



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 371 160**

51 Int. Cl.:
H02M 1/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **08172243 .1**

96 Fecha de presentación : **03.07.2002**

97 Número de publicación de la solicitud: **2051365**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **22.04.2009**

54 Título: **Procedimiento electrónico de control.**

30 Prioridad: **06.07.2001 US 303508 P**
10.12.2001 US 13746

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 COMPANY, Inc.**
7200 Suter Road
Coopersburg, Pennsylvania 18036-1299, US

72 Inventor/es: **Newman, Robert, C., Jr.**

74 Agente: **Sáez Herrero, Enrique**

ES 2 371 160 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

Procedimiento electrónico de control.

5 **Campo de la invención**

La presente invención se refiere en general a circuitos y sistemas electrónicos de control y, más particularmente, a circuitos y sistemas de control de la iluminación.

10 **Antecedentes de la invención**

Existen muchas solicitudes en las que es deseable controlar la cantidad de potencia eléctrica media suministrada a una carga. Un ejemplo de dichas solicitudes es el uso de un regulador de iluminación para controlar la potencia de salida de una lámpara. Un regulador actúa normalmente mediante el control de la conducción de corriente a través de la carga. Un dispositivo controlablemente conductor está sincronizado a la tensión de la línea de CA y es controlado para conducir durante un intervalo predeterminado en cada semi-ciclo de tensión de la línea de CA. Es decir, la carga sólo recibe potencia (está activada) para una parte del semi-ciclo de tensión de la línea de CA. Cuanto mayor es el tiempo de conducción, más potencia se suministra a la carga. Siguiendo la misma lógica, cuanto menor es el tiempo de conducción, menos potencia se suministra a la carga.

Existen principalmente dos procedimientos para controlar cargas de CA tales como cargas de iluminación, control de fase directa y control de fase inversa. Un dispositivo controlablemente conductor es un dispositivo cuya conducción puede controlarse mediante una señal externa. Estos incluyen dispositivos tales como transistores de efecto de campo semiconductor de óxido de metal (MOSFET), transistores bipolares de puerta aislada (IGBT), transistores de conexión bipolar (BJT), triacs, rectificadores controlados por silicio (SCRs), relés, conmutadores, tubos de vacío y similares. Estos dos procedimientos de control utilizan los estados conductor y no conductor de un dispositivo controlablemente conductor para controlar la potencia en una carga y sincronizar la conducción y no conducción de los dispositivos controlablemente conductores a los cruces cero de la fuente de tensión de la línea de CA.

Para activar la carga, el procedimiento de control de fase directa, tal como se ilustra en la Figura 13, sincroniza un dispositivo controlablemente conductor a la fuente de la potencia de CA y controla el dispositivo controlablemente conductor para que sea no conductor durante la primera parte de un semi-ciclo de tensión de la línea de CA, controlando acto seguido el dispositivo controlablemente conductor para que sea conductor durante la parte restante del semi-ciclo de tensión de la red de CA. En el procedimiento de control de fase inversa, tal como se ilustra en la Figura 14, los períodos de no conducción y conducción se invierten con relación al tiempo. Es decir, para activar la carga, el dispositivo controlablemente conductor es controlado para que sea conductor durante la primera parte del semi-ciclo de tensión de la línea de CA, seguido por un período de no conducción en el mismo semi-ciclo. El procedimiento de control de fase inversa se utiliza a menudo para la operación de cargas capacitivas tales como transformadores electrónicos.

En los sistemas de control basados en el control de fase directa, el dispositivo controlablemente conductor es a menudo un triac o un SCR. Estos dispositivos pueden controlarse para que sean no conductores o conductores. No obstante, si se controlan para que sean conductores, únicamente pueden hacerse no conductores permitiéndose que la corriente que pasa a través de ellos sea cero. Debido a esta característica, estos tipos de dispositivos controlablemente conductores no se utilizan para sistemas de control basados en el control de fase inversa, donde es necesaria la capacidad de activar y desactivar la conducción.

Los controles electrónicos necesitan recibir un suministro de potencia a fin de activar sus electrónicas asociadas. Además, muchos controles requieren información sobre temporización relacionada con la frecuencia de la línea. Los controles que únicamente poseen dos terminales de potencia tienen uno de estos terminales (el terminal activo) conectado a un hilo activo de una fuente de potencia de CA y el otro terminal (el terminal activo reducido) conectado a un primer terminal de una carga. Los controles con este tipo de conexión se denominan a menudo controles “de dos hilos”. Los controles de dos hilos que están conectados en serie con sus cargas deben cargar sus suministros de potencia y obtener información de la temporización a través de esta carga. La carga puede tener a menudo una amplia gama de impedancia de entrada. Así pues, el funcionamiento del suministro de potencia y el circuito de temporización se ve a menudo comprometido en el esquema de conexión de dos hilos. No obstante, una conexión de dos hilos es necesaria cuando el control está cableado en una solicitud donde no se dispone de un hilo neutro.

Los controles que tienen conexiones al hilo activo, a la carga y al hilo neutro, se denominan a menudo como controles “de tres hilos”. Cuando se dispone de un hilo neutro desde la fuente de potencia de CA para su conexión a un terminal neutro del control, la información sobre la fuente de potencia y el cruce cero se puede obtener independientemente de la carga conectada, mejorándose así el rendimiento. En muchas solicitudes, no está disponible un hilo neutro desde la fuente de potencia de CA. En consecuencia, se necesita un control que pueda actuar correctamente como un control de dos hilos o un control de tres hilos, permitiendo así que el control sea utilizado en una amplia gama de aplicaciones de campo con gran flexibilidad.

La técnica anterior para desarrollar un suministro de potencia de baja tensión no aislada a partir de una fuente de alta tensión, tal como la tensión de línea de CA, utilizaba circuitos tales como un suministro de potencia “cat ear”. Dicho sistema conduciría a o cerca del cruce cero de tensión de línea a fin de recargar un condensador de almacenamiento

de energía. Dichos sistemas actúan normalmente de forma adecuada en la región de alrededor de 1 milisegundo desde el cruce cero de la tensión de línea. El funcionamiento fuera de esta ventana de tiempo puede provocar que se disipe demasiada potencia en el suministro de potencia.

5 El suministro de potencia “cat ear” tiene unos picos relativamente elevados y unas corrientes de entrada media elevadas, en relación con la corriente media suministrada a la carga de CD conectada. Esta corriente de entrada media elevada presenta un problema importante cuando esta tecnología de suministro se utiliza con tipos de carga de tensión electrónica baja (ELV) en los reguladores de control de fase conectados en forma de dos hilos. Se necesita un suministro para la circuitería de control de baja tensión que tenga corrientes de entrada media bajas a través de la carga de
10 alta tensión. Asimismo, los suministros clásicos de potencia de la técnica anterior han sido relativamente ineficientes, de tal modo que necesitan corrientes de entrada media superiores para suministrar los requisitos de potencia de los reguladores clásicos de la técnica anterior.

Otro inconveniente de los suministros de potencia de la técnica anterior para los dispositivos de control de la iluminación es que las pérdidas de potencia en los suministros de potencia aumentan con la cantidad de corriente necesaria que debe ser entregada por el suministro de potencia. La tendencia en los controles modernos de iluminación es la de incorporar más características y funcionalidad. Estas características y funcionalidad requieren siempre incrementar las cantidades de corriente a proporcionar por el suministro de potencia. Así pues, es deseable proporcionar un suministro de potencia para un control de la iluminación capaz de suministrar eficientemente mayores cantidades de corriente de las que están ahora disponibles a partir de los suministros de potencia de la técnica anterior, sin las pérdidas de potencia asociadas a dichos suministros de potencia de la técnica anterior.

Existe una variedad de condiciones de fallo que pueden sufrir los controles de iluminación, incluidas, por ejemplo, las condiciones de sobretensión y sobrecorriente. Las condiciones de sobretensión pueden estar provocadas, por ejemplo, por la activación o desactivación de cargas magnéticas cercanas y conectadas, el acoplamiento capacitivo al hilo en paralelo actúa con cargas transitorias repentinas, descargas de rayos, etc. Las condiciones de sobrecorriente pueden estar provocadas, por ejemplo, por cargas cortocircuitadas, cargas conectadas que superan la velocidad de los controles, condiciones de mal cableado, etc. Los dispositivos semiconductores, tales como los MOSFETs, tienen límites en relación con la cantidad de tensión y corriente que pueden soportar sin fallar. A fin de proteger un control que utiliza estos dispositivos semiconductores contra los fallos, preferentemente estos límites nunca se superan. Una rápida detección de las condiciones de fallo y una pronta reacción frente a las mismas es deseable a fin de proteger los dispositivos.

Por el contrario, durante el funcionamiento normal, las gamas de transición entre los estados conductor y no conductor de estos dispositivos semiconductores son controladas para que sean lentas. Estas gamas lentas de transición se utilizan, por ejemplo, para limitar las formas de onda de tensión y corriente que recibe la carga, para cumplir con los límites de interferencia de radiofrecuencia (RFI) radiada y conducida, o limitar el sonido de la tensión provocado por el cableado de potencia inductiva. No obstante, estas gamas lentas de transición durante el funcionamiento normal son demasiado lentas para la protección adecuada de estos dispositivos semiconductores. Así pues, existe la necesidad de una circuitería de protección que actúe para provocar rápidas gamas de transición en condiciones de fallo, permitiendo al mismo tiempo que estos dispositivos semiconductores actúen con gamas bajas de transición en condiciones normales de funcionamiento.

La patente JP 10295072 describe un convertidor de potencia semiconductor dispuesto para suministrar de forma estable potencia eléctrica al circuito de accionamiento tipo puerta de un elemento de conmutación del tipo de auto-extinción de arco.

Resumen de la invención

Según un aspecto de la presente invención, se proporciona un procedimiento para suministrar potencia a la circuitería de control de un dispositivo de control de potencia en un sistema electrónico de control, incluyendo dicho dispositivo de control de potencia por lo menos un dispositivo controlablemente conductor, comprendiendo el procedimiento: cargar un condensador a través de una carga hasta una alta tensión predeterminada únicamente cuando dicho dispositivo controlablemente conductor se encuentra en estado no conductor, en el que el dispositivo controlablemente conductor es conectable a la carga en el modo de dos hilos de dicho sistema electrónico de control y controla si la carga está siendo o no activada; y extraer corriente de dicho condensador usando un convertidor que tiene una eficiencia predeterminada para suministrar una tensión de suministro de potencia para la activación de dicha circuitería de control tanto cuando la carga está siendo activada como cuando la carga no está siendo activada, en el que el dispositivo controlablemente conductor controla la carga que debe activarse cuando el dispositivo controlablemente conductor está en estado conductor y no debe activarse cuando el dispositivo controlablemente conductor está en estado no conductor.

Breve descripción de los dibujos

En los dibujos:

La Figura 1 es un diagrama de bloques de alto nivel de un ejemplo de sistema de control;

La Figura 2 es un diagrama de bloques de un ejemplo de sistema del control;

ES 2 371 160 T3

La Figura 3 es un diagrama esquemático del circuito de una parte de un ejemplo de sistema de control;

La Figura 4 es un diagrama esquemático del circuito de otra parte de un ejemplo de sistema de control;

5 La Figura 5 es un diagrama esquemático del circuito de otra parte de un ejemplo de sistema de control;

La Figura 6 es un diagrama esquemático del circuito de otra parte de un ejemplo de sistema de control;

La Figura 7 es un diagrama de bloques simplificado de un ejemplo de accionador de transistor;

10 La Figura 8 es un diagrama de bloques simplificado de un ejemplo de detector de cruce cero;

La Figura 9 es un diagrama esquemático simplificado de un ejemplo de circuito de dirección;

15 La Figura 10 es un diagrama esquemático simplificado de un ejemplo del sistema utilizado para eliminar indicación falsa de cruce cero, junto con ejemplos de diagramas de tiempo;

20 La Figura 11 es un diagrama esquemático de circuito del ejemplo de una carga para su uso con la presente invención;

La Figura 12 es un diagrama de bloques de un ejemplo del sistema que comprende un suministro de potencia de baja tensión en paralelo a un dispositivo controlablemente conductor de alta tensión;

25 La Figura 13 es un diagrama que ilustra un ejemplo de una forma de onda de control de fase directa; y

La Figura 14 es un diagrama que ilustra un ejemplo de una forma de onda del control de fase inversa.

Descripción de los ejemplos de realización y mejor modo

30 Un sistema electrónico de control, y en particular un controlador de iluminación, puede determinar automáticamente si operar en modo de dos hilos o de tres hilos (es decir, operar con o sin conexión a un hilo neutro). El controlador detecta si hay una conexión con hilo neutro al sistema electrónico de control, y ajusta su funcionamiento en consecuencia. El sistema electrónico de control selecciona automáticamente y supervisa continuamente el plan de conexión y se utiliza como controlador o regulador de la iluminación; y tiene una más amplia aplicación en otros controles electrónicos.

40 La Figura 1 es un diagrama de bloques de alto nivel de un ejemplo del sistema según la presente invención. Un sistema electrónico de control 100, también denominado aquí controlador de iluminación o regulador, está conectado preferentemente entre una fuente de entrada, tal como una tensión de línea de CA, y un primer terminal de una carga 200, tal como una lámpara de incandescencia o un transformador electrónico de baja tensión (ELV) con una carga de lámpara conectada. Una tensión de línea de CA clásica comprende una fuente de potencia unifásica, de 120 volt y 60 Hz. La línea de CA puede comprender también una fuente de potencia unifásica, de 220 a 240 volt, y 50 Hz, o similar.

45 El sistema electrónico de control 100 comprende un terminal activo, un terminal activo regulado, y un terminal neutro que está opcionalmente conectado al hilo neutro de la línea de CA. El hilo neutro de la línea de CA está también conectado a un segundo terminal de la carga 200.

50 El sistema electrónico de control 100 controla el flujo de corriente a la carga 200 utilizando un control de fase directa o bien un control de fase inversa basado en una selección predeterminada. Para cargas electrónicas de baja tensión, es conveniente funcionar con el control de fase inversa dado que las cargas electrónicas de baja tensión tienen una impedancia de entrada capacitiva. Si se utiliza el control de fase directa para controlar las cargas electrónicas de baja tensión, puede fluir una importante corriente transitoria cuando el dispositivo controlablemente conductor del sistema electrónico de control pasa de un estado no conductor a un estado conductor.

55 El sistema electrónico de control 100 detecta si el hilo neutro está conectado y ajusta su funcionamiento en consecuencia. En particular, tal como se describe con más detalle a continuación, un microprocesador supervisa la salida de un detector, y determina cuál de los modos de dos hilos o de tres hilos debe utilizarse por el sistema electrónico de control para controlar la carga conectada.

60 La Figura 2 es un diagrama de bloques de un ejemplo del sistema electrónico de control 100, y las Figuras 3, 4, 5 y 6 son diagramas esquemáticos de circuito de diferentes partes de un ejemplo de un sistema electrónico de control 100. El sistema electrónico de control 100 comprende un detector de cruce cero 110, un circuito 120 de protección contra la sobretensión, un circuito de protección 130 contra la sobrecorriente, un suministro de potencia 150, un circuito de salida 160, y un microprocesador 190. El terminal activo y el terminal neutro están conectados al detector de cruce cero 110, y el terminal activo regulado están previstos al circuito 120 de protección contra la sobretensión.

65 El suministro de potencia 150 es preferentemente un suministro de potencia conmutador con elevada eficiencia (por ejemplo, una eficiencia superior a un 50% aproximadamente). Más particularmente, con respecto a la Figura 3,

ES 2 371 160 T3

al suministro de potencia 150 se le proporciona suficiente energía tanto en el modo de dos hilos o de tres hilos. Los diodos D1, D2, D60, D61, y los dos diodos de cuerpo de los MOSFETs Q101 y Q102 (en el circuito de salida 160 ilustrado en la Figura 5) forman un puente de onda completa para la corriente de suministro de potencia que fluirá en ambos semi-ciclos de tensión de la línea de CA.

5

En el caso de un sistema electrónico de control con el terminal neutro conectado al hilo neutro de tensión de la línea de CA (modo de tres hilos), el condensador de barra C10 del suministro de potencia 150 se carga extrayendo la corriente de la fuente de potencia de CA a través del hilo activo y el hilo neutro en el semi-ciclo negativo de tensión de la línea de CA y a través del hilo activo y la carga en el semi-ciclo positivo de tensión de la línea de CA. En el caso de modo de dos hilos, el condensador de barra C10 es cargado en ambos semi-ciclos a través de la carga cuando el valor absoluto de la tensión de línea de CA es mayor que la tensión del condensador de barra V_{BUS} y los dispositivos controlablemente conductores son no conductores. El diodo D10 de la Figura 3 impide que el condensador de barra C10 se descargue a través de otra circuitería conectada. El condensador de barra C10 se utiliza como fuente de alta tensión DC para activar un convertidor eficiente de potencia a fin de proporcionar una DC de baja tensión para operar los circuitos de control del sistema electrónico de control.

15

El convertidor eficiente de potencia actúa del modo siguiente, utilizando la topología conocida del convertidor buck. El convertidor eficiente de potencia incluye los componentes principales U10, L10, C13, y un circuito de regulación que incluye componentes principales U11, Z10 y R12. Cuando la tensión a través del condensador C13 está por debajo del umbral de tensión determinado por la combinación de la serie de zener Z10 y la caída de tensión del diodo del optoacoplador U11, la corriente no fluirá a través de dichos componentes, y en consecuencia el transistor optoacoplado del optoacoplador U11 estará apagado. Cuando el transistor está apagado, ninguna corriente puede fluir del pin o terminal activador 4 del controlador U10 (tal como, por ejemplo, un TNY253 IC fabricado por Power Integrations, Inc. San José, California) a su pin de fuente 2, 3, permitiendo así que el controlador U10 empiece a ser conmutado a fin de elevar el nivel de tensión de salida de C13. El controlador U10 se encenderá entonces a su MOSFET interno, permitiendo de ese modo que la corriente fluya desde la descarga hasta la fuente, a través del inductor L10 hasta el interior del condensador de salida C13. La gama de elevación de esta corriente está limitada por la inductancia del inductor L10. Cuando la corriente del MOSFET interno alcanza el umbral fijado internamente del controlador U10, se apaga el MOSFET interno. La corriente continuará fluyendo alrededor del bucle definido por el inductor L10, el condensador C13, y el diodo D11, hasta que la corriente en el inductor llegue a cero. Este ciclo de conmutación se repite a una gama máxima de 44 kHz tal como establece el controlador U10, hasta que la tensión a través del condensador C13 supera el umbral de tensión determinado por la combinación en serie de zener Z10 y la caída del diodo LED del optoacoplador U11. Cuando se supera este umbral de tensión, la corriente comenzará a fluir a través de estos componentes, encendiendo de ese modo el transistor optoacoplado del optoacoplador U11. Cuando se enciende este transistor, el pin activador 4 del controlador U10 se conecta en consecuencia al pin de fuente 3, y de acuerdo con el funcionamiento del controlador U10, se termina la conmutación. Además, el pin activador 4 puede ser utilizado para seleccionar un modo de activación o no activación del suministro de potencia. Este pin puede utilizarse para limitar el funcionamiento del suministro de potencia a tiempos seleccionados del semi-ciclo de tensión de la línea de CA. Dado que los suministros de potencia del modo de conmutación generan ruido eléctrico, es conveniente limitar el funcionamiento del suministro de potencia a tiempos en que no están funcionando otros circuitos sensibles al ruido.

40

En anteriores sistemas electrónicos de control que incluyen un suministro de potencia que utiliza un convertidor de conmutación de alta frecuencia, el suministro de potencia está conectado para extraer corriente directamente desde una fuente de baja impedancia tal como una tensión de línea de CA. En un aparato, el suministro de potencia, que utiliza un convertidor de conmutación de alta frecuencia, extrae corriente a través de la carga que puede tener normalmente una alta impedancia.

45

Es conveniente proporcionar un circuito 120 de protección contra la sobretensión y un circuito 130 de protección contra la sobrecorriente que detectarán y reaccionarán a una condición de sobretensión o de sobrecorriente a través de un dispositivo controlablemente conductor en un sistema electrónico de control para proteger de daños al sistema electrónico de control.

50

En la Figura 4 se ilustran detalles de circuito de un ejemplo del circuito 120 de protección contra la sobretensión y un ejemplo del circuito 130 de protección contra la sobrecorriente. En el arranque, una tensión de referencia V_{REF} para los comparadores U110:A, U110:B se deriva desde el raíl de accionamiento, V_c , del MOSFET 8V, a través del resistor R114 de limitación de corriente, de un zener de regulación de tensión Z111, y de un condensador de desacoplamiento del ruido C111. Es conveniente activar los comparadores en IC U110 con 8 V, en lugar de con 5 V, para permitir el uso de un zener de codo agudo y 5,6 V como tensión de referencia con la que se comparan los circuitos de detección. Una referencia bien regulada de tensión ajusta la ventana de tolerancia en los circuitos de detección.

60

La Figura 7 contiene un diagrama de bloques simplificado de un ejemplo de circuito de salida. En la Figura 5 se ilustran los detalles de un ejemplo del circuito de salida 160. Es bien conocido que la gama de transición entre los estados de conducción de un MOSFET puede ser controlada seleccionando la impedancia del circuito de accionamiento. Cuanto mayor es la impedancia, más lenta es la gama de transición. Los transistores de salida Q101 y Q102 son accionados a través de la vía de alta impedancia 165, durante el funcionamiento normal, y a través de la vía de baja impedancia 162 (Figura 4) durante una condición de fallo. El microprocesador 190 está conectado a la vía de alta impedancia 165 y los circuitos de protección 120, 130. Los circuitos de protección 120, 130 están también conectados a la vía de baja impedancia 162. Cuando los circuitos de protección 120, 130 detectan un fallo, se activa la vía de

65

ES 2 371 160 T3

baja impedancia 162. La vía de baja impedancia 162 está activa únicamente cuando se detecta un fallo. La vía de fallo supera la vía normal proporcionada por la vía de alta impedancia 165.

En el funcionamiento normal, se utiliza la vía de alta impedancia 165. Los transistores Q101 y Q102 son encendidos a través de los resistores R103 y R104, y son apagados a través del resistor R104. Durante el funcionamiento normal, el control de transistor es proporcionado por dos puertos de microprocesador, el Accionamiento de Puerta y el Complemento del Accionamiento de Puerta (ilustrados en la Figura 6). Para encender los MOSFETs Q101 y Q102, el Accionamiento de Puerta es activado en alto, encendiendo así el transistor Q100:B (ilustrado en la Figura 5), y encendiendo de ese modo el transistor Q100:A, que aplica 8 V a las puertas de los MOSFETs Q101 y Q102 a través de una resistencia establecida por la combinación en serie de los resistores R103 y R104. Cuando el Accionamiento de Puerta está en alto, el Complemento del Accionamiento de Puerta se encuentra bajo, con lo que se apaga el transistor Q123:B, y se abre así la vía de corriente de 8 V al común del circuito.

Para apagar los MOSFETs Q101 y Q102, el Accionamiento de Puerta se lleva a la posición baja, con lo que se apaga el transistor Q100:B, con lo que se apaga el transistor Q100:A, abriendo la vía de corriente del raíl de 8 V a las puertas de los MOSFETs Q101 y Q102. El Complemento de Accionamiento de Puerta se activa a la posición alta, encendiendo el transistor Q123:B, y descargando así las puertas de los MOSFETs Q101 y Q102 a través del resistor R104.

Los MOSFETs Q101 y Q102 son activados a través de la vía de alta impedancia para reducir las emisiones de RFI durante la operación normal. Durante una condición de fallo, los MOSFETs Q101 y Q102 son activados a través de la vía de baja impedancia para cerrarlos rápidamente.

Durante el funcionamiento normal, la tensión en el terminal de entrada de inversión del comparador U110:A (el comparador del circuito de protección contra la sobre-tensión (OVP)) es menor que la tensión de referencia de 5,6 V, de modo que la salida de este comparador U110:A es de alta impedancia. Esta alta impedancia mantendrá el transistor Q111:A apagado y los MOSFETs Q101 y Q102 no se ven afectados. El puerto OVP_RESET del microprocesador (ilustrado en la Figura 6) está en bajo siempre que los MOSFETs Q101 y Q102 están apagados, apagando así el transistor Q111:B y habilitando el detector.

Además, la tensión de referencia en el terminal de inversión del comparador U110:B (el comparador del circuito de protección contra la sobrecorriente (OCP)) es menor que los 8 V en la terminal de no-inversión, de modo que la salida de este comparador U110:B es de alta impedancia y los MOSFETs Q101 y Q102 no se ven afectados. Los diodos DN111:1 y DN120:1 proporcionan aislamiento entre los MOSFETs Q101 y Q102 y la circuitería de protección 120, 130.

Durante una condición de fallo por sobretensión, a medida que se eleva la tensión en los MOSFETs Q101 y Q102, lo hace también la tensión dividida en el nodo común de los resistores R110 y R111. Cuando la tensión de este nodo, que está también conectado al terminal de inversión del comparador U110:A, supera la tensión de referencia V_{REF} , la salida del comparador U110:A se colocará en posición baja, encendiendo de ese modo el transistor Q111:A, aplicando así tensión de accionamiento a las puertas de los MOSFETs Q101 y Q102 a través de una vía de baja impedancia fijada por el resistor R129. La vía de baja impedancia permite que los MOSFETs Q101 y Q102 se enciendan en una velocidad o gama superior a la del modo normal de funcionamiento. Dado que los transitorios de tensión pueden ser del orden de varios miles de voltios, la tensión de entrada al comparador OVP es bloqueada con seguridad por el diodo DN110:1 hasta un máximo de aproximadamente 8,6 V.

El circuito 120 del OVP queda enganchado, incluso después de que se ha arreglado la condición de fallo, gracias a la acción de realimentación del diodo DN111:2. Esta realimentación mantiene la tensión del terminal de inversión del comparador U110:A por encima de la tensión de referencia V_{REF} , manteniendo de ese modo encendido el transistor Q111:A.

