



①9



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

①1 Número de publicación: **2 281 108**

⑤1 Int. Cl.:
H02M 7/21 (2006.01)
H02M 1/00 (2007.01)

①2

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- ⑧6 Número de solicitud europea: **97943154 .1**
⑧6 Fecha de presentación : **08.10.1997**
⑧7 Número de publicación de la solicitud: **0932249**
⑧7 Fecha de publicación de la solicitud: **28.07.1999**

⑤4 Título: **Transformador.**

③0 Prioridad: **11.10.1996 JP 8-270351**
09.06.1997 JP 9-151421

④5 Fecha de publicación de la mención BOPI:
16.09.2007

④5 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
16.09.2007

⑦3 Titular/es: **DAIKIN INDUSTRIES, LIMITED**
Umeda Center Building
4-12, Nakazaki-Nishi 2-chome
Kita-ku, Osaka-shi, Osaka 530, JP

⑦2 Inventor/es: **Iida, Masakazu y**
Kawasima, Reiji

⑦4 Agente: **Gil Vega, Víctor**

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

Transformador.

5 Campo y antecedentes de la invención

La presente invención se refiere a un transformador. Más en concreto, la presente invención se refiere a un transformador con una instalación en la que un conjunto de circuitos de un rectificador de onda completa se conecta a una tensión de CA (corriente alterna) y unos condensadores conectados entre sí en serie están conectados entre bornes de salida del circuito rectificador de onda completa.

El documento "THREE-PHASE DIODE RECTIFIER WITH LOW HARMONIC DISTORTION TO FEED CAPACITIVE LOADS", IEEE, volumen 2, 3 MARZO 1996 (03.03.1996), p. 932-938 describe un transformador de las características que se definen en el preámbulo de las reivindicaciones independientes 1 y 2.

Por la patente JP 03065056 A se conoce un rectificador para reducir la pérdida en un circuito de un transformador con un factor de gran potencia y mejorar la fiabilidad de un dispositivo de circuito con un método en el que se juzga el factor de potencia de una fuente eléctrica de acuerdo con una corriente de carga y se realiza la conmutación entre el circuito del transformador con un factor de gran potencia y un circuito elevador.

Por el documento "An Improved High-Power Factor and Low-Cost Three-Phase Rectifier", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, volumen 33, nº 2, marzo/abril 1997, p. 485-492 se conoce un método para mejorar el factor de potencia de rectificadores trifásicos con tres conmutadores activos bidireccionales tasado en una pequeña fracción de la potencia total del proceso y datado en la frecuencia de línea.

En los últimos años, se está mejorando rápidamente una técnica para reducir el tamaño y mejorar al mismo tiempo el rendimiento de un inversor y un motor que se emplean en un aparato de aire acondicionado. Pero mejorar el funcionamiento del transformador es una cuestión necesaria que actúa como fuente de alimentación del inversor y del motor para mejorar el funcionamiento de un sistema completo. Por tanto, es necesario el desarrollo técnico, lo más rápidamente posible, de un transformador con un alto rendimiento. Además, un problema de un sistema de transmisión u otros dispositivos se ha convertido en un problema social, debiéndose este problema a armónicas en fuentes de alimentación, procediendo las armónicas de un transformador de potencia. En Europa, la IEC (Comisión Electrotécnica Internacional) ya ha establecido valores estándar de armónicas en fuentes de alimentación (IEC100-3-2) en el año 1996. Además, en Japón, en 1996, empezó el control voluntario de corrientes armónicas (líneas directrices de armónicas de aparatos eléctricos domésticos y aparatos convencionales) según la generalización de la oficina de recursos y energía.

Un transformador convencional empleado en el pasado tiene una instalación en la que un condensador de aplamamiento está conectado entre bornes de salida de un circuito rectificador de onda completa a través de una bobina de reactancia, como se ilustra en la figura 1(a). Cuando se usa este transformador, se espera un efecto de aumento del ángulo conductor de una corriente de entrada debido a la bobina de reactancia, como se ilustra en la figura 1(b). Aunque, no se puede realizar un efecto de gran mejora en el factor de potencia (el factor de potencia máximo es de aproximadamente el 80%) ya que el desfaseamiento de una forma de onda fundamental es grande. Además, la norma IEC (clase A) no puede cumplirse en lo que se refiere a las armónicas, como se ilustra en la figura 1(c).

Teniendo en cuenta los problemas anteriores, un transformador denominado sistema de bomba de carga, como se ilustra en la figura 2(a), para mejorar el rendimiento del factor de potencia se emplea como un transformador que se usa especialmente en un aparato de aire acondicionado conectado a un sistema de tensión de 200 V monofásico. Y, se mejora el rendimiento del factor de potencia que sobrepasa el 85%. Pero en este transformador, un condensador conectado en serie con un sistema de fuente de alimentación y un componente inductivo del sistema de fuente de alimentación constituyen un circuito de resonancia en serie. Por tanto, una de sus corrientes de entrada incluye entre diez y trece armónicas, como se ilustra en la figura 2(b), de manera que el transformador se convierte en una fuente de alimentación no adaptada a las líneas directrices de armónicas para aparatos eléctricos domésticos y aparatos convencionales, como se ilustra en la figura 2(c). La norma IEC no tiene en cuenta la impedancia del sistema, pero no tiene un nivel adaptable. Además, una tensión de CC (corriente continua) de un transformador es casi igual a un valor máximo de la tensión de la fuente de alimentación (aproximadamente 280 V para 200 V del sistema de fuente de alimentación) como máximo (descargado). La tensión de CC desciende después de aumentar la carga debido a la caída de tensión que se produce al insertar la bobina de reactancia. Cuando disminuye la tensión de CC, tiene que aumentar una corriente en proporción inversa a la tensión de CC de manera que es necesario aumentar el coste y el tamaño del transformador. Además, la frecuencia de excitación de un motor se determina prácticamente tomando como base la tensión de aplicación, de manera que la disminución de tensión de CC hace que disminuya la cantidad de frecuencia de excitación de un motor.

