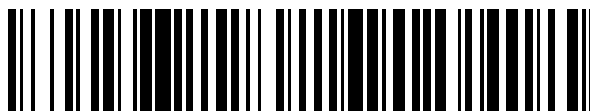


19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 773 021**

51 Int. Cl.:

**H02M 1/42** (2007.01)

**H02J 3/38** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **09.02.2012** **E 12154686 (5)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **15.01.2020** **EP 2495857**

54 Título: **Acondicionador y controlador de tensión de línea de CA**

30 Prioridad:

**01.03.2011 US 201113037807**

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

**09.07.2020**

73 Titular/es:

**INTERNATIONAL CONTROLS AND  
MEASUREMENTS CORP. (100.0%)  
7313 William Barry Boulevard  
North Syracuse, NY 13212, US**

72 Inventor/es:

**KADAH, HASSAN B. y  
KADAH, ANDREW S.**

74 Agente/Representante:

**VALLEJO LÓPEZ, Juan Pedro**

ES 2 773 021 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

Acondicionador y controlador de tensión de línea de CA

## 5 Antecedentes de la invención

La presente invención se refiere a dispositivos que regulan, acondicionan y controlan la potencia de CA que se proporciona a una carga de CA, como un motor de inducción. La invención está dirigida más específicamente a un dispositivo de acondicionamiento de potencia de CA que puede ajustar la forma de onda y el nivel de tensión de la potencia de CA aplicada a una carga de CA, así como el factor de potencia y la frecuencia, para compensar el deterioro en la calidad de la potencia de línea de CA. El dispositivo de acondicionamiento de potencia de esta invención se puede usar con motores desde caballos de fuerza fraccionales hasta varios caballos de fuerza o más, y donde la carga de torsión en el motor puede variar dependiendo de factores externos, y en situaciones donde la calidad de la potencia de línea puede disminuir, es decir, desde un valor nominal de 117 VCA (en América del Norte) hasta menos de 100 VCA. Además, el dispositivo puede emplearse para controlar el factor de potencia para una carga de CA o inductiva que puede variar durante el uso, tal como un motor de inducción de CA monofásico, que puede usarse para accionar un compresor en una aplicación de HVAC o en un refrigerador.

Para cualquier motor de CA, el par motor disponible puede depender de la condición o calidad de la potencia de línea de CA. El par de salida es proporcional al cuadrado de la tensión de entrada. Durante muchos tiempos de demanda máxima, la calidad de la potencia de línea de CA puede variar enormemente, con cambios en la tensión de línea y en la frecuencia de línea. Una caída en la tensión de línea de 117 VCA a 100 VCA (una caída de aproximadamente 14,5 %) da como resultado una reducción en el par de aproximadamente 27 %. Habitualmente, el diseñador del motor se ve obligado a sobre-diseñar el motor para satisfacer los requisitos de carga en un rango esperado de condiciones de entrada. La armadura del motor, que es básicamente una carga inductiva, puede tener que enfrentar un factor de potencia desfavorable, lo que significa que la tensión aplicada real, es decir, el componente real de la tensión de CA compleja, puede ser inaceptablemente bajo. En consecuencia, es deseable ajustar el valor RMS de la tensión de línea para que el motor funcione de manera óptima, incluso en condiciones de línea adversas.

También es una práctica para cualquier aplicación dada usar un motor que esté clasificado en un rango de tensión dado de  $\pm 10\%$ . Esto significa que el sistema tiene que estar sobrediseñado para cumplir con los requisitos de carga completa a baja tensión. De lo contrario, para un motor de inducción de CA dado, si la tensión de entrada es 10 % baja, es decir,  $V = 90\% V_{\text{normal}}$ , entonces el par de salida  $T$  cae a  $T = 81\% T_{\text{normal}}$ . Esto significa que, según la práctica convencional, el motor tiene que estar sobrediseñado en al menos un 19 %. En consecuencia, en condiciones de línea normales o altas, más del 20 % de la energía eléctrica se desperdicia o se refleja hacia la central eléctrica.

Un enfoque para el control del motor ha sido un variador de frecuencia (VFD) que emplea un inversor controlado por pulsos, destinado al control sobre la velocidad del motor. En el VFD, la potencia de CA entrante se rectifica para producir niveles constantes de "carril" de CC, y luego un inversor convierte la potencia de CC en una onda de accionamiento de CA usando la modulación por ancho de pulsos (PWM). Esta técnica modifica los bordes de entrada y de salida de una onda cuadrada producida por el inversor cortando la potencia de encendido y apagado a una velocidad muy alta para que la onda de corriente promedio pueda aproximarse a una onda sinusoidal. Estos VFD superan algunas de las dificultades de operar motores de inducción directamente en la tensión de línea y permiten un rango de control de velocidad. Sin embargo, el uso de la PWM puede conducir a otros problemas, incluyendo fallas en el aislamiento del devanado en la armadura del motor y altas pérdidas de conmutación. Además, los dispositivos de PWM VFD no elevan la tensión en sí.

En muchos casos, lo que se necesita es simplemente elevar (o regular) la tensión de RMS efectiva. Esto puede permitir el uso de un motor de menor capacidad de lo que se recomendaría cuando la potencia de línea no modificada se aplique directamente al motor.

Un ejemplo de un circuito controlador de factor de potencia de detección de fase, que aborda algunos de estos problemas, se analiza en la patente estadounidense de Nola 4,459,528. Allí, se analiza un convertidor de factor de potencia activo, que reduce la potencia aplicada efectiva mediante el uso de un tiristor (triac) y enciende y apaga el tiristor en diversos ángulos de fase para cambiar la forma de la onda de potencia aplicada y optimizar el ángulo de fase o factor de potencia. Otro controlador de factor de potencia se analiza en la Solicitud publicada de Bach N.º US 2003/0122433. El dispositivo descrito allí es un controlador de factor de potencia activo con corrección del factor de potencia y también con una función de arranque suave para aplicar una tensión gradualmente creciente a la carga de CA al encenderse. Estos se logran conmutando la potencia aplicada para regular la cantidad de potencia de entrada de CA que pasa a la carga. Estos pueden reducir la tensión aplicada efectiva, pero no elevan la potencia (es decir, la tensión) aplicada a la carga.

La corrección del factor de potencia (ángulo de fase) es un problema tanto para los consumidores de potencia de CA como para los proveedores comerciales. La práctica común consiste en colocar uno o más condensadores en

paralelo a la carga (en el caso de un dispositivo inductivo tal como una armadura de motor). El tamaño del condensador debe seleccionarse para que coincida con la impedancia del motor, que puede cambiar con las condiciones de línea y carga. Esto significa que varios condensadores deben colocarse en paralelo y conmutarse o desconectarse del circuito a medida que cambian las condiciones. Esta técnica requiere dispositivos de CA de alta capacidad, que son voluminosos y caros.

Lo que se necesita cuando la potencia de línea puede ser demasiado baja o demasiado alta es un acondicionador de potencia simple y confiable que sea capaz de aumentar la tensión de CA o disminuir la tensión de CA aplicada, según sea necesario, para optimizar el funcionamiento del motor de inducción u otro dispositivo de carga de CA. También es deseable evitar las altas tasas de conmutación de los componentes de conmutación de potencia, como se ha analizado anteriormente, que pueden dañar el motor y producir una energía de RF significativa.

Esfuerzos anteriores en la protección contra caídas de tensión (es decir, para proteger el motor de inducción de CA de quemarse en situaciones de bajo tensión de línea) generalmente han implicado simplemente cortar la potencia del motor para evitar daños. Si bien esto ahorra el motor, puede causar problemas graves para el sistema que el motor está diseñado accionar. Por ejemplo, en una aplicación de refrigeración comercial, se puede usar un sistema de congelación para almacenar un producto alimenticio congelado, por ejemplo, carne congelada, helado u otro producto alimenticio. Durante una llamada caída de tensión, cuando la tensión de línea de operación cae por debajo de un umbral seguro (por ejemplo, se reduce de 120 voltios RMS a menos de 95 voltios RMS), el motor del compresor simplemente se apaga y no se produce refrigeración. Si la caída de tensión dura un período de una hora o más, la carne puede comenzar a echarse a perder o el helado puede derretirse. Sería más deseable continuar operando el sistema de refrigeración durante las caídas de tensión, es decir, modificando la onda de potencia de CA para que sea suficiente para ejecutar el equipo, incluso a una velocidad parcial. Sin embargo, eso no ha sido posible con los circuitos de control de potencia existentes.

Hay regiones donde la potencia comercial no es particularmente confiable, y donde la potencia de línea puede variar significativamente hacia arriba y hacia abajo durante el día. En tales áreas, los enfoques convencionales han implicado el uso de un transformador variable para elevar la tensión, y/o un motor extra pesado que está sobre diseñado para una potencia confiable pero que es capaz de soportar caídas significativas en la tensión de línea de CA sin fracaso. Estos enfoques desperdician una cantidad significativa de potencia.

El documento US 6,121,749 divulga un accionamiento de velocidad variable para motores monofásicos.

El documento WO 98/2589 A1 divulga un dispositivo de control elevado y un dispositivo de control para el convertidor de potencia.