El enganche OVP se elimina colocándose brevemente en alto el puerto OVP_RESET del microprocesador, encendiendo así el transistor Q111:B y activando el pin 2 del comparador U110:A por debajo de la tensión de referencia V_{REF} , accionándose así la salida del comparador U110:A a una alta impedancia.

A fin de impedir que se produzca una condición oscilatoria entre la protección contra sobretensiones y la protección contra sobrecorrientes cuando se dispara un circuito de protección, se bloquea el otro circuito de protección. Cuando se activa el circuito 120 de protección contra la sobretensión, el circuito 130 de protección contra la sobrecorriente se desactiva a través del diodo DN120. Cuando se activa el circuito 120 de protección contra la sobretensión el ánodo de DN120 estará en aproximadamente 7,4 V, y esto mantendrá el terminal de no inversión del comparador U110:B de protección contra la sobrecorriente lo suficientemente por encima de la tensión de referencia V_{REF} , incluso si el circuito 130 de protección contra la sobrecorriente intenta atraer el terminal de no inversión a la posición baja. Esto efectivamente desactiva el comparador U110:B de protección contra la sobrecorriente.

Durante una condición de fallo por sobrecorriente, a medida que aumenta la corriente a través de los MOSFETs, aumenta la tensión a través del resistor R109 (en el circuito de salida 160). A medida que la tensión se acerca a 0,6 V, el transistor Q120:A o Q120:B comenzará a encenderse dependiendo de la dirección del flujo de la corriente. El encendido de los transistores Q120:A, Q120:B atraerá el terminal de no inversión del comparador U110:B por debajo

ES 2 371 160 T3

de la tensión de referencia V_{REF} , cambiando así la salida del comparador a bajo. Esta salida baja apaga rápidamente los MOSFETs Q101 y Q102 a través del diodo DN120:1 y el resistor R128. Los resistores R124 y R121 y los condensadores C120, C121 y C122 proporcionan la filtración del ruido.

- 5 El circuito 130 de protección contra la sobrecorriente permanece enganchado, incluso después de que ha finalizado la condición de fallo, gracias a la acción de realimentación del diodo DN120:2. Esta realimentación mantiene el terminal de no inversión del comparador U110:B por debajo de la tensión de referencia V_{REF} , manteniendo por tanto la salida en bajo. El circuito de protección contra la sobrecorriente se repone cuando se eleva el Complemento de Accionamiento de Puerta, encendiendo el transistor Q123:B (en el circuito de salida 160), que entonces enciende el transistor Q123:A, accionando de ese modo el terminal de no inversión del comparador U110:B a 8 V y eliminándose el enganche.

- 10 Cuando se activa el circuito 130 de protección contra la sobrecorriente, se desactiva el circuito 120 de protección contra la sobretensión a través del diodo DN110. Cuando baja la salida del comparador U110:B de protección contra la sobrecorriente, el terminal de inversión del comparador U110:A de protección contra la sobretensión es atraído a aproximadamente 0,8 V, impidiendo así que se active el circuito de protección contra la sobretensión.

- Los comparadores de tensión U110:A y U110:B proporcionan precisión y una rápida velocidad de reacción y trabajan bien en una amplia gama de temperaturas. Cada comparador tiene un tiempo de respuesta especificado de aproximadamente 1,5 μ seg con un máximo de unos 5 mV. La tensión de desviación de entrada tiene un valor típico, especificado de aproximadamente 2,0 mV a 25°C. El tiempo de respuesta de entrada a salida de los comparadores con entradas alimentadas a los raíles es de aproximadamente 90 nanosegundos. En el circuito 130 de protección contra la sobrecorriente, el tiempo desde el cruce V_{REF} de entrada al punto de apagado al 90% del MOSFET fue medido, siendo de aproximadamente 3,5 μ seg. En el circuito 120 de protección contra la sobretensión, el tiempo desde el cruce V_{REF} de entrada al punto de encendido al 90% del MOSFET fue medido, siendo de aproximadamente 2,0 μ seg.

- La Figura 8 es un diagrama de bloques simplificado de un ejemplo de detector 110 de cruce cero. El detector 110 del cruce cero comprende un detector 112 de cruce cero en activo que proporciona una señal de detección de cruce cero en activo y un detector 115 de cruce cero neutro que proporciona una señal de detección de cruce cero neutro cuando el terminal neutro está conectado a un hilo neutro. El microprocesador 190 supervisa la salida de los detectores 112 y 115. Si el microprocesador 190 detecta una señal de detección del cruce cero neutro, se determina que la conexión es una conexión de tres hilos y se activa el modo de tres hilos, en el que la señal de detección del cruce cero neutro desde el detector neutro 115 se utiliza para la temporización. En caso contrario, se determina que la conexión es una conexión de dos hilos y se activa el modo de dos hilos en el que la señal de detección de cruce cero en activo desde el detector en activo 112 se utiliza para la temporización.

- Con respecto al detector 110 de cruce cero, un ejemplo del cual se ilustra con más detalle en la Figura 3, la generación de la señal de detección de cruce cero en activo, que se utiliza en el modo de dos hilos, se realiza a través del detector 112 de cruce cero en activo que está conectado entre el terminal en activo y el común del circuito. El común del circuito está conectado al terminal en activo amortiguado a través del diodo del cuerpo de MOSFET Q102 y está conectado al terminal en activo del diodo del cuerpo de MOSFET Q101. El común del circuito tendrá la misma potencia que el terminal en activo amortiguado durante el semi-ciclo positivo de tensión de la línea de CA y tendrá la misma potencia que el terminal en activo durante el semi-ciclo negativo de tensión de la línea de CA. Los resistores R63 y R64 dividen la tensión entre activo y común del circuito. Cuando esta tensión dividida llega a aproximadamente 0,6 V, el transistor Q60:Q se encenderá, atrayendo así el puerto del microprocesador en posición normalmente lógica en alto, HOT_ZC (ilustrado en la Figura 6), al común del circuito. El microprocesador detecta esta transición y adquiere por tanto la información de temporización de cruce cero. En el detector 112, el condensador C61 es un condensador de desconexión del ruido.

- 50 Cuando el terminal neutro del sistema electrónico de control está conectado al hilo neutro, es conveniente obtener información de temporización del cruce cero desde el detector del cruce cero neutro que está conectado entre el terminal neutro y el terminal activo. La obtención de información de temporización del cruce cero de este modo es independiente de la carga conectada y no está sujeta a variaciones en la carga que pueden provocar cambios en el tiempo del cruce cero, particularmente en los casos de cargas magnéticas o capacitivas. Además, la información de cruce cero puede obtenerse incluso cuando el sistema electrónico de control está aplicando plena potencia de línea a la carga. Cuando se está suministrando plena potencia a la carga 200, el detector de cruce cero activo 112 no produce una señal dado que el terminal activo y el terminal activo amortiguado están a prácticamente el mismo potencial y, así pues, no existe prácticamente tensión alguna entre el terminal activo y el común del circuito.

- 60 El detector de cruce cero neutro 115 crea transiciones del mismo modo que el detector de cruce cero activo 112, pero las señales de salida están conectadas al puerto del microprocesador NEUT_ZC. El detector de cruce cero neutro 115 emplea dos diodos que no emplea el detector de cruce cero activo 112: el diodo D60 protege la unión del emisor de base del transistor Q60:B para que no supere su tensión nominal inversa, bloqueando el flujo de corriente cuando el común del circuito está al mismo potencial que el terminal activo; y el diodo D61 bloquea el flujo de corriente del terminal activo, que dispararía indeseablemente el detector de cruce cero neutro 115 en el semi-ciclo positivo, cuando los MOSFETs Q101 y Q102 son no-conductivos. El microprocesador 190 puede ser cualquier tipo de microprocesador, por ejemplo, el Motorola MC68HC908AB32, tal como se ilustra en la Figura 6.

El detector de cruce cero descrito anteriormente proporciona información sobre temporización de cruce cero, así como información sobre conexión de hilo neutro al microprocesador. Podría proporcionarse un detector de conexión de hilo neutro separado, que está separado del detector de cruce cero descrito anteriormente. La función principal de un detector de conexión de hilo neutro es la de indicar la presencia de una conexión de hilo neutro. El detector de conexión de hilo neutro puede proporcionar información al microprocesador en cuanto a si debe utilizarse el modo de dos hilos o el modo de tres hilos. Pueden utilizarse otros tipos de detectores de conexión de hilo neutro, tales como detectores mecánicos, en los que un sensor mecánico detecta la presencia de un hilo neutro y proporciona información al microprocesador en cuanto al estado de la conexión del hilo neutro. Podría utilizarse también un conmutador manual, o conjunto de conmutadores, por ejemplo un conmutador DIP, para indicar manualmente la presencia de una conexión de hilo neutro.

La Figura 9 es un diagrama esquemático simplificado de un ejemplo del circuito de dirección que carga el condensador de barra C10 a través del terminal neutro cuando un hilo neutro está conectado (por ejemplo en modo de tres hilos). El condensador C10 puede cargarse a través de múltiples vías, desde el terminal activo, terminal neutro o terminal activo amortiguado. El condensador C10 se carga desde el terminal activo a través del diodo D2, desde el terminal neutro a través de los diodos 60, 61, y a través del terminal activo amortiguado a través del diodo D1.

Los sistemas electrónicos clásicos de control de dos hilos de la técnica anterior controlan la potencia suministrada a una carga haciendo que los dispositivos controlablemente conductores sean conductores durante una única parte seleccionada de cada semi-ciclo de tensión de línea CA. Antes del momento de un cruce cero previsto de la tensión de línea CA, se activa la circuitería que abre una ventana de detección para recibir una señal de cruce cero. Cuando se recibe la señal de cruce cero, el sistema electrónico de control se sincroniza con la tensión de línea CA y de ese modo se sincroniza la conducción del dispositivo controlablemente conductor con la señal recibida de cruce cero.

Para un sistema electrónico de control que opera en el modo de dos hilos, esta técnica de control funciona bien cuando la impedancia de carga es principalmente resistiva. Cuando esta técnica se utiliza con cargas electrónicas de iluminación de baja tensión aparece un problema debido a la compleja impedancia de entrada del transformador electrónico de baja tensión. Los transformadores electrónicos clásicos de baja tensión funcionan recortando la tensión aplicada a sus terminales de entrada a una elevada frecuencia y disminuyendo la tensión recortada a través de un transformador de alta frecuencia. La circuitería para efectuar esta acción de recorte actúa de diferentes modos dependiendo de la tensión de entrada al transformador electrónico. Cuando la tensión de entrada es baja, normalmente menos de aproximadamente 60 voltios, el circuito recortador no está funcionando y la impedancia de entrada del transformador es muy elevada y el condensador de entrada del transformador electrónico mantiene el valor real de la tensión en el transformador cuando cesa la acción de recorte. Cuando la tensión de la línea alcanza aproximadamente 60 voltios, comienza a funcionar el circuito recortador y la impedancia de entrada cae esencialmente a la impedancia presentada por la carga de la lámpara conectada. Además, durante el período en que el recortador no está funcionando, el condensador de entrada puede cargarse a través de cualquier vía de dispersión a través del sistema electrónico de control. Dado que las corrientes de dispersión son variables y se basan en múltiples parámetros, la carga del condensador de entrada del transformador electrónico es muy variable. Esto se traduce en que se presente una tensión variable en el condensador de entrada del transformador electrónico de baja tensión en el inicio de un semi-ciclo de tensión de línea CA, provocando efectivamente una variación de las condiciones iniciales para el funcionamiento del transformador electrónico de baja tensión en una base semi-ciclo a semi-ciclo. Esta variación interactúa con la circuitería de detección de cruce cero de un sistema electrónico clásico de control, con control de fase de dos hilos, tal como el de un controlador de la iluminación, a fin de provocar una inestabilidad en la señal de cruce cero. Esta inestabilidad en la señal de cruce cero introduce una inestabilidad en el tiempo de conducción de los dispositivos controlablemente conductores y, en consecuencia, un efecto de parpadeo en la carga de la lámpara conectada.

A fin de estabilizar la señal de cruce cero disponible en un modo de dos hilos para un sistema electrónico de control que opera un transformador electrónico de baja tensión, es necesario estabilizar la condición inicial de tensión del condensador de entrada del transformador electrónico de baja tensión cerca del cruce cero de un semi-ciclo de tensión de la línea de CA. Se ha comprobado que esto puede hacerse permitiendo que se produzca un breve período de conducción cerca del momento del cruce cero del semi-ciclo de tensión de la línea de CA. En una realización, el dispositivo controlablemente conductor del sistema electrónico de control es regulado para ser conductivo durante aproximadamente 200 microsegundos en un momento alrededor de 1 milisegundo antes del cruce cero de la tensión de la línea de CA. Este breve periodo de conducción cuando la tensión de la línea de CA es muy baja en valor absoluto repone efectivamente el condensador de entrada del transformador electrónico de baja tensión a una condición inicial consistente y, en consecuencia, estabiliza la señal de cruce cero que se recibe en el sistema electrónico de control.