Por otro lado, se emplea mucho un transformador de un sistema duplicador de voltaje, como se ilustra en la figura 3(a), como transformador de un sistema de tensión de 100V monofásico. Se sabe que una tensión de salida se convierte en una tensión doble de una fuente de alimentación y que la cantidad de armónicas que se generan se contiene para que sea relativamente baja cuando se usa este sistema. Cuando se usa este sistema en un sistema de tensión de 200 V, la tensión de CC se eleva de manera excesiva cuando la carga es ligera y la tensión de CC alcanza el doble de tensión (560

V) de un valor máximo de la tensión de alimentación cuando la carga es abierta (la carga se rompe). Por tanto, tienen que aumentar las tensiones resistentes de partes que están conectadas corriente abajo con respecto al transformador. En concreto, cuando un transformador de energía o equivalente, incluidos elementos conmutadores tales como un inversor, está conectado, hay que determinar una tensión resistente de los elementos de conmutación para que sea aproximadamente una tensión doble. En consecuencia, el dispositivo aumenta de tamaño y también aumenta su coste de manera considerable. Además, una corriente duplicadora de voltaje tiene un gran avance de fase con respecto a una fase de tensión de alimentación, como se ilustra en la figura 3(b). El transformador del sistema duplicador de voltaje emplea una bobina de reactancia de aproximadamente el 20% para mantener un factor de potencia grande usándose un transformador en un aparato de aire acondicionado que introduce un sistema de tensión de 100 V. Cuando una bobina de reactancia con una tensión de aplanamiento de corriente similar se realiza en un sistema de tensión de 200 V, la inductancia de la bobina de reactancia llega a ser de aproximadamente cuatro veces la inductancia. Por tanto, la bobina de reactancia se aleja de un nivel de uso práctico debido al aumento de tamaño y de coste de una bobina de reactancia.

En los últimos años, se ha propuesto un transformador de mejora de factor de potencia usando un interruptor elevador de voltaje, como se ilustra en la figura 4(a), para resolver los problemas de los transformadores anteriores. Este transformador controla un régimen normal del interruptor elevador de voltaje para controlar una tensión de CC usando un conjunto de circuitos de control que es una tensión de entrada, una corriente de entrada, una tensión de CC y un valor de control de tensión de CC. Un factor de potencia de entrada se puede controlar para que sea aproximadamente 1, como se ilustra en la figura 4(b). Además, la CC se puede cambiar libremente, y la tensión se puede elevar como máximo hasta el infinito, de manera que este transformador sea un transformador ideal.

Además, un transformador con una instalación en la que una bobina de reactancia está conectada entre un borne de entrada de cada fase de una fuente de alimentación de CA trifásica y cada borne de entrada de un circuito rectificador trifásico y en la que un condensador de aplanamiento está conectado entre bornes de entrada del circuito rectificador trifásico, se conoce como un transformador que está conectado a la fuente de alimentación de CA trifásica, como se ilustra en la figura 19(a). Cuando se usa el transformador que tiene la instalación anterior, el efecto de mejora del factor de potencia de entrada y el efecto de reducción, hasta cierto punto, reducen las corrientes de armónicas debido a las bobinas de reactancia, como se ilustra en la figura 19(b). Sin embargo, es difícil cumplir la clase A de la norma IEC, como se ilustra en la figura 19(c) cuando se suministra tensión de CC a un dispositivo con los mismos kW o más.

Para resolver este problema, se puede emplear un transformador PWM (modulación de duración de impulso) que emplea a su vez seis elementos conmutadores, como se ilustra en la figura 20(a). Cuando se emplea este transformador PWM, se controlan corrientes de entrada mediante conmutación de frecuencia de manera que se pueden controlar las corrientes de entrada que no incluyan componentes de armónicas y se controlan para determinar el factor de potencia de entrada para que sea 1. En concreto, un circuito equivalente de cada fase de este transformador PWM se convierte en un circuito que se ilustra en la figura 20(c). Por tanto, no se incluyen componentes de armónicas en la corriente de entrada i_u cuando se determina que la tensión de entrada v_u del transformador tiene forma de onda de seno. Es decir, un diagrama de vectores se convierte en el diagrama que se ilustra en la figura 20(d). Por tanto, se realiza una reducción de componentes de armónicas en las corrientes de entrada generando diagramas PWM de las tensiones de entrada del transformador a fin de determinar las tensiones de entrada del transformador para que tengan formas de onda de seno, generándose los diagramas PWM mediante un método que se describe en "current controlling method which takes parameter change of a three phase PWM converter into consideration (sansouon PWM konbata no paramete-ta hendou wo kouryoshita denryuu seigy hou)", Takaharu Takeshita, Makoto Iwasaki, Nobuyuki Matsui, Dengakuron D, Vol. 107, nº 11, Sho-62.

Además, un sistema múltiplex o un sistema de fase múltiplex que usa transformadores, se emplea en muchos casos en un dispositivo de gran capacidad que tiene tanta capacidad como un transformador para transmitir una tensión de CC, un dispositivo rectificador para un horno o equivalente. Por ejemplo, se emplea un sistema de circuito rectificador de 12 impulsos trifásico que se explica en la patente japonesa Laid-Open Gazette Tokukaihei 2-142357. La instalación de este sistema se ilustra en la figura 21. Este sistema emplea un transformador. Los devanados primarios están conectados en estrella, mientras que los devanados secundarios están conectados en estrella y en delta. Por tanto las fases de tensión de salida están desplazadas $\pi/6$ entre sí. El sistema doble se realiza conectando entre sí un par de circuitos de rectificación de diodos trifásicos en paralelo con los devanados secundarios que están aislados entre sí. En este sistema, la forma de onda de tensión de alimentación de la fase-u es una forma de onda que se ilustra en la figura 22(a). Las corrientes de entrada del circuito de rectificación de diodos trifásico son corrientes con una longitud de conducción de $\pi/3$, como se ilustra en la figura 22(b), el circuito de rectificación de diodos trifásico está conectado a la conexión en estrella de los devanados secundarios del transformador. Las corrientes de entrada del circuito de rectificación de diodos trifásico son corrientes que están en desfase retardado $\pi/6$ con respecto a las corrientes de entrada que se ilustran en la figura 22(b), como se ilustra en la figura 22(c), el circuito de rectificación de diodos trifásico está conectado a la conexión en delta de los devanados secundarios del transformador. Por tanto, las corrientes que circulan por los devanados primarios del transformador se convierten en corrientes {consultar la figura 22(e)} que se obtienen añadiendo las corrientes de entrada que se ilustran en la figura 22(b) y corrientes {consultar la figura 22(d)} que se obtienen realizando una conversión delta-estrella a la corriente de entrada que se ilustra en la figura 22(c).

Aunque, cuando se emplea el transformador de mejora del factor de potencia que usa un interruptor elevador de voltaje, controlar un conmutador se hace extremadamente complicado y se necesita un filtro de gran potencia para contrarrestar ruidos que circulan hacia el sistema de fuente de alimentación. Por tanto, el coste aumenta considerable-

mente. Además, disminuye el rendimiento debido a la magnitud de las pérdidas producidas por los componentes de alta frecuencia de una corriente que circula a través de la bobina de reactancia.

Además, cuando se emplea el transformador PWM que tiene la instalación que se ilustra en la figura 20(a), disminuye el rendimiento después de la conmutación de alta frecuencia, aumentan los ruidos, como muestran la forma de onda de corriente de entrada y la forma de onda de tensión de entrada en la figura 20(b), el control se hace complicado y aumentan los costes.

Además, cuando se emplea el sistema de circuito rectificador de 12 impulsos trifásico que tiene la instalación que se ilustra en la figura 21, se necesita el transformador y una pluralidad de circuitos de rectificación de diodos trifásicos. Por tanto, aumenta en su totalidad el tamaño del sistema y aumenta sustancialmente su coste.

Breve descripción de la invención

La presente invención se hizo en vista de los problemas anteriores.

El primer objetivo de la presente invención es ofrecer un transformador que simplifique sustancialmente el control de la conmutación, que realice una mejora suficiente del factor de potencia de entrada y una reducción suficiente de armónicas.

El segundo objetivo de la presente invención es realizar una elevación del voltaje de la tensión de CC.

El tercer objetivo de la presente invención es eliminar o reducir componentes de armónicas específicos en un grado de cambio de carga total.

El cuarto objetivo de la presente invención es mantener en uno el factor de potencia de onda fundamental de la corriente de entrada.

El quinto objetivo de la presente invención es suministrar una tensión de CC estable a pesar del cambio de tensión de alimentación y del cambio de carga.

El sexto objetivo de la presente invención es simplificar sustancialmente la instalación.

La presente invención proporciona un transformador según las reivindicaciones independientes 1 y 2. En las reivindicaciones dependientes, se definen realizaciones preferidas.

Cuando se emplea el transformador de la primera realización según la presente invención, el transformador comprende la bobina de reactancia, el circuito rectificador de onda completa con bornes de entrada y bornes de salida, estando dicho circuito conectado a una fuente de alimentación de CA a través de la bobina de reactancia, el condensador de aplanamiento que está conectado entre los bornes de entrada del circuito rectificador de onda completa, los condensadores elevadores de voltaje conectados entre sí en serie que están conectados en paralelo al condensador de aplanamiento entre los bornes de salida del circuito rectificador de onda completa, el conmutador que está conectado entre el borne de entrada del circuito rectificador de onda completa y el punto de conexión entre los condensadores elevadores de voltaje, y el medio de control para controlar el conmutador a fin de efectuar una operación de conmutación en respuesta a un cambio de la tensión de alimentación. Por tanto la rectificación duplicadora de voltaje y la rectificación de onda completa pueden cambiarse entre sí en respuesta al cambio de la tensión de alimentación. Y se realiza fácilmente una elevación de la tensión de CC en un margen mayor que una tensión obtenida por la rectificación de onda completa y menor que una tensión obtenida por la rectificación duplicadora de voltaje. Además, se realiza un factor de gran potencia de manera similar al de un transformador de mejora de factor de potencia usando un interruptor elevador de voltaje. El control del conmutador es extremadamente simple, y los ruidos que salen hacia el sistema de fuente de alimentación no importan, con lo cual se suprime enormemente el aumento del coste. Naturalmente, se realiza la reducción de armónicas.

Cuando se emplea el transformador de la segunda realización según la presente invención, el transformador emplea el medio que controla el conmutador a fin de realizar una operación de conmutación una vez cada medio ciclo de la tensión de alimentación, como el medio de control. Por tanto, se simplifica más el control de la conmutación además del funcionamiento y los efectos de la primera realización.

Cuando se emplea el transformador de la tercera realización según la presente invención, el transformador emplea el medio que detecta el paso a cero de la tensión de alimentación y envía la señal de control para poner en marcha el conmutador durante el periodo de tiempo predeterminado en respuesta a la detección del paso a cero, como el medio de control. Por tanto, se usa de manera eficaz un efecto de aumento del ángulo conductor en el lado de la fase de avance debido a la rectificación duplicadora de voltaje y un efecto de aumento del ángulo conductor en el lado de la fase de retardo debido a la rectificación de onda completa de manera que se realiza una gran mejora del factor de potencia y una gran mejora de armónicas.

Cuando se emplea el transformador de la cuarta realización según la presente invención, el transformador emplea el medio que envía la señal de control para poner en marcha el conmutador durante el periodo de tiempo predeterminado

ES 2 281 108 T3

que incluye el tiempo de paso a cero de la tensión de alimentación, como el medio de control. Por tanto, se obtiene el efecto de mejora del factor de potencia y el efecto de mejora de armónicas.

5 Cuando se emplea el transformador de la quinta realización según la presente invención, el transformador emplea el medio que envía la señal de control para poner en marcha el conmutador durante el tiempo central del periodo de tiempo predeterminado que coincide con el tiempo del paso a cero de la tensión de alimentación, como el medio de control. Por tanto, aumenta el efecto de mejora del factor de potencia y el efecto de mejora de armónicas.

10 Cuando se emplea el transformador de la sexta realización según la presente invención, el transformador emplea el medio que envía la señal de control para poner en marcha el conmutador durante el periodo de tiempo predeterminado que se determina para que incluya el tiempo de paso a cero de la tensión de alimentación y para que su periodo de tiempo del lado de retardo previo sea más corto que su periodo de tiempo del lado de retardo de fase, determinándose ambos periodos con respecto al tiempo de paso a cero, como el medio de control. Por tanto, aumenta el efecto de mejora del factor de potencia y aumenta más el efecto de mejora de armónicas.

15 Cuando se emplea el transformador de la séptima realización según la presente invención, el transformador emplea el medio que envía la señal de control para poner en marcha el conmutador durante el periodo de tiempo determinado previamente, como el medio de control. Por tanto, se realizan operaciones y efectos similares a los de una de las realizaciones primera a sexta.

20 Cuando se emplea el transformador de la octava realización según la presente invención, el transformador emplea el medio que compara el valor de la tensión de CC suministrada a la carga con el valor dado de control de tensión de CC procedente del exterior y envía la señal de control para poner en marcha el conmutador durante el periodo de tiempo predeterminado que acerca la tensión de CC al valor de control de tensión de CC, como el medio de control. Por tanto, se puede enviar una tensión de CC desde allí que se necesita en el conjunto de circuitos del lado corriente abajo con respecto al transformador, además de las operaciones y los efectos de una de las realizaciones primera a sexta.

30 Cuando se emplea el transformador de la novena realización según la presente invención, el transformador comprende las bobinas de reactancia, el circuito rectificador de onda completa trifásico con bornes de entrada y bornes de salida cuyo conjunto de circuitos está conectado a la fuente de alimentación trifásica a través de las bobinas de reactancia, los condensadores de aplanamiento conectados entre si en serie que están conectados entre los bornes de entrada del circuito rectificador de onda completa trifásico, cada conmutador conectado entre el borne de entrada de cada fase del circuito rectificador de onda completa trifásico y el punto de conexión entre los condensadores de aplanamiento, y el medio de control para controlar el conmutador a fin de que realice una operación de conmutación en respuesta a un cambio de tensión de alimentación y/o un cambio de carga. Por tanto, se eleva fácilmente la tensión de CC dentro de un margen mayor que una tensión obtenida por la rectificación de onda completa y menor que una tensión obtenida por la rectificación duplicadora de voltaje. Además, se realiza un factor de gran potencia de manera similar al de un transformador de mejora de factor de potencia usando un interruptor elevador de voltaje. El control del conmutador es extremadamente simple, y los ruidos que salen hacia el sistema de fuente de alimentación no importan, con lo cual se suprime enormemente el aumento del coste. Naturalmente, se realiza la reducción de armónicas.

45 Cuando se emplea el transformador de la décima realización según la presente invención, el transformador comprende las bobinas de reactancia, el circuito rectificador de onda completa trifásico con bornes de entrada y bornes de salida cuyo conjunto de circuitos está conectado a la fuente de alimentación trifásica a través de las bobinas de reactancia, los condensadores de aplanamiento conectados entre si en serie que están conectados entre los bornes de entrada del circuito rectificador de onda completa trifásico, el condensador de aplanamiento conectado en paralelo con los condensadores elevadores de voltaje, teniendo el condensador de aplanamiento una capacidad mayor que la de los condensadores elevadores de voltaje, cada conmutador conectado entre el borne de entrada de cada fase del circuito rectificador de onda completa trifásico y el punto de conexión entre los condensadores elevadores de voltaje, y el medio de control para controlar el conmutador a fin de que realice una operación de conmutación en respuesta a un cambio de tensión de alimentación y/o un cambio de carga. Por tanto, se reducen los componentes de armónicas más altas en la corriente de entrada. Y, se eleva fácilmente la tensión de CC dentro de un margen mayor que una tensión obtenida por la rectificación de onda completa y menor que una tensión obtenida por la rectificación duplicadora de voltaje. Además, se realiza un factor de gran potencia de manera similar al de un transformador de mejora de factor de potencia usando un interruptor elevador de voltaje. El control de la conmutación es extremadamente simple, y los ruidos que salen hacia el sistema de fuente de alimentación no importan, con lo cual se suprime enormemente el aumento del coste. Naturalmente, se realiza la reducción de armónicas.

60 Cuando se emplea el transformador de la undécima realización según la presente invención, el transformador emplea el medio que controla el conmutador para realizar la operación de conmutación una vez cada medio ciclo de la tensión de alimentación, como el medio de control. Por tanto, el control de la conmutación se simplifica más además de la operación y efectos de las realizaciones novena o décima. Además, el transformador realiza la operación de conmutación una vez cada medio ciclo de la tensión de alimentación de manera que se mejoran desventajas tales como disminución del rendimiento debido a la conmutación de alta frecuencia en un transformador PWM, aumento de ruidos, aumento de la corriente de pérdidas y aumento de los costes.

Cuando se emplea el transformador de la duodécima realización según la presente invención, el transformador emplea el medio que determina el periodo de tiempo en marcha del conmutador para eliminar o reducir componentes de armónicas específicos, como el medio de control. Por tanto, los componentes de armónicas específicos se pueden eliminar o reducir, y se realizan operaciones y efectos similares a los de una de las realizaciones novena a undécima.

Cuando se emplea el transformador de la decimotercera realización según la presente invención, el transformador usa el medio que detecta la información de la carga y determina el tiempo para poner en marcha el conmutador en respuesta al valor de detección, como el medio de control. Por tanto, los componentes de armónicas específicos se pueden eliminar o reducir, y se realizan operaciones y efectos similares a los de la duodécima realización.

Cuando se emplea el transformador de la decimocuarta realización según la presente invención, el transformador usa el medio que determina el periodo de tiempo en marcha del conmutador y el tiempo para poner en marcha el conmutador de manera que la onda fundamental de la corriente de entrada y la tensión de alimentación estén en la misma fase. Por tanto, el factor de potencia de la onda fundamental de la corriente de entrada siempre se mantiene en 1, y se realizan operaciones y efectos similares a los de las realizaciones novena a decimotercera.

Cuando se emplea el transformador de la decimoquinta realización según la presente invención, el transformador usa el medio que detecta la tensión de CC, calcula la diferencia entre la tensión de CC detectada y el valor de control de la tensión de CC, y determina el periodo de tiempo en marcha del conmutador en respuesta a la diferencia calculada. Por tanto, se puede suministrar una tensión de CC estable a pesar del cambio de tensión de alimentación y al cambio de carga, y se realizan operaciones y efectos similares a los de las realizaciones novena a undécima.

Breve descripción de los dibujos

La figura 1(a) es un diagrama de circuito eléctrico que ilustra un ejemplo de un transformador convencional.

La figura 1(b) es un diagrama que ilustra una forma de onda de una tensión de entrada y una forma de onda de una corriente de entrada.

La figura 1(c) es un diagrama que ilustra las relaciones entre cantidad de generación de armónicas, líneas directrices de armónicas para aparatos eléctricos domésticos y aparatos convencionales y normas de armónicas de la Clase-A-IEC.

La figura 2(a) es un diagrama de circuito eléctrico que ilustra otro ejemplo de un transformador convencional.

La figura 2(b) es un diagrama que ilustra una forma de onda de una tensión de entrada y una forma de onda de una corriente de entrada.

La figura 2(c) es un diagrama que ilustra las relaciones entre cantidad de generación de armónicas, líneas directrices de armónicas para aparatos eléctricos domésticos y aparatos convencionales y normas de armónicas de la Clase-A-IEC.

La figura 3(a) es un diagrama de circuito eléctrico que ilustra otro ejemplo de un transformador convencional.

La figura 3(b) es un diagrama que ilustra una forma de onda de una tensión de entrada y una forma de onda de una corriente de entrada.

La figura 4(a) es un diagrama de circuito eléctrico que ilustra otro ejemplo de un transformador convencional.

La figura 4(b) es un diagrama que ilustra una forma de onda de una tensión de entrada y una forma de onda de una corriente de entrada.

La figura 5 es un diagrama que ilustra un transformador de una primera realización según la presente invención.

La figura 6 es un diagrama que ilustra un transformador de una segunda realización según la presente invención.

Las figuras 7(a) a 7(d) son diagramas que ilustran formas de onda de cada sección del transformador de la figura 6.

La figura 8 es un diagrama que ilustra relaciones entre la cantidad de generación de armónicas del transformador de la figura 6, líneas directrices de armónicas para aparatos eléctricos domésticos y aparatos convencionales y normas de armónicas de la Clase-A-IEC.

La figura 9 es un diagrama que ilustra un transformador de una tercera realización según la presente invención.

Las figuras 10(a) a 10(d) son diagramas que ilustran formas de onda de cada sección del transformador de la figura 9.

La figura 11 es un diagrama que ilustra relaciones entre la cantidad de generación de armónicas del transformador de la figura 9, líneas directrices de armónicas para aparatos eléctricos domésticos y aparatos convencionales y normas de armónicas de la Clase-A-IEC.

5 La figura 12 es un diagrama que ilustra un transformador de una cuarta realización según la presente invención.

Las figuras 13(a) a 13(e) son diagramas que ilustran formas de onda de cada sección del transformador de la figura 12.

10 La figura 14 es un diagrama que ilustra relaciones entre la cantidad de generación de armónicas del transformador de la figura 12, líneas directrices de armónicas para aparatos eléctricos domésticos y aparatos convencionales y normas de armónicas de la Clase-A-IEC.

15 La figura 15 es un diagrama que ilustra un cambio de una tensión de salida con respecto a un periodo de tiempo en marcha de un conmutador bidireccional.

La figura 16 es un diagrama que ilustra un transformador de una quinta realización según la presente invención.

20 La figura 17 es un diagrama que ilustra un ejemplo modificado del transformador de la figura 16.

La figura 18 es un diagrama que ilustra un transformador de una sexta realización según la presente invención.

La figura 19(a) es un diagrama que ilustra un circuito de rectificación de tipo entrada inductiva convencional.

25 La figura 19(b) es un diagrama que ilustra una forma de onda de una tensión de entrada y una forma de onda de una corriente de entrada.

La figura 19(c) es un diagrama que ilustra relaciones entre la cantidad de generación de armónicas y normas de armónicas de la Clase-A-IEC.

30 La figura 20(a) es un diagrama que ilustra un transformador PWM convencional.

La figura 20(b) es un diagrama que ilustra una forma de onda de una tensión de entrada y una forma de onda de una corriente de entrada.

35 La figura 20(c) es un diagrama que ilustra un circuito equivalente de cada fase de un transformador PWM convencional.

La figura 20(d) es un diagrama que ilustra un diagrama de vectores de tensión.

40 La figura 21 es un diagrama que ilustra un sistema de circuito rectificador de 12 impulsos trifásico convencional.

Las figuras 22(a) a 22(e) son diagramas que ilustran formas de onda de cada sección de un sistema de circuito rectificador de 12 impulsos trifásico convencional.

45 La figura 23 es un diagrama de circuito eléctrico que ilustra un transformador de una séptima realización según la presente invención.

50 La figura 24 es un diagrama que ilustra una forma de onda de una tensión de entrada y una forma de onda de una corriente de entrada del transformador de la figura 23.

La figura 25 es un diagrama que ilustra relaciones entre la cantidad de generación de armónicas del transformador de la figura 23 y normas de armónicas de la Clase-A-IEC.

55 Las figuras 26(a) a 26(f) son diagramas que ilustran formas de onda de cada sección del transformador de la figura 23.

La figura 27 es un diagrama que ilustra una forma de onda de una tensión de entrada de un transformador dependiendo del cambio del periodo de tiempo en marcha del conmutador bidireccional.

60 La figura 28 es un diagrama que ilustra las características variables de los componentes de armónicas de la corriente de entrada con respecto al periodo de tiempo en marcha.

Las figuras 29(a) y 29(b) son diagramas que ilustran la tensión de alimentación y el cambio de la tensión de entrada del transformador dependiendo del cambio del periodo de tiempo en marcha del conmutador bidireccional.

65 La figura 30 es un diagrama que ilustra las características variables de la corriente de armónicas de cada orden con respecto a la tensión de entrada.

ES 2 281 108 T3

La figura 31 es un diagrama de circuito eléctrico que ilustra un transformador de una octava realización según la presente invención.

Las figuras 32(a) y 32(b) son diagramas que ilustran diagramas de vectores de tensión que corresponden a una carga pesada y a una carga ligera.

La figura 33 es un diagrama de circuito eléctrico que ilustra un transformador de una novena realización según la presente invención.

Las figuras 34(a) y 34(b) son diagramas que ilustran diagramas de vectores de tensión que corresponden a un desfase previo y a un desfase retardado.

La figura 35 es un diagrama de circuito eléctrico que ilustra un transformador de una décima realización según la presente invención.

La figura 36 es un diagrama que ilustra las características variables de la corriente de armónicas de cada orden con respecto a la tensión de entrada con carga máxima.

La figura 37 es un diagrama que ilustra las características variables de la corriente de armónicas de cada orden con respecto a la tensión de entrada bajo el control de la tensión de CC.

La figura 38 es un diagrama que ilustra las características variables de la tensión de CC con respecto a la tensión de entrada.

La figura 39 es un diagrama de circuito eléctrico que ilustra un transformador de una undécima realización según la presente invención.

La figura 40 es un diagrama de circuito eléctrico que ilustra un transformador de una duodécima realización según la presente invención.

La figura 41(a) es un diagrama que ilustra una forma de onda de una tensión de entrada de un transformador.

La figura 41(b) es un diagrama que ilustra una forma de onda de una tensión de ondulación de un transformador.

La figura 42 es un diagrama que ilustra relaciones entre la cantidad de generación de armónicas del transformador de la figura 41, y normas de armónicas de la Clase-A-IEC.

Mejor modo de llevar a cabo la invención

A partir de ahora, refiriéndonos a los dibujos en anexo, se explican en detalle las realizaciones según la presente invención.

La figura 5 es un diagrama de circuito eléctrico que ilustra un transformador de una primera realización según la presente invención.

En este transformador, un circuito rectificador de onda completa 2 está conectado entre bornes de una fuente de alimentación de CA (no se ilustra) a través de una bobina de reactancia 1. Un condensador de aplanamiento C2 está conectado entre los bornes de salida del circuito rectificador de onda completa 2. Unos condensadores elevadores de voltaje (condensadores duplicadores de voltaje) C11 y C12 conectados entre si en serie están conectados entre los bornes de salida del circuito rectificador de onda completa 2 en paralelo con el condensador de aplanamiento C2, teniendo los condensadores elevadores de voltaje C11 y C12 la misma capacidad. Un conmutador bidireccional S1 está conectado entre el borne de entrada del circuito rectificador de onda completa 2 y el punto de conexión entre los condensadores elevadores de voltaje C11 y C12. Se proporciona una sección de control 3 que controla el conmutador bidireccional S1 a fin de efectuar una operación de conmutación una vez cada medio ciclo de la tensión de alimentación.

La sección de control 3 comprende una sección de control de duración de impulso 3a para enviar una señal de impulso con una duración de impulso que corresponde a un valor de control de tensión de CC dado procedente del exterior y un circuito de excitación 3b para recibir la señal de impulso enviada desde la sección de control de duración de impulso y para enviar una señal de excitación a fin de excitar el conmutador bidireccional S1. La señal de impulso enviada desde la sección de control de duración de impulso 3a es una señal para efectuar una operación de conmutación del conmutador bidireccional S1 una vez cada medio ciclo de la tensión de alimentación.

Cuando se usa el transformador de la primera realización, el conmutador bidireccional S1 puede conmutarse cada medio ciclo de la tensión de alimentación. Y, se realiza una rectificación duplicadora de voltaje durante un periodo de tiempo en marcha del conmutador bidireccional S1, mientras se está realizando una rectificación de onda completa durante un periodo de tiempo de descanso del conmutador bidireccional S1. La tensión de CC obtenida por la rectificación duplicadora de voltaje o por la rectificación de onda completa no se suministra como una carga tal cual, sino en

ES 2 281 108 T3

una condición aplanada por el condensador de aplanamiento C2. Por tanto, se eleva fácilmente la tensión de CC dentro de una escala igual o superior a una tensión obtenida por la rectificación de onda completa e inferior a una tensión obtenida por la rectificación duplicadora de voltaje. Además, un factor de gran potencia se realiza de manera similar a la de un transformador de mejora de factor de potencia usando un interruptor elevador de voltaje. El control del conmutador es extremadamente simple, y los ruidos que salen hacia el sistema de fuente de alimentación no importan, con lo cual se suprime enormemente el aumento del coste. Naturalmente, se realiza la reducción de armónicas.

En esta realización, el conmutador bidireccional S1 está conectado entre el borne de entrada del circuito rectificador de onda completa 2 y el punto de conexión entre los condensadores elevadores de voltaje C11 y C12, estando el borne de entrada conectado a la fuente de alimentación sin que esté interpuesta la bobina de reactancia 1. El conmutador bidireccional S1 puede estar conectado entre el otro borne de entrada del circuito rectificador de onda completa 2 y el punto de conexión entre los condensadores elevadores de voltaje C11 y C12, con lo cual se pueden realizar operaciones y efectos similares a los de la anterior instalación.

La figura 6 es un diagrama que ilustra un transformador de una segunda realización según la presente invención.

En este transformador, un circuito rectificador de onda completa 2 está conectado entre bornes de la fuente de alimentación (no se muestra) a través de una bobina de reactancia 1. Un condensador de aplanamiento C2 está conectado entre los bornes de salida del circuito rectificador de onda completa 2. Unos condensadores elevadores de voltaje (condensadores duplicadores de voltaje) C11 y C12 conectados entre sí en serie están conectados entre los bornes de salida del circuito rectificador de onda completa 2 en paralelo con el condensador de aplanamiento C2, teniendo los condensadores elevadores de voltaje C11 y C12 la misma capacidad. Un conmutador bidireccional S1 está conectado entre el borne de entrada del circuito rectificador de onda completa 2 y el punto de conexión entre los condensadores elevadores de voltaje C11 y C12. Se proporciona una sección de control 13 que controla el conmutador bidireccional S1 a fin de efectuar una operación de conmutación una vez cada medio ciclo de la tensión de alimentación.

La sección de control 13 comprende un detector de tensión de alimentación 13a para detectar una tensión de alimentación de una fuente de alimentación de CA, un comparador 13B para comparar un valor de control de tensión de CC procedente del exterior con el valor de la tensión de alimentación detectada y para enviar una señal del resultado de la comparación, y un circuito de excitación 13c para recibir la señal del resultado de la comparación enviada desde el comparador 13b y para enviar una señal de excitación a fin de excitar el conmutador bidireccional S1. En concreto, el conmutador bidireccional S1 se controla para que se ponga en marcha cuando el valor de control de tensión de CC es mayor que la tensión de alimentación detectada. Por tanto, la conmutación se realiza una vez cada medio ciclo de la tensión de alimentación determinando la duración para que sea un punto de partida, siendo la duración, una duración cuando el valor de control de tensión de CC sobrepasa, por ejemplo, la tensión de alimentación detectada.

El funcionamiento del transformador de la segunda realización se describe en detalle con referencia a los diagramas de forma de onda que se ilustran en las figuras 7(a) a 7(d). Cuando el transformador está en régimen permanente, los condensadores elevadores de voltaje C11 y C12 mantienen las cargas eléctricas en una fase inicial (ver tiempo t0 en las figuras 7(a) a 7(d)), cargándose las cargas eléctricas durante un ciclo anterior. Por tanto, los condensadores elevadores de voltaje C11 y C12 tienen un potencial constante. A continuación, se describen los funcionamientos de cada modo que se ilustran en las figuras 7(a) a 7(d). En la descripción, se describe principalmente el funcionamiento del condensador elevador de voltaje C11.

Modo 1 (del tiempo t0 al tiempo t2)

El conmutador bidireccional S1 ya está conectado en la fase inicial t0, y el circuito del transformador está realizando la rectificación duplicadora de voltaje. El condensador elevador de voltaje C11 también está cargado desde la condición inicial hasta que se apaga el conmutador bidireccional de manera que aumenta la tensión entre ambos bornes del condensador elevador de voltaje C11 (ver VC11 en la figura 7(a)). Durante este periodo de tiempo, una corriente de carga IC11 circula de manera que la corriente de carga hace que aumente el ángulo conductor de la corriente de entrada (en realidad, una corriente combinada, combinada con una corriente de descarga del condensador elevador de voltaje C12 en el modo 4) del condensador elevador de voltaje C11. En realidad, la corriente de entrada se empieza a conducir antes desde el tiempo t1 debido a la energía cargada en la bobina de reactancia 1 durante el medio ciclo anterior de manera que el ángulo conductor aumenta enormemente, siendo el tiempo t1 un control de tiempo cuando el potencial del condensador elevador de voltaje C11 llega a ser menor que la tensión de entrada.

Modo 2 (del tiempo t2 al tiempo t3)

El conmutador bidireccional S1 se apaga una vez transcurrido un tiempo determinado (tiempo t2), y el transformador cambia su operación a la operación de rectificación de onda completa. Se mantiene el potencial del condensador elevador de voltaje C11 hasta la siguiente operación de rectificación duplicadora de voltaje (puesta en marcha del conmutador bidireccional S1).

ES 2 281 108 T3

Modo 3 (del tiempo t3 al tiempo t5)

El conmutador bidireccional S1 se enciende una vez transcurrido un periodo de tiempo predeterminado (tiempo t3), y el transformador cambia su operación a la operación de rectificación duplicadora de voltaje. El condensador elevador de voltaje C11 se carga más hasta que el potencial del condensador elevador de voltaje C12 llega a ser mayor que la tensión de entrada. Por tanto, aumenta la tensión entre ambos bornes del condensador elevador de voltaje C11. Durante este periodo de tiempo, circula una corriente de carga IC11 del condensador de manera que la corriente de entrada aumenta en su ángulo de desfase retardado más que la de la operación de rectificación de dos alterancias mediante la corriente de carga (en realidad una corriente combinada, combinada con una corriente de descarga del condensador elevador de voltaje C12 en el modo 6) del condensador elevador de voltaje C11. Además, la caída de la corriente se retrasa mediante la energía cargada de la bobina de reactancia L de manera que el ángulo conductor aumenta más.

Modo 4 (del tiempo t5 al tiempo t7)

Se introduce el siguiente medio ciclo (el medio ciclo cuando la tensión de alimentación es negativa), disminuye el potencial del condensador elevador de voltaje C12 por debajo del valor absoluto de la tensión de alimentación de manera que el condensador elevador de voltaje C12 empieza a cargarse (tiempo t6) cuando el condensador elevador de voltaje C11 empieza a descargarse. El condensador elevador de voltaje C11 continúa descargándose hasta que se apaga el conmutador bidireccional S1 (tiempo t7). La corriente de entrada empieza a administrarse desde un tiempo anterior debido a la corriente de descarga (en realidad una corriente combinada, combinada con una corriente de carga del condensador elevador de voltaje C12 en el modo 1) del condensador elevador de voltaje C11. Por tanto, aumenta el ángulo conductor. Además, el efecto del aumento del ángulo conductor hace que aumente más el ángulo conductor durante la caída de corriente debido a la bobina de reactancia L al igual que en el modo 1.

Modo 5 (del tiempo t7 al tiempo t8)

El conmutador bidireccional S1 se apaga, y el transformador cambia su operación a la operación de rectificación duplicadora de voltaje. Por tanto, el condensador elevador de voltaje C11 adopta una condición de no conducción, y la corriente de entrada carga directamente el condensador elevador de voltaje C12. Naturalmente, el potencial del condensador elevador de voltaje C11 se mantiene hasta la siguiente operación de rectificación duplicadora de voltaje (puesta en marcha del conmutador bidireccional S1).

Modo 6 (del tiempo t8 al tiempo t10)

El conmutador bidireccional S1 se enciende, y el condensador elevador de voltaje C11 se descarga más hasta que el potencial del condensador elevador de voltaje C11 llega a ser igual al valor absoluto de la tensión de alimentación (tiempo t9). La corriente de entrada aumenta en su ángulo de desfase retardado más que la de la operación de rectificación de onda completa mediante la corriente de carga (en realidad una corriente combinada, combinada con una corriente de descarga del condensador elevador de voltaje C12 en el modo 3) del condensador elevador de voltaje C11. En realidad, la energía cargada de la bobina de reactancia L retarda la caída de la corriente de entrada de manera que aumenta más el ángulo conductor y aumenta más el ángulo conductor durante la caída. Una vez que el condensador elevador de voltaje C11 ha terminado su descarga, el potencial del condensador elevador de voltaje C11 vuelve a su valor inicial y la operación vuelve al modo 1.

El condensador elevador de voltaje C12 tiene una capacidad igual a la del condensador elevador de voltaje C11, ya que es similar a la instalación del circuito rectificador duplicador de voltaje. Por tanto, el condensador elevador de voltaje C12 realiza operaciones similares a la anterior con un retardo de medio ciclo.

Resumiendo lo anterior, la subida de la tensión de CC (Vdc) se realiza haciendo funcionar el condensador elevador de voltaje C11 (el condensador elevador de voltaje C12) en una operación duplicadora de voltaje para cargar la carga eléctrica que es mayor que la carga eléctrica cargada mediante la operación de rectificación de onda completa. La tensión de CC (Vdc) se puede controlar de manera arbitraria dentro de una escala mediante el periodo de tiempo en marcha del conmutador bidireccional S1, siendo la escala mayor que la tensión de salida de la rectificación de onda completa y menor que la tensión de salida de la rectificación duplicadora de voltaje. Por tanto, la tensión de CC (Vdc) aumenta fácilmente aumentando el periodo de tiempo en marcha del conmutador bidireccional S1 cuando la carga es pesada y disminuyendo la tensión de CC. Por el contrario, se evita fácilmente que aumente demasiado la tensión de CC (Vdc) acortando el periodo de tiempo en marcha del conmutador bidireccional S1 cuando la carga es ligera para aumentar la tensión de CC. Cuando el transformador es una medida para hacer frente a las armónicas, se determina que el periodo de tiempo en marcha del conmutador bidireccional S1 sea de aproximadamente entre 2 ms (milisegundos) 4 ms de manera que las corrientes de carga y las corrientes de descarga de los condensadores elevadores de voltaje C11 y C12 tienen un efecto de aumento del ángulo conductor en el lado de desfase previo y en el lado de desfase retardado. Por tanto, el ángulo conductor aumenta enormemente de manera que se realiza un transformador de gran rendimiento con un factor de gran potencia y armónicas pequeñas. La figura 8 ilustra la compatibilidad entre la cantidad de generación de armónicas del transformador de esta realización y la línea directriz de armónicas de aparatos

eléctricos domésticos y aparatos convencionales. Se puede apreciar fácilmente en la figura 8, que el transformador de esta realización es una fuente de alimentación con armónicas pequeñas compatible con la línea directriz de armónicas de aparatos eléctricos domésticos y aparatos convencionales. Además, la tensión de entrada del transformador de esta realización es un factor de gran potencia de 97%.

La bobina de reactancia 1 usada en el lado de entrada del circuito rectificador de onda completa 2 no necesita una gran fuerza de aplanamiento de corriente ya que la bobina de reactancia es diferente a la bobina de reactancia usada en un sistema de rectificación duplicador de voltaje convencional. Por tanto, el gran rendimiento anterior se realiza con la bobina de reactancia de entre el 8% y el 9%.

Además, la conmutación es una conmutación simple que se realiza cada medio ciclo. Por tanto, se simplifica la instalación del conjunto de circuitos de la sección de control 13 y se reduce su coste. Se evita que se genere ruido debido a la corriente y similares que era el problema en el transformador de mejora del factor de potencia, usando un interruptor elevador de voltaje como se ilustra en la figura 4. Además, los componentes de la corriente ondulatoria de armónicas debida a una conmutación de alta frecuencia no circulan a través de la bobina de reactancia 1, de manera que se reduce la pérdida de armónicas de la bobina de reactancia 1 y se mejora la eficacia del transformador con respecto a un transformador de mejora de factor de potencia, usando el interruptor elevador de voltaje que se ilustra en la figura 4.

La figura 9 es un diagrama que ilustra un transformador de una tercera realización según la presente invención.

En este transformador, un circuito rectificador de onda completa está conectado entre bornes de la fuente de alimentación (no se ilustra) a través de una bobina de reactancia 1. Un condensