 está conduciendo como cuando el conmutador 924 no está conduciendo.

30 El resultado de la operación del circuito convertidor reductor 910 es que el condensador 916 carga durante un período de tiempo 1310, según se muestra en la Figura 7, en el que el reactor está operando a salida de iluminación completa. La carga del condensador de relleno de valle 916 tiene lugar con preferencia durante más de 90 grados de cada semi-ciclo de línea.

35 Cuando la carga del condensador de relleno de valle tiene lugar durante más de 90 grados de cada ciclo de frecuencia de línea de 180 grados, se ha encontrado que la distorsión armónica total de corriente de entrada de reactor resultante se reduce.

40 Otra ventaja del circuito convertidor reductor 910 consiste en que la corriente de entrada al condensador 916 al comienzo de cada ciclo de carga está limitada por el inductor reductor 920. Esto puede ser apreciado también en la Figura 7, ya que la corriente de pico de línea 1312 se ha reducido considerablemente en comparación con la corriente de pico de línea 1314 de los reactores típicos de la técnica anterior que no tienen ninguna corrección de factor de potencia activa (APFC) o circuitería de relleno de valle. Limitar la entrada de corriente es incluso más significativo durante la conexión inicial del reactor. Así, cuando se aplica potencia en primer lugar a un reactor con factor de potencia activa corregido, el condensador de almacenamiento de energía se carga hasta que la tensión del condensador se eleva hasta el valor de pico de la tensión de línea de CA. Durante este período de carga, la corriente de entrada está esencialmente limitada solamente por la resistencia del cable y la impedancia de la fuente de potencia de CA que alimenta el reactor. El circuito convertidor reductor 910 del reactor de la invención está inherentemente limitado en corriente, subsanando con ello otro inconveniente significativo respecto a los reactores de tipo APFC.

50 Otra ventaja del circuito convertidor reductor 910 consiste en que proporciona protección contra sobretensión para el condensador 916. Es decir, en condición de descargado, tal como cuando no se encuentra conectada ninguna lámpara, el condensador 916 se cargará a no más de la tensión de línea de pico rectificadora. Esto contrastado con los convertidores elevadores y reductores-elevadores tradicionales en los que se debe añadir circuitería extra para impedir la carga del condensador de almacenamiento de energía a tensiones potenciales catastróficamente altas en la condición de descargado.

55 Según se muestra en la Figura 8, según se oscurece la lámpara hasta aproximadamente un 10 por ciento de la salida de iluminación, el tiempo de carga del condensador 916 disminuye. De manera simultánea, se reduce también la tensión de rizado de bus, conduciendo a un factor de cresta de corriente más bajo de la corriente de lámpara.

Volviendo ahora a la Figura 9, se ha mostrado una segunda realización del circuito convertidor reductor 1410 con circuito inversor 860. El circuito inversor 860, el cual se describe más adelante con mayor detalle, tiene un conmutador de lado alto 2112 y un conmutador de lado bajo 924. Tanto el conmutador de lado alto 2112 como el conmutador de lado bajo 924 son dispositivos controlablemente conductores, tal como MOSFETs o IGBTs. En esta realización, el circuito convertidor reductor 1410 y el circuito inversor 860 comparten el dispositivo controlablemente conductor 924. La segunda realización de circuito convertidor reductor 1410 opera en cualquier caso de la misma manera que la primera realización del circuito convertidor reductor 910.

Volviendo ahora a la Figura 10, se muestra una tercera realización del circuito convertidor reductor 1510 en la que el inductor reductor 920 ha sido sustituido por un inductor con derivación intermedia 1520. El ánodo del diodo de conmutación 926 está acoplado a una bobina interior del inductor con derivación intermedia 1520 en la derivación intermedia, en vez de en la unión del inductor con derivación intermedia 1520 y el diodo 922. La colocación de la derivación intermedia del inductor proporciona la capacidad de variar el tiempo de descarga del inductor 1520. La operación en modo continuo del convertidor reductor puede ser reducida, o eliminada por completo. Sin embargo, esta flexibilidad extra llega con la compensación del estrés por tensión extra en el conmutador 924. De ese modo, cuando el inductor con derivación intermedia 1520 está transfiriendo energía al condensador 916, el inductor con derivación intermedia 1520 actúa de modo que la tensión aplicada a través del conmutador 924 es igual a la tensión a través del condensador 916 multiplicada por la relación de espiras del inductor con derivación intermedia 1520. Un circuito amortiguador que incluye un diodo amortiguador 1552, en serie con la combinación en paralelo de un resistor amortiguador 1554 y un condensador amortiguador 1556, se encuentra acoplado entre la unión del inductor reductor con derivación intermedia 1520 y el diodo 922 y la masa del circuito, para disipar la energía residual desacoplada del inductor reductor con derivación intermedia.

En una realización del circuito inductor reductor con derivación intermedia de la Figura 10, el condensador 916 es una combinación en paralelo de dos condensadores de 47 microfaradios, 250 voltios, los diodos 918 y 916 son diodos MUR160, los diodos 922 y 1552 son diodos de 1000 voltios, 1 amperio, el resistor 1554 es una combinación en serie de dos resistores de 91 kilo ohmios, 1 vatio, el condensador 1556 es un condensador de 0047 microfaradios, 630 voltios, y el conmutador 924 es un MOSFET IRF1634G de 250 voltios. El inductor reductor con derivación intermedia 1520 tiene un número total de aproximadamente 180 espiras desde el cátodo del diodo 918 hasta el ánodo del diodo 922, y tiene una inductancia de aproximadamente 1,427 mili Henrios, siendo el número de espiras desde el cátodo del diodo 918 hasta la derivación intermedia de aproximadamente 75, con una inductancia de aproximadamente 244 micro Henrios, y siendo el número de espiras desde la derivación intermedia para el ánodo del diodo 922 de aproximadamente 105, con una inductancia de aproximadamente 492 micro Henrios.

En cada una de las realizaciones del circuito de relleno de valle 830 (Figura 2) descritas anteriormente, la corriente de carga del condensador 916 se incrementa con tiempos de conducción más largos del conmutador controlablemente conductor 924. Cuando la lámpara está siendo oscurecida hasta niveles de iluminación más bajos, el conmutador 924 conduce durante un tiempo más largo, y la acumulación de carga en el condensador 916 se incrementa, lo que tiende a elevar la tensión de bus. Resulta ventajoso tener una tensión de bus más alta a niveles de iluminación bajos debido a que la tensión de lámpara se incrementa a niveles de iluminación bajos y una tensión de bus más alta permite que la lámpara sea activada a través de una impedancia más elevada. Una impedancia de salida más elevada mejora la estabilidad de la lámpara, según se expone en la Patente U.S. núm. 5.041.763, concedida el 20 de Agosto de 1991 a Sullivan et al., y cedida a Lutron Electronics Co., Inc.

La corriente de carga se incrementa también según se incrementa el diferencial de tensión entre la corriente de línea rectificadas y la tensión a través del condensador 916. Esto da como resultado que la corriente de carga instantánea en el inductor reductor con derivación intermedia sea más alta en mitad del semi-ciclo de línea, y más baja hacia las colas del semi-ciclo de línea, lo que a su vez da como resultado una distorsión armónica total reducida de la corriente de entrada del reactor.

Volviendo ahora a la Figura 11, se muestra otra realización 1570 de un circuito de relleno de valle. En esta realización, el circuito de relleno de valle 1570 incluye, además del condensador 916, el diodo 922 y el conmutador 924, un diodo 1572 conectado entre el condensador 916 y el terminal 912, un diodo 1574 y un transformador "de línea" 1576. El bobinado "primario" del transformador 1576 está conectado entre el ánodo del diodo 922 y el terminal 928 del circuito de relleno de valle 1570. El bobinado "secundario" del transformador 1576 está conectado entre la masa del circuito y el ánodo del diodo 1574, cuyo cátodo está a su vez conectado a la unión del condensador 916 y el ánodo del diodo 1572.

Cuando una tensión de línea rectificadas aplicada a los terminales 912, 914 en la Figura 11 supera la tensión a través del condensador 916, entonces la tensión desarrollada a través del bobinado "secundario" del transformador de línea 1576 recarga el condensador 916 a través del diodo 1574. Cuando la tensión de línea rectificadas cae por debajo de la tensión a través del condensador, entonces el condensador 916 se descarga a través de los terminales de salida 928 y 930.

Volviendo ahora a la Figura 12, se muestra una cuarta realización 1610 del circuito de relleno de valle que utiliza solamente almacenamiento capacitivo de energía. En esta realización, el circuito de relleno de valle 1610 incluye un primer condensador 1632 de almacenamiento de energía conectado en serie con un primer diodo 1634 a través de

un primer y un segundo terminales de entrada 912, 914 al circuito 1610. Un segundo condensador 1616 de almacenamiento de energía está conectado en serie con un segundo diodo 1636, cuyo cátodo está ligado a la entrada 912. Un tercer diodo 1638 está conectado entre la unión del condensador 1632 y el diodo 1634, y la unión del condensador 1616 y el diodo 1636. El otro terminal del condensador 1616 de almacenamiento de energía está conectado al segundo terminal de entrada 914 por medio de un cuarto diodo 1618 en paralelo con un resistor 1620.

Cuando una tensión de línea rectificadora aplicada a los terminales 912, 914 supera la suma de las tensiones a través de los condensadores 1632 y 1616 por caída de la tensión continua a través del diodo 1638, entonces los diodos 1634, 1636 y 1618 están polarizados inversamente, el diodo 1638 está polarizado directamente, y los condensadores 1632, 1616 de almacenamiento de energía se cargan a través de la trayectoria serie de condensador 1632, diodo 1638, condensador 1616 y resistor 1620. El resistor 1620 limita la corriente de carga hacia los condensadores 1632, 1616 de almacenamiento de energía para reducir los picos de corriente en la corriente consumida por el reactor desde la línea, reduciendo con ello la distorsión armónica total de la corriente de entrada del reactor. Los condensadores 1632, 1616 tienen cada uno de ellos típicamente el mismo valor y se cargan a aproximadamente la mitad de la tensión de pico de entrada.

Cuando una tensión de línea rectificadora aplicada a los terminales 912, 914 cae por debajo de la suma de la tensión a través de los condensadores 1632, 1616, entonces el diodo 1638 se polariza inversamente. Una vez que la tensión a través de los terminales de entrada 912, 914 cae por debajo de la tensión a través del condensador 1632 en más de la tensión de conducción del diodo 1634, entonces el condensador 1632 se descarga a través del diodo 1634 y de los terminales de salida 928 y 930. Una vez que la tensión a través de los terminales de entrada 912, 914 cae por debajo de la tensión a través del condensador 1616 más que la tensión de conducción del diodo 1636, entonces el condensador 1616 se descarga a través del diodo 1636, del resistor 1620 y de los terminales de salida 928, 930. Cuando la caída de tensión a través del resistor 1620 supera la tensión de conducción del diodo 1618, entonces el condensador 1616 se descarga a través de los diodos 1636, 1618 y de los terminales de salida 928, 930.

En resumen, los condensadores 1632, 1616 se cargan en serie y se descargan en paralelo, entregando su energía almacenada a un circuito inversor que activa la lámpara de descarga de gas. La cantidad de rizado en la tensión de bus se reduce con ello, lo que a su vez conduce a un factor de cresta de corriente mejorado de la corriente de lámpara suministrada por el reactor.

El circuito de relleno de valle 1610 de la Figura 12 difiere significativamente del circuito de relleno de valle de Wood de la Patente U.S. 5.387.847. Lo más notable es que Wood, en la Figura 2 de su Patente, muestra un resistor en serie con un diodo conectado entre dos condensadores. Por el contrario, el circuito de relleno de valle de la Figura 12 proporciona el resistor 1620 en paralelo con el diodo 1618 el par conectado entre el condensador 1616 y la masa del circuito. La nueva disposición proporciona la mejora deseada de la distorsión armónica total de corriente de entrada del reactor, pero lo hace de una manera que se presta en sí misma a mejoras adicionales.

Para mejorar más la distorsión armónica total de la corriente de entrada del reactor, el circuito de relleno de valle 1610 de la Figura 12 puede ser modificado colocando un dispositivo controlable conductor 924 en serie con el resistor 1620 según se muestra en la Figura 13. Esto crea un circuito resistor conmutado. El dispositivo controlablemente conductor 924 estará operado a una frecuencia alta, es decir, muchas veces mayor que la frecuencia fundamental de la tensión de línea de CA. La distorsión armónica total de la corriente de entrada del reactor puede ser mejorada controlando la conducción del conmutador 924 de modo que el tiempo de conducción del conmutador 924 se incremente cerca del centro o pico de cada semi-ciclo de línea. Esto da como resultado una forma de onda de corriente de entrada de reactor que se empareja más cercanamente con la forma de onda de la tensión de línea de CA.

El circuito de relleno de valle 1710 de la Figura 13 puede estar integrado con el circuito inversor del reactor según se muestra en la Figura 14, en el que el dispositivo controlablemente conductor 924 está compartido por el circuito de relleno de valle 1810 y el circuito inversor 2110. Alternativamente, el conmutador 924 del circuito de relleno de valle de la Figura 13 puede ser un dispositivo controlablemente conductor controlado de manera independiente, separado de cada uno de los conmutadores del circuito inversor 860.

Las pérdidas resistivas en el circuito de relleno de valle 1710 de la Figura 13 pueden ser reducidas según se muestra en la Figura 15, sustituyendo el resistor 1620 por un inductor 1920 en serie con el conmutador 924. En una disposición alternativa, la combinación del inductor 1920 y el conmutador 924 puede ser sustituida por un simple inductor. Sin embargo, la acción de conmutación a alta frecuencia del conmutador 924 permite que se utilice un inductor 1920 relativamente pequeño y barato.

Como alternativa al conmutador 924, un bobinado secuencia 2024 de un transformador de alta frecuencia puede ser sustituido según se muestra en la Figura 16. Los transformadores de alta frecuencia están típicamente presentes en los reactores. Mediante la adición del número apropiado de espiras de un bobinado secundario (con preferencia a un transformador ya existente), se puede introducir una polaridad alternativa en serie con el inductor 1920, que se oponga y favorezca alternativamente el flujo de corriente a través del inductor 1920. El bobinado 2024 funciona de ese modo efectivamente como un conmutador.

### El circuito inversor

Según puede verse en las Figuras 17 y 18, conectado a la salida del condensador 916 y al convertidor reductor 1510 se encuentra un circuito inversor 2110 de alta frecuencia para proporcionar una tensión de alta frecuencia a un circuito tanque resonante 2220 de la Figura 18, para impulsar una corriente de lámpara a través de una lámpara de descarga de gas. El circuito inversor 2110 incluye un primer y un segundo dispositivos controlablemente conductores 2112, 924 conectados en serie. La tensión de bus es la mayor de cualquiera de entre la tensión de línea rectificadas o la tensión a través del condensador 916. Cuando la tensión de línea rectificadas es mayor que la tensión en el condensador 916, entonces el circuito inversor 2110 consume corriente directamente desde la línea de CA. Cuando la tensión de línea rectificadas es menor que la tensión en el condensador 916, entonces el circuito inversor 2110 consume corriente desde el condensador 916.

Cuando el circuito inversor consume corriente directamente desde la línea de CA durante más de  $90^\circ$  de cada semi-ciclo de frecuencia de línea de  $180^\circ$  en torno al instante del pico de la línea de CA, se ha encontrado que la TDH resultante de la corriente de entrada de reactor es menor del 33,3%.

La actuación del circuito inversor 2110 va a ser descrita ahora en relación con la Figura 19. El circuito inversor 2110 utiliza un modo de operación de conmutación de ciclo de trabajo D(1-D), de frecuencia fija. Esto significa que uno, y solamente uno, de los dispositivos de conmutación 2112, 924 está conduciendo en todos los instantes. En esta exposición, el ciclo de trabajo D se refiere al tiempo de conducción del primer conmutador 2112, y el ciclo de trabajo complementario (1-D) se refiere al tiempo de conducción del segundo conmutador 924. Considerando que uno de los dispositivos 2112, 924 está conduciendo en todos los instantes, la suma de los tiempos de conducción mencionados como D y (1-D) de cada dispositivo respectivo es el periodo de la frecuencia de conmutación. En circuitos electrónicos prácticos existe normalmente un tiempo en que ningún dispositivo 2112, 924 está conduciendo, conocido normalmente como tiempo muerto. Este tiempo muerto es normalmente muy corto con respecto a los tiempos de conducción del dispositivo 2112, 924. El propósito de este tiempo muerto es el de asegurar que ambos dispositivos 2112, 924 no conduzcan simultáneamente. Sin embargo, este tiempo muerto puede ser incrementado y utilizado como un parámetro de control adicional del circuito inversor. Cuando el conmutador 2112 (mencionado como SW1 en la Figura 19) está conduciendo, entonces la salida del circuito inversor 2110 está conectada al terminal de salida 928 del circuito convertidor reductor, el cual es la tensión rellenada de valle. Cuando el dispositivo de conmutación 924 (mencionado como SW2 en la Figura 19) está conduciendo, entonces la salida del circuito inversor 2110 está conectada al terminal de salida 930 del circuito convertidor reductor, el cual es la masa del circuito.