La Figura 10 es un diagrama de bloques simplificado de un ejemplo del circuito utilizado para eliminar la inestabilidad de la señal de cruce cero, junto con un ejemplo de los diagramas de temporización.

Para un funcionamiento de dos hilos, los transistores Q101 y Q102 del circuito de salida 160 se controlan para ser conductivos durante un periodo de tiempo predeterminado en un punto preestablecido en tiempo de cada semi-ciclo de tensión de la línea de CA, antes del momento en que el microprocesador abre una ventana de detección del cruce cero. Para un funcionamiento de tres hilos, los transistores Q101 y Q102 continúan preferentemente conductivos durante el momento del cruce cero de la tensión de línea de CA.

La carga 200 (tal como un transformador electrónico de baja tensión ilustrado en forma de circuito esquemático en la Figura 11), es conectada al sistema electrónico de control 100. La carga 200 comprende condensadores C1, C2 que se cargan, y la tensión en estos condensadores afecta al funcionamiento del transformador electrónico de baja tensión y de la señal de cruce cero recibida por el sistema electrónico de control 100. En el modo de dos hilos, el cruce cero de tensión de la red de CA es detectado midiendo la caída de tensión a través del regulador (V_{DIMMER}) desde el terminal activo al terminal activo atenuado o regulado. No obstante, cuando los MOSFETs Q101, Q102 son no-conductivos, tal como durante el momento anterior a un cruce cero de tensión de línea de CA, la caída de tensión a través del regulador o atenuador es igual a la tensión de línea de CA (V_{LINE}) menos la caída de tensión a través de la carga 200 (V_{LOAD}). Debido a la corriente de dispersión a través del atenuador o regulador, el condensador C2 puede cargarse en relación con cierta interrupción de la tensión provocada por el diac en la carga 200. Esto hace que la tensión del atenuador o regulador V_{DIMMER} sea más baja de lo que sería de otro modo. Indeseablemente, la tensión de carga V_{LOAD} puede no ser consistente desde una ventana de detección de cruce cero a la siguiente, haciendo así que la tensión de atenuador o regulador V_{DIMMER} sea inconsistente desde una ventana de detección a la siguiente. Este problema puede manifestarse a los usuarios como un molesto parpadeo de la luz, especialmente en los extremos más bajos, cuando la lámpara está atenuada o regulada.

En consecuencia, como se ha visto anteriormente, para eliminar este problema en el modo de dos hilos, los transistores Q101 y Q102 son controlados para que sean conductivos (activación de la puerta del FET en alto) durante un período de tiempo predeterminado (por ejemplo, al menos unos 200 μseg , y más preferentemente de 250 a 300 μseg) y después controlados para ser no-conductivos antes del inicio de la siguiente ventana de detección de cruce cero. Los transistores Q101 y Q102 son controlados para ser conductivos a una tensión de línea suficiente para desactivar el diac en la carga 200. Los transistores Q101 y Q102 son controlados para ser no-conductivos antes del inicio de la ventana de detección de cruce cero. Después de que los transistores Q101 y Q102 sean controlados para ser no-conductivos, el microprocesador 190 abre o inicia una ventana de detección de cruce cero y empieza a supervisar el detector del cruce cero 110 para la señal de cruce cero. Preferentemente, la ventana de detección de cruce cero se abre cerca de 1 milisegundo antes de cuando se espera la señal de cruce cero y se cierra cerca de 2 milisegundos después de que se abra.

La duración mínima durante la cual los MOSFETs Q101, Q102 son controlados para ser conductivos a efectos de eliminar la inestabilidad de la señal de cruce cero es determinada por el efecto deseado en un conjunto objetivo del transformadores electrónicos para su uso con el sistema electrónico de control 100. Es decir, los MOSFETs deben estar encendidos durante un período suficiente de tiempo, a un nivel de tensión de línea suficientemente elevado, de modo que los circuitos de control del conjunto objeto de transformadores electrónicos pase a conducción, provocando así que la tensión a través de la carga sea devuelta a un valor consistente desde una ventana de detección de cruce cero a la siguiente. La duración máxima durante la cual los MOSFETs Q101, Q102 son controlados para ser conductivos a efectos de eliminar la inestabilidad de la señal de cruce cero se determina mediante muchos factores, tales como el efecto sobre la salida de luz visible de cualquier lámpara accionada por el transformador electrónico de baja tensión, y la conmutación y pérdidas de conducción en los MOSFETs. Por ejemplo, cuando más tiempo se permite que los MOSFETs continúen en conducción, más probable es que la corriente pueda fluir a través de la carga o que la salida de luz pueda aumentar por encima de un nivel deseado.

El microprocesador 190 supervisa la frecuencia de la línea y determina cuándo se abrirá la siguiente ventana de detección de cruce cero. Preferentemente, la ventana de detección de cruce cero se abrirá en un momento anterior al siguiente cruce cero previsto de la tensión de la línea de CA que es aproximadamente un 10% del período medido del semi-ciclo de tensión de línea de CA. La estabilización ventajosa de la señal de cruce cero descrita anteriormente puede también mejorar el funcionamiento del sistema electrónico de control que opera en modo de tres hilos, eliminando los efectos de cualesquiera corrientes de fuga del sistema electrónico de control que fluyen a través del transformador electrónico de baja tensión y que pueden afectar negativamente a los circuitos de control del sistema electrónico de control. Además, dado que en el funcionamiento en modo de tres hilos de un sistema electrónico de control, la señal de cruce cero es derivada del terminal activo y del terminal neutro, los dispositivos controlablemente conductores pueden continuar siendo conductores durante el tiempo del cruce cero de la tensión de línea de CA mientras se obtienen los efectos ventajosos arriba mencionados de estabilización de cruce cero.

Así pues, tanto para implementaciones de dos y tres hilos, preferentemente, la referencia de cruce cero se repone de manera independiente de la carga. Esto proporciona una referencia de cruce cero clara y consistente.

La Figura 12 es un diagrama esquemático simplificado de un ejemplo del suministro de potencia de conmutación de alta frecuencia en paralelo con los dispositivos controlablemente conductores Q101, Q102. El suministro de potencia 150 extrae una corriente baja a través de la carga de alta tensión 200 mediante el uso de un convertidor de conmutación para convertir eficientemente la alta tensión a través de los dispositivos controlablemente conductores Q101, Q102 a una tensión de suministro de baja tensión. La presente realización comprende la combinación de un convertidor de conmutación conectado en paralelo con un par de dispositivos controlablemente conductores de alta tensión. Los MOSFETs Q101, Q102 de la Figura 12 representan los dispositivos controlablemente conductores de alta tensión. Las puertas de estos dispositivos Q101, Q102 son accionadas por circuitería de control activada por el suministro de potencia de baja tensión 150. En este caso, este sistema combinado controla uno o más de los transformadores electrónicos de baja tensión (carga 200).

Para describir con más detalle algunos aspectos de la invención, un suministro de tensión de regulador de tipo "cat ear" lineal clásico, utilizado para reguladores de modo de dos hilos de la técnica anterior tiene normalmente una

eficiencia del 10% en la conversión de potencia de una fuente de alta tensión a una carga de baja tensión (es decir, circuitería de control), mientras que el suministro de potencia de la invención tiene una eficiencia de aproximadamente el 75%. Para el sistema electrónico de control que requiere del orden de aproximadamente 50 a 100 mW de potencia para activar sus circuitos de control, alrededor de 0,5 a 1 vatios de potencia se disiparía en el suministro de potencia. En general, esto no ha sido un problema importante. No obstante, a la baja eficiencia del suministro de potencia de tipo “cat ear” van asociadas altas corrientes de pico y entrada media en el suministro de potencia para una determinada corriente de salida media. En general, la corriente de pico de un suministro de potencia de tipo “cat ear” es al menos 10 veces la corriente de salida media. En el caso de reguladores o atenuadores en modo de dos hilos, la corriente de pico extraída por un suministro de potencia de tipo “cat ear” a través de la carga conectada puede hacer que la carga produzca un ruido audible, particularmente en estado apagado, cuando se espera que la carga no tenga una corriente significativa fluyendo a través de la misma. La elevada corriente media del suministro de potencia de tipo “cat ear”, cuando se dirige a través de un transformador electrónico de baja tensión, puede provocar un parpadeo debido a variaciones en la señal de cruce cero tal como se ha descrito anteriormente. Además, a medida que aumenta la diferencia entre la tensión de entrada y la tensión de salida, se deteriora la eficiencia del suministro de potencia de tipo “cat ear”. En consecuencia, la activación del suministro de potencia tipo “cat ear” más allá de aproximadamente el primer 1 milisegundo de la tensión de línea de CA después de un cruce cero es una limitación fundamental. Este límite de tiempo de conducción disponible para el suministro de potencia de tipo “cat ear” provoca en consecuencia que la corriente de pico de entrada se eleve significativamente si se requiere una pequeña corriente de salida media adicional.

En contraste con los inconvenientes del suministro de potencia de la técnica anterior, el suministro de potencia de la invención tiene muchas ventajas. La eficiencia del suministro de potencia es preferentemente de aproximadamente el 75%. En consecuencia, para una necesidad de potencia dada del suministro de potencia, las corrientes de entrada media y de pico del suministro de potencia de la invención serán significativamente menores que las del suministro de potencia de la técnica anterior (por ejemplo, el suministro de potencia de tipo “cat ear”). Estas corrientes de entrada inferiores son especialmente ventajosas cuando alimentan cargas del tipo de transformador electrónico de baja tensión. En efecto, incluso un suministro de potencia con una eficiencia de aproximadamente un 50% representa una mejora significativa. Además, la eficiencia es razonablemente independiente de la diferencia entre la tensión de entrada y salida del suministro de potencia. Así pues, el suministro de potencia de la invención no se limita a la operación alrededor del tiempo del cruce cero de la tensión de línea de CA como en el caso del de tipo “cat ear” de la técnica anterior. En efecto, una de las ventajas del suministro de potencia de la invención es la capacidad de extraer corriente de entrada durante el semi-ciclo de tensión de línea de CA.

El suministro de potencia de la invención utiliza preferentemente una configuración de convertidor de tipo buck para efectuar la reducción de la tensión. Para alguien entendido en la técnica será evidente que pueden emplearse otros reguladores eficientes de conmutación de alta frecuencia. Otra de dichas configuraciones es la del convertidor de retorno.

La invención puede realizarse en forma de un software informático adecuado, o en forma de un hardware adecuado o en una combinación adecuada de hardware y software.

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento para suministrar potencia a una circuitería de control (190), de un dispositivo de control de potencia (160) en un sistema electrónico de control (100), incluyendo el dispositivo de control de potencia (160) por lo menos un dispositivo controlablemente conductor, (Q101, Q102), comprendiendo el procedimiento:

cargar un condensador (C10) a través de una carga (200) hasta una alta tensión predeterminada únicamente cuando dicho dispositivo controlablemente conductor (Q101, Q102) se encuentra en estado no-conductor, en el que el dispositivo controlablemente conductor (Q101, Q102) es conectable a la carga (200) en un modo de dos hilos de dicho sistema electrónico de control (100) y controla si la carga (200) está siendo o no activada; y

extraer corriente de dicho condensador (C10) usando un convertidor (U10, L10, C13; U11, Z10, R12), que tiene una eficiencia predeterminada para suministrar una tensión de suministro de potencia (TP11) para la activación de dicha circuitería de control (190) tanto cuando la carga (200) está siendo activada, como cuando la carga (200) no está siendo activada,

en el que el dispositivo controlablemente conductor (Q101, Q102) controla la carga (200) que debe activarse cuando el dispositivo controlablemente conductor (Q101, Q102) está en estado no conductor y que no debe activarse cuando el dispositivo controlablemente conductor (Q101, Q102) está en el estado no-conductor.

2. Un procedimiento, según la reivindicación 1, en el que dicho convertidor (U10, L10, C13; U11, Z10, R12) es un convertidor del tipo conmutador.

3. Un procedimiento, según la reivindicación 1, en el que dicho convertidor (U10, L10, C13; U11, Z10, R12) es un convertidor del tipo de retorno.

4. Un procedimiento, según la reivindicación 1, en el que dicho convertidor (U10, L10, C13; U11, Z10, R12) tiene una eficiencia aproximada de por lo menos un 50%.

5. Un procedimiento, según la reivindicación 1, en el que dicho convertidor (U10, L10, C13; U11, Z10, R12) es un convertidor tipo buck.

6. Un procedimiento, según la reivindicación 1, en el que dicho convertidor (U10, L10, C13; U11, Z10, R12) tiene una eficiencia de por lo menos un 75%.

7. Un procedimiento, según la reivindicación 1, en el que el convertidor (U10, L10, C13; U11, Z10, R12) tiene una eficiencia que es independiente de la diferencia entre la tensión de entrada y de salida del convertidor de potencia (U10, L10, C13; U11, Z10, R12) cuando el dispositivo controlablemente conductor (Q101, Q102) se encuentra en estado no conductor.

8. Un procedimiento, según la reivindicación 1, en el que el condensador (10) es cargado a través de la carga (200) mientras dura un semi-ciclo de tensión de la línea de CA.