### Objetivos y sumario de la invención

La presente invención proporciona un circuito de regulación de potencia y tensión según la reivindicación 1. Las realizaciones preferentes se definen en las reivindicaciones dependientes.

La invención se establece en el conjunto de reivindicaciones adjuntas. Las realizaciones y/o ejemplos de la siguiente descripción que no están cubiertos por las reivindicaciones adjuntas se consideran no formar parte de la presente invención.

### Breve descripción de los dibujos

La figura 1A es un diagrama de circuito esquemático de un circuito de regulación de tensión de CA según una realización preferente, y está asociado con una carga de CA inductiva, tal como la armadura de un motor de inducción monofásico, aquí mostrado como empleado en un modo normal o modo elevador.

Las figuras 1B y 1C son diagramas de circuito del circuito de regulación de esta realización, mostrados aquí como empleados en un modo elevador de tensión.

La figura 1D es un diagrama de circuito del circuito de regulación de esta realización, aquí mostrado como empleado en un modo elevador de tensión.

Las figuras 2A, 2B y 2C son diagramas de forma de onda de señales de activación o señales de comando empleadas con esta realización en el modo normal, modo elevador y modo de reducción, respectivamente.

La figura 3, diagrama de una forma de onda asociada de tensión aplicada a la carga de CA, para explicar el funcionamiento de esta invención en el modo normal.

Las figuras 4A y 4B son diagramas de forma de onda de la tensión de carga aplicado a la carga de CA, para explicar el funcionamiento de esta invención en el modo elevador de tensión y en el modo de reducción de tensión, respectivamente.

Las figuras 5A, 5B y 5C son diagramas de circuito esquemáticos de un circuito de regulación de tensión de CA según realizaciones alternativas.

La figura 6 es un gráfico que muestra las formas de onda de la tensión de entrada y las señales de activación o comando empleadas con las realizaciones de las figuras 5B y/o 5C.

La figura 7 es un diagrama de circuito esquemático de un circuito de regulación de tensión de CA según una

realización preferente adicional, que muestra tanto una carga de CA como una fuente de energía de CC, tal como una batería o conjuntos de células solares.

Las figuras 8A y 8B son gráficos de forma de onda de tensión de la tensión de línea de CA, la señal de comando y la tensión de carga aplicado a la carga de CA, con respecto a la realización de las figuras 1B y 1C.

La figura 9 es un diagrama de circuito de bloques de un componente del circuito generador de señal de control, como puede emplearse en las realizaciones de la presente invención.

La figura 10 es un diagrama simplificado de otra realización.

La figura 11 ilustra otra realización más.

La figura 12 ilustra una realización alternativa.

La figura 12A es un diagrama de onda que explica el funcionamiento de la realización de la figura 12.

La figura 13 ilustra una realización polifásica.

Las figuras 14 y 15 son diagramas esquemáticos que explican el concepto de esta invención.

### Descripción detallada de una realización preferente

Con referencia al dibujo, la figura 1A es una vista esquemática básica de una realización de un circuito de regulación de tensión de motor 10 que emplea los conceptos generales de esta invención, y adaptada para recibir potencia de línea de CA monofásica comercial de una fuente y luego acondicionarla y aplicarla a una carga. Aquí, el circuito de regulación de tensión 10 tiene entradas de potencia de CA 11 y 12. La entrada de potencia 11 se considera la entrada de alambre "caliente" o negro y la entrada de potencia 12 se considera el terminal de alambre "neutro" o blanco, y aquí se ilustra como a potencial de tierra. Estos están conectados a una fuente de potencia de línea de CA, representada aquí por un símbolo de onda. Esto puede ser una fuente de 117 VCA nominales en América del Norte o 220 VCA en América del Norte o Europa. Un dispositivo de carga de CA 13, por ejemplo, un motor de inducción monofásico tiene un par de cables 14 y 15, con un cable 14 conectado al terminal de potencia de CA 12. El otro cable 15 está conectado a un terminal 16 del circuito de regulación 10. La entrada de potencia "caliente" 11 está conectada a otro terminal de potencia 17. Como se muestra, el terminal de potencia 17 está conectado a los cables del primer y segundo condensadores de potencia C1 y C2. En el lado izquierdo del diagrama, hay un primer y un segundo dispositivo de conmutación electrónica Q1 y Q2. Cada uno de ellos tiene un electrodo de potencia conectado al terminal 16, y otro electrodo de potencia conectado a los cables externos respectivos de los condensadores C1 y C2. Cada dispositivo de conmutación tiene un diodo D1, D2 conectado con el ánodo en un electrodo de potencia y el cátodo en el otro electrodo de potencia del dispositivo de conmutación asociado Q1, Q2. Cada dispositivo Q1, Q2 tiene una puerta, que puede ser un terminal de puerta con cable o, como aquí, un terminal óptico que responde a una señal óptica (por ejemplo, infrarroja) de un optoaislador asociado A, B. Estos últimos dispositivos se iluminan desde señales de comando generadas por un circuito generador de señales de control, que se analizarán más adelante, y que pueden ser de una amplia variedad de diseños.

En un modo normal, es decir, cuando no se realiza ningún ajuste en la onda de potencia de CA y la tensión de línea de CA está en o cerca de la tensión de línea nominal, las señales de control a y b se pueden proporcionar como se muestra en la figura 2A. La primera señal de comando a y la segunda señal de comando b aparecen alternativamente, estando la primera señal de comando a ENCENDIDA durante aproximadamente la mitad de un ciclo de onda de potencia (mostrada que aparece de la fase 0 a la fase  $\pi$ , es decir, 0 ° a 180 °) y estando la segunda señal de comando b ENCENDIDA durante la segunda mitad del ciclo de la onda de potencia, es decir, de la fase  $\pi$  a la fase  $2\pi$  (es decir, 180 ° a 360 °). Puede haber un breve período cerca de 0,  $\pi$ ,  $2\pi$ , etc. donde ambas señales de comando están APAGADAS, para evitar conflictos. La sincronización puede controlarse detectando el tiempo de cruce por cero y la polaridad de la onda de tensión o de la onda de corriente.

En el modo normal (no elevado), durante el primer semiciclo, el dispositivo de conmutación Q1 se ENCIENDE, y la corriente de línea de CA fluye a través del condensador C1 y dispositivo de conmutación Q1 a la armadura del motor u otro dispositivo de carga 13. Luego, en la segunda mitad del ciclo, el dispositivo de conmutación Q1 se APAGA y el dispositivo de conmutación Q2 se ENCIENDE. La corriente de línea de CA fluye desde el dispositivo de carga, a través del dispositivo de conmutación Q2 y el condensador C2 al terminal de CA 11. En el modo normal, la onda de potencia que se aplica a la carga es sustancialmente la misma que la onda de potencia de línea, y esto se muestra en la figura 3. Hay un elevador modesto proporcionado a la tensión en la carga durante la ejecución, pero un elevador grande en el arranque como se explica más adelante.

El modo elevador de potencia se ilustra con referencia a las figuras 1B y 1C. La figura 2B asociada muestra la forma de onda de las señales de comando a y b que se aplican para activar los dispositivos de conmutación Q1 y Q2, respectivamente, en momentos en que la tensión de línea de CA es bajo, y se necesita una elevación de tensión para operar el dispositivo de carga 13 a su tensión de diseño. Este modo también puede proporcionar una elevación de tensión en el arranque, cuando la carga parece mayormente resistiva debido a la baja EMF.

En el modo elevador, como se muestra en la figura 2B, durante el semiciclo positivo, la señal de comando a está ENCENDIDA y luego se mantiene APAGADA durante un período o un tiempo o fase  $\theta$  (aquí se muestra entre 90 ° y 180 ° o  $\pi/2$  y  $\pi$ ), y el dispositivo de conmutación Q1 se ENCIENDE así durante el período indicado, durante el semiciclo positivo la señal de comando b está APAGADA. Como se ilustra en la figura 1B, durante la parte del semiciclo positivo de 0 a  $\theta$ , cuando el dispositivo Q1 se mantiene ENCENDIDO, la corriente fluye hacia la carga 13

tanto a través del condensador C1 como el dispositivo Q1. Luego, después de  $\theta$ , cuando la señal de comando  $\underline{a}$  baja, el dispositivo de conmutación Q1 deja de conducir y la potencia fluye a través del condensador C2 y el diodo D2 durante el resto del semiciclo, cargando el condensador C2 a través de la carga 13. Aquí la señal  $\underline{a}$  se muestra como una pulso por semiciclo de CA, pero podría haber múltiples conmutaciones de ENCENDIDO y APAGADO, para dar forma a la onda de la forma de onda de accionamiento de salida.

En el semiciclo siguiente o negativo, según la señal de comando  $\underline{b}$  en la figura 2B, y como se ilustra en la figura 1C, durante un período de ENCENDIDO inicial de hasta una fase  $\theta$  de  $\pi$  a  $\pi + \theta$ , el dispositivo de conmutación Q2 se mantiene ENCENDIDO, y luego en la fase  $\theta$ , ambos dispositivos de conmutación Q1 y Q2 están APAGADOS, y la corriente fluye fuera del dispositivo 13 y a través del diodo D1 y el condensador C1 al terminal 11 (cargando el condensador C1 a través de la carga 13).

El flujo de corriente a través de los condensadores y diodos durante los períodos de APAGADO 0 a  $\theta$  y de  $\pi$  a  $\pi + \theta$  sirve para precargar el condensador C2 en el semiciclo positivo y precargar el condensador C1 durante el semiciclo negativo. La duración de este período, y la ubicación del tiempo de apagado  $\theta$  durante el semiciclo positivo o negativo, determina la tensión de precarga  $\Delta$  que permanece en cada uno de estos condensadores cuando el dispositivo de conmutación Q1, Q2 conduce en el semiciclo subsiguiente. Esto entonces eleva la tensión de CA aplicada en esa cantidad, es decir, de la tensión V de CA a la tensión  $V + \Delta$  de CA. Esta característica permite que los condensadores C1 y C2 se carguen a un nivel más alto de  $\Delta$  durante tiempos de alta carga mecánica (correspondiente a una gran cantidad de deslizamiento del rotor). Si el deslizamiento del rotor es alto, es decir, en el arranque, la carga de baja impedancia 13 parece mayormente resistiva, es decir, hay un EMF inverso muy bajo. Esto permite que el condensador C2 se cargue rápidamente durante el semiciclo positivo y permite que el otro condensador C1 se cargue rápidamente durante el semiciclo negativo posterior. Luego, cuando la señal de comando  $\underline{a}$  es alta y el dispositivo de conmutación superior Q1 está ENCENDIDO, la corriente toma la ruta superior a través de C1 y Q1, dejando el condensador C2 cargado. Para el próximo semiciclo. En el semiciclo posterior, la corriente del motor toma la ruta inferior a través del condensador C2 y el dispositivo de conmutación Q2. Esto eleva la tensión aplicada para el semiciclo negativo, como se muestra en la figura 4A. Luego, en el semiciclo positivo posterior, el condensador C1 habrá sido precargado y la tensión de CA aplicada irá a la tensión aplicada elevada  $V + \Delta$ . La sincronización de las señales  $\underline{a}$  y  $\underline{b}$  se puede variar para lograr una tensión aplicada de CA objetivo, dependiendo de las condiciones, por ejemplo, la calidad de la tensión de línea. La elevación de tensión/potencia en esta configuración depende de la contribución de carga inductiva o reactiva. Los condensadores de potencia C1 y C2 se cargan a través de la carga 13. Si el rotor es lento, el deslizamiento es alto, la impedancia es baja y el EMF de retorno es bajo, los condensadores se cargan más rápidamente y esto produce una mayor elevación de tensión. Si el rotor es rápido, el deslizamiento es bajo, la impedancia es alta y el EMF de retorno es alto. Luego, los condensadores C1 y C2 se cargan solo a un valor más bajo de  $\Delta$ , es decir, se cargan más lentamente y proporcionan menos elevación.

Se puede lograr un modo de reducción de potencia con este mismo circuito de regulación de tensión y potencia 10 como se explica con referencia a la figura 1D con referencia al gráfico de onda de señal de comando de la figura 2C y la forma de onda de tensión aplicada como se muestra en la figura 4B. Como se muestra en la figura 2C, las señales de comando  $\underline{a}$  y  $\underline{b}$  aparecen después de un ángulo de fase entre  $90^\circ$  y  $180^\circ$  posterior al cruce por cero asociado (es decir, entre  $\pi/2$  y  $\pi$  y entre  $3\pi/2$  y  $2\pi$ , respectivamente). Las señales de  $\underline{a}$  y  $\underline{b}$  encienden los dispositivos de conmutación Q1 y Q2 para una parte de extremo de la última parte del semiciclo respectivo. Durante el tiempo que las señales de comando están apagadas, los condensadores C1 y C2 respectivos se cargan parcialmente hasta una tensión muy por debajo de la tensión máxima. Luego, cuando el dispositivo de conmutación asociado Q1 o Q2 se conmuta para conducir, la tensión aumenta desde la tensión de precarga hasta la tensión de línea, es decir, como se muestra en el gráfico de la figura 4B. Debe apreciarse que esto produce una tensión aplicada de RMS reducida y, por lo tanto, un nivel de potencia más bajo. El modo de reducción puede emplearse, por ejemplo, en el arranque del motor para efectuar un arranque suave, limitar los choques mecánicos y limitar la sobretensión. Además, en comparación con una reducción de potencia en modo de conmutación pura (en la que un tiristor o dispositivo de conmutación similar simplemente corta la potencia en algún ángulo de fase después del cruce por cero), el borde de ataque de la onda de potencia crea un  $dV/dt$  mucho más pequeño en la carga inductiva, ya que la tensión aplicada aumenta desde una tensión de precarga, en lugar de aumentar desde un nivel cero. El conjunto de circuitos de control que está adaptado para solicitar un modo de reducción y generar las señales de comando  $\underline{a}$  y  $\underline{b}$  para el modo de reducción, y que puede variar su fase y ancho durante un período de arranque, puede tener la forma de un circuito de microprocesador, y su diseño estaría al alcance de las personas que trabajan en este campo.

Una primera modificación del circuito de regulación de tensión y potencia se muestra en la figura 5A, en la que los elementos que son similares a los de la primera realización se identifican con los mismos caracteres de referencia. En esta realización, los condensadores de potencia C1, C2 y los elementos de conmutación electrónicos Q1, Q2 se proporcionan, como anteriormente, al igual que los diodos D1 y D2 que están conectados en paralelo con los electrodos de potencia de los elementos de conmutación Q1 y Q2, respectivamente. Esta realización agrega dos diodos D3 y D4 adicionales dispuestos con el ánodo del diodo D3 y el cátodo del diodo D4 conectados juntos al terminal neutro 12, estando el cátodo del diodo D3 acoplado al terminal superior del condensador C1 y el ánodo del diodo D4 acoplado a la terminal inferior del condensador C2. Esta disposición produce un modo elevador súper. En

el semiciclo positivo de cada onda de potencia de entrada, el condensador C2 se carga a través del diodo D4 y se carga a través del diodo D2 y la carga; en el semiciclo negativo, el condensador C1 se carga a través del diodo D3 así como se carga a través del diodo D1 y la carga. En cada caso, las rutas a través del diodo D3 y a través del diodo D4 dominan, ya que son las rutas de baja impedancia. Esto permite que los condensadores C1 y C2 se carguen al máximo en los semiciclos opuestos.

Una realización modificada relacionada se muestra en la figura 5B en la que los elementos que son los mismos que los de la primera realización se identifican con los mismos caracteres de referencia, y aquí se puede omitir una descripción general de los mismos. En lugar de los dos diodos D3 y D4 adicionales de la realización recién descrita, esta disposición emplea tiristores, es decir, SCR Q3 y Q4 que están conectados respectivamente entre la placa superior del condensador C1 y el terminal neutro 12, y entre el terminal 12 y la placa inferior del condensador C2. En este caso, los condensadores C1, C2 pueden cargarse menos que la tensión máxima en los semiciclos de retorno. Al disparar el tiristor Q3 de  $3\pi/2$  a  $2\pi$ , y al disparar el tiristor Q4 de  $\pi/2$  a  $\pi$ , se puede controlar la cantidad de precarga, se puede regular la cantidad elevadora de tensión.

Una realización adicional se ilustra en la figura 5C, donde los elementos que son iguales o similares a los de las realizaciones anteriores se identifican con los mismos números de referencia. En este caso, se emplean FET o tipos similares de transistores Q3' y Q4' en lugar de los tiristores (SCR) Q3, Q4. Si se desea la carga controlada de los condensadores C1 y C2, se pueden realizar múltiples pulsos de carga aplicando una señal de comando pulsada  $\underline{c}$  o  $\underline{d}$  a las puertas de los transistores Q3' y Q4'. En cada caso, los transistores respectivos tienen un diodo en serie D5, D6, mientras que los diodos D3 y D4 protectores opcionales están conectados a través de los electrodos de potencia del transistor respectivo. Esta disposición funcionará con cargas capacitivas, resistivas o inductivas. La tensión de carga aplicada puede regularse, es decir, aumentarse o disminuirse, controlando la cantidad de precarga a los condensadores C1 y C2.

Las señales de comando  $\underline{a}$ ,  $\underline{b}$ ,  $\underline{c}$  y  $\underline{d}$  aplicadas a las puertas de los transistores Q1, Q2, Q3' y Q4' pueden aparecer como se muestra en el gráfico de la figura 6, donde también se muestra la onda de tensión de línea  $V_{\text{Línea}}$  para fines de referencia. Las señales de comando  $\underline{a}$  y  $\underline{b}$  aparecen como señales de pulso único (o pulso múltiple) en semiciclos alternos, como se describe en referencia a realizaciones anteriores. Las señales de comando  $\underline{c}$  y  $\underline{d}$  aparecen como pulsos únicos o cortados o múltiples durante semiciclos alternos. El ciclo de trabajo relativo se puede ajustar para lograr la precarga deseada de los condensadores C1 y C2.