Para una tensión rellenada de valle instantánea dada, la corriente máxima de lámpara que podría ser suministrada a la lámpara de descarga de gas para la tensión instantánea de relleno de valle se consigue cuando los tiempos de conducción de los dos dispositivos de conmutación 2112, 924 son iguales. En este reactor electrónico, la corriente de lámpara depende tanto de la tensión instantánea de relleno de valle como de los tiempos de conducción de los dispositivos de conmutación 2112, 924. Los tiempos de conducción de los dispositivos de conmutación 2112, 924 están controlados por un circuito de control 882 mostrado en la Figura 17 en respuesta a la corriente que circula a través de las lámparas de descarga de gas 2210, 2212 mostradas en la Figura 18. La operación del circuito de control se describe con detalle en lo que sigue.

Algoritmos de control convencionales utilizados para controlar inversores de reactor electrónicos ajustan típicamente el tiempo de conducción de los dispositivos controlablemente conductores de modo que mantienen el rms de corriente de lámpara en un valor constante. Los bucles de control convencionales son de respuesta lenta de modo que mantienen los tiempos de conducción de los dispositivos controlablemente conductores aproximadamente constantes durante el transcurso de un semi-ciclo de la frecuencia de línea. Este algoritmo, cuando se aplica a un reactor del tipo de relleno de valle, podría dar como resultado un elevado factor de cresta de corriente de la corriente de lámpara debió a la modulación de la tensión de relleno de valle.

El circuito de control de la realización actualmente preferida ajusta los tiempos de conducción de los dispositivos controlablemente conductores. El tiempo de conducción del conmutador 2112 se reduce de manera que produce pulsos relativamente estrechos y el tiempo de conducción del conmutador 924 se incrementa de modo que produce pulsos relativamente anchos. Esto reduce el pico de la envolvente de la corriente de lámpara de alta frecuencia cerca del pico del semi-ciclo de frecuencia de línea. Esto se conoce sustancialmente como "arqueo hacia abajo" de la corriente de lámpara (Figura 19).

La reducción de la corriente de lámpara cerca del pico del semi-ciclo de la frecuencia de línea reduce el consumo de corriente por parte del circuito inversor. Este efecto, en sí mismo, podría rebajar con ello la corriente de entrada del reactor y elevar la distorsión armónica total de la corriente de entrada de reactor. Sin embargo, en el reactor de la presente invención, la reducción de la corriente de lámpara va asociada al incremento del tiempo de conducción del conmutador 924. Este incremento del tiempo de conducción provoca un incremento de la corriente de carga del condensador de relleno de valle. Este incremento de la corriente de relleno de valle incrementa el consumo total de corriente por parte del reactor en las proximidades del pico del semi-ciclo de la frecuencia de línea. El incremento de la corriente de reactor en las proximidades del pico del semi-ciclo de la frecuencia de línea tiene el efecto ventajoso de reducir la distorsión armónica total de la corriente de entrada del reactor. Esta mejora contrarresta el efecto de

una TDH incrementada causado por el descenso de la corriente de pico de la lámpara. El incremento de corriente de entrada de reactor en las proximidades del pido del semi-ciclo de la frecuencia de línea debido al incremento de corriente consumida por el circuito de relleno de valle es conocido consiguientemente como "arqueo hacia arriba" de la corriente de entrada de reactor. Véase la Figura 19.

- 5 Aunque se ha descrito que el tiempo de conducción del conmutador 2112 se reduce de modo que produce pulsos relativamente estrechos y el tiempo de conducción del conmutador 924 se incrementa de modo que produce pulsos relativamente anchos, un experto en la materia podría invertir los tiempos de conducción del conmutador 2112 y del conmutador 924 con una re-disposición de circuito apropiada del circuito de relleno de valle con el fin de conseguir los mismos arqueo hacia arriba de la corriente de entrada de reactor y arqueo hacia abajo de la corriente de lámpara.

**El circuito tanque resonante**

- 15 Haciendo de nuevo referencia a las Figuras 17, 18, la salida del circuito inversor 2110 está conectada a un circuito tanque resonante 2220 que comprende un inductor 2222 y un condensador 2224 (Figura 18). El circuito tanque resonante 2220 filtra la tensión de salida del circuito inversor 2110 para suministrar corriente esencialmente sinusoidal a las lámparas de descarga de gas 2210, 2212. Adicionalmente, el circuito tanque resonante 2220 proporciona ganancia de tensión e impedancia de salida incrementada. La salida del circuito tanque resonante 2220 está acoplada a los electrodos de las lámparas de descarga de gas 2210, 2212 por medio de un transformador 2230. Un condensador 2232 de bloqueo de CC impide que la corriente de CC circule a través de los devanados primarios del transformador 2230.

**20 El circuito de sentido de corriente**

- Con referencia a la Figura 18, el reactor incluye también un circuito de sentido de corriente 2240 que comprende un primer y un segundo diodos 2242 y 2244, y el resistor 2246, acoplados en serie con las lámparas 2210, 2212. El circuito de sentido de corriente 2240 genera una tensión rectificadora de media onda a través del resistor 2246 que es proporcional a la corriente de lámpara y representa una medición de la salida de iluminación real de la lámpara de descarga de gas. La tensión de semi-onda rectificadora se suministra como entrada al circuito de control 882 de la Figura 17. En una realización alternativa, la detección de corriente puede ser llevada a cabo de una manera bien conocida, utilizando un transformador de corriente, o alternativamente, diodos conectados en onda completa. Para reactores no oscurecedores y reactores oscurecedores en los que solamente se requiere un rendimiento modesto, el circuito de sentido de corriente puede ser omitido.

**30 El circuito de control**

- El circuito de control 882 de la Figura 17 va a ser descrito ahora con mayor detalle con referencia a las Figuras 20, 21 y 22. Una primera realización del circuito de control 882 genera señales para controlar la conducción de los dispositivos de conmutación 2112 y 924 (Figuras 20 y 22). El circuito de control 882 recibe como entrada la tensión de semi-onda rectificadora procedente del circuito de sentido 2240 y genera una tensión de CC que representa la salida de iluminación real de las lámparas. Esta tensión de CC, representativa de la salida de iluminación, se compara con una tensión de referencia, indicativa de un nivel de iluminación deseado, para ajustar los ciclos de trabajo de los dispositivos de conmutación 2112, 924 con el fin de minimizar la diferencia entre la tensión que representa la tensión de salida de iluminación y la tensión de referencia. En un reactor electrónico oscurecedor, la tensión de referencia puede ser proporcionada por una entrada externa tal como una señal de control de 0 a 10 voltios. Alternativamente, la tensión de referencia puede ser generada por detección de una señal de control de ángulo de fase aplicada al reactor por medio de la tensión de línea de CA cuando el reactor se alimenta a través de un control de oscurecimiento de 2 cables. En la realización preferida del reactor, la tensión de referencia se genera a partir de una señal de control de ángulo de fase aplicada al reactor a través de una entrada adicional al reactor, tal como se ha representado en las Figuras 17, 20, 22 mediante la entrada Oscurecido en Caliente."

- 45 El circuito de control incluye un circuito de realimentación 2440 (Figura 20) conectado para recibir entradas desde el circuito de sentido de corriente 2240 y un circuito de entrada de control 2460, y suministra señales de conducción a los terminales de control de los dispositivos controlablemente conductores 2112, 924. El circuito de control puede incluir opcionalmente un circuito de conformación de onda 2480 para proporcionar una entrada adicional al circuito de realimentación 2440, como se va a describir con detalle en lo que sigue.

- 50 Según puede verse en la Figura 22, el circuito de realimentación 2440 incluye un amplificador diferencial 2442 conectado para recibir en su terminal inversor 2444 la señal de entrada representativa de la salida de iluminación de lámpara desde el circuito de sentido de corriente 2240, y para recibir en su terminal no inversor 2446 la señal de referencia de nivel de iluminación deseada. El amplificador diferencial 2442 produce una señal de error representativa de la diferencia entre la salida de iluminación real y la salida de iluminación deseada. La señal de error es suministrada a su vez a un circuito de modulación de anchura de pulso (PWM) 2448 que genera las señales excitadoras que se aplican a las puertas de los conmutadores de circuito inversor 2112, 924. El circuito PWM 2448 es bien conocido en el estado de la técnica y por ello no se va a describir con detalle.

- 5 El circuito de conformación de onda 2480 proporciona una señal de tensión de referencia de CA que se suma a la señal de tensión de referencia esencialmente de CC procedente del circuito de entrada de control 2460. Mientras que puede hacerse que la forma de la señal de tensión de referencia de CA adopta una diversidad de formas de onda, se puede diseñar un circuito particularmente eficaz, aunque simple, que saque ventaja de las formas de onda ya presentes en el reactor.
- 10 El circuito de conformación de onda 2480, mostrado con detalle en la Figura 22, incluye un divisor de tensión que incluye un resistor 2482 conectado en serie con un circuito de control automático de ganancia (AGC) 2690 que proporciona una versión escalada de la tensión de relleno de valle procedente del circuito convertidor reductor 1510. Los detalles del AGC 2690 se muestran en la Figura 23 y se exponen en lo que sigue. No es necesario ajustar la ganancia del circuito de configuración de onda 2480, tal como en los reactores no oscurecedores, pudiendo entonces el AGC 2690 ser opcionalmente sustituido por una impedancia pasiva tal como un resistor.
- 15 La señal de tensión escalada procedente del divisor se recorta por medio de un diodo 2486 que tiene su ánodo conectado a la salida del divisor y su cátodo conectado a una tensión de referencia de CC VREF. La señal recortada se hace pasar a continuación a través de un condensador de bloqueo de CC 2488 para ser sumada a la tensión de referencia de CC procedente del circuito de entrada de control 2460.
- 20 El circuito de control incluye también una pinza de extremo bajo 2680 conectada entre el punto de conexión común para la circuitería de entrada de control, conformación de onda y realimentación, y la masa del circuito. La pinza de extremo bajo 2680 impide que la tensión de referencia se haga tan baja que no pueda ser mantenida la corriente a través de la lámpara.
- 25 La adición de la señal de referencia de CA tiene el efecto de reducir la tensión de referencia combinada cuando la tensión de relleno de valle es más baja, tal como en las proximidades de los cruces por cero de la tensión de línea de entrada, e incrementar la tensión de referencia combinada según se está incrementando la tensión de relleno de valle, tal como cuando la tensión de línea de entrada se está aproximando a un valor de pico instantáneo. La corriente de lámpara suministrada a la lámpara por el circuito inversor 2110 será asimismo menor cuando la tensión de relleno de valle es más baja, y se incrementará cuando la tensión de relleno de valle se incremente. De ese modo, la adición de la señal de referencia de CA, que rastrea o sigue a la tensión de relleno de valle, tiene el efecto de conformar la corriente consumida por la lámpara de modo que sea de forma similar a la de la tensión de relleno de valle. Por consiguiente, la corriente de entrada de reactor tiene una forma que es más baja en las proximidades de los valles y más alta en las proximidades de los picos de la tensión de línea de CA, mejorando con ello la distorsión armónica total de la corriente de entrada de reactor. Sin embargo, esta mejora en la distorsión armónica total de la corriente de entrada de reactor llega a costa de un factor de cresta más grande de la corriente de lámpara.
- 30 Una característica adicional del circuito de conformación de onda 2480 es el diodo 2486 para recortar los picos de la señal de referencia de CA. Durante el tiempo en que la señal de tensión de referencia de CA se recorta, la tensión de referencia combinada se mantiene constante mientras la tensión de relleno de valle está formando pico. El circuito de control está diseñado de manera que la respuesta global sea demasiado "rápida", de modo que el circuito de control responde rápidamente durante los picos de la tensión de bus de manera que reduce el tiempo de conducción del conmutador 2112 e incrementa el tiempo de conducción del conmutador 924, con el fin de suministrar una tensión constante de alta frecuencia al tanque resonante, y de ese modo, una corriente de lámpara constante, a la lámpara. El efecto neto es el de reducir los picos de la envolvente de corriente de la lámpara, y reducir de ese modo el factor de cresta de corriente de la corriente de lámpara. Esto se ha mostrado en la Figura 19, como forma arqueada hacia debajo de la corriente de lámpara. Al mismo tiempo, el incremento del tiempo de conducción del conmutador 924 incrementa la corriente de carga consumida por el condensador 916, según se muestra en la Figura 19. Esto provoca que la corriente de entrada del reactor se incremente sobre la que podría haberse producido sin el incremento de la corriente de carga del condensador 916, y así que se arquee hacia arriba la corriente de entrada de reactor. Este efecto reduce la distorsión armónica total de la corriente de entrada del reactor. Los reactores de oscurecimiento electrónico construidos con el circuito de conformación de onda según ha sido descrito, han conseguido una operación estable con una distorsión armónica total de la corriente de entrada del reactor por debajo del 20% y un factor de cresta de corriente de la corriente de lámpara por debajo de 1,7.
- 35 El circuito de AGC 2690, mostrado en la Figura 22, carga la salida del circuito de conformación de onda 2480 cuando se requiere el reactor reduzca la corriente de lámpara y con ello se oscurezca la lámpara. El circuito de AGC 2690 de la Figura 23 incluye un primer y un segundo transistores 2691 y 2692, resistores 2693, 2694 y 2695, y el diodo 2696. La conducción del primer transistor 2691 está controlada por la salida de la entrada de control 2460 (Figura 22). Cuando la tensión de entrada se viene abajo, indicando una condición de oscurecimiento, la conducción del primer transistor 2691 se incrementa, rebajando la tensión en la base del segundo transistor 2692, provocando con ello que el segundo transistor 2692 se vuelva menos conductor, incrementando de forma efectiva la impedancia del circuito de AGC 2690 presentada al circuito de conformación de onda 2480. El incremento de impedancia del circuito de AGC 2690 incrementa la tensión en la unión del circuito de AGC 2690 y del resistor 2482 dando como resultado que la mayor parte de la señal sea recortada por el diodo 2486. Puesto que esta tensión se eleva y resulta recortada crecientemente, la porción de CA de esta tensión se reduce, reduciendo con ello el efecto del circuito de conformación de onda.
- 40
- 45
- 50
- 55
- 60

Una segunda realización del circuito de realimentación 2440 de la Figura 20 ha sido mostrada en la Figura 24 e incluye un microprocesador 26102 acoplado para recibir impulsos representativos del nivel de luz y de la corriente de lámpara deseado, y producir señales de salida para excitar los terminales de control de los dispositivos controlablemente conductores del circuito inversor. Un microprocesador de ese tipo adecuado para este uso es el fabricado por Motorola Corporation bajo el número de modelo MC68HC08. Por cuestión de simplicidad, los circuitos analógico-digitales y digitales analógicos necesarios para la interconexión del microprocesador 26102 con el circuitería analógica del reactor, se considera que están dentro del alcance de un experto en la materia y no van a ser mostrados en esta memoria.

Una tercera realización del circuito de realimentación 2440 de la Figura 20 ha sido mostrada en la Figura 25 e incluye, adicionalmente al microprocesador 26102, un circuito excitador de puerta 26104 que recibe una señal excitadora de puerta simple desde el microprocesador 26102 y produce señales capaces de controlar la operación de los conmutadores del circuito inversor. Un circuito excitador de puerta de este tipo adecuado para su uso es el fabricado por Intenational Rectifier bajo la pieza número IR2111. Por supuesto, otros microprocesadores adecuados (tal como un PIC 16C54A de Microchip Technology Inc., de Chandler, AZ) y excitadores de puerta, pueden ser sustituidos para las realizaciones específicas mencionadas en la presente memoria. Adicionalmente, un circuito integrado de aplicación específica (ASIC) (no mostrado) o un procesador de señal digital (DSP) pueden ser sustituidos para proporcionar la misma funcionalidad que el microprocesador divulgado en la presente memoria.