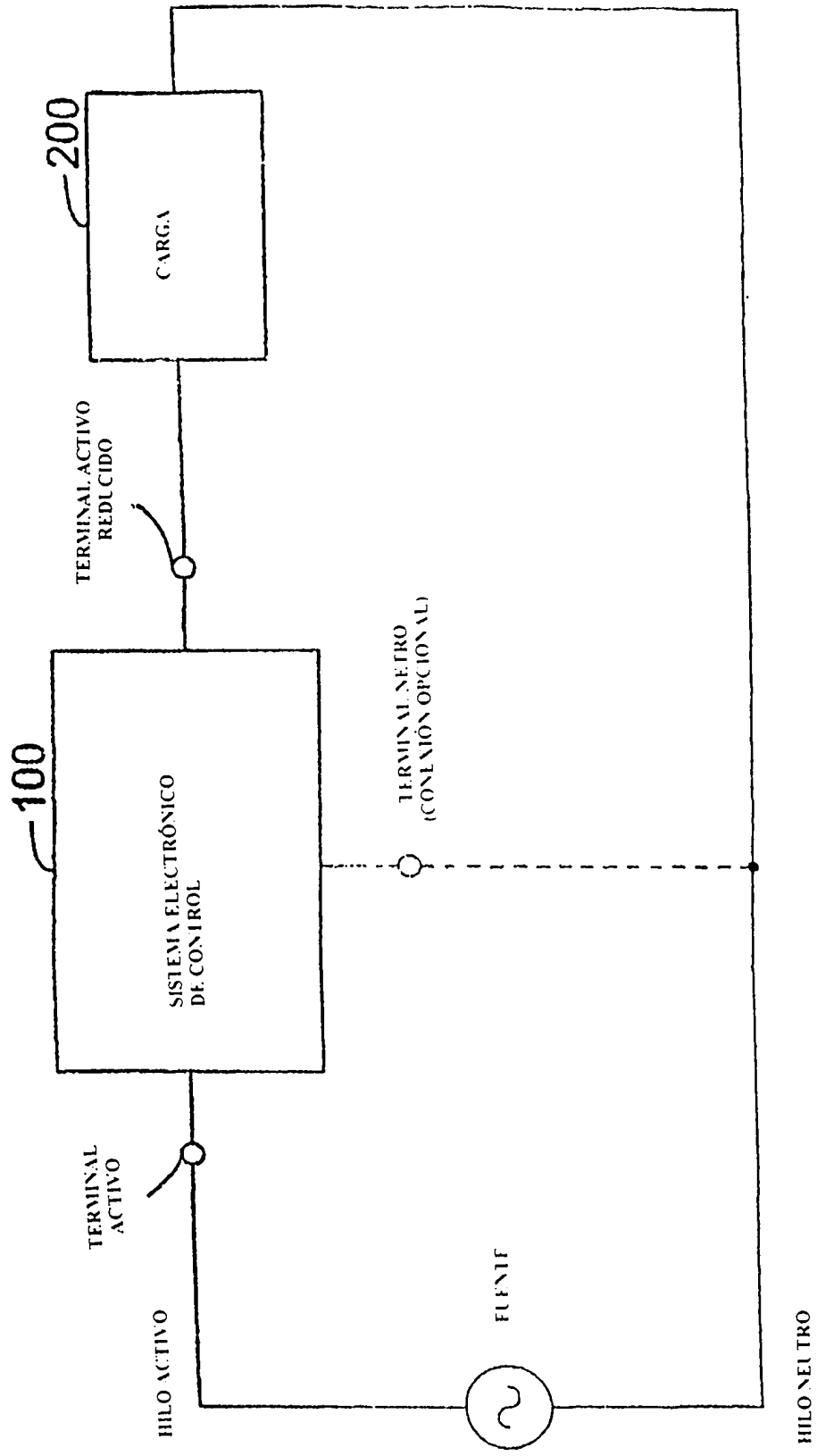


Figura 1

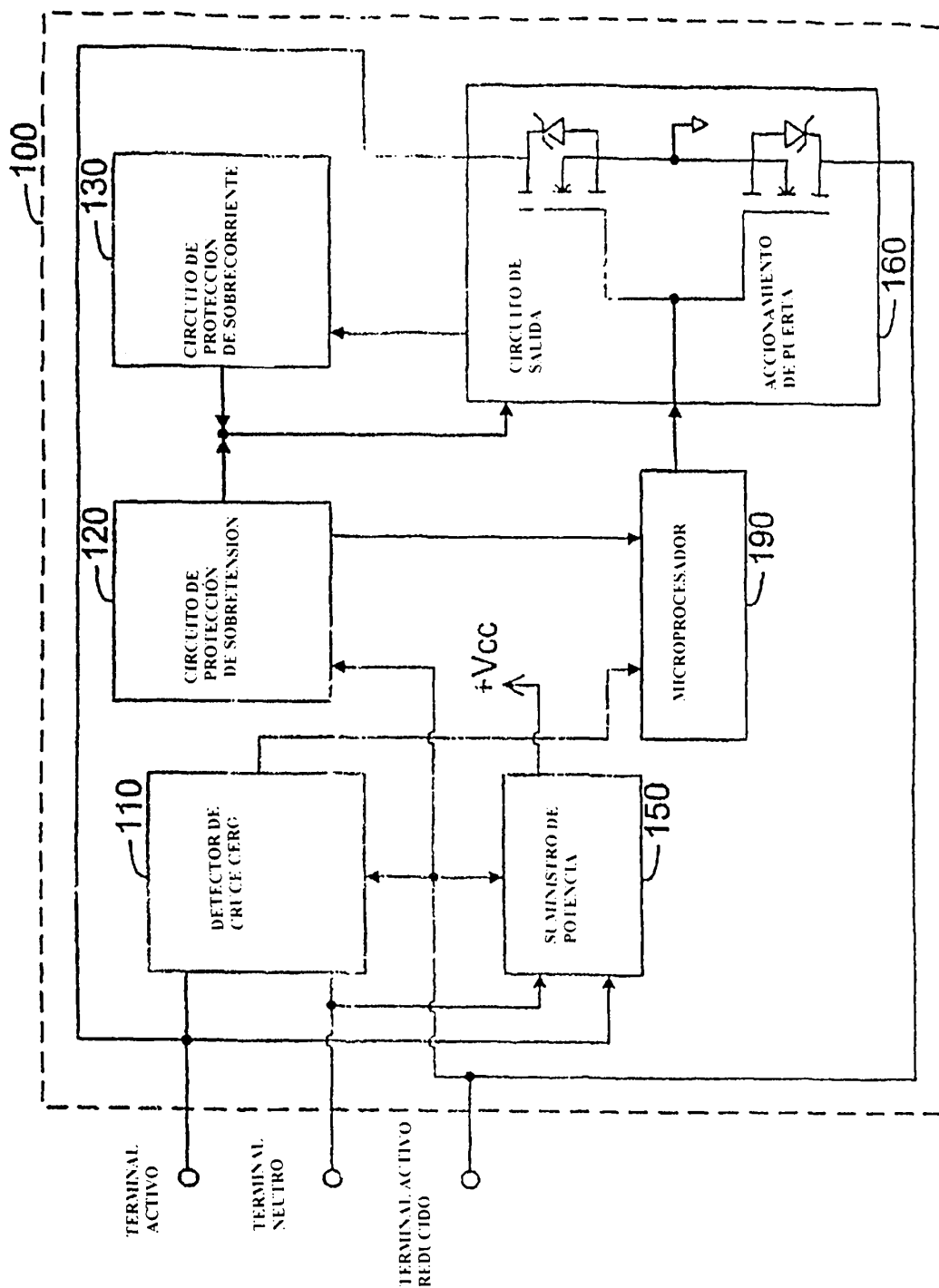


Figura 2

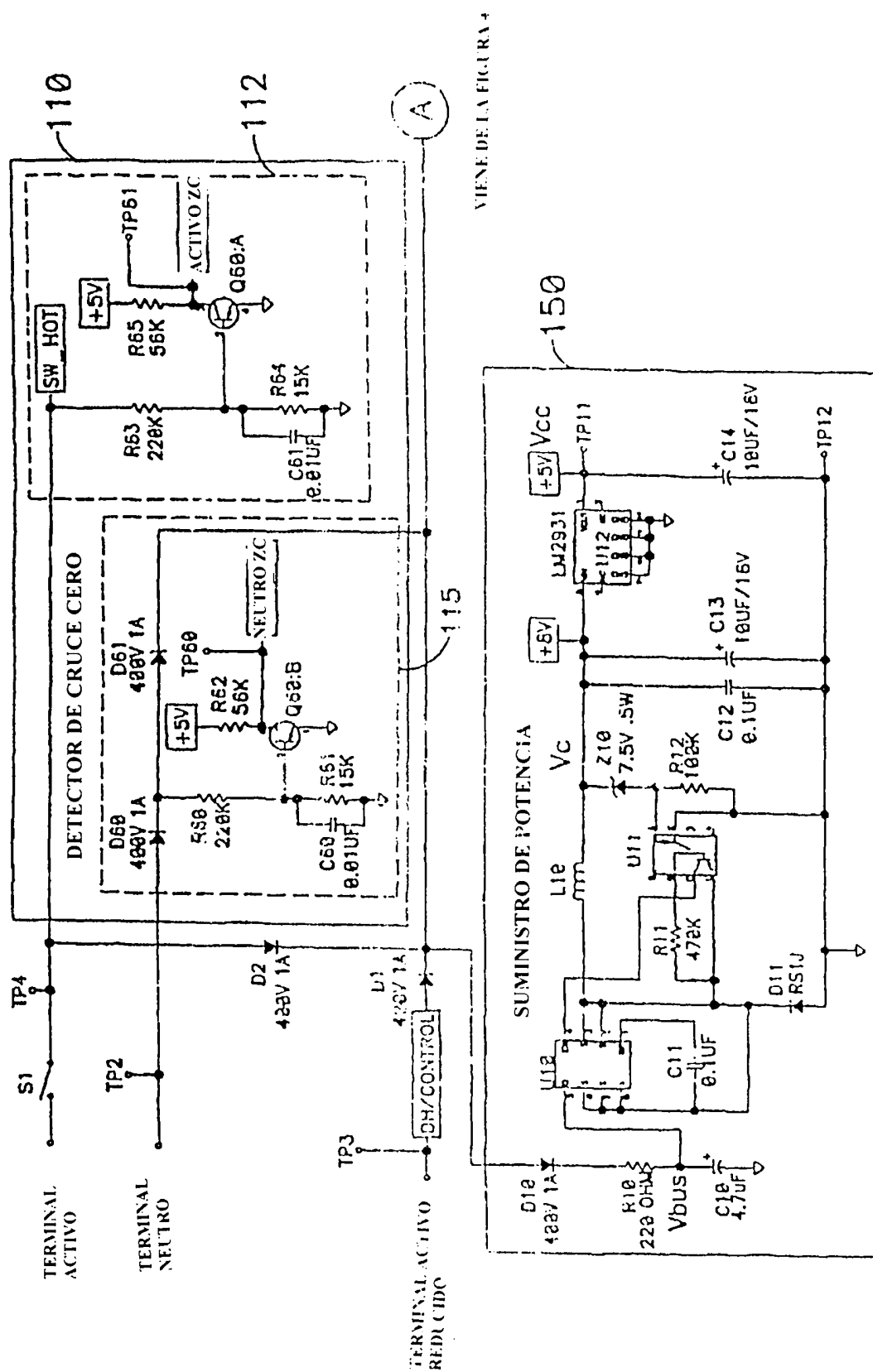


Figura 3

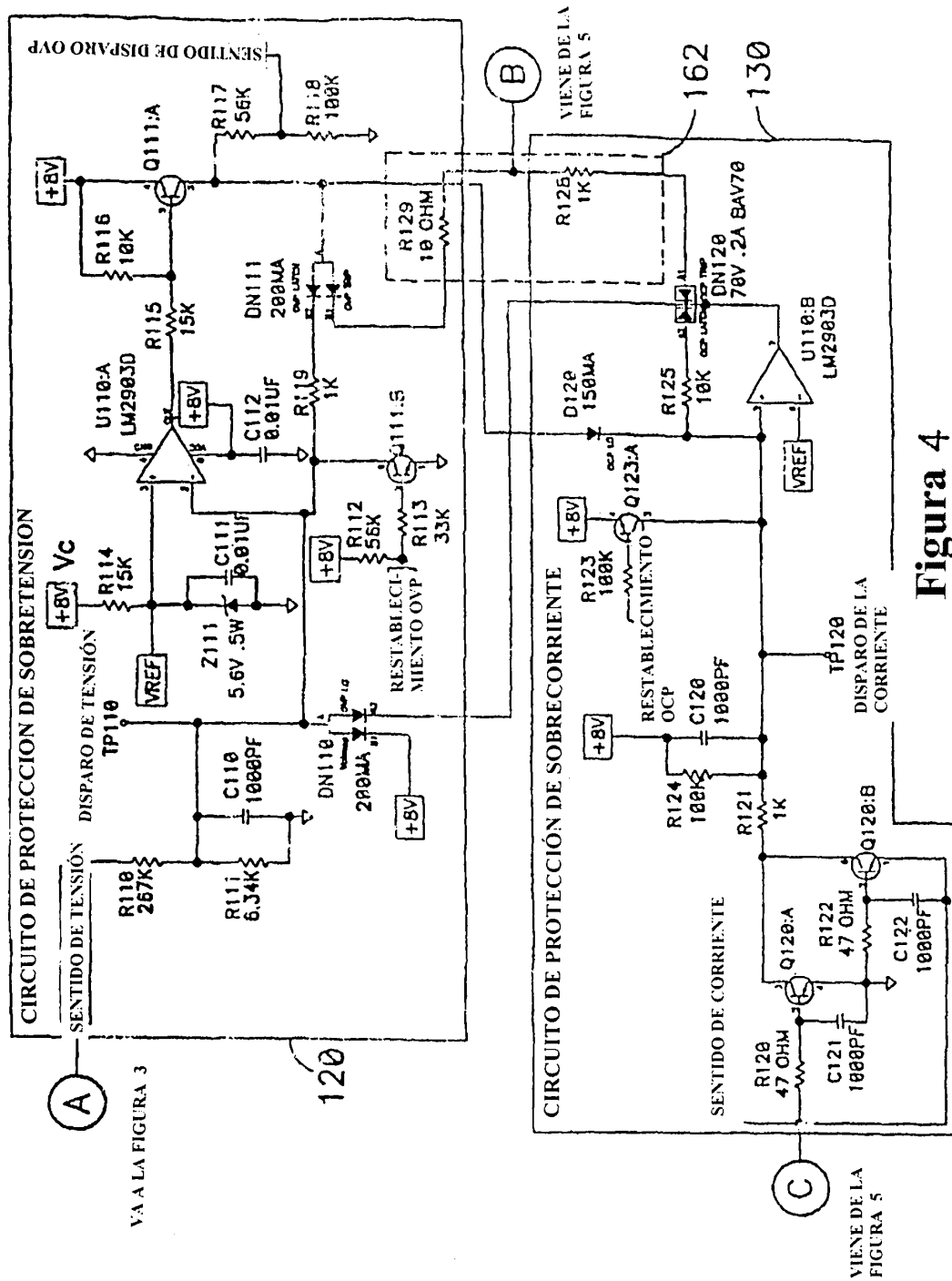