La figura 7 muestra una realización del circuito de regulación de potencia de esta invención, construido generalmente como en la figura 5, pero aquí dispuesto para controlar la aplicación de una fuente de potencia auxiliar a través de una carga de CA 13, y que también es capaz de conmutar cantidades excesivas de potencia auxiliar en la fuente de corriente de línea. En esta realización, hay dos fuentes de potencia de CC, a saber, los conjuntos solares fotoeléctricos 23 y 24 con el terminal positivo del conjunto 23 aplicado a un terminal alto 21, un terminal negativo del otro conjunto 24 aplicado a un terminal bajo 22, y el terminal positivo del conjunto 24 está conectado con la terminal negativa del conjunto 23 a una tensión intermedia, y esto está acoplado al terminal caliente o negro 17 que alimenta la unión central de los dos condensadores C1 y C2. Los elementos de conmutación electrónicos Q7 y Q8 adicionales se interponen entre los terminales 21, 22 y las placas externas de los condensadores C1 y C2 respectivos. Aquí, los elementos de conmutación Q7 y Q8 se activan en o cerca de los cruces por cero de la onda de potencia de CA de entrada principal durante semiciclos opuestos, y la tensión de los conjuntos solares 23, 24 se usa para precargar los condensadores C1 y C2. La energía del conjunto solar, junto con la potencia de línea de CA, se activa con la carga 13 a través de los dispositivos de conmutación Q1, Q2, Q3', Q4'. En una disposición alternativa, uno o ambos elementos de conmutación Q7 y Q8 podrían interponerse entre los conjuntos solares 23, 24 respectivos y el terminal 17. Además, este circuito podría ser modificado fácilmente por personas expertas en este campo para imponer la potencia generada localmente (por los conjuntos solares) en potencia monofásica o trifásica. Esta disposición puede emplearse también con otros dispositivos de fuente de potencia que extraen potencia del entorno natural (viento, agua, energía solar, etc.), incluidas turbinas eólicas, turbinas de agua y generadores de potencia geotérmica) de los cuales el conjunto solar sería un ejemplo.

La figura 8A es una traza del osciloscopio de la tensión de carga aplicada donde la onda de accionamiento se desarrolla según esta invención y se aplica al devanado de campo de un motor de inducción de CA, en un modo elevador como se analiza en conexión con las figuras 1B y 1C. Esta traza es típica de cada ciclo después del arranque, donde los condensadores C1 y C2 se han precargado en el semiciclo opuesto. La figura 8A muestra tanto la onda de potencia de línea de CA LÍNEA como la carga o la forma de onda aplicada CARGA. Como referencia, también se muestra una traza de la señal de comando  $\underline{a}$ , que tiene un período ENCENDIDO de ángulo de fase (0 a  $\pi/2$  o 0 a 90 °) durante cada semiciclo positivo, seguido de un período APAGADO  $\theta$  durante el resto del semiciclo. La señal de comando  $\underline{a}$  permanece APAGADA durante el semiciclo negativo opuesto. La otra señal de comando  $\underline{b}$  (no mostrada aquí) tiene una forma similar, pero se retrasa 180 ° (o  $\pi$ ). La onda de potencia de CA aplicada CARGA resultante como se muestra aquí tiene una forma de onda generalmente sinusoidal. En el ejemplo de la figura 8A, la tensión de línea tiene un valor RMS de 155 voltios, y la tensión aplicada CARGA tiene un valor RMS de 180 voltios. Esto representa una elevación de tensión de 25 voltios de CA. Una posible implementación de esto podría ser un motor de CA ligeramente cargado.

La figura 8B muestra un gráfico similar de una tensión de línea LÍNEA y una tensión de carga CARGA con las señales de comando a (mostrada) y b (no mostrada) ajustadas para una tensión de salida aumentada. Aquí, la forma de onda de la tensión de línea tiene un valor RMS de 154 voltios de CA, y la salida o la forma de onda aplicada CARGA tiene un valor RMS elevado de 191 voltios de CA, es decir, una elevación de 37 voltios de CA, por ejemplo, para un motor de CA con mucha carga.

En cada caso, es decir, la figura 8A y la figura 8B, al menos parte de la potencia reflejada por la carga reactiva es capturada por los condensadores C1 y C2, creando un nivel de soporte mediante la precarga de los condensadores C1 y C2, y esto está controlado por las señales de comando a y b. Esta energía capturada se aplica entonces en el semiciclo posterior. Las señales de comando se generan en respuesta a la retroalimentación del motor (u otra carga reactiva) para optimizar el rendimiento del motor en las condiciones de línea y carga existentes. La forma de onda, es decir, el ciclo de trabajo y la fase de las señales de comando a y b se pueden variar para lograr una elevación deseada de tensión, dentro de un rango útil bastante amplio. Además, puede observarse que la onda aplicada CARGA lleva la onda de entrada LÍNEA en fase unos pocos grados.

Con esta invención, al dimensionar los condensadores C1, C2 a la carga y controlar la fase y el ciclo de trabajo de las señales de comando a y b, entre las condiciones sin carga y a plena carga, se puede suministrar una onda sinusoidal casi perfecta a la carga. Cuando la señal de comando se mantiene constante y la carga varía, esto da como resultado una mayor elevación para la carga más pesada. La arquitectura simple de este sistema, es decir, con solo dos elementos reactivos C1 y C2 en serie con la carga, y un sistema de control simple para efectuar la conmutación, el circuito de esta invención puede controlar dinámicamente la tensión y la potencia del motor en respuesta a condiciones de carga variables y condiciones de línea variables. Para el control de motores en un rango de potencia mayor, por ejemplo, hasta cinco kilovatios, los elementos reactivos deben dimensionarse según la mayor carga esperada, y luego para cargas más pequeñas, el número, la fase y los ciclos de trabajo de los pulsos de comando serían seleccionados para producir la onda de potencia de carga sinusoidal. Desde luego, en algunas aplicaciones, una onda de potencia no sinusoidal puede ser más apropiada, por ejemplo, para una carga no lineal en la que los requisitos de par de semiciclo son variables (como un compresor alternativo). En tal caso, se puede requerir un esquema de control más elaborado para adaptar la onda de potencia aplicada a los requisitos de carga y al mismo tiempo mejorar la eficiencia local y de la red.

Además, debido a la naturaleza inductiva del dispositivo de carga cuando la carga es una armadura de motor, el nivel de tensión de la tensión aplicada CARGA se autoajustará si cambia la carga mecánica impuesta. Es decir, si la carga mecánica aumenta sobre el rotor del motor de inducción de CA, la carga eléctrica comienza a aparecer más resistiva y menos reactiva, es decir, el ángulo de fase de carga aumenta y el EMF posterior cae. Esto hace que fluya más corriente a través de la carga y los condensadores durante la fase de APAGADO  $\theta$ , y como resultado los condensadores C1 y C2 se precargarán más durante la fase de APAGADO  $\theta$ , aumentando, en consecuencia, la tensión aplicada CARGA. Cuando el motor alcanza nuevamente la velocidad de funcionamiento normal, la tensión aplicada CARGA se reducirá en una cantidad similar.

Un ejemplo de un circuito de control para realizaciones de esta invención se muestra generalmente en la figura 9. Un detector de cruce por cero 28 detecta la sincronización de tensión cero (o corriente cero) y la polaridad, y un detector de tensión máxima detecta la tensión máxima o pico de la CA de línea. Cada uno de estos proporciona una señal de salida a un circuito de microprocesador 30, que está adecuadamente programado para proporcionar las señales de comando a y b, y para algunas realizaciones, las señales de comando c y d también. Un control de interfaz de usuario se representa aquí como una resistencia variable 31, pero en su lugar podría ser una entrada digital, que podría proporcionarse, por ejemplo, desde un dispositivo informático, dispositivo digital portátil o interfaz de usuario.

El circuito de accionamiento del motor de esta invención puede adaptarse para accionar dispositivos con cargas inductivas significativas, tales como compresores de aire acondicionado.

La figura 10 representa una expresión simplificada del concepto de la realización de la figura 7, por ejemplo, en el que una disposición de circuito de control de tensión y acondicionador 40 se interpone entre una fuente de potencia de línea de CA 11, 12 y una carga de CA 13 (por ejemplo, un motor de inducción), y en el que se puede conectar una fuente de potencia de batería de CC 23 (24) adicional tal como conjunto(s) solar(es), a los terminales de entrada o salida de CC de la disposición. La disposición 40 puede incluir elementos capacitivos y conmutados como se muestra y describe, por ejemplo, en la figura 7.

Los solicitantes también han descubierto que la compensación de caída de tensión se puede lograr con una disposición simple como se muestra esquemáticamente en la figura 11. Aquí, un condensador de CA 42 de valor moderado se puede colocar en serie en uno de los conductores de potencia 11, es decir, interpuesto entre la fuente de tensión de línea de CA y la carga de CA 13 (es decir, un motor de inducción). En este caso, el condensador se posiciona en serie con toda la carga, es decir, tanto el devanado de marcha R como el devanado de arranque S y el condensador de arranque C, para afectar la onda de potencia aplicada a cada uno. Si la tensión de línea cae de 220 voltios nominales a un nivel de caída de tensión de 170 voltios RMS, y si se usa un condensador de CA de valor moderado, por ejemplo, 40  $\mu$ f, para el condensador 42, entonces, después de los primeros ciclos, La potencia efectiva aplicada al motor 13 estará entre aproximadamente 205 y 240 voltios. Esto permitirá que el motor arranque

y funcione normalmente. En esta disposición, parte de la potencia que normalmente se reflejaría desde los devanados del motor, es decir, (generalmente expresada como el componente imaginario de la potencia aplicada compleja) se almacena realmente en el condensador de CA 42, y luego se agrega al componente real de potencia en la ola posterior. Una derivación o interruptor 44 normalmente cerrado evita la potencia alrededor del condensador 42 siempre que la potencia de CA de la red esté en o por encima de un nivel de umbral, es decir, un nivel de tensión de línea mínimo normal tal como 195 voltios. Un detector de tensión baja 46 está conectado a los conductores de potencia de línea 11, 12 para abrir el interruptor 44 cuando la tensión de línea cae por debajo del nivel umbral. Esta disposición es útil para electrodomésticos, tales como refrigeradores y aires acondicionados de ventana, que de otra manera podrían no ser capaces de arrancar si la calidad de la línea disminuye debido al uso intensivo, o debido a la incapacidad del proveedor de energía eléctrica para suministrar potencia a la tensión adecuada.

Una realización alternativa de la disposición de la figura 12 se puede configurar generalmente como se muestra en la figura 12. En este caso, un interruptor electrónico, por ejemplo, un triac 48, se posiciona en serie en la línea de potencia 11 con el condensador 42 y la carga 13. Un circuito de control 50, con entradas conectadas con la tensión de línea de entrada y la tensión de carga aplicada, genera una señal de activación que se aplica al interruptor electrónico 48, en función de la fase y el nivel de la tensión de CA. Cuando la tensión de línea está por debajo de un nivel mínimo aceptable, por ejemplo, 195 voltios, el interruptor se activa por completo, de modo que se eleve la onda de potencia completa, como se ha analizado en relación con la realización anterior. Por otro lado, para la tensión de línea por encima de ese umbral, o dentro del rango normal, el circuito de control 50 apagará el interruptor electrónico 48 durante una parte del ciclo, produciendo una onda de potencia de tensión aplicada como se ilustra en la figura 12A, de modo que la tensión aplicada RMS se mantenga dentro de un rango normal centrado en aproximadamente 220 voltios.

La figura 13 ilustra una aplicación de esta misma disposición en una polifase, es decir, una aplicación de motor trifásico. Aquí, la potencia de línea tiene la forma de componentes trifásicos A, B y C, y se aplica a un devanado de motor 113, aquí en una configuración delta. Dos de los tres conductores de potencia tienen un condensador 42A o 42B y un interruptor electrónico 48A o 48B en línea con su conexión al devanado del motor. En una configuración delta, no hay necesidad de un condensador similar en el conductor de potencia de fase C o trifásico, aunque opcionalmente se podría instalar un interruptor y un condensador en ese conductor. En una configuración en estrella, un condensador y un interruptor electrónico estarían presentes en tres patas. Un circuito de control (no mostrado aquí) sería similar en función a ese elemento en la realización de la figura 12.

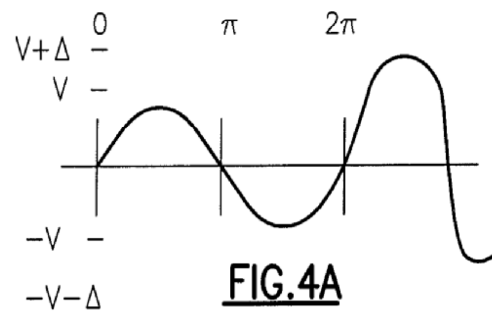
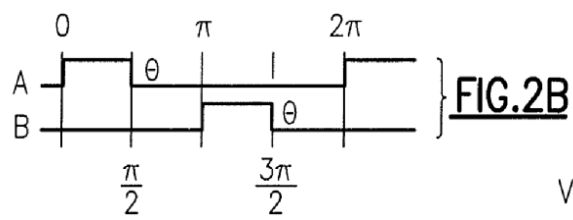
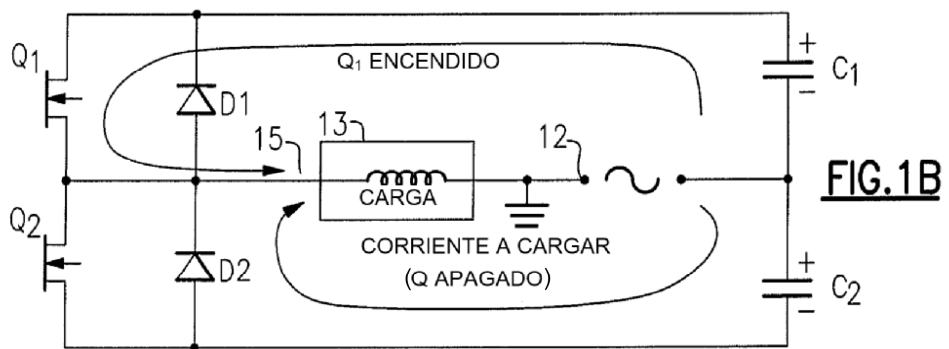
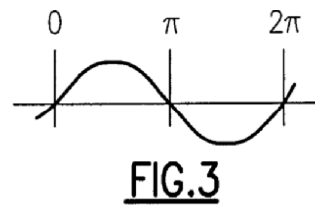
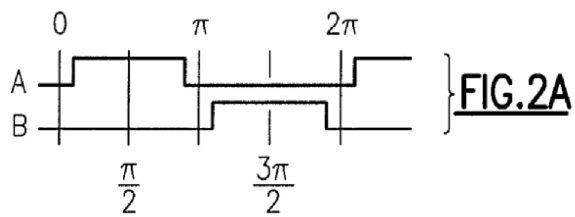
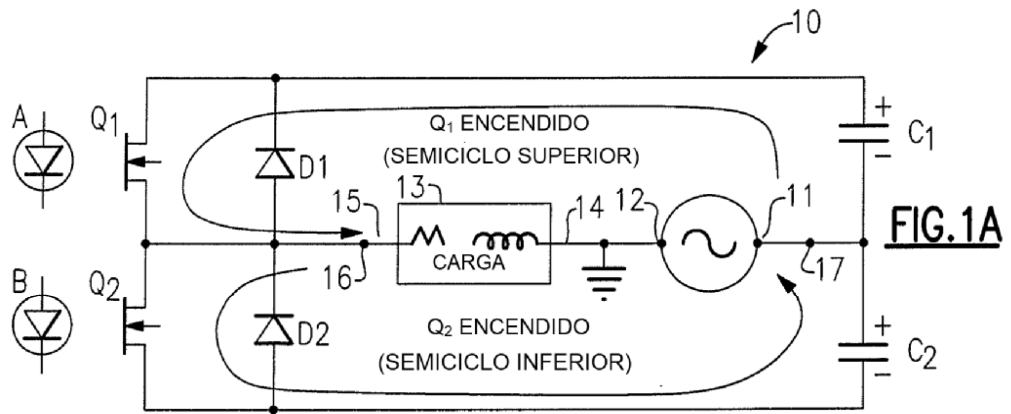
En algunas variaciones posibles de los circuitos mostrados en las figuras 11 a 13, los condensadores de CC podrían sustituirse por el condensador de CA 40. En ese caso, habría un conjunto de un condensador de CC y un diodo que conducen en una dirección, y otro conjunto de un condensador de CC y un diodo que conducen en la dirección opuesta, es decir, en antiparalelo con el primer conjunto.

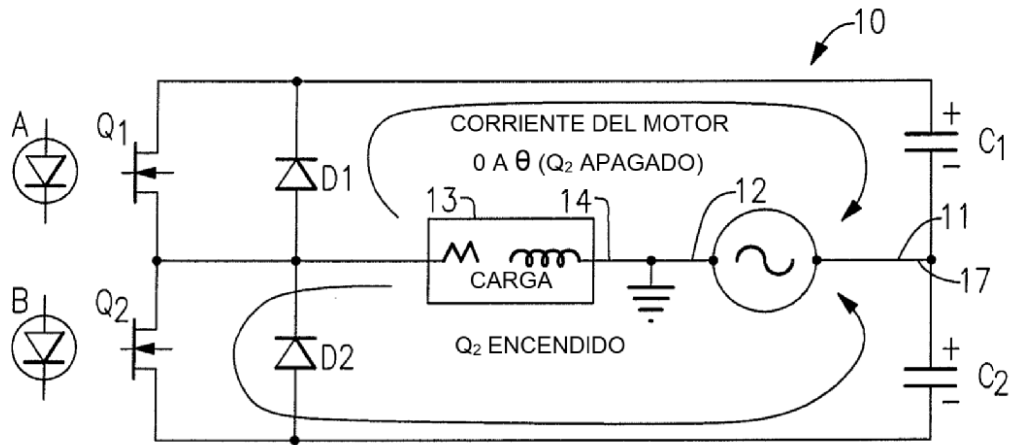
Se puede lograr cualquiera de los diversos circuitos equivalentes llevando a cabo los principios básicos de la invención, que pueden explicarse con referencia a las figuras 14 y 15. La figura 14 es un esquema general que muestra los cables 11 y 12 que conectan una fuente de CA de tensión de línea de CA a una carga 13 reactiva compleja, tal como un motor de inducción, que tiene componentes resistivos, inductivos y capacitivos, y que reflejará al menos parte de la potencia de CA entrante que se le aplica. Aquí el concepto básico de mejora consiste en emplear una fuente de onda de CA 52 sintética interviniente en línea entre la fuente de línea y la carga 13, que generará tensión de CA suplementaria que se suma a la forma de onda de línea para optimizar el nivel de fase y tensión. Un generador de señal de control, por ejemplo, el microprocesador 30 de la figura 9, está acoplado a los conductores de línea 11, 12 y a la carga 13, y proporciona señales de comando para controlar la fuente de CA 52 intermedia. En las realizaciones descritas anteriormente, la fuente de CA sintética interviniente se implementa como un elemento reactivo 521', como se muestra en la figura 15, que se conmuta y desconecta según las señales de comando del generador de señal de control 30. La divulgación de esas realizaciones preferentes no excluye otras posibilidades en la implementación de la fuente de CA sintética interviniente.