Un diagrama de flujo de alto nivel que ilustra la operación de la realización de circuito de control de realización de las Figuras 24 y 25, mostrado en la Figura 26, incluye las etapas de medir la corriente de lámpara IL (etapa 26110), y medir la señal de oscurecimiento VDIM representativa del nivel de iluminación deseado (etapa 26120). La corriente de lámpara IL medida se compara con la señal de oscurecimiento VDIM medida (etapa 26130) y si IL es menor que VDIM, entonces los tiempos de conducción de los dispositivos controlablemente conductores del circuito inversor son activados de modo que sean iguales (etapa 26140). Si IL es mayor que VDIM según se determine en la etapa 26150, entonces los tiempos de conducción de los dispositivos controlablemente conductores del circuito inversor son activados de modo que sean desiguales (etapa 26160). Si IL es igual que VDIM, entonces los tiempos de conducción de los dispositivos controlablemente conductores del circuito inversor se mantienen sin cambio y el proceso se repite.

### El circuito de oreja de gato

Los circuitos de oreja de gato han sido usados durante años para proporcionar potencia para los circuitos de control en oscurecedores basados en triacs, de dos cables, para lámparas incandescentes y motores de ventilador. Un circuito de oreja de gato típico de la técnica anterior ha sido mostrado en la Figura 27. Los oscurecedores electrónicos estándar para cargas de iluminación son bien conocidos, y los circuitos que utilizan el circuito de suministro de potencia de oreja de gato son también bien conocidos. En tales aplicaciones, el oscurecedor está situado entre la línea de CA y la carga, recibiendo como entrada una tensión sinusoidal desde la línea de CA y proporcionando como salida una forma "truncada" de la tensión sinusoidal de entrada en la que el borde de ataque de la forma de onda de la tensión de entrada es bloqueado por el triac no conductor, y solamente la porción de salida de la forma de onda de la tensión se entrada se hace pasar por la carga mediante el triac, cuando el triac está en conducción. El triac se pone en conducción en un instante predeterminado y conduce hasta el siguiente cruce por cero de la forma de onda de la tensión de entrada. Variando el tiempo hasta la conducción del triac, con respecto al cruce por cero de la tensión de línea de CA, se puede controlar la cantidad de potencia suministrada a la carga.

El circuito de oreja de gato de la técnica anterior de un oscurecedor de 2 cables consume potencia desde la línea de CA durante una porción de la forma de onda de la tensión de entrada cuando el triac no está en conducción. En otras palabras, el circuito de oreja de gato de la técnica anterior consume corriente de la línea, a través de la carga, durante el tiempo en que no fluiría normalmente una corriente de carga significativa. Sin embargo, hasta ahora, los circuitos de oreja de gato han sido utilizados únicamente para derivar un suministro de potencia auxiliar que opere circuitos de control dentro de un dispositivo electrónico. Éstos no han sido utilizados con el propósito de conformar deliberadamente la corriente de entrada consumida desde la línea por un dispositivo electrónico. Específicamente, los circuitos de oreja de gato, hasta ahora, no han sido utilizados para ayudar a la conformación de la corriente entrada ni han tenido que ser utilizados como alimentación auxiliar de potencia en un reactor electrónico. En el reactor de la invención, los beneficios de la conformación de la corriente de entrada del circuito de oreja de gato contribuyen a la reducción de la distorsión armónica total de la corriente de entrada del reactor.

El reactor de la invención incluye un circuito de oreja de gato 884 (Figura 20) conectado a través de las salidas del circuito rectificador 820. El circuito de oreja de gato puede ser definido en general como un circuito que está diseñado para consumir corriente desde la línea durante porciones seleccionadas del ciclo de línea. El circuito de oreja de gato puede ser así utilizado de una nueva y única manera para configurar la forma de onda de la corriente de entrada del reactor con el fin de mejorar la distorsión armónica total de la corriente de entrada del reactor. En efecto, el circuito de oreja de gato puede ser usado para conformar la forma de onda de la corriente de entrada de una diversidad de dispositivos electrónicos, tal como alimentaciones de potencia de modo conmutado y convertidores de línea de CA en CC, y para reducir la distorsión armónica total de la corriente de entrada.

El circuito de oreja de gato 884 (Figura 20) consume corriente desde el rectificador 820 solamente en las “colas” del ciclo de línea de entrada, es decir, las regiones del ciclo de línea de entrada cercanas a los cruces por cero de la tensión de línea, según se muestra en la Figura 28. El circuito de oreja de gato 884 consume corriente en las proximidades del cruce por cero de la tensión de línea y con ello “rellena” las colas de la corriente de línea de entrada consumida desde la línea de CA cuando el extremo trasero del reactor no está consumiendo corriente de la línea de CA. (Figura 19). Rellenando las colas, la corriente de línea consumida por el reactor se hace más continua, reduciendo con ello la distorsión armónica total de la corriente de entrada del reactor, según se va a describir en relación con la Figura 31.

El circuito de oreja de gato consume corriente de entrada durante un tiempo relativamente corto en las colas de cada semi-ciclo de frecuencia de línea de 180 grados según se muestra en la Figura 31. En una realización, el circuito de oreja de gato consume corriente de entrada de reactor durante aproximadamente 45 grados de cada semi-ciclo de frecuencia de línea de 180 grados a continuación del cruce por cero (intervalo I en la Figura 31). A continuación, el circuito inversor consume corriente de entrada de reactor durante aproximadamente 90 grados de cada semi-ciclo de frecuencia de línea de 180 grados (intervalo II en la Figura 31). Finalmente, el circuito de oreja de gato consume corriente de entrada de reactor durante aproximadamente 45 grados de cada semi-ciclo de frecuencia de línea de 180 grados con anterioridad al siguiente cruce por cero (intervalo III en la Figura 31).

Esta realización muestra que el circuito de oreja de gato consume corriente de entrada durante aproximadamente 45 grados después del cruce por cero y aproximadamente 45 grados antes del siguiente cruce por cero. Sin embargo, un experto en la materia puede apreciar que se puede variar el tiempo en que el circuito de oreja de gato consume corriente de entrada de reactor. Por ejemplo: el circuito de oreja de gato consume corriente de entrada de reactor durante aproximadamente 35 grados de cada semi-ciclo de frecuencia de línea de 180 grados a continuación del cruce por cero, a continuación el circuito inversor consume corriente de entrada de reactor durante aproximadamente 90 grados de cada semi-ciclo de frecuencia de línea de 180 grados antes del siguiente cruce por cero, sin exceder la TDH máxima deseada y sin apartarse del alcance o del espíritu de la invención. También, un experto en la materia puede apreciar que se puede producir algún tiempo muerto cuando no está siendo consumida ninguna corriente de entrada de reactor por el circuito de oreja de gato ni por el circuito inversor sin exceder la TDH máxima deseada y sin apartarse del alcance o del espíritu de la invención.

En una primera realización 2810 del circuito de oreja de gato 884, mostrada en la Figura 29, el circuito de oreja de gato 2810 ha sido diseñado con puntos de puesta en conexión y de corte de tensión fijos. Es decir, la primera realización 2810 del circuito de oreja de gato solamente consumirá corriente de la línea de CA cuando la tensión de línea rectificadora esté por debajo de un valor fijo. Esta condición se producirá durante un período de tiempo cercano al cruce por cero de la tensión de línea. Los puntos de corte y de puesta en conexión de la tensión pueden ser ajustados de modo que el circuito de oreja de gato 2810 consuma corriente durante un primer intervalo que va desde justamente después del cruce por cero de la tensión de línea hasta un instante en que el circuito inversor 2110 de la Figura 22 esté consumiendo corriente de la línea de CA, y durante un segundo intervalo desde un instante en el que el circuito inversor 2110 deja de consumir corriente de la línea de CA hasta el siguiente cruce por cero de la tensión de línea.

Cuando la tensión de línea rectificadora es más baja que una tensión seleccionada, un transistor de carga 2812 (Figura 29) conduce para permitir la carga de un condensador de almacenamiento de energía 2814, el cual se carga con una tensión VCC. La velocidad de carga del condensador 2814 se determina mediante un resistor 2816 en serie con el drenaje del transistor MOSFET 2812. Esta corriente consumida por el circuito de oreja de gato, cuando se combina con la corriente consumida por el circuito de extremo trasero del reactor, se combina para formar una corriente de entrada de reactor continua sustancialmente a modo de una sola pieza. Aunque el transistor 2812 ha sido mostrado como un MOSFET, éste puede ser cualquier dispositivo controlablemente conductor adecuado, tal como, sin limitación, un BJT o un IGBT.

Cuando la tensión de línea rectificadora es igual o mayor que la tensión predeterminada, entonces el transistor 2818 en corte empieza a conducir. El colector del transistor 2818 en corte extrae del cátodo de un diodo Zener 2820 hacia VCC, lo que efectivamente corta la conducción del transistor de carga 2812. Las tensiones de puesta en conducción y de corte predeterminadas son determinadas por la red divisora resistiva de tensión que incluye los resistores 2822 y 2824, a la que está conectada la base del transistor de corte 2818.

Se debe apreciar que el circuito de oreja de gato de la invención proporciona un suministro de potencia para el circuito de control del reactor. Esto permite que el reactor consuma corriente durante una porción predeterminada de cada semi-ciclo de la línea de CA. Esta porción puede incluir períodos anteriores y posteriores a los cruces por cero de la tensión de línea, o solamente uno de tales períodos, o cualquier otro período útil durante el ciclo de línea.

En una segunda realización 2910 del circuito de oreja de gato 884, mostrada en la Figura 30, el circuito de oreja de gato 2910 incluye un circuito que monitoriza activamente la corriente consumida desde el extremo posterior del reactor y provoca que el circuito de oreja de gato solamente consuma corriente desde la línea cuando el extremo posterior no está consumiendo corriente por encima de un valor predeterminado. El circuito de monitorización de corriente incluye el transistor 2930, el condensador 2932, los resistores 2934, 2936 y los diodos 2938, 2940. La corriente de extremo posterior de reactor fluye a través de los diodos 2938, 2940 y del resistor 2936 según vuelto al

5 circuito rectificador 820 de entrada. Cuando el extremo posterior de reactor está consumiendo corriente por encima del valor predeterminado, la tensión en el emisor del transistor 2930 se hace negativa en una tensión equivalente a las caídas de tensión continua combinadas de los diodos 2938, 2940. A través del resistor 2934, la unión base-emisor del transistor 2930 que polarizada directamente, haciendo que el transistor 2930 pase a conducción. Al volverse conductor el transistor 2930 lleva la puerta del transistor 2812 a nivel bajo, llevando con ello el transistor 2818 al corte. Cuando la corriente de extremo posterior cae de nuevo por debajo del valor predeterminado establecido por el divisor de tensión de los resistores 2936, 2934, el transistor 2930 se vuelve no conductor permitiendo que el transistor 2812 pase a conducción y proporcione una trayectoria de carga para el condensador 2814. Esta segunda realización produce una ligera mejora en la distorsión armónica total de la corriente de entrada de reactor sobre la primera realización.

15 Las realizaciones particulares del circuito de oreja de gato que han sido descritas muestran el circuito de oreja de gato conectado a la fuente de potencia de CA a través del circuito rectificador. Por supuesto, sería posible construir un circuito de oreja de gato que conecte directamente con la fuente de potencia de CA en vez de a través del circuito rectificador. Por ejemplo, las realizaciones particulares del circuito de oreja de gato que han sido descritas podrían incluir alternativamente un rectificador separado para su conexión a la fuente de potencia de CA.

20 Adicionalmente a la provisión de un medio para conformar la corriente de entrada consumida por el reactor con el fin de mejorar la distorsión armónica total de la corriente de entrada de reactor, el circuito de oreja de gato proporciona la característica adicional siguiente. El circuito de oreja de gato proporciona también ventajosamente un arranque más rápido del reactor y no se ve afectado por el modo de operación del reactor de la misma manera que están afectados los sistemas de carga lenta y cebadores de la técnica anterior. Efectivamente, el circuito de oreja de gato y el circuito inversor están desacoplados entre sí permitiendo la sintonización fina de cada uno sin afectar al otro.

25 El resultado de combinar el circuito de relleno de valle mejorado, los circuitos de control y el circuito de oreja de gato de la presente invención, puede ser apreciado en la Figura 31. El circuito de oreja de gato comprende medios para consumir corriente de entrada cerca del cruce por cero de la forma de onda de la tensión de línea de CA de entrada de modo que la distorsión armónica total de la corriente de entrada del reactor se reduzca sustancialmente. En otras palabras, el circuito de oreja de gato rellena la forma de onda de la corriente cerca de los cruces por cero.

30 El circuito de relleno de valle mejorado de la invención comprende medios para cargar un dispositivo de almacenamiento de energía durante una porción sustancial de cada semi-ciclo de la tensión de entrada de CA de modo que la distorsión armónica total de la corriente de entrada de reactor se reduzca. Esto ha sido representado en la forma de onda idealizada de la Figura 31, en la que puede apreciarse que en la porción media de cada semi-ciclo de línea, la forma de onda ideal se conforma sustancialmente según una forma de onda de corriente sinusoidal.

La combinación de circuito de oreja de gato y circuito de relleno de valle mejorado, comprende medios para consumir selectivamente corriente desde la fuente de potencia de CA.

35 La operación del reactor se ve además incrementada por el circuito de control divulgado en la presente memoria, el cual comprende medios para variar selectivamente los tiempos de conducción de los conmutadores del circuito inversor en respuesta a la tensión de bus con el fin de provocar que un dispositivo de almacenamiento de energía consuma más corriente desde la fuente de potencia de CA en torno al pico de cada semi-ciclo de línea de la tensión de línea de CA, y consuma menos corriente cerca de los valles de cada semi-ciclo de línea de la tensión de línea de CA según se ha descrito en la Figura 19.

40 La provisión de una alimentación de potencia independiente, es decir, una que extraiga su potencia directamente de la línea por el extremo delantero del reactor, ya sea a través de una etapa rectificadora propia del reactor o ya sea a través de su propio rectificador específico, en vez de desde el secundario de un transformador asociado al extremo posterior del reactor o APFC, simplifica considerablemente el manejo de condiciones transitorias tras el arranque, el corte, y durante condiciones anómalas o de fallo. En el presente caso, la forma preferida de tal suministro de potencia independiente es el circuito de oreja de gato que se ha descrito anteriormente, configurado como suministro de potencia. De ese modo, el suministro de potencia independiente de la realización preferida permite el desacoplamiento del suministro de potencia del extremo posterior, simplificando con ello el control del reactor, mientras se proporciona simultáneamente un medio para controlar de forma más precisa la manera en que se consume la corriente desde la línea con el fin de reducir la distorsión armónica total de la corriente de entrada de reactor.

**REIVINDICACIONES**

- 1.- Un reactor electrónico (810) para activar al menos una lámpara de descarga de gas (880) que consume corriente de entrada de reactor desde una fuente de potencia de AGC que tiene una tensión de línea sustancialmente sinusoidal a una frecuencia de línea dada, que comprende:
- 5 un circuito rectificador (820) que tiene terminales de entrada de CA y terminales de salida de CC; siendo dichos terminales de entrada de CA conectables a la fuente de potencia de CA; produciendo dicho circuito rectificador una tensión de salida rectificada en sus terminales de salida de CC citados cuando dichos terminales de entrada de CA son energizados por medio de la citada fuente de potencia de CA;
- 10 un circuito de relleno de valle (830) que tiene terminales de entrada (912, 914) y de salida (928, 930), estando dichos terminales de entrada (912, 914) del citado circuito de relleno de valle conectados a los citados terminales de salida de CC de dicho circuito rectificador;
- 15 un circuito inversor (860) acoplado entre los citados terminales de salida (928, 930) de dicho circuito de relleno de valle (830) y dicha al menos una lámpara de descarga de gas (880); produciendo dicho circuito inversor (860) una tensión excitadora de alta frecuencia para activar una corriente de lámpara a través de la citada al menos una lámpara de descarga de gas (880), y
- un circuito de control de inversor (882);
- en el que:
- el circuito de relleno de valle (830) y el circuito inversor comparten un primer dispositivo controlablemente conductor (924);
- 20 el circuito inversor (860) comprende un dispositivo controlablemente conductor (2112) adicional conectado en serie con el primer dispositivo controlablemente conductor (924), y
- el circuito de control de inversor (882) está acoplado para controlar de forma independiente los tiempos de conducción de dichos dispositivos primero (924) y adicional (2112) controlablemente conductores conectados en serie;
- 25 siendo dicho circuito de control de inversor (882) operable para controlar el tiempo de conducción de dicho dispositivo controlablemente conductor (2112) adicional para producir un primer pulso y, de forma simultánea, para controlar el tiempo de conducción de dicho primer dispositivo controlablemente conductor (924) para producir un pulso adicional en el pico de la tensión absoluta de cada semi-ciclo de frecuencia de línea; **caracterizado porque:** los ciclos de trabajo de los tiempos de conducción de los dispositivos primero y adicional controlablemente conductores son cambiados cerca del pico de la tensión absoluta de cada semi-ciclo de frecuencia de línea, con lo que el primer pulso se estrecha y el pulso adicional se ensancha con respecto a los pulsos primero y adicional cerca del mínimo de la tensión absoluta de cada semi-ciclo de la frecuencia de línea.
- 30
- 35 2.- El reactor electrónico (810) de la reivindicación 1, en el que la corriente de lámpara tiene un factor de cresta de corriente por debajo de 2,1.
- 3.- El reactor electrónico (810) de la reivindicación 1, en el que la corriente de lámpara tiene un factor de cresta de corriente por debajo de 1,7.
- 4.- El reactor electrónico (810) de la reivindicación 1, en el que solamente circula una corriente a través de dicho dispositivo controlablemente conductor (2112) adicional cuando no circula ninguna corriente a través de dicho primer dispositivo controlablemente conductor (924), y viceversa.
- 40 5.- El reactor electrónico (810) de la reivindicación 1, en el que la corriente circula alternativamente a través de dichos dispositivos primero (924) y adicional (2112) controlablemente conductores.
- 6.- El reactor electrónico (810) de la reivindicación 1, en el que la suma de dichos tiempos de conducción de los citados dispositivos primero (924) y adicional (2112) controlablemente conductores conectados en serie, es el período de dicha tensión excitadora de alta frecuencia.
- 45 7.- El reactor electrónico (810) de la reivindicación 1, en el que dicho circuito de relleno de valle comprende un circuito convertidor reductor (1410).
- 8.- El reactor electrónico (810) de la reivindicación 1, en el que dicho circuito de relleno de valle comprende un circuito de resistor conmutado.
- 50 9.- El reactor electrónico (810) de la reivindicación 1, en el que dicho circuito de control de inversor (882) incluye un microcontrolador.

10.- El reactor electrónico (810) de la reivindicación 1, en el que dicho circuito de control de inversor (882) incluye un circuito de procesamiento de señal digital.

11.- El reactor electrónico (810) de la reivindicación 1, en el que dicho circuito de control de inversor (882) incluye un ASIC.

5

10

15

20

25

30

35

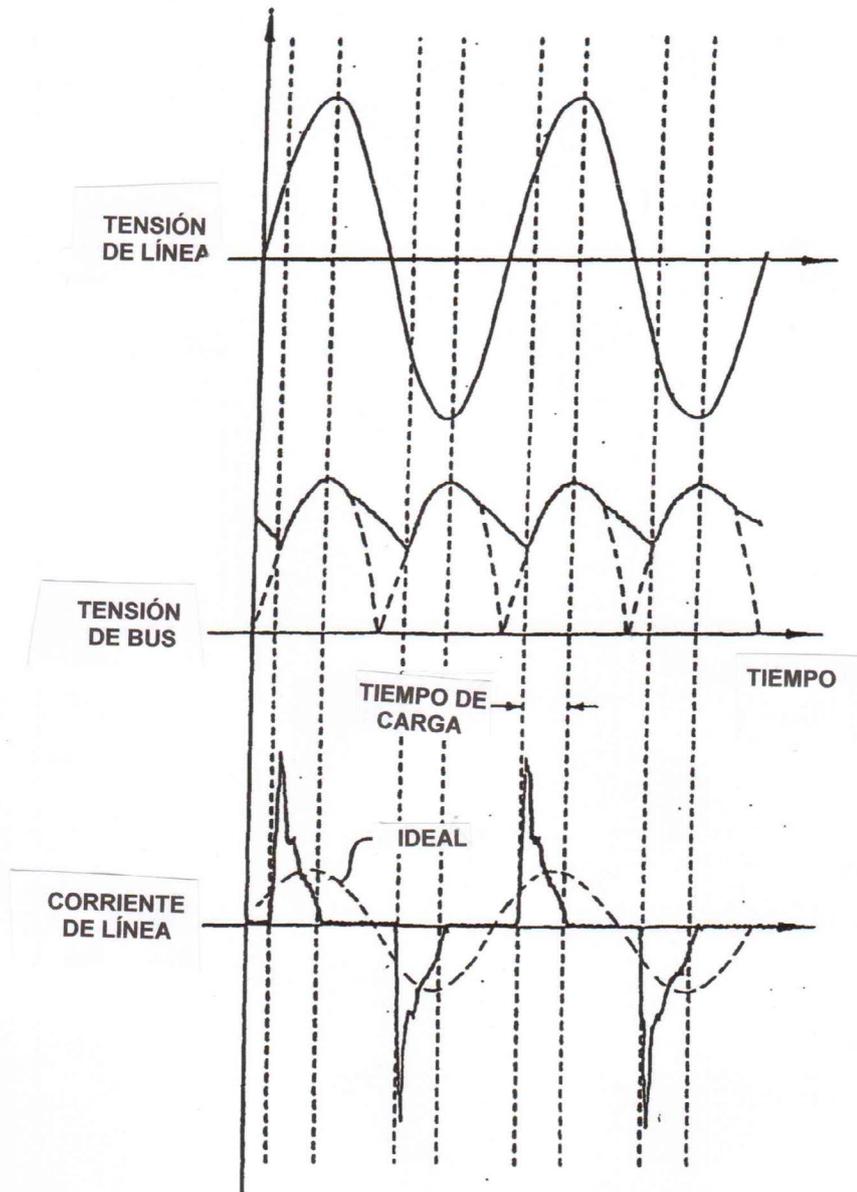


FIG. 1  
TÉCNICA ANTERIOR

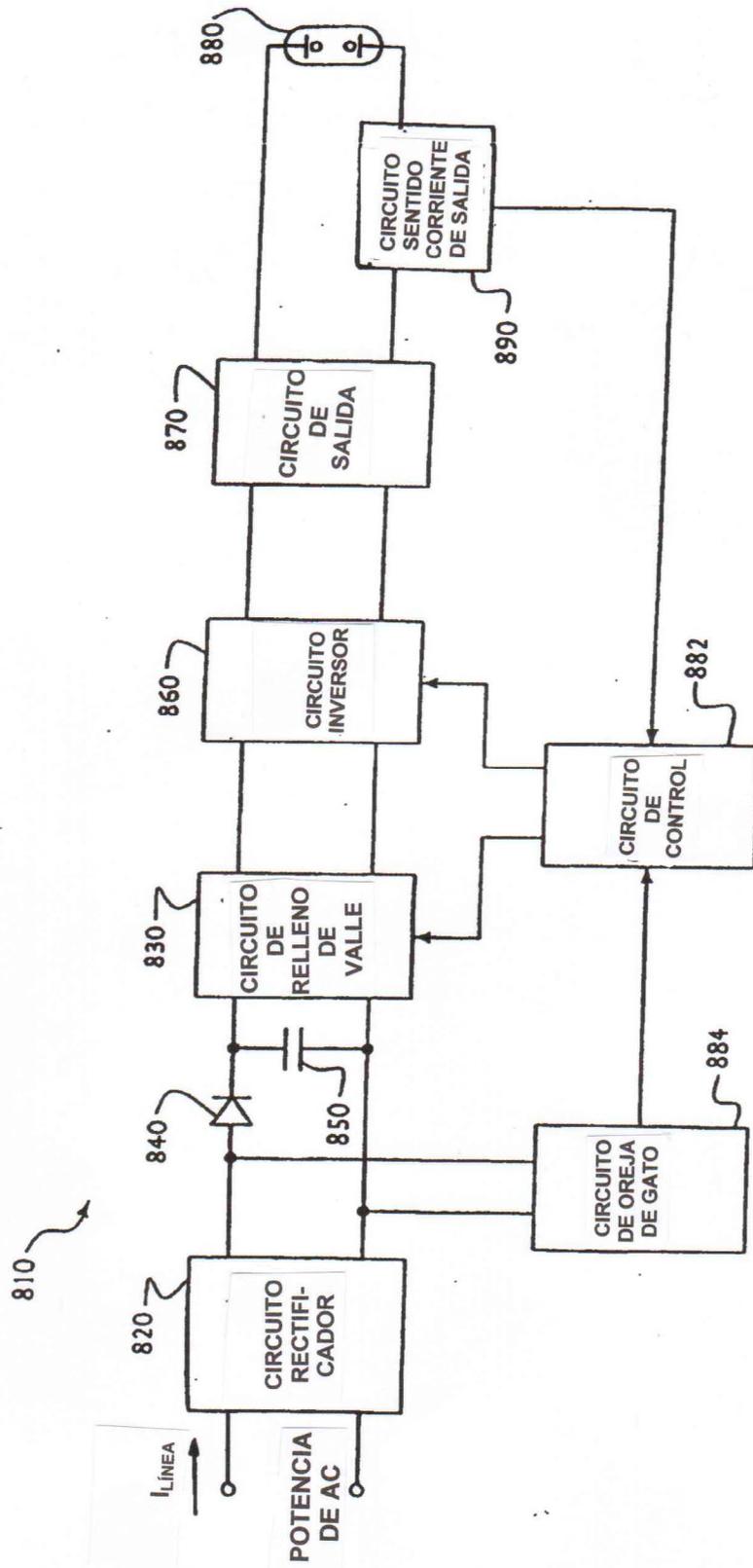


FIG. 2

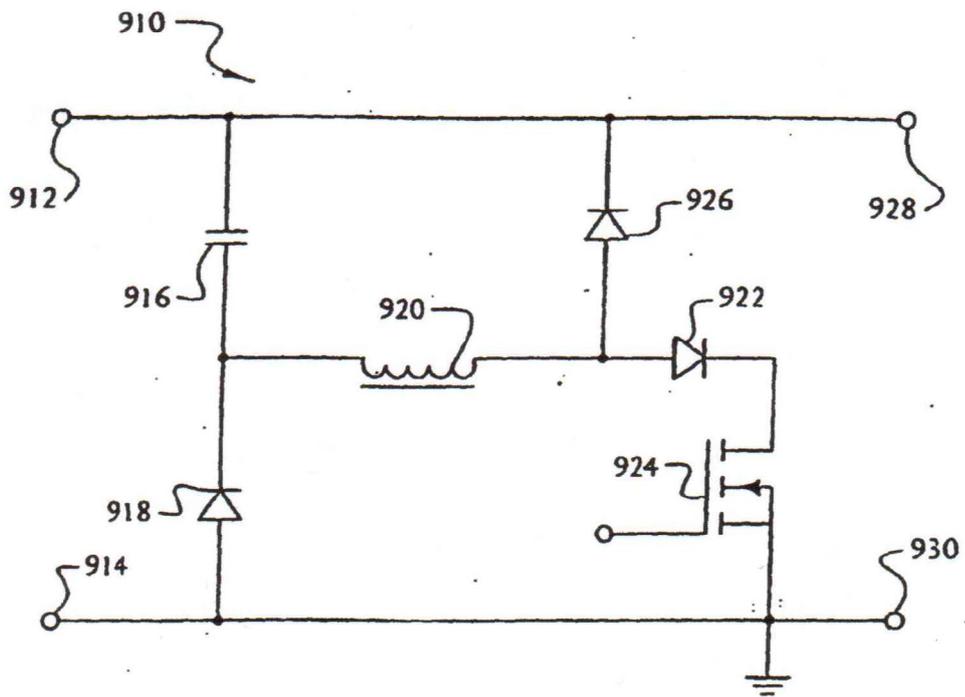


FIG. 3

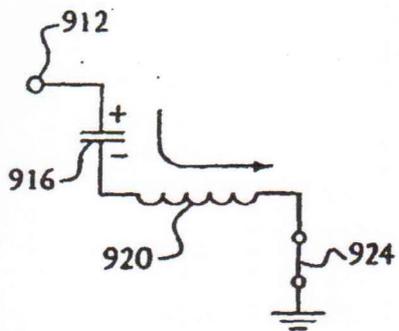
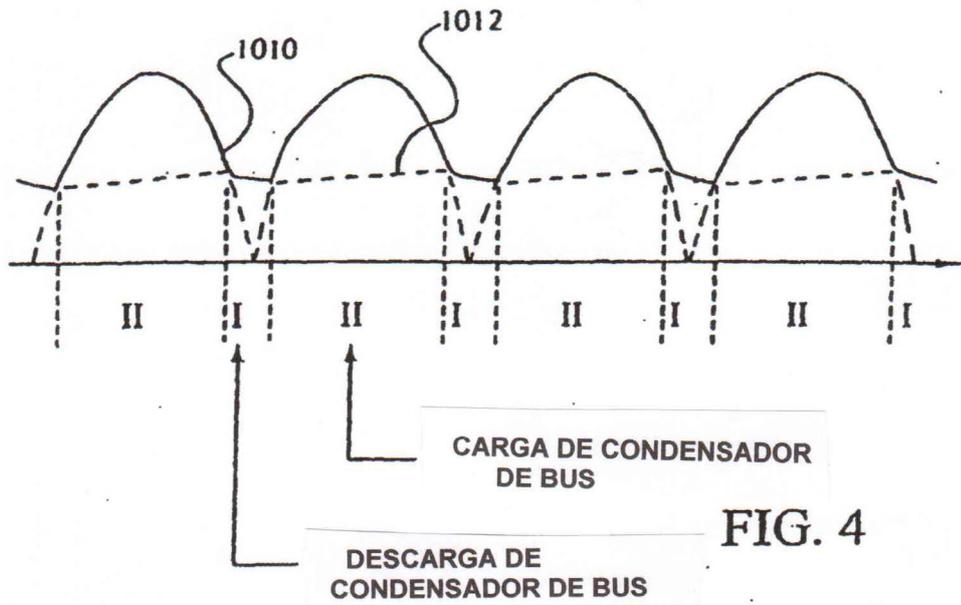


FIG. 5

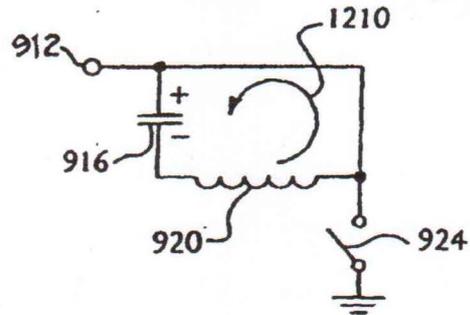


FIG. 6

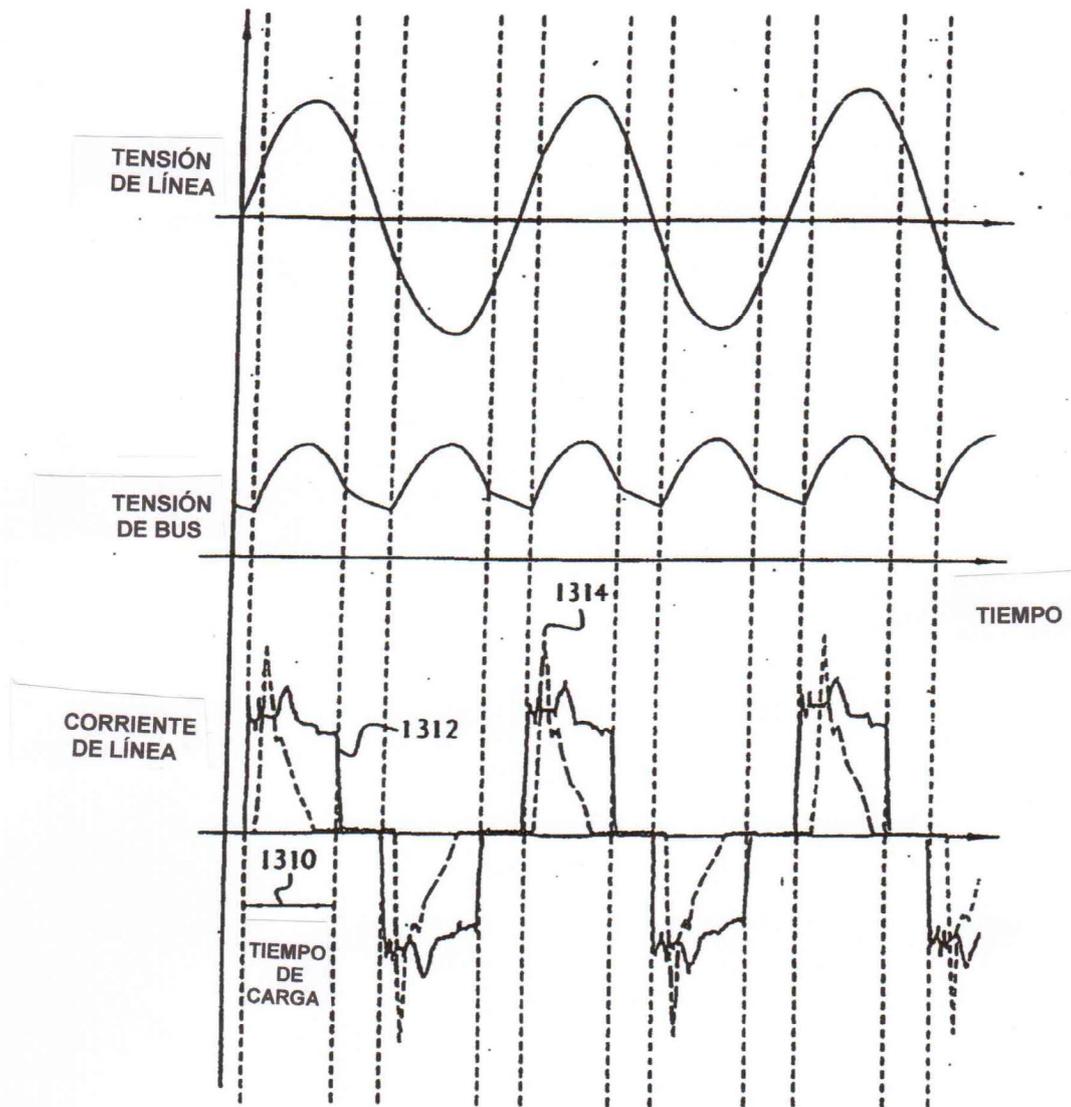


FIG. 7

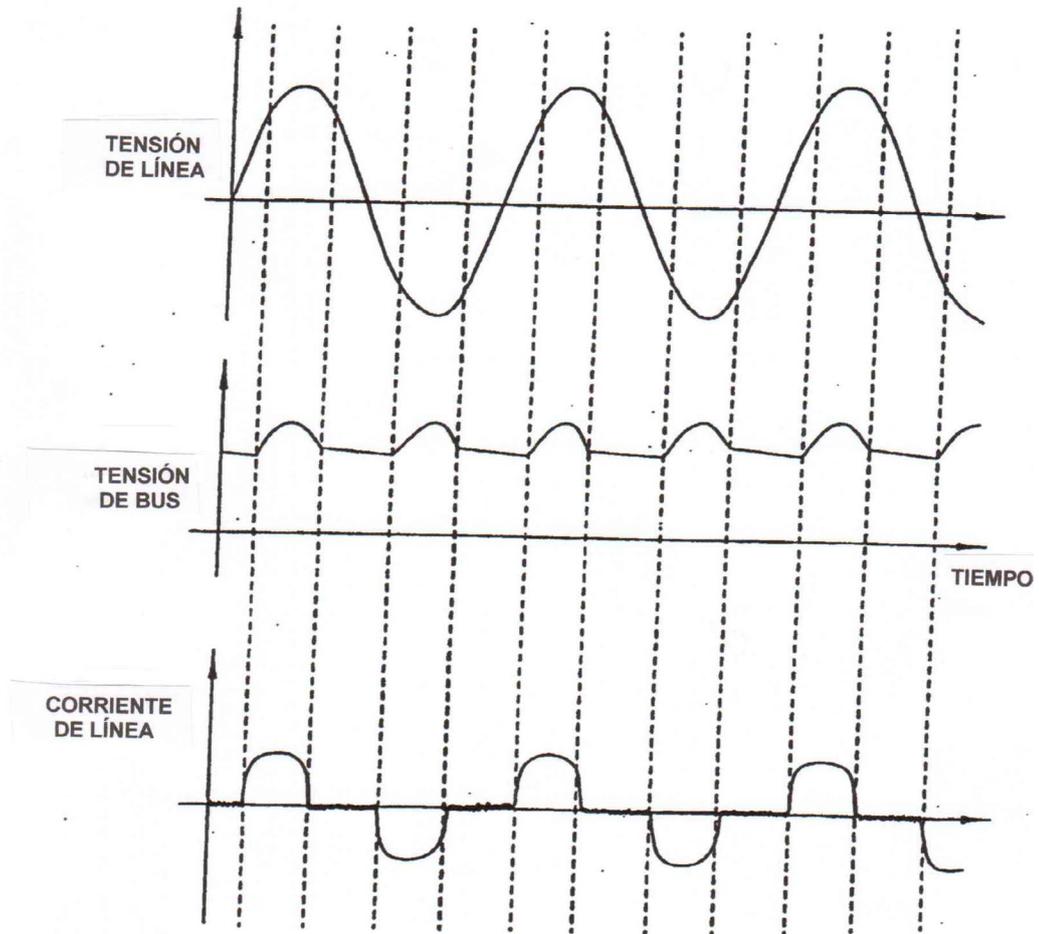


FIG. 8

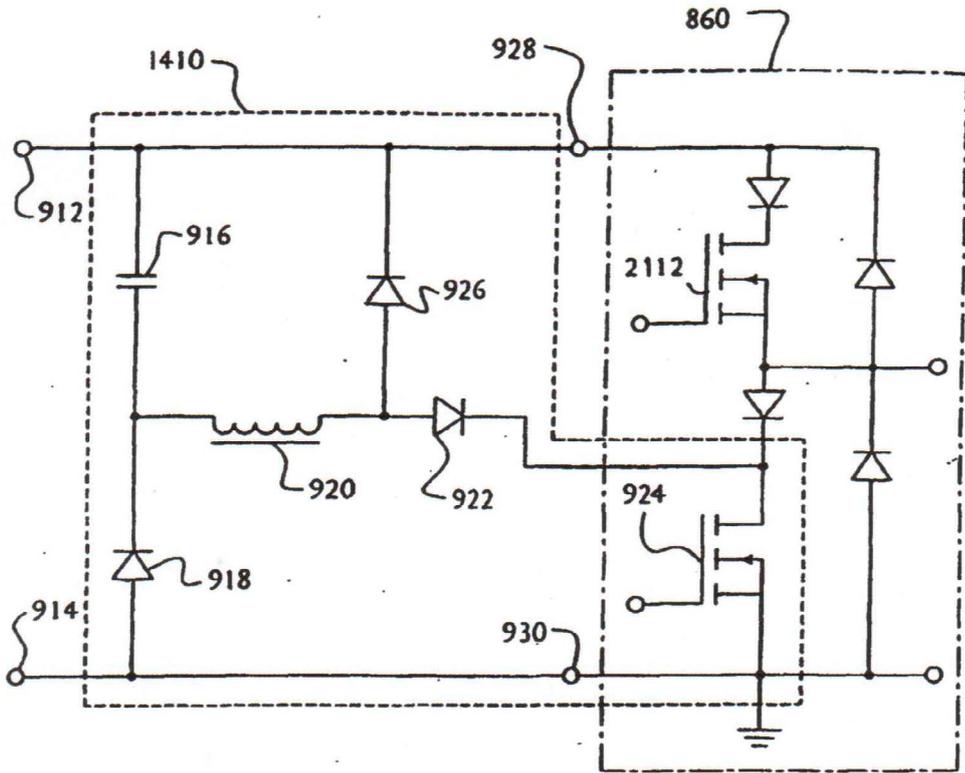


FIG. 9

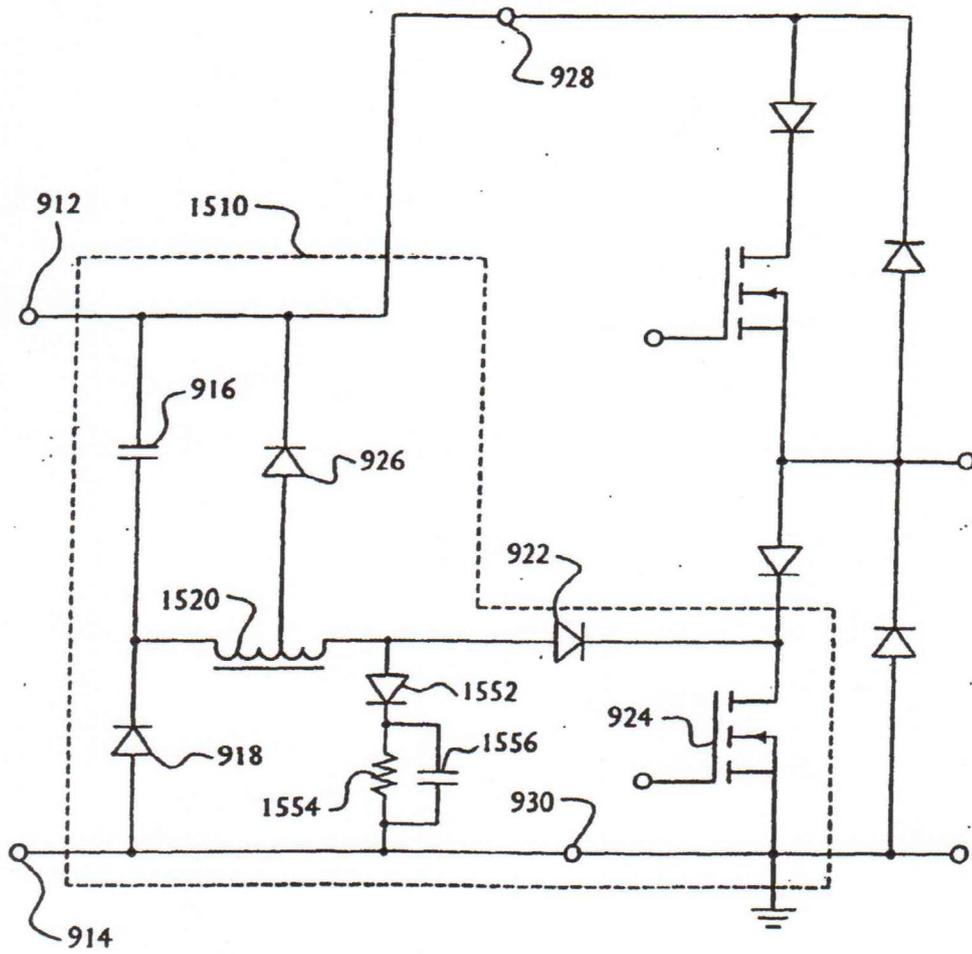


FIG. 10



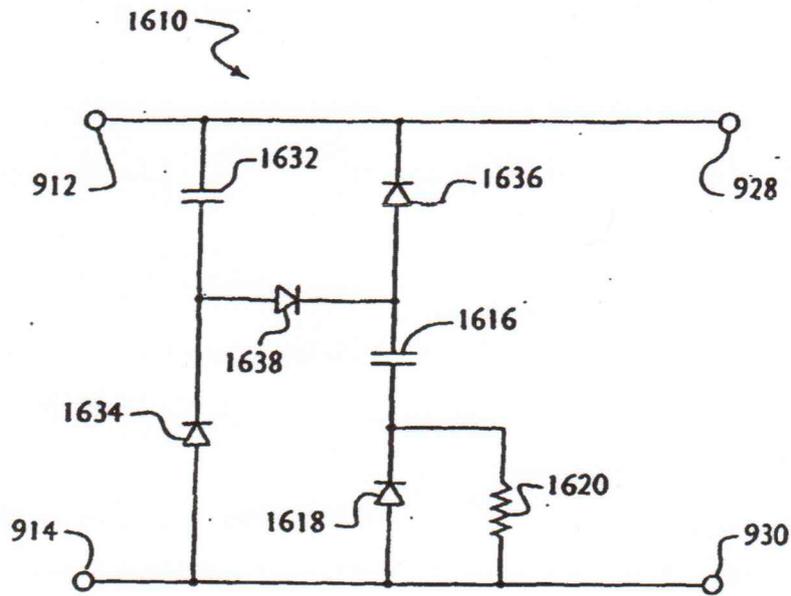


FIG. 12

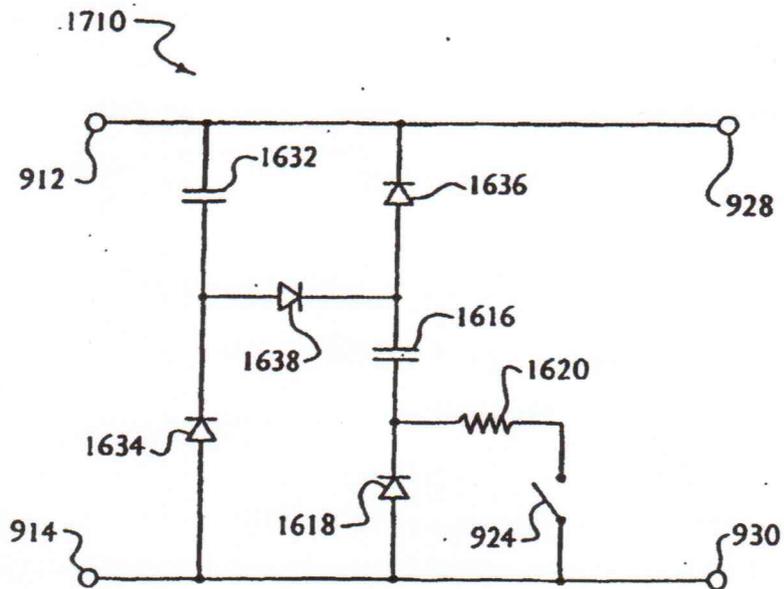