Figura 4

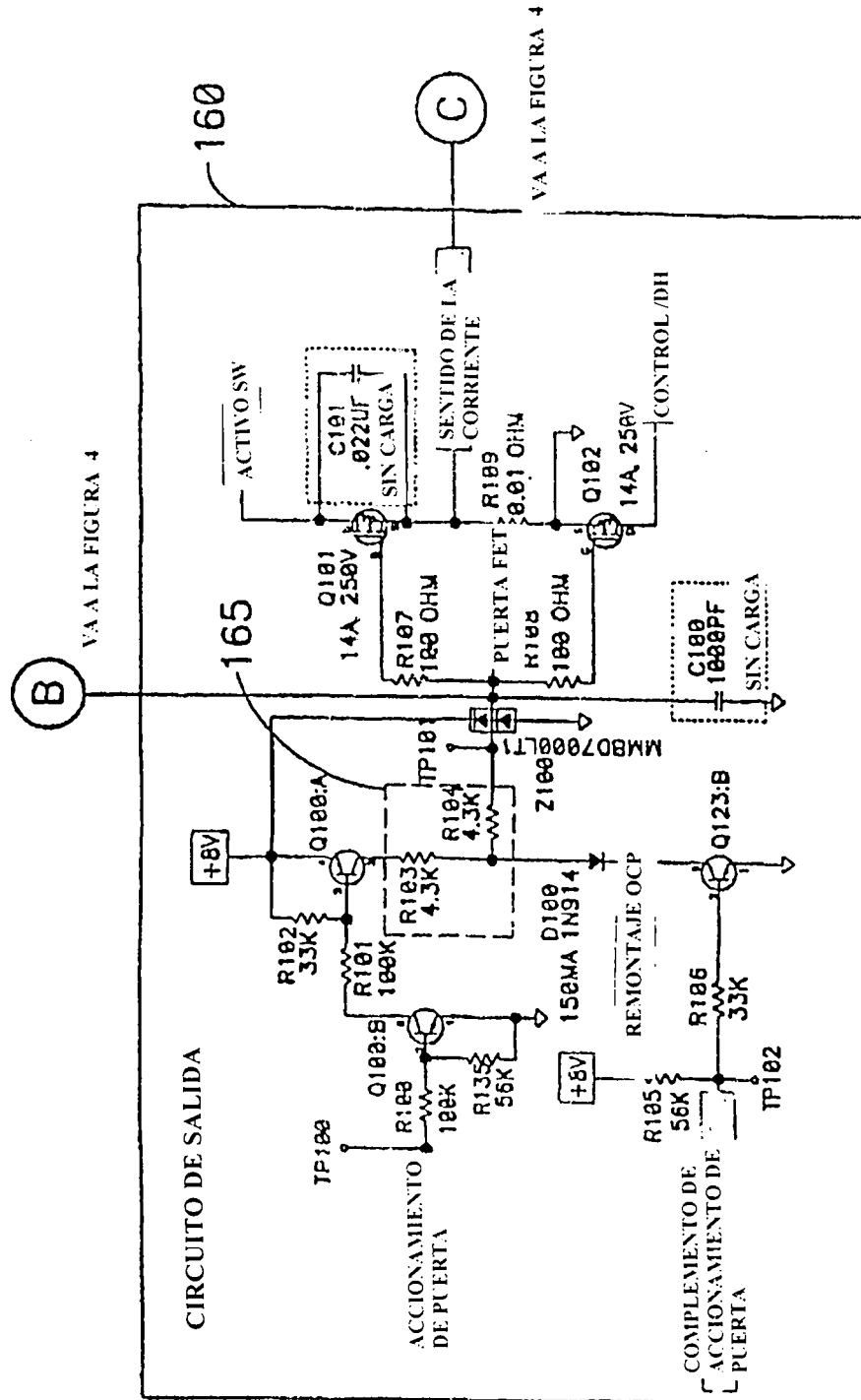


Figura 5

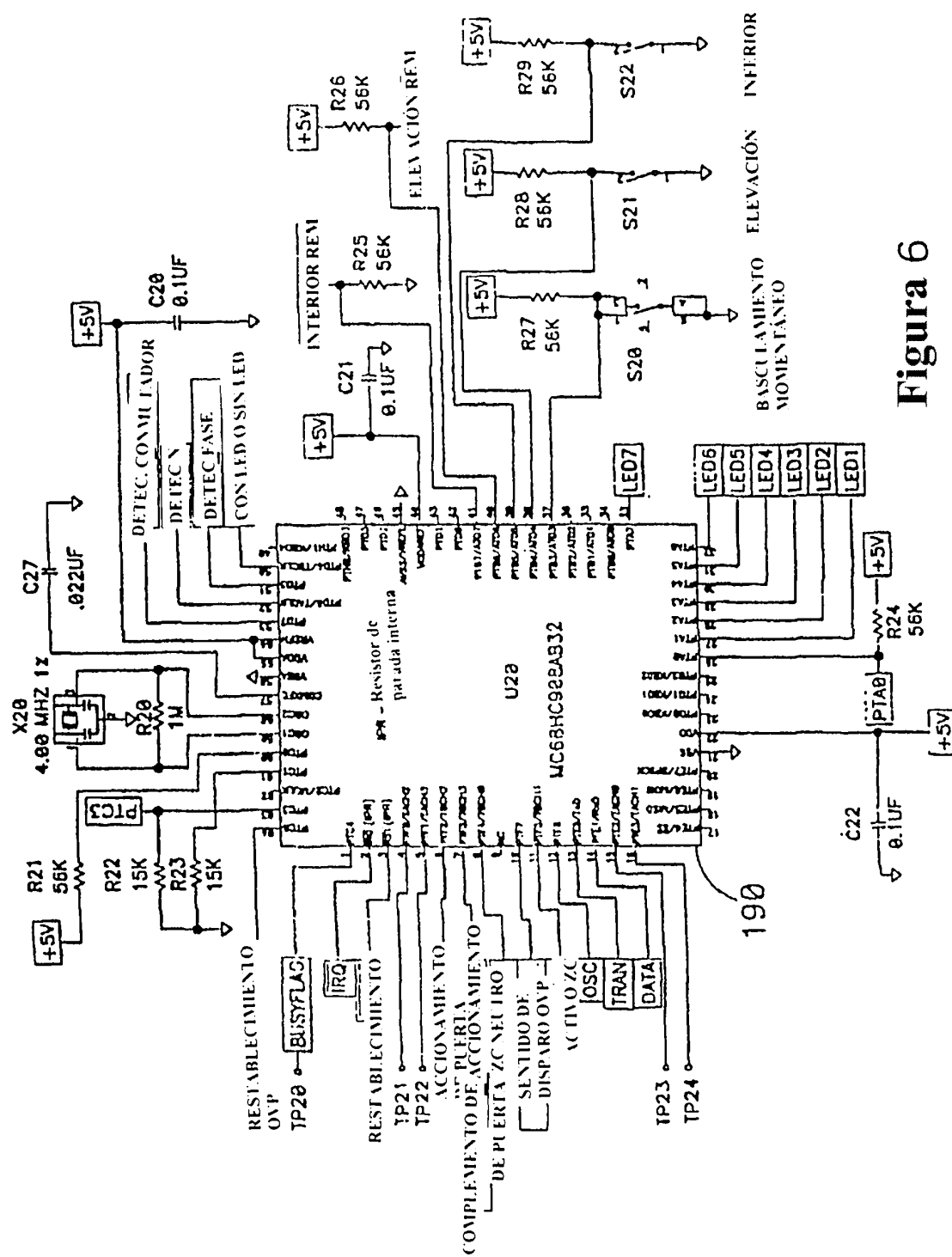


Figura 6

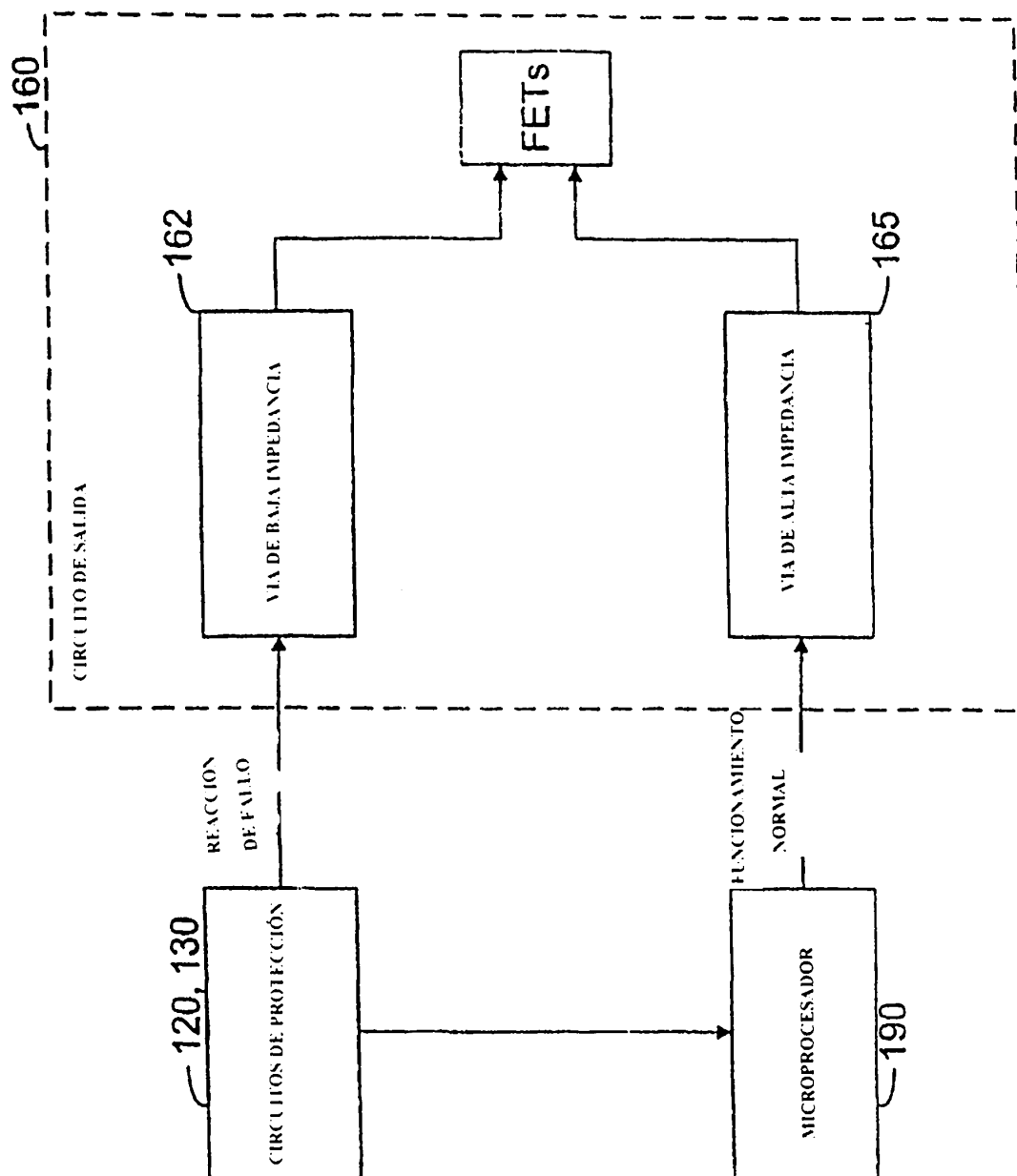


Figura 7