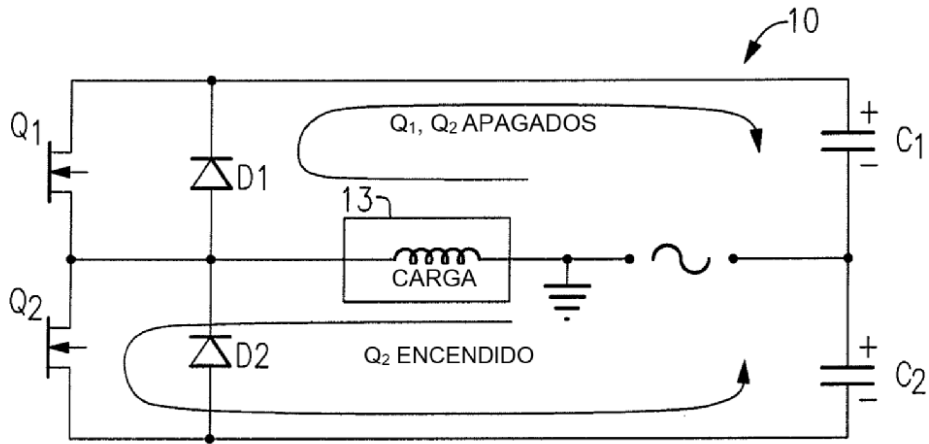
## REIVINDICACIONES

1. Un circuito de regulación de potencia y tensión adaptado para responder a los cambios en la calidad de una fase de potencia de línea de entrada de CA y crear una onda de potencia de CA ajustada para aplicarse a una carga de CA (13) o para aumentar la tensión de dicha potencia de línea de entrada de CA, que incluye una fuente de potencia de CC (23, 24) que tiene una salida de potencia de CC positiva y una salida de potencia de CC negativa; y teniendo la carga un primer y segundo terminales de carga de CA; comprendiendo el circuito de regulación de potencia y tensión:
  - 10 un circuito que se conecta a la potencia de línea de CA, que tiene un primer conductor de potencia de CA y un segundo conductor de potencia de CA;  
una etapa de regulación que tiene un primer y un segundo condensadores de potencia ( $C_1$ ,  $C_2$ ) teniendo cada uno un primer electrodo conectado al primer conductor de potencia de CA y un segundo electrodo, teniendo un conjunto de conmutación electrónico ( $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$ ,  $Q_4$ ) una entrada de potencia conectada al segundo conductor de potencia de CA, electrodos de potencia acoplados respectivamente a los segundos electrodos de dichos primer y segundo condensadores de potencia ( $C_1$ ,  $C_2$ ), y terminales de salida conectados a dichos primer y segundo terminales de carga de CA (11, 12), respectivamente estando dicho segundo terminal de carga de CA al potencial de dicho segundo conductor de potencia de CA;  
conductores de CC positivos y negativos conectados a las salidas de potencia positiva y negativa de dicha fuente de potencia de CC; y **caracterizado por que:**
    - 25 la fuente de potencia de CC (23, 24) no es suministrada por dicha potencia de línea de CA; y **por que** el circuito de regulación de potencia y tensión comprende además un conjunto de circuitos ( $Q_7$ ,  $Q_8$ ) conectado entre dichos conductores de CC positivos y negativos (21, 22) y a los segundos electrodos de dichos primer y segundo condensadores de potencia ( $C_1$ ,  $C_2$ ), respectivamente, para cargar dichos condensadores de potencia ( $C_1$ ,  $C_2$ ), respectivamente, durante los respectivos semiciclos opuestos cuando la tensión de la potencia de línea de entrada es igual o inferior a un nivel de tensión predeterminado, colocando compensaciones de CC en los respectivos semiciclos de la potencia aplicada a dicha carga de CA.
  - 30 2. El circuito de regulación de potencia y tensión según la reivindicación 1, en el que dicha fuente de potencia de CC incluye un terminal de potencia neutra (17) con una tensión entre las tensiones en dichas salidas de potencia positiva y negativa, y que además incluye un conductor (17) que conecta dicho terminal de potencia neutra a los primeros electrodos de dichos primer y segundo condensadores de potencia ( $C_1$ ,  $C_2$ ).