FIG. 13

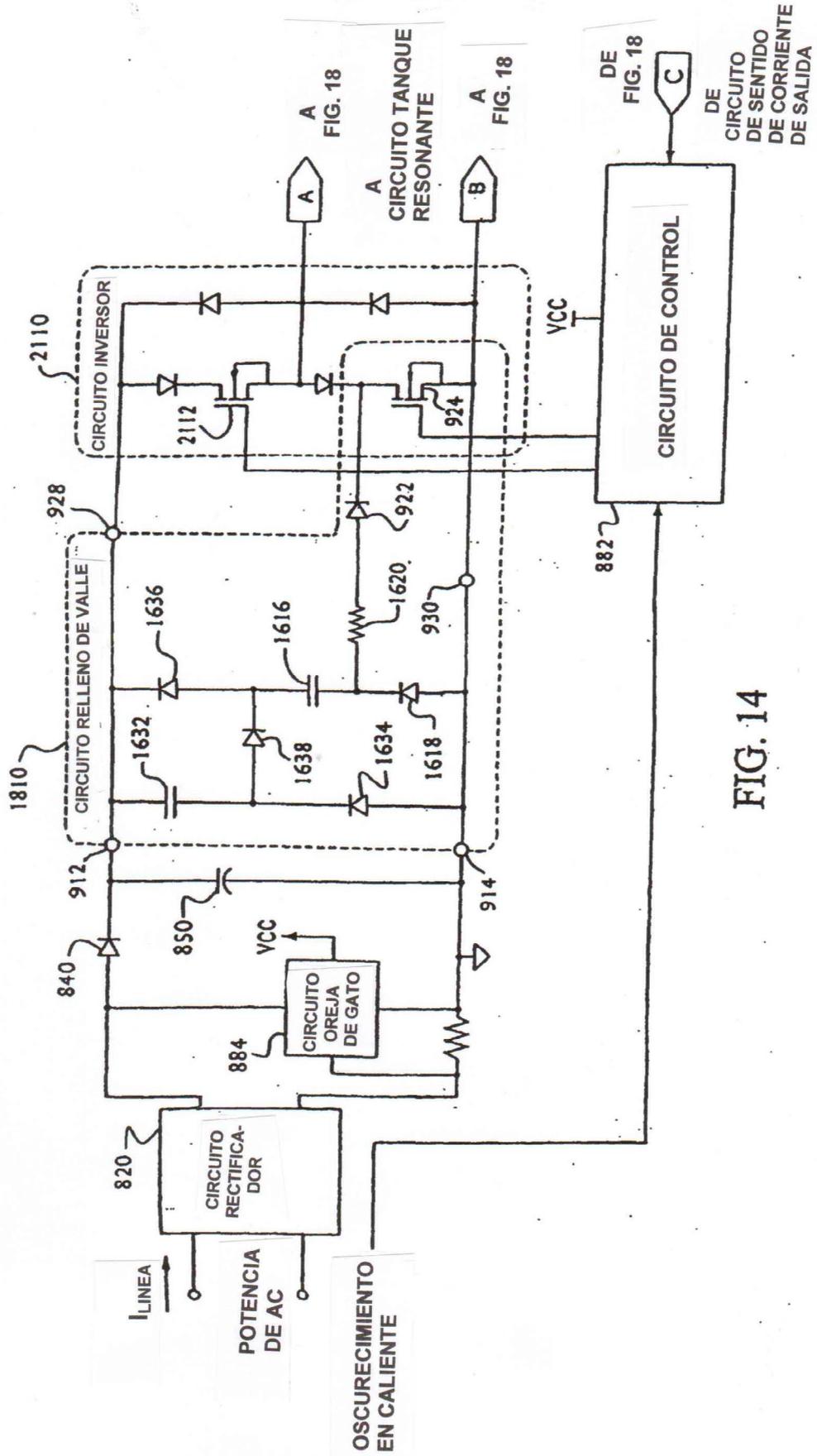


FIG. 14

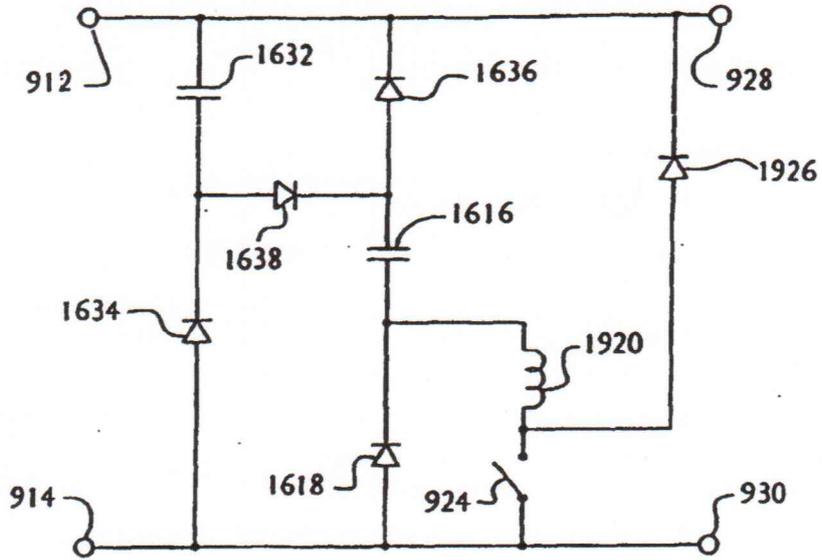


FIG. 15

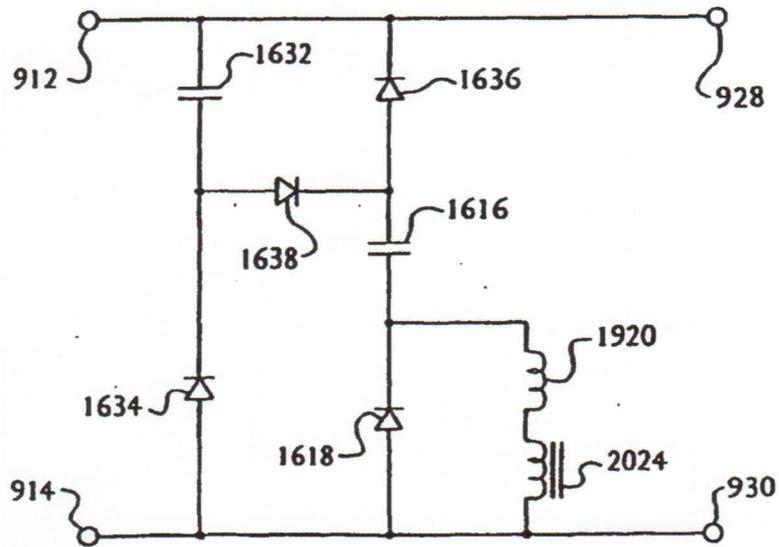


FIG. 16

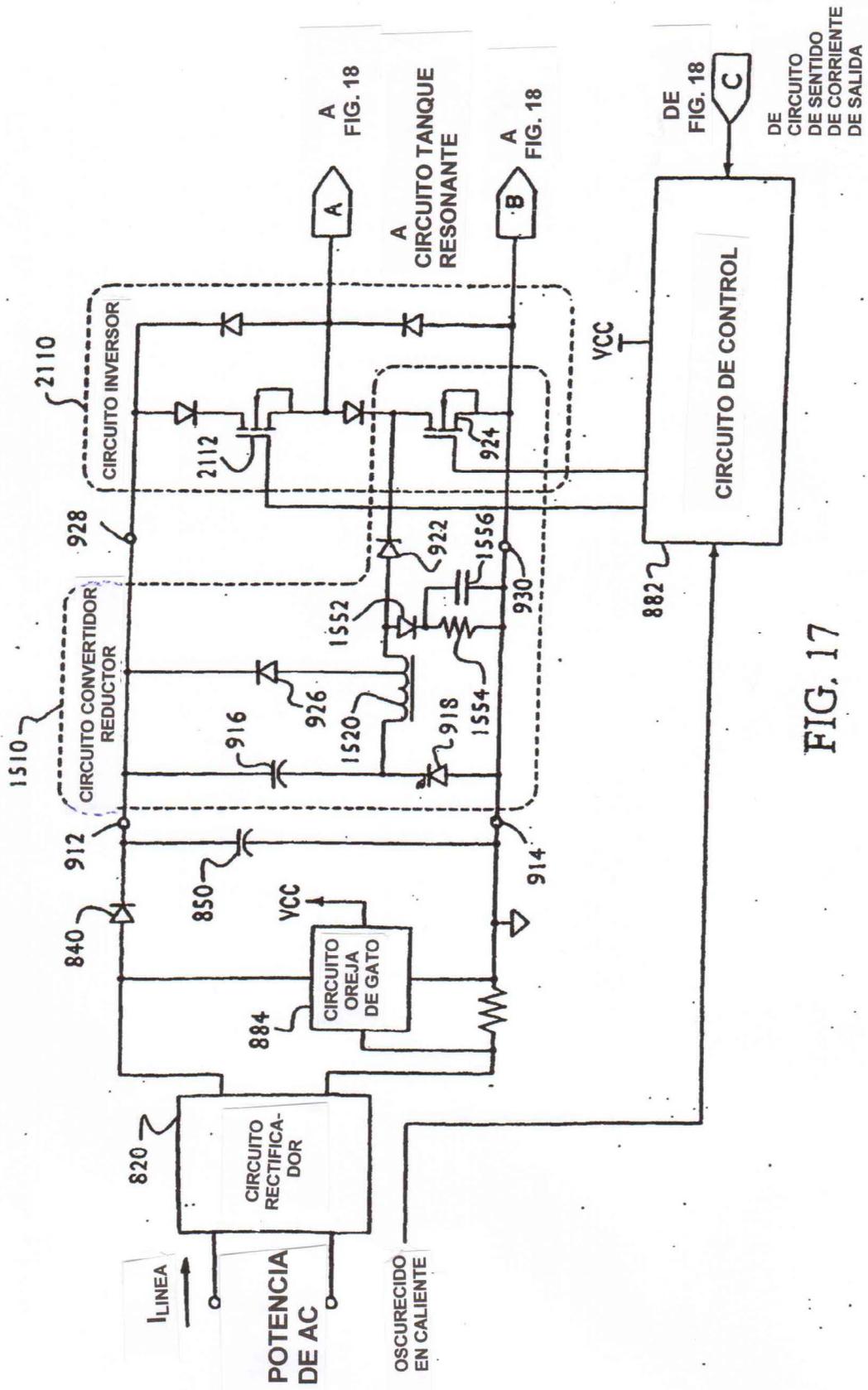


FIG. 17

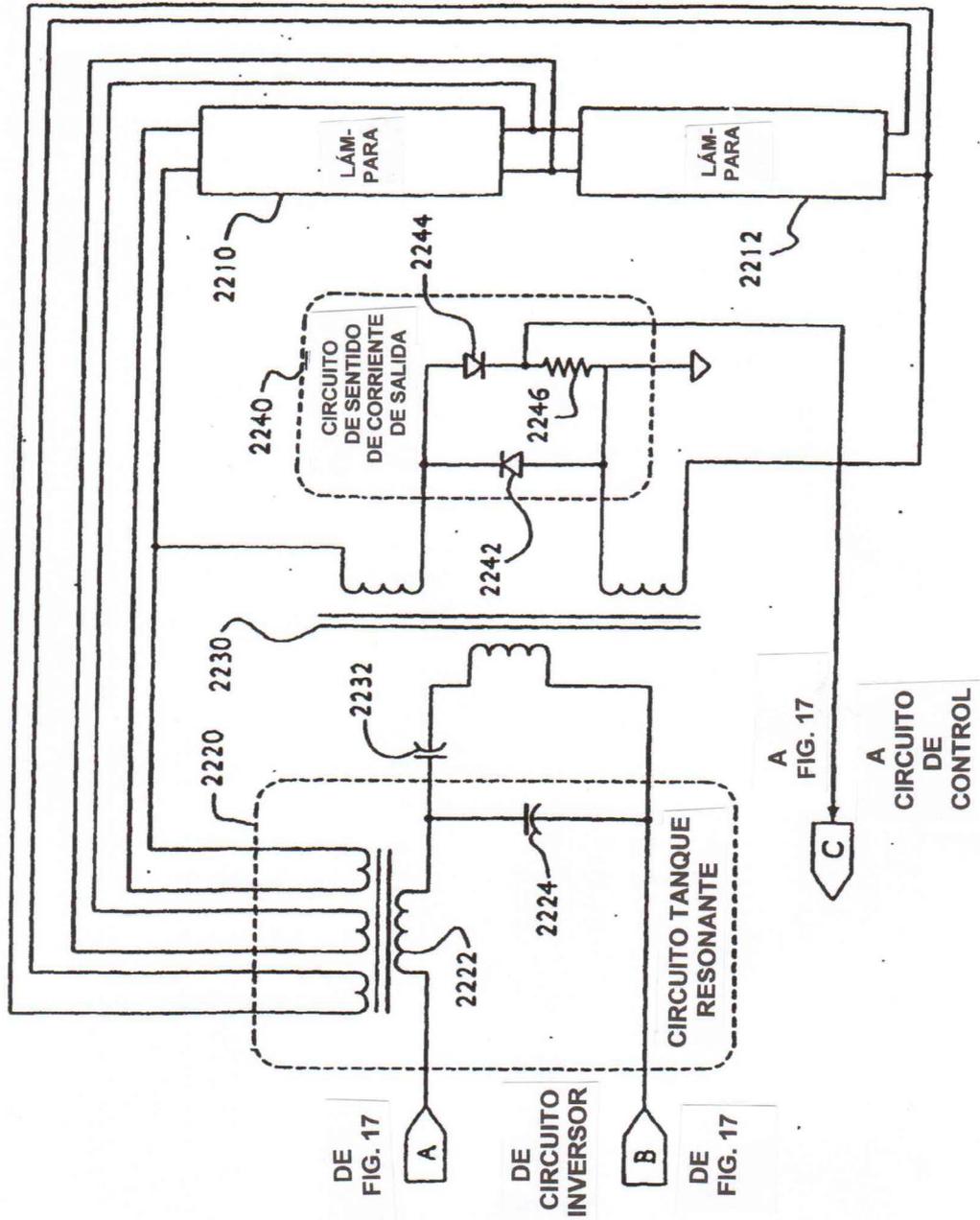


FIG. 18

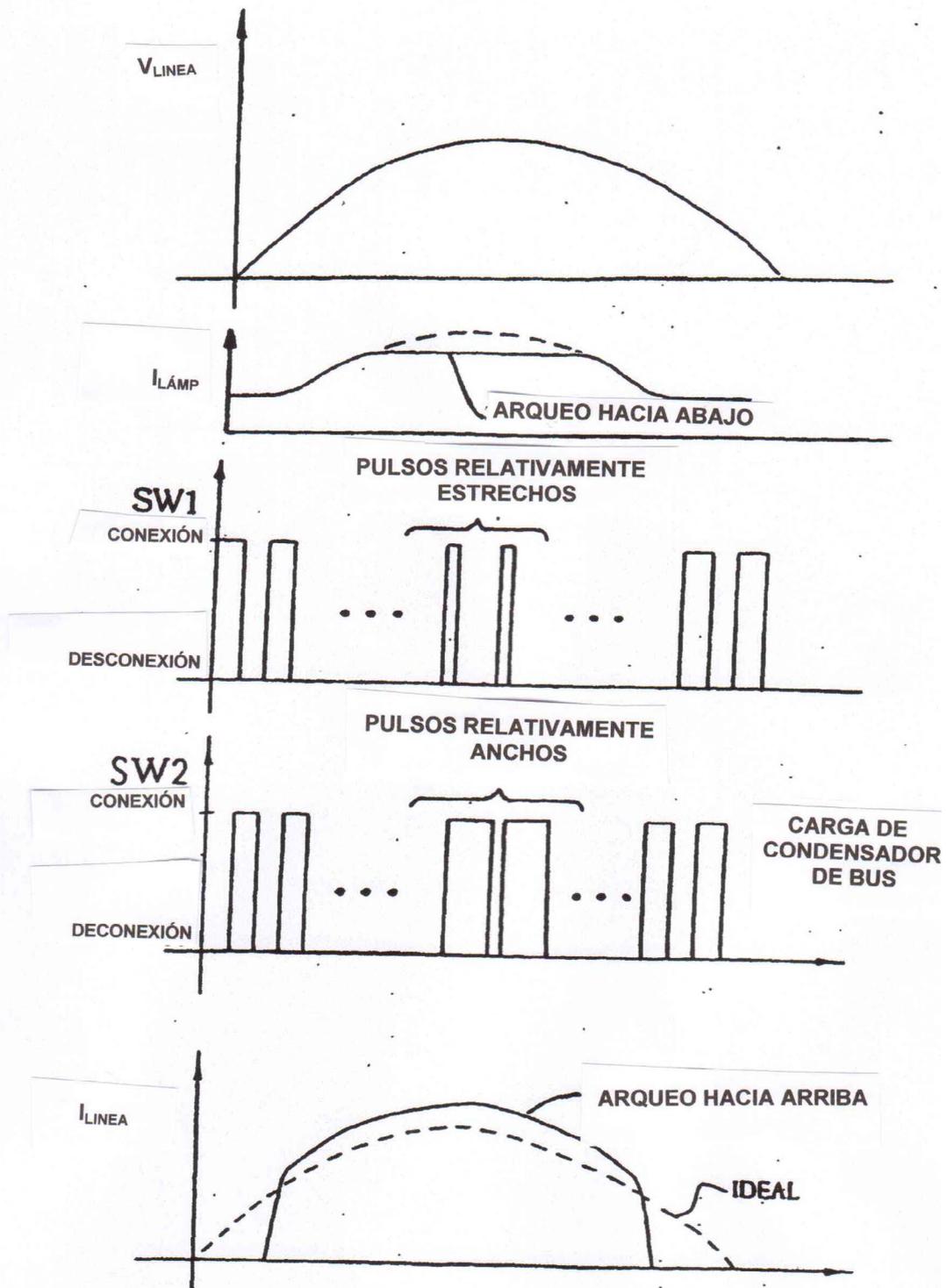


FIG. 19

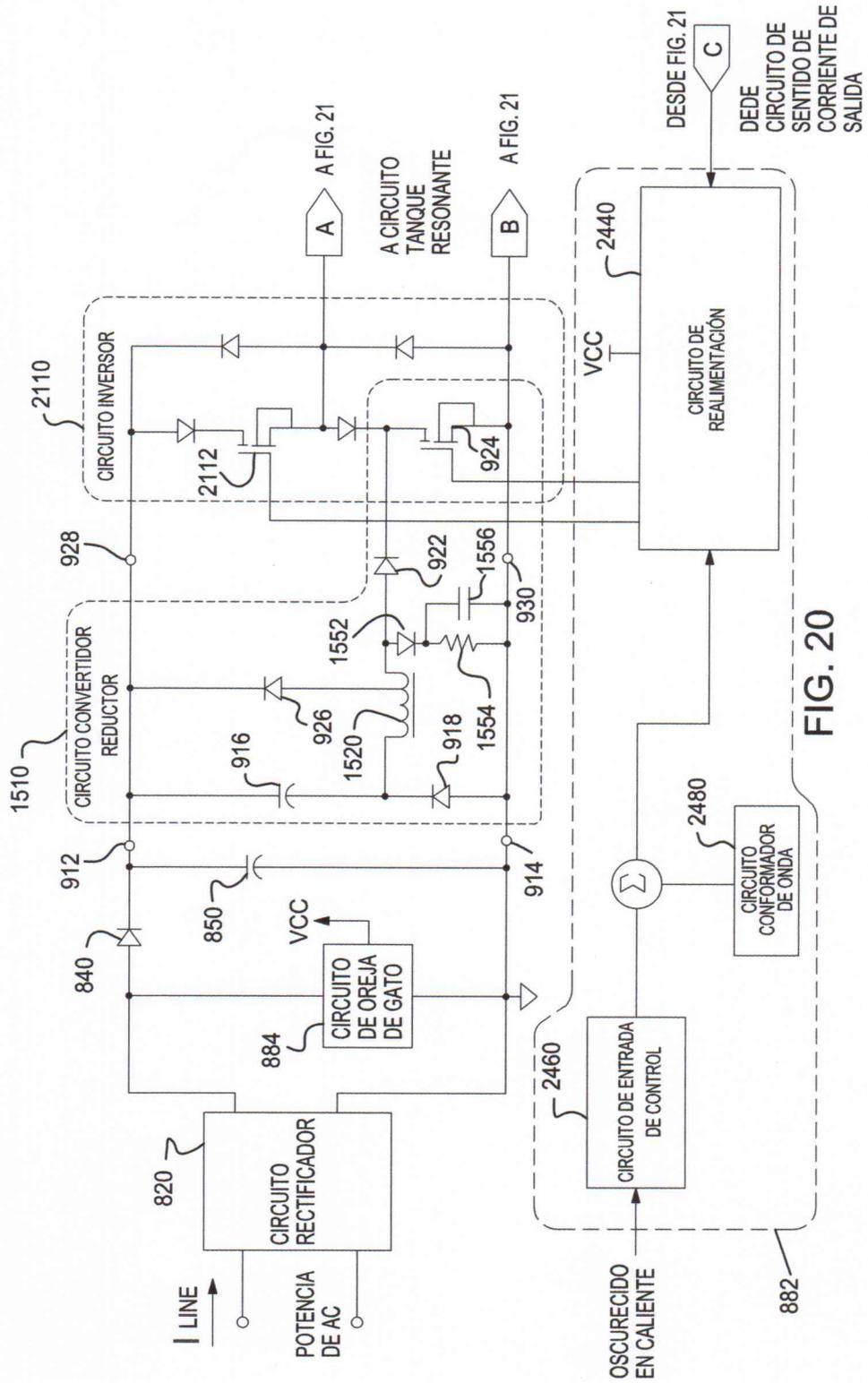


FIG. 20

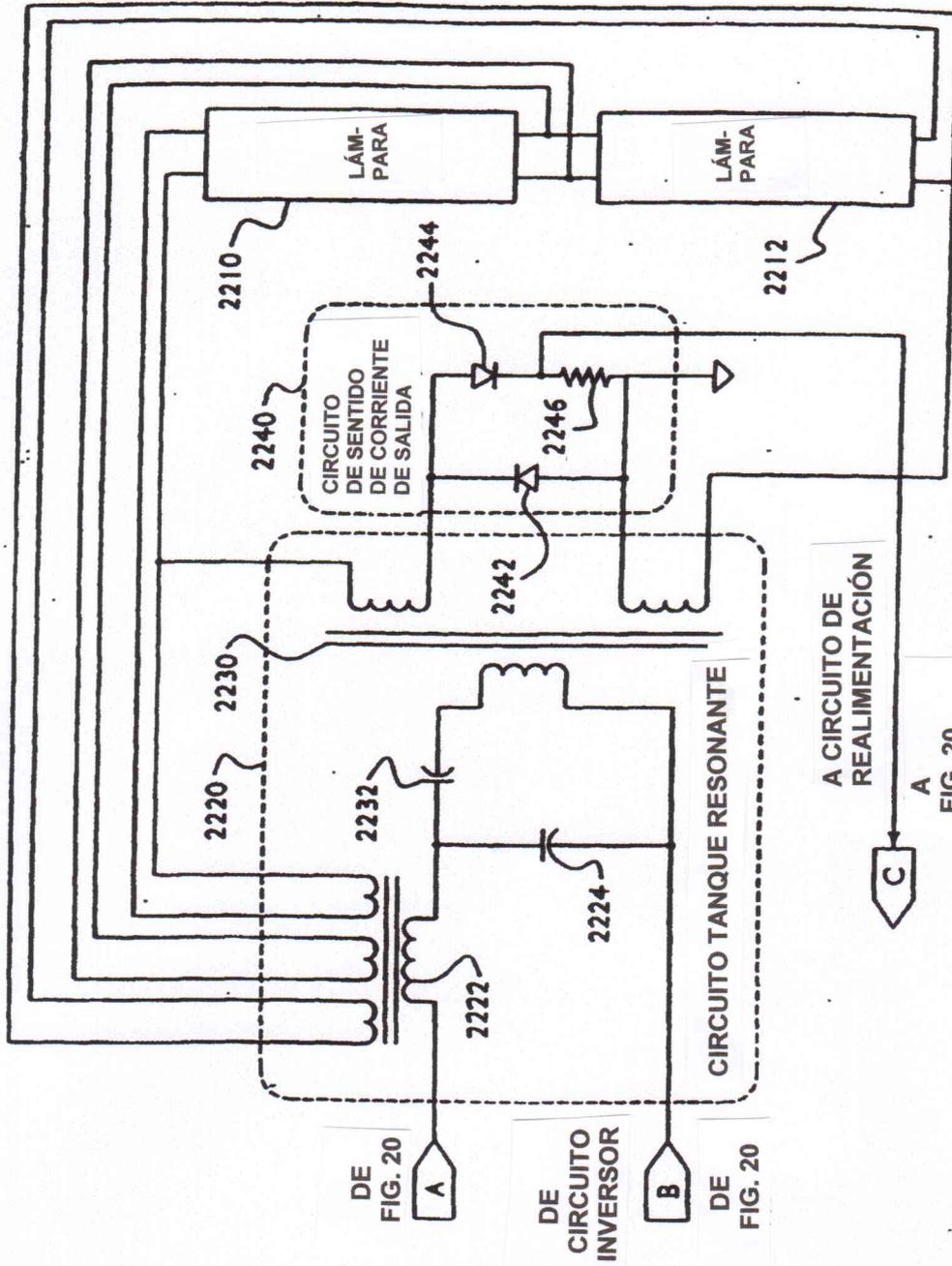


FIG. 21

DE  
FIG. 20  
A

DE  
CIRCUITO  
INVERSOR  
B  
DE  
FIG. 20

A CIRCUITO DE  
REALIMENTACIÓN  
A  
C

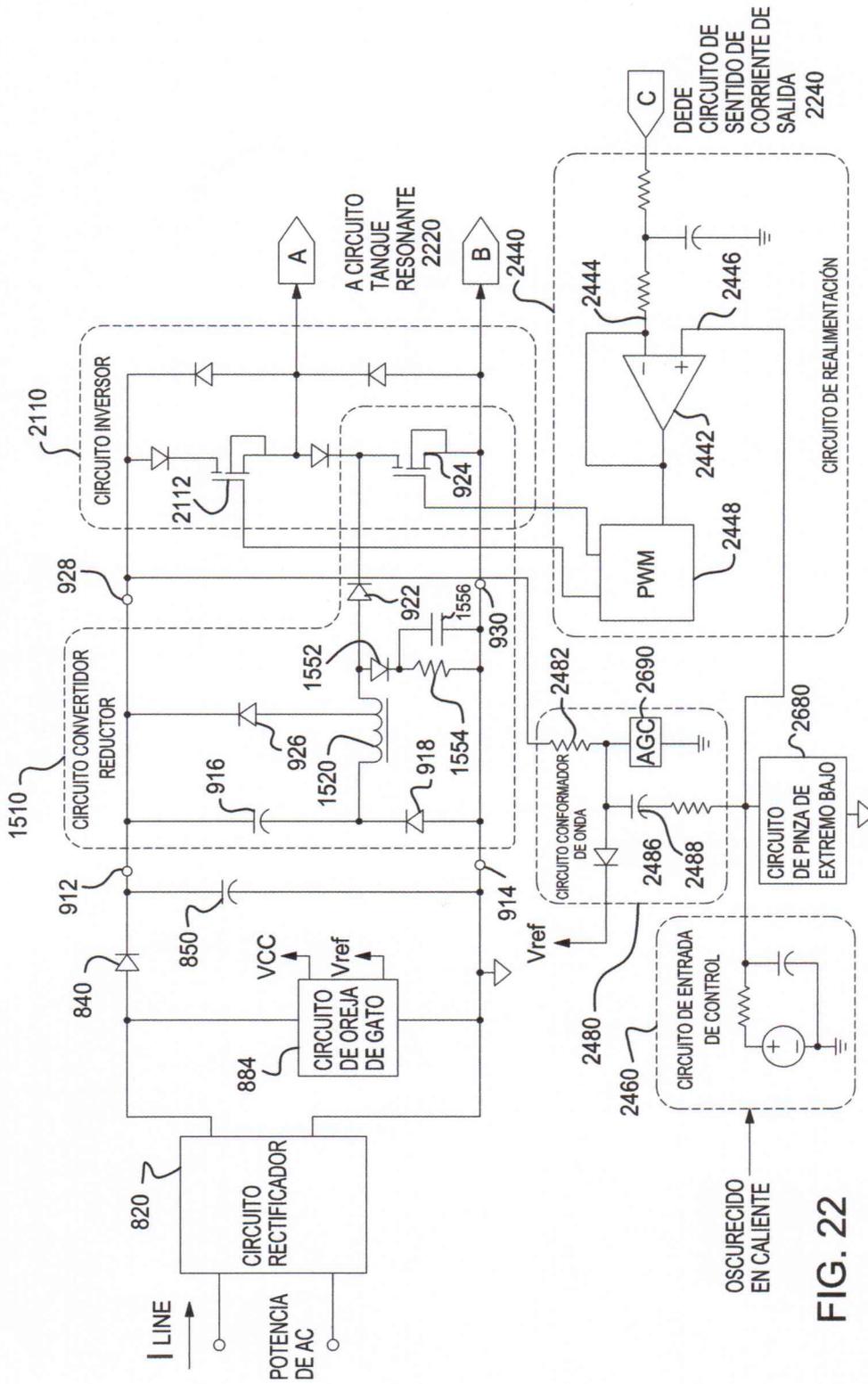


FIG. 22

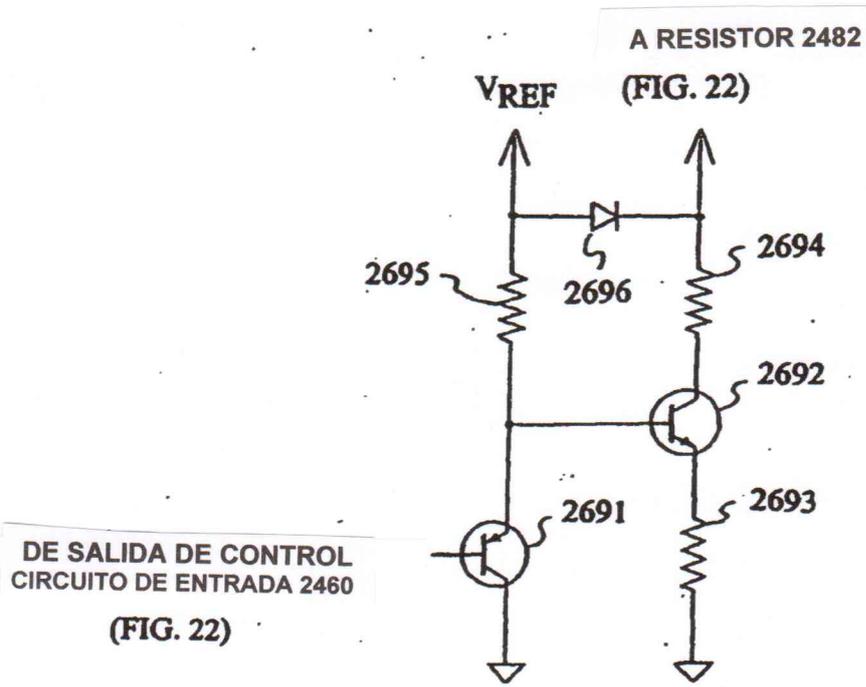


FIG. 23

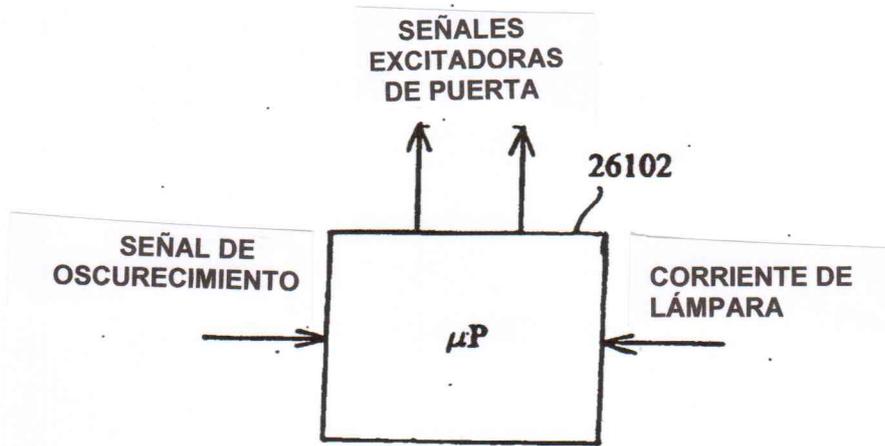


FIG. 24

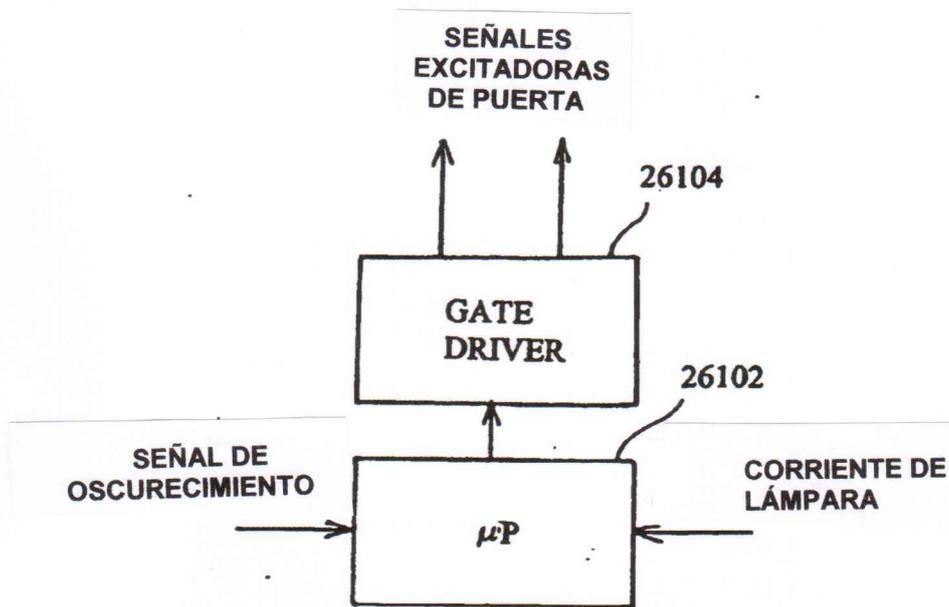


FIG. 25

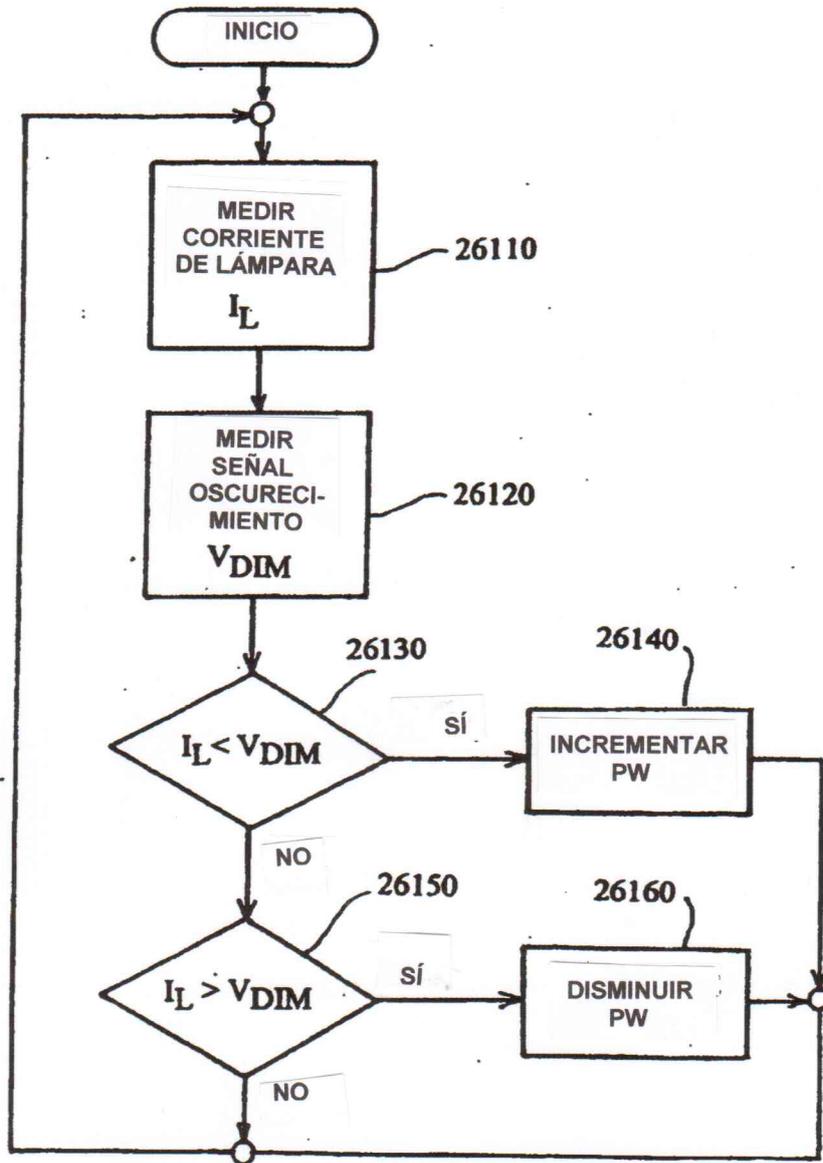


FIG. 26

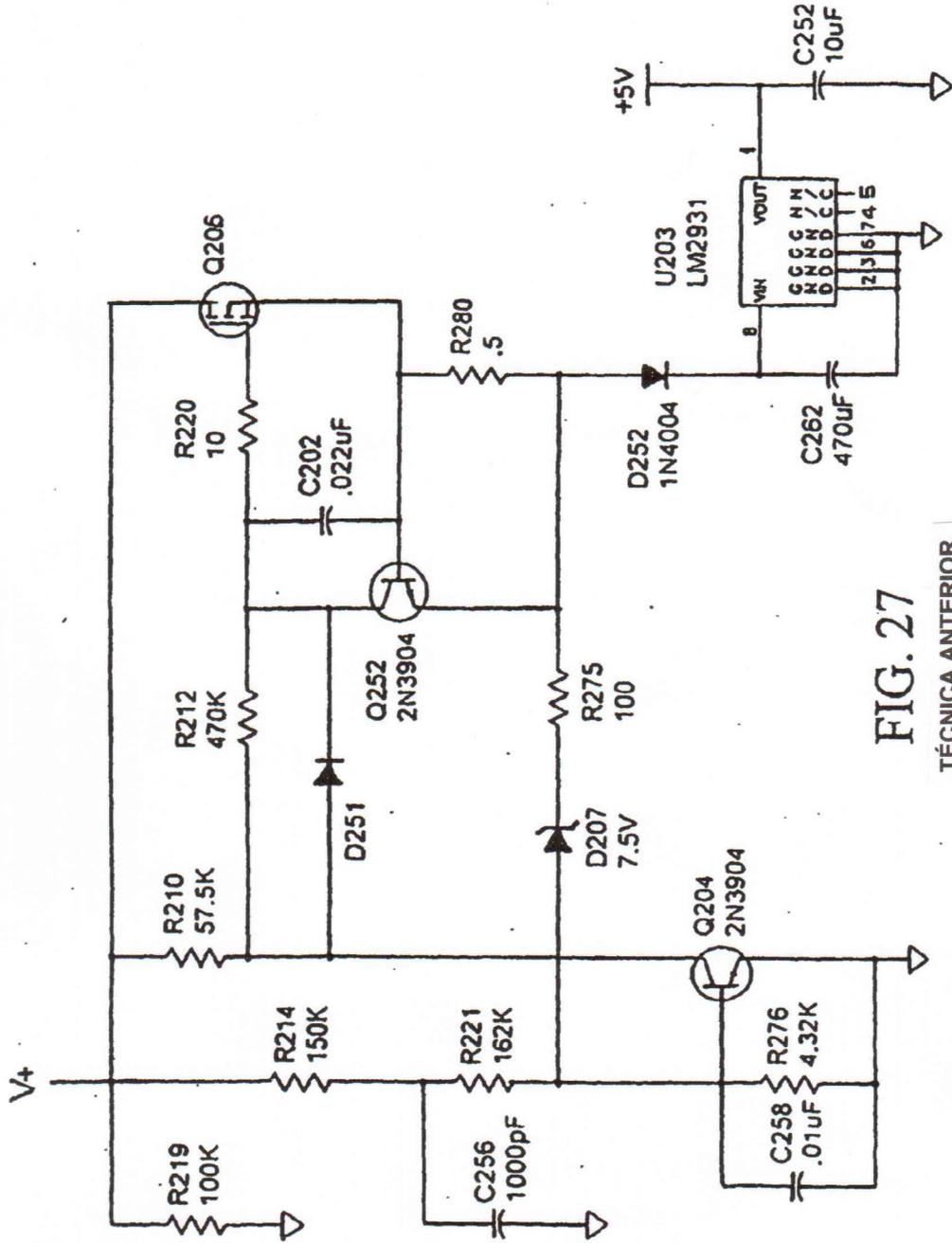


FIG. 27

TÉCNICA ANTERIOR

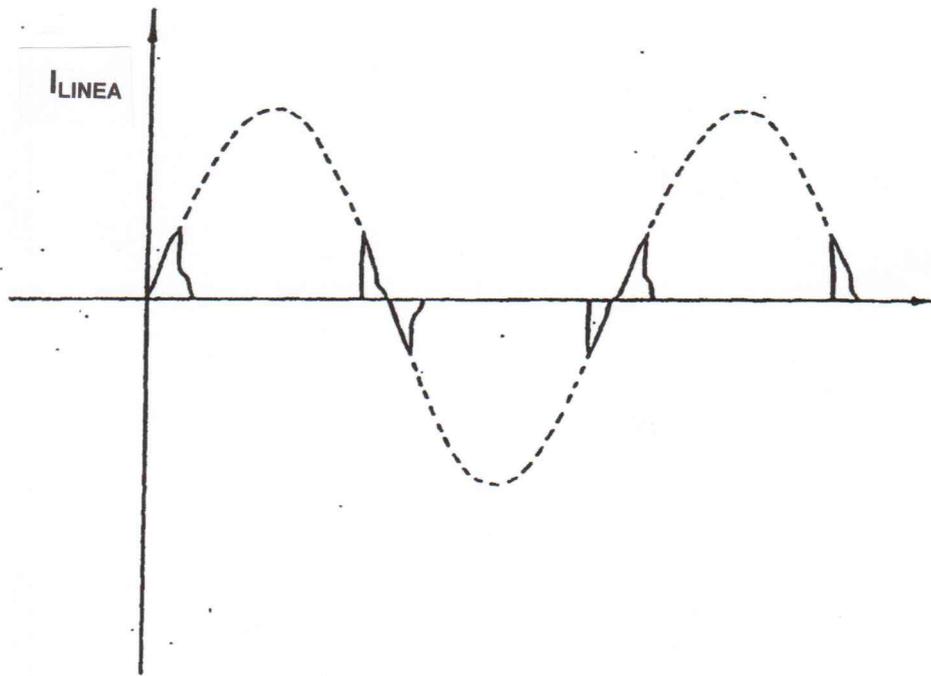


FIG. 28

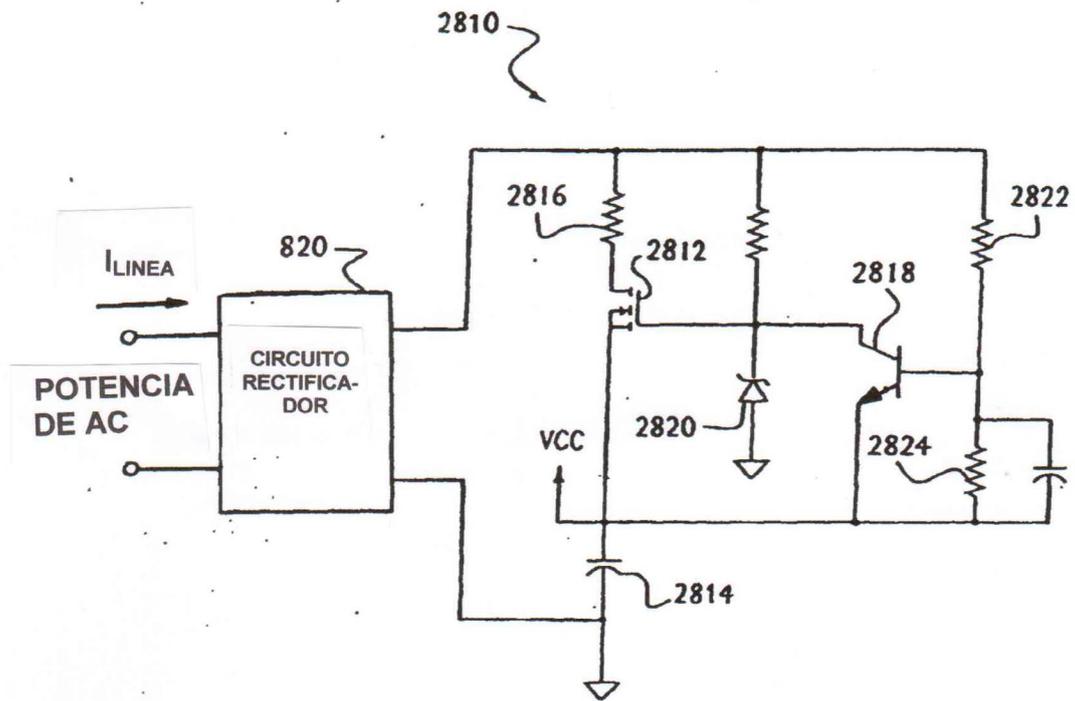


FIG. 29

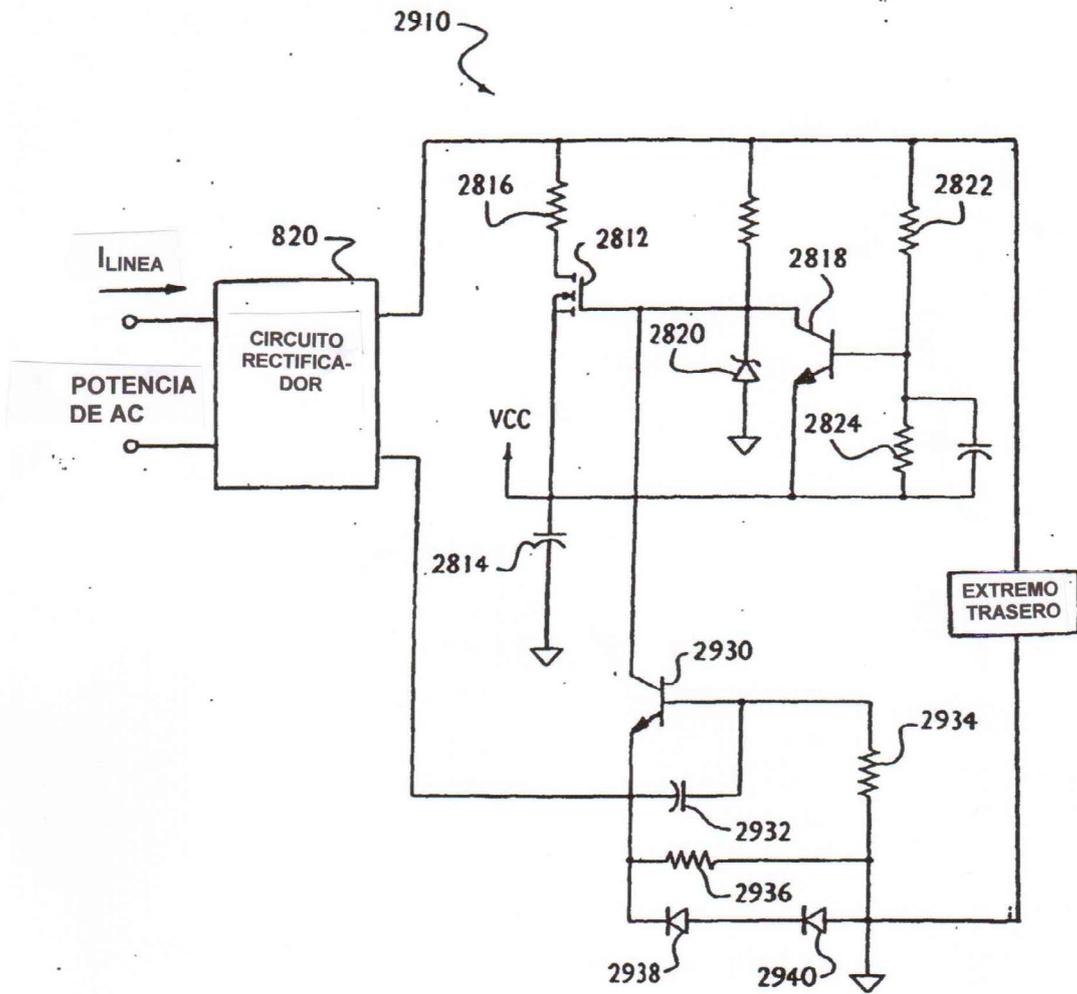


FIG. 30

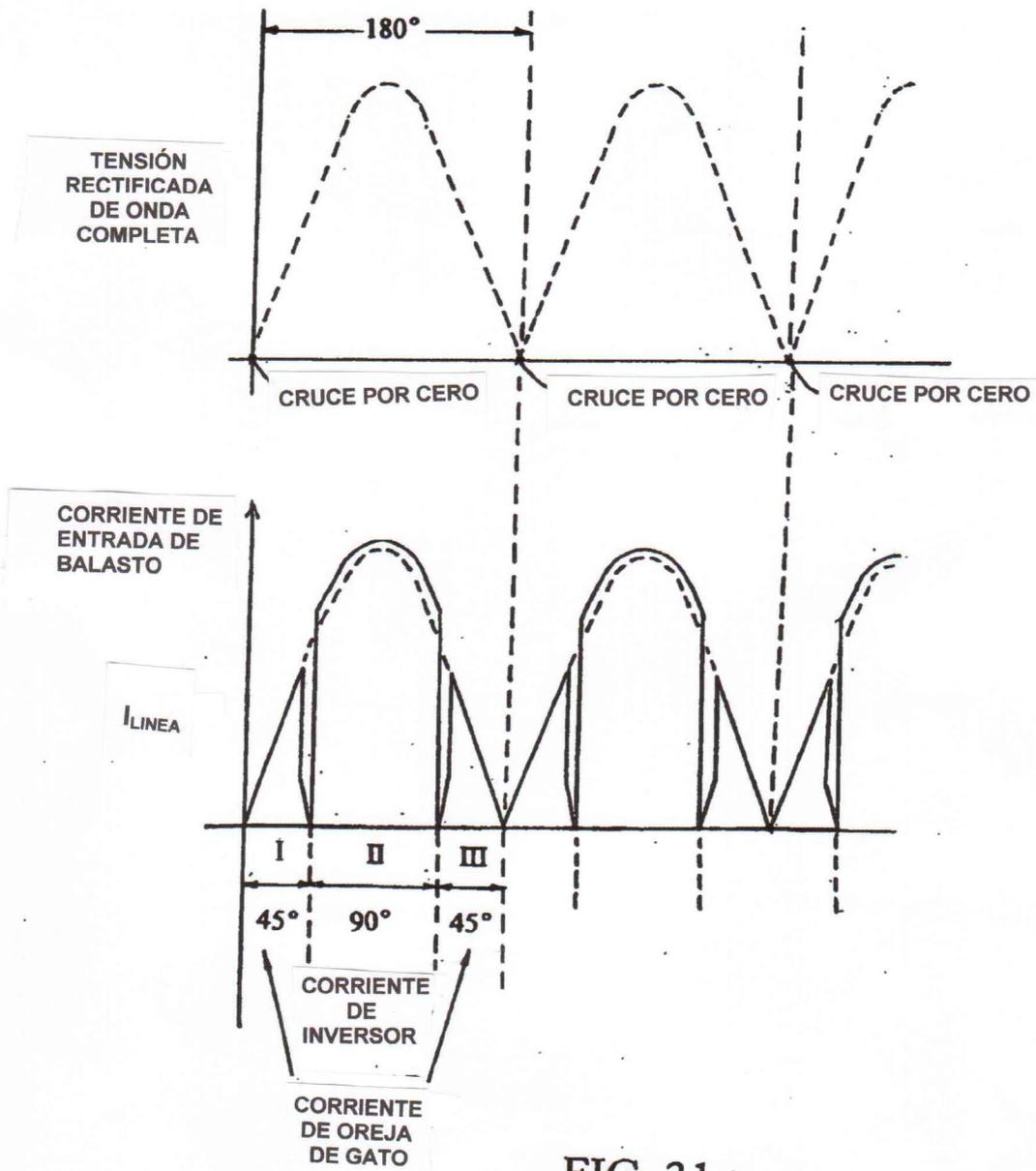


FIG. 31