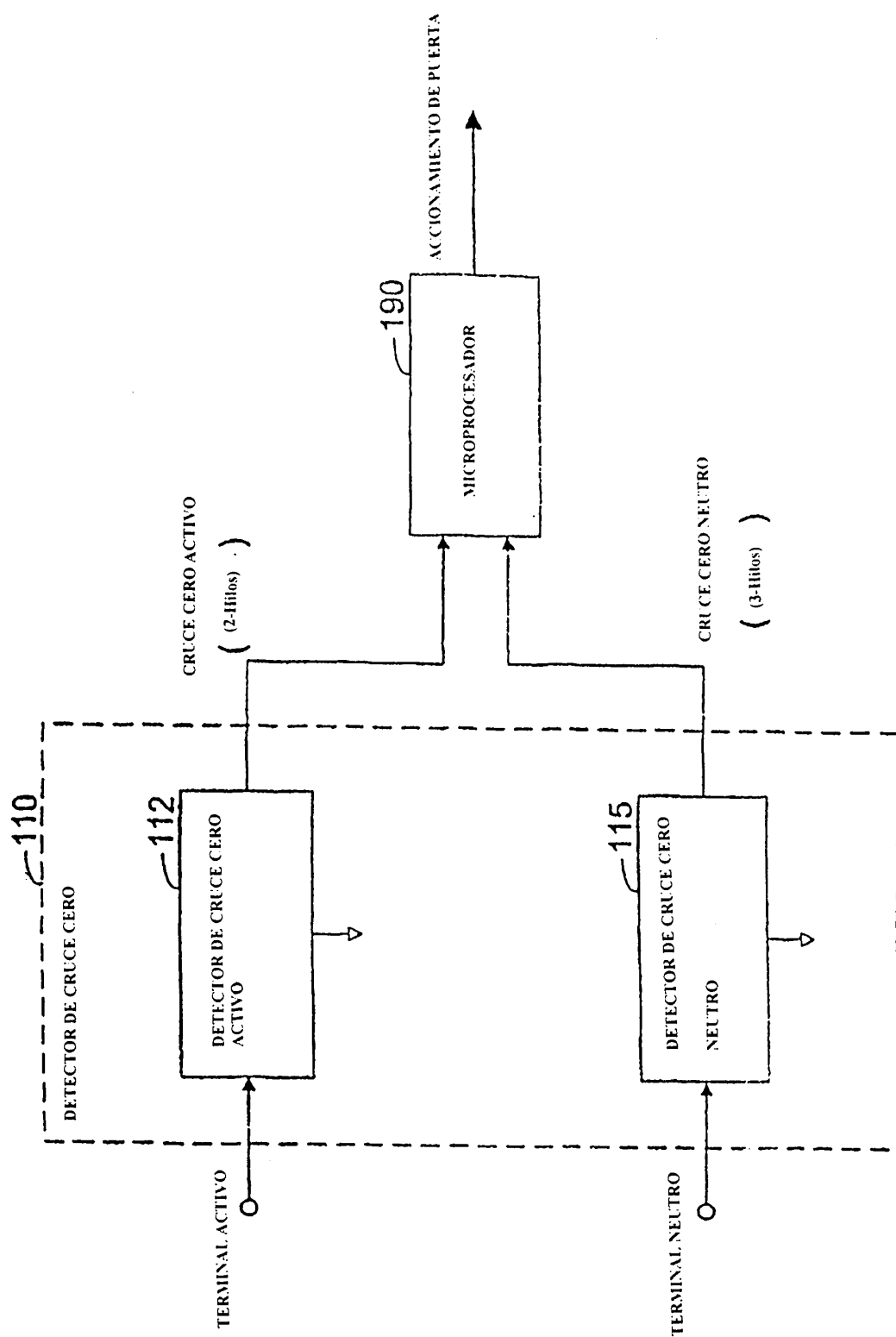


Figura 8

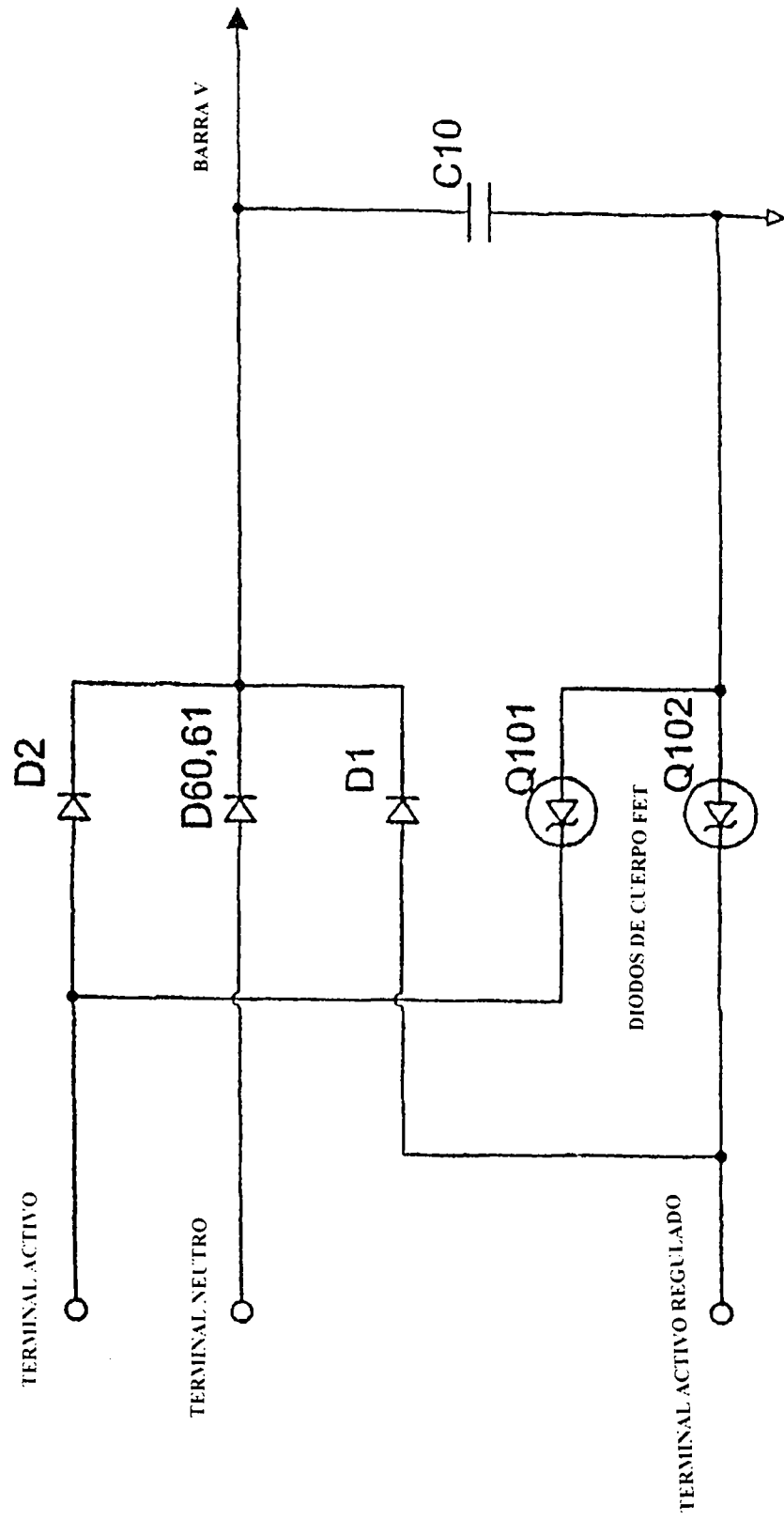


Figura 9

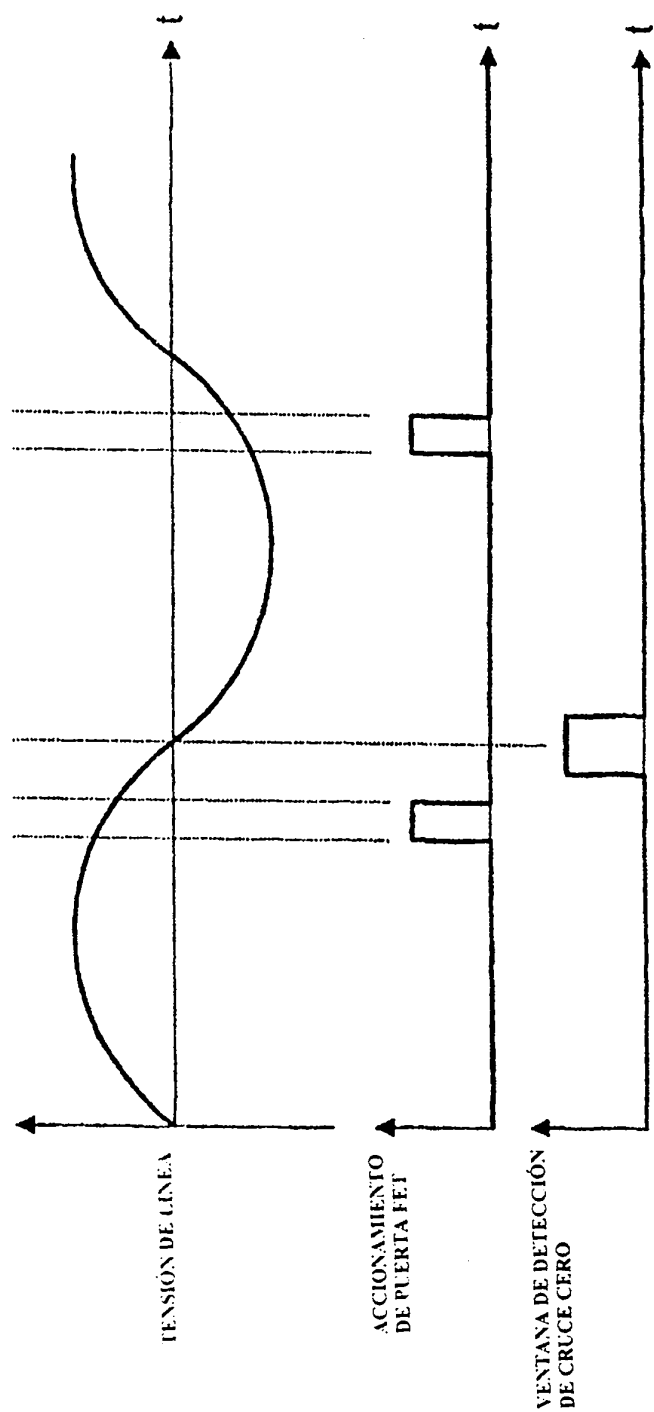
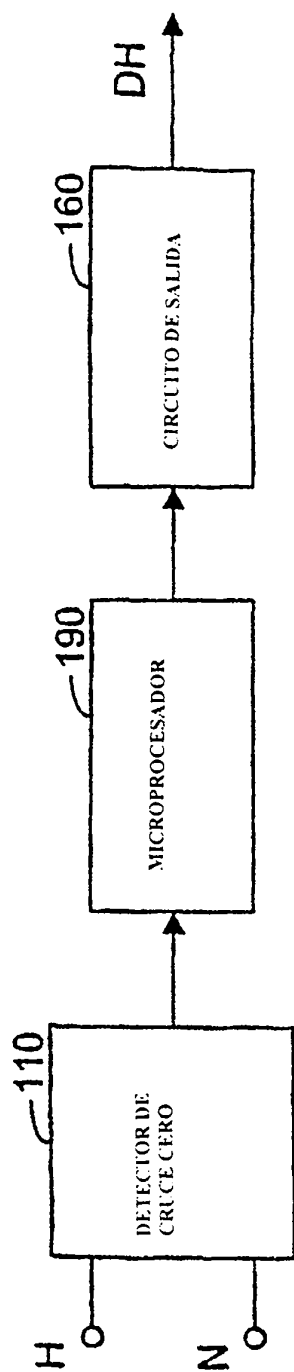


Figura 10

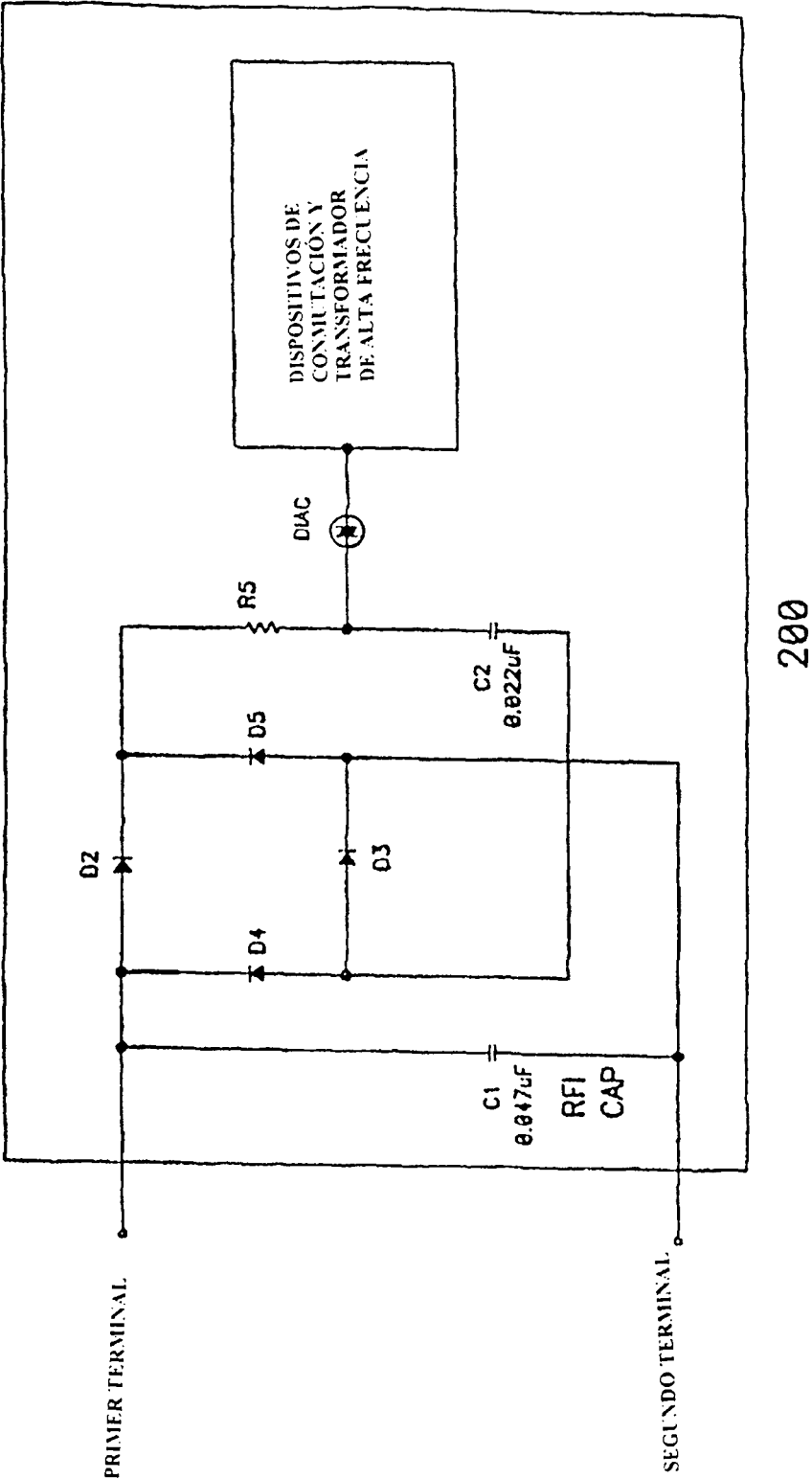


Figura 11

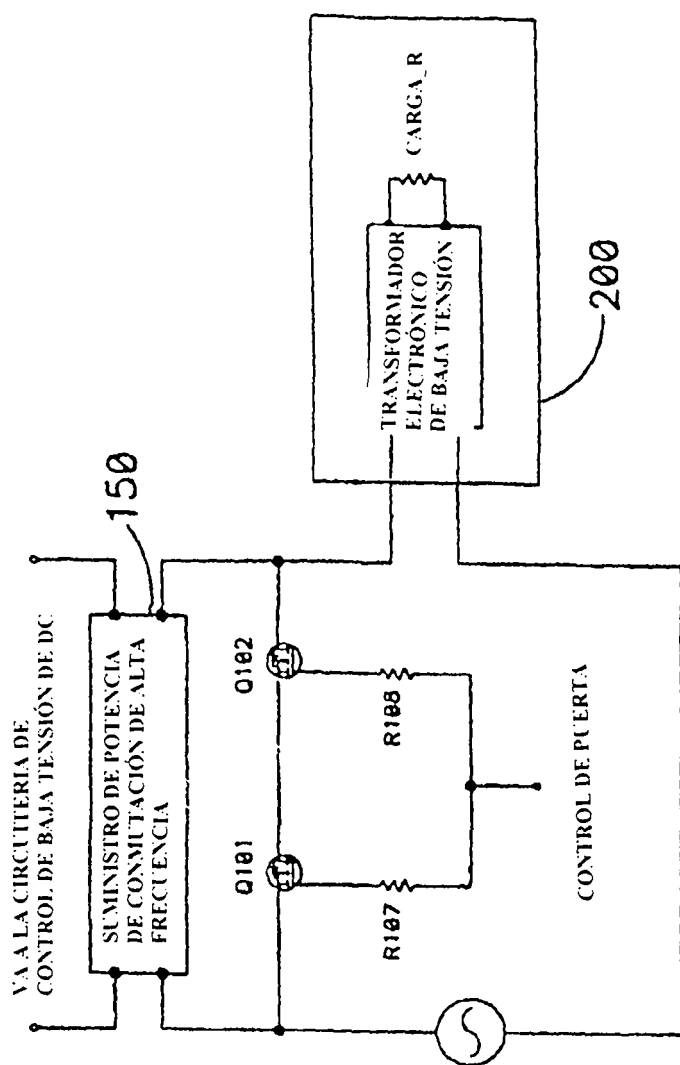


Figura 12

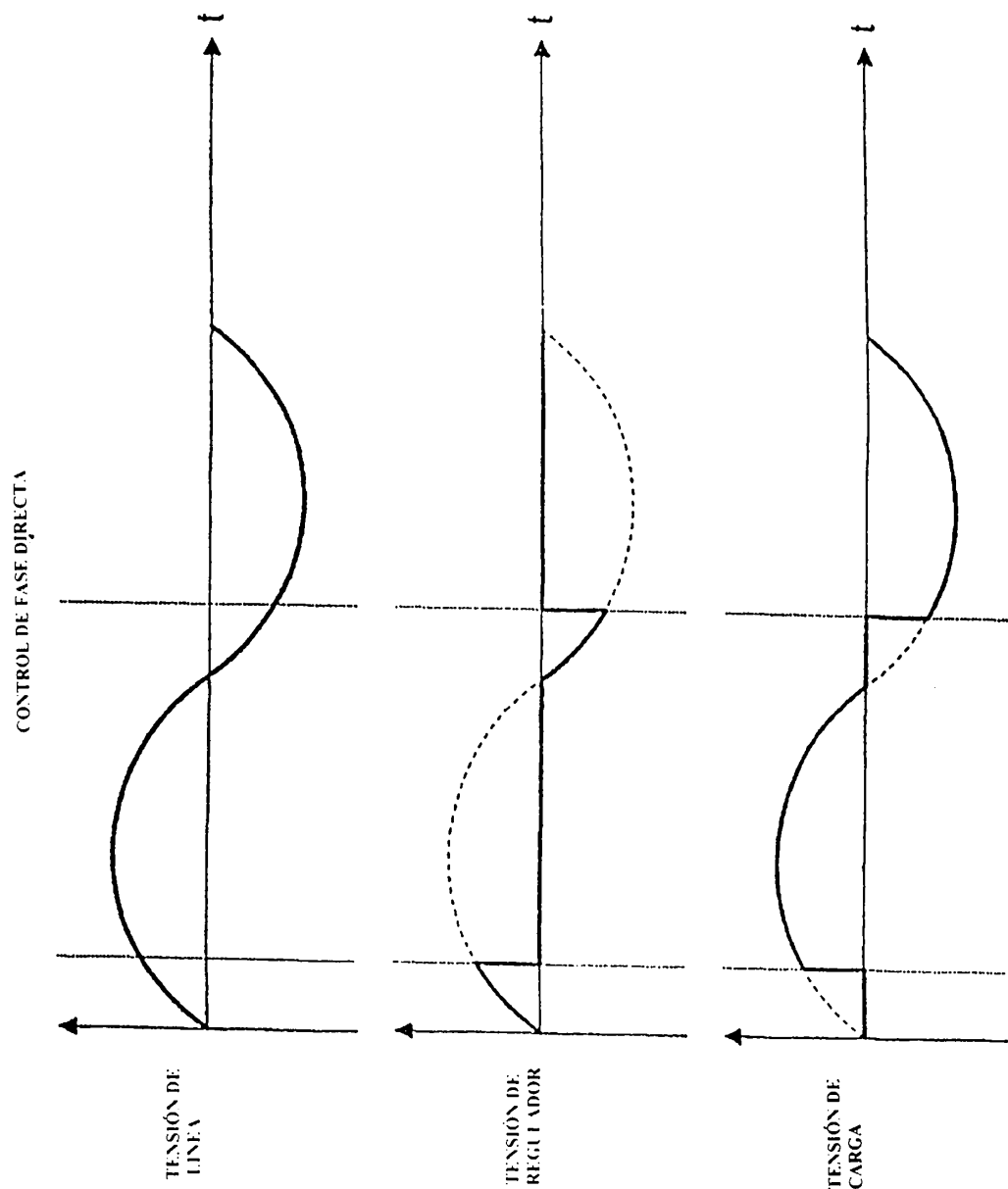


Figura 13

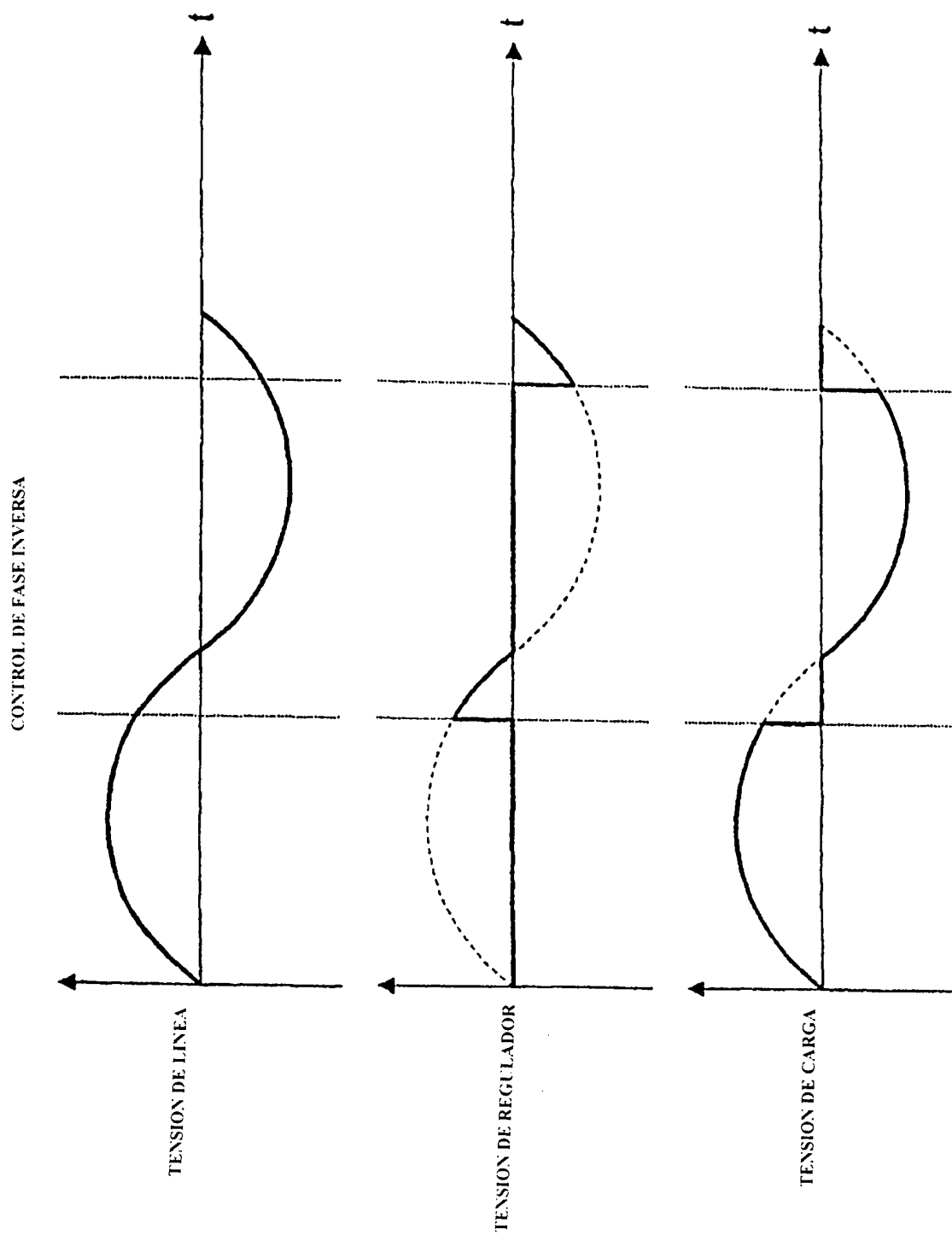


Figura 14