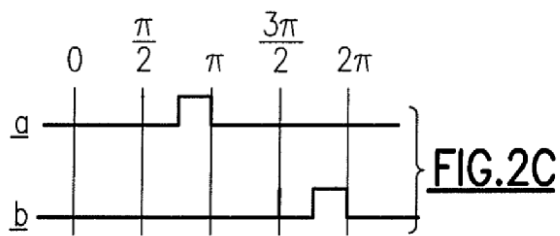




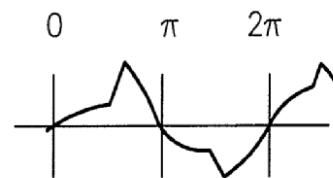
**FIG. 1C**



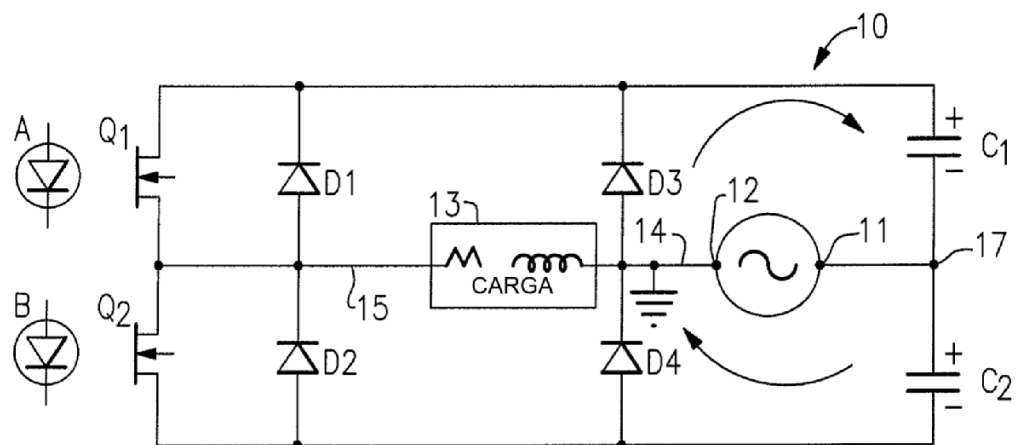
**FIG. 1D**



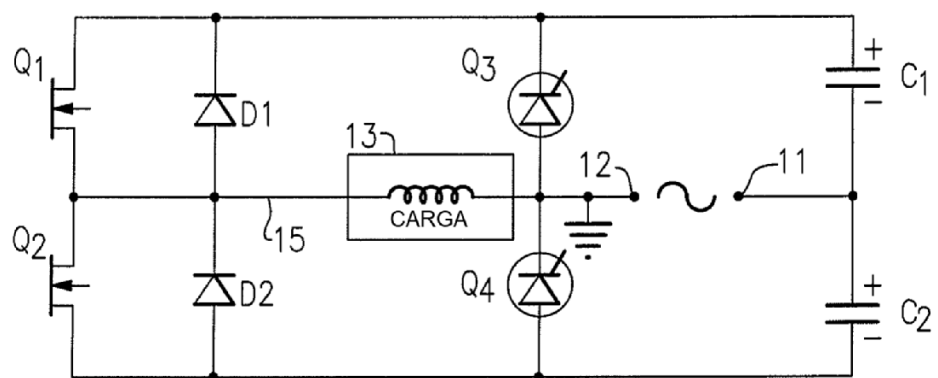
**FIG. 2C**



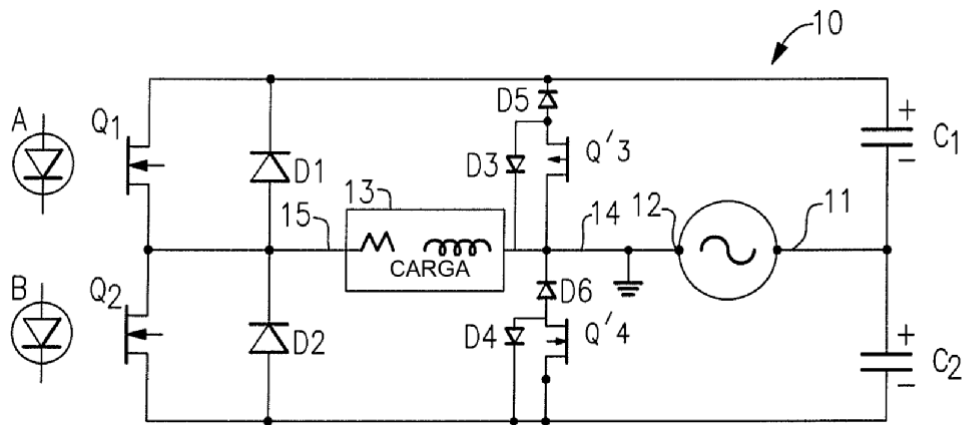
**FIG. 4B**



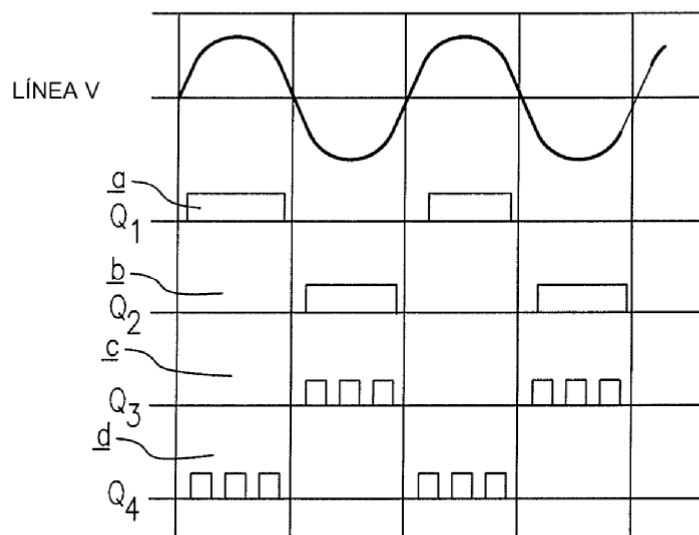
**FIG.5A**



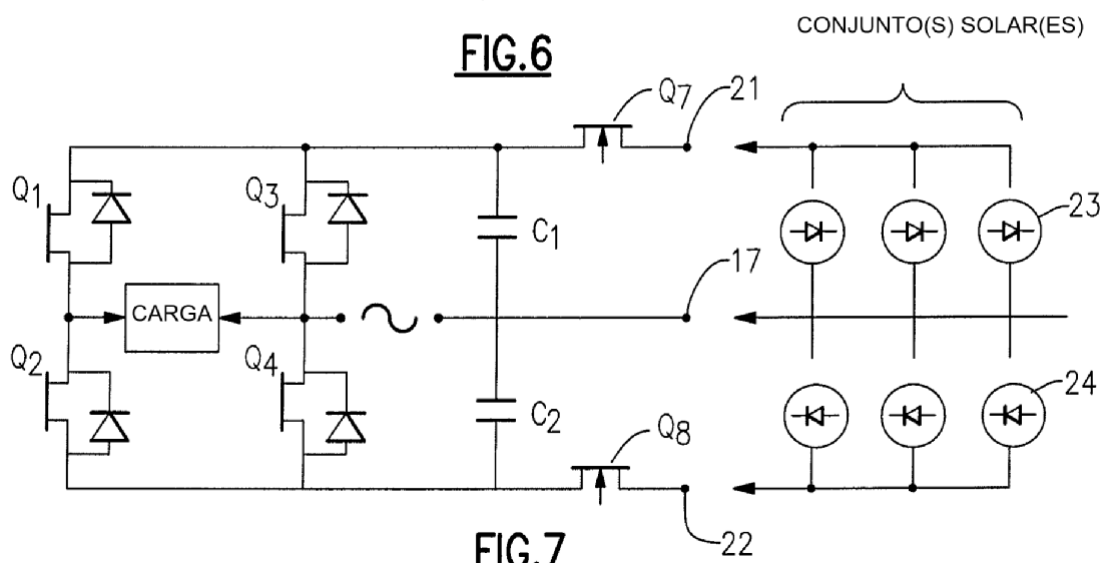
**FIG.5B**



**FIG.5C**



**FIG.6**



**FIG.7**

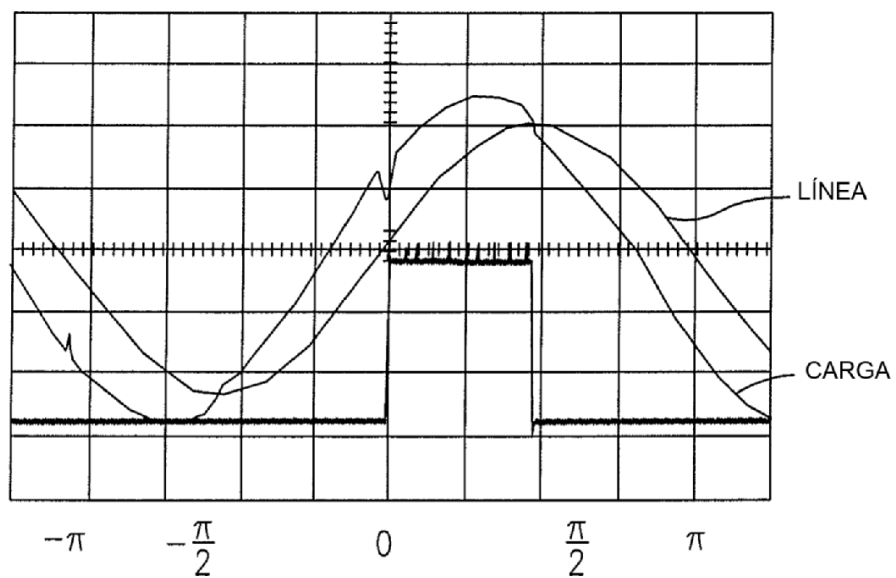


FIG.8A

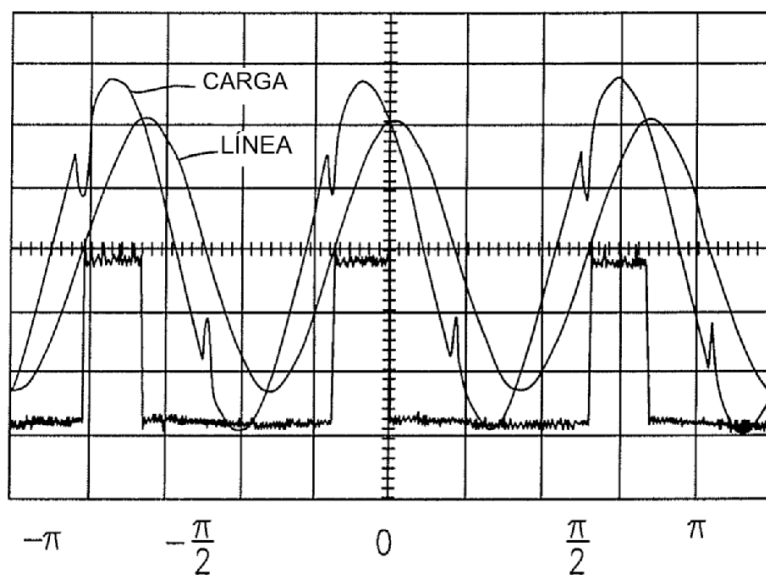
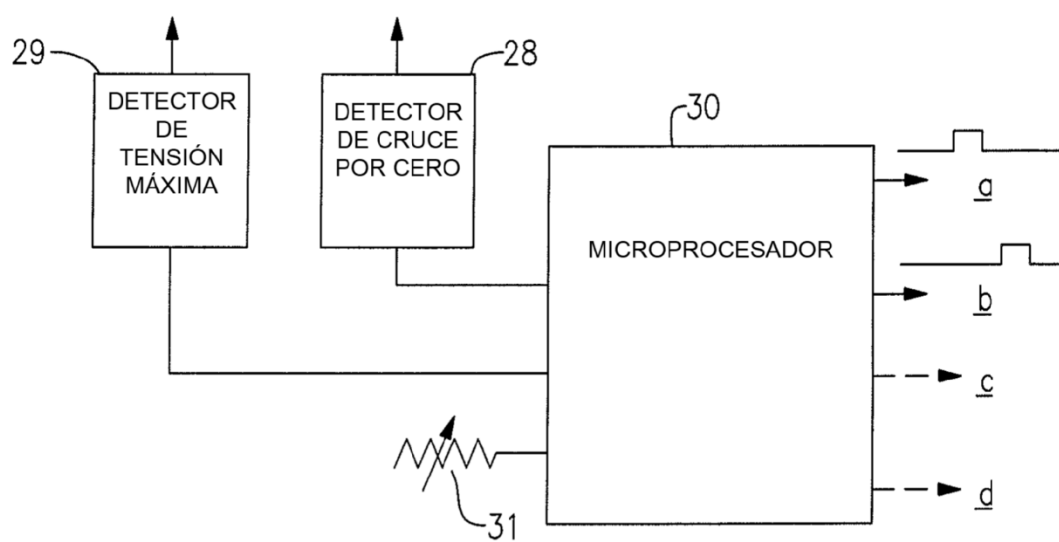
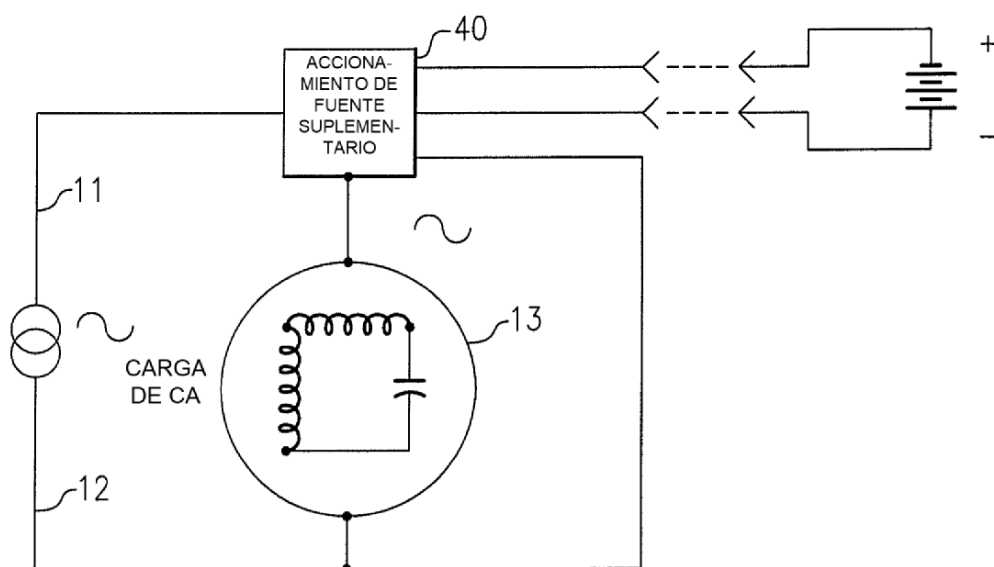


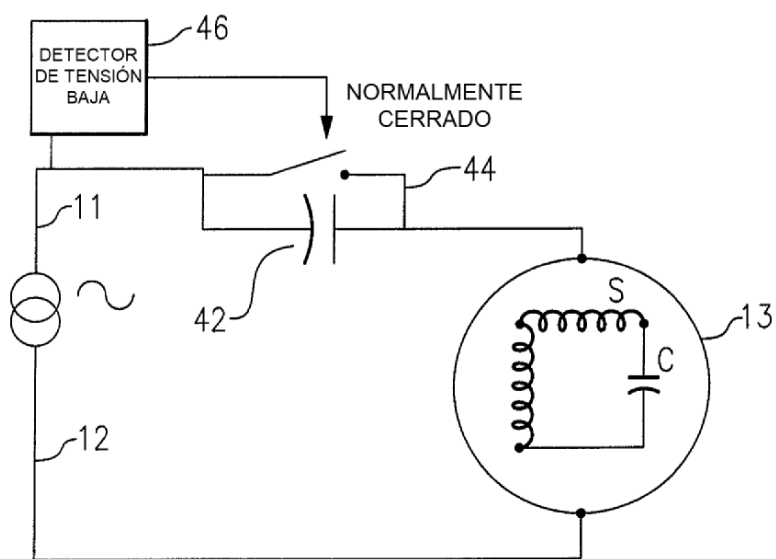
FIG.8B



**FIG.9**

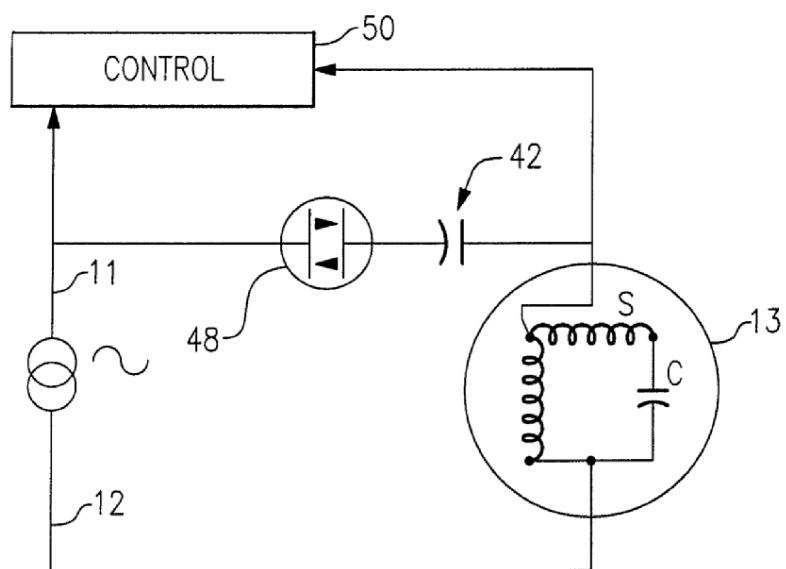


**FIG.10**

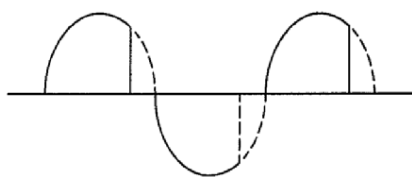


**FIG.11**

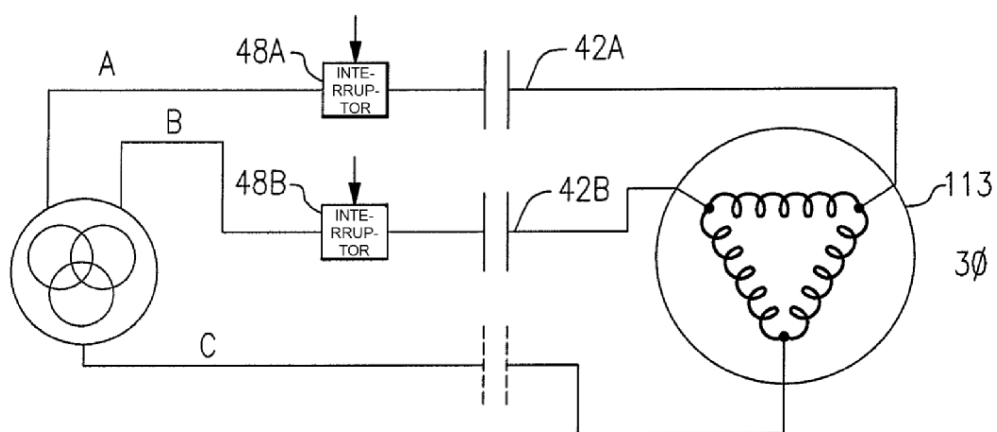




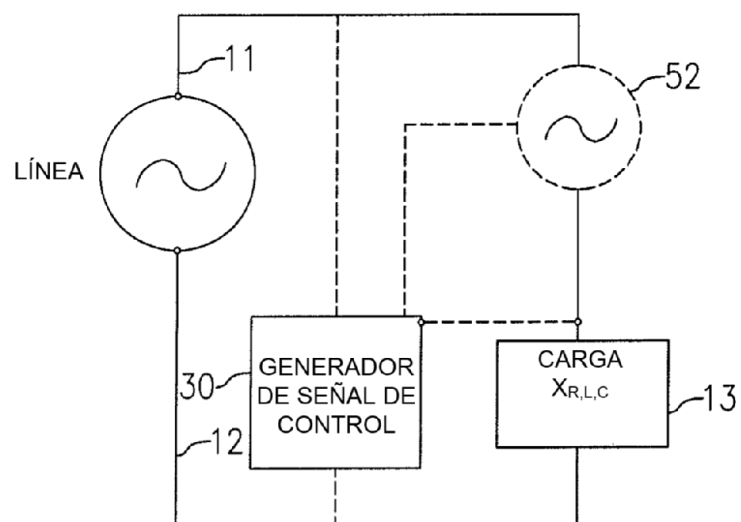
**FIG.12**



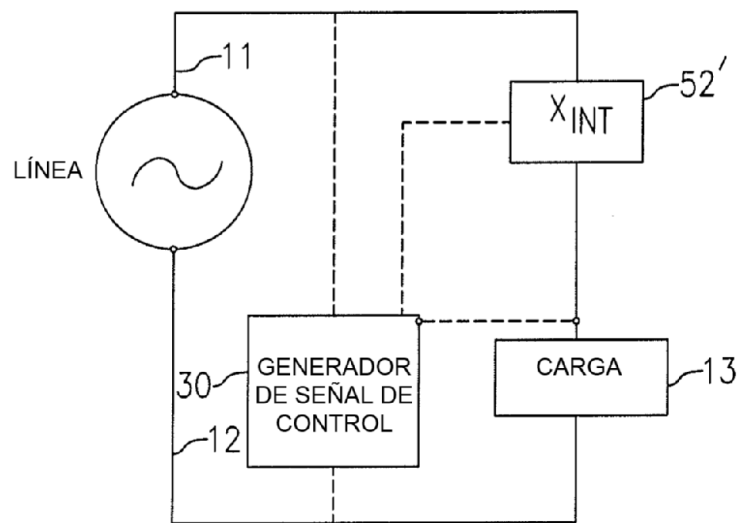
**FIG.12A**



**FIG.13**



**FIG.14**



**FIG.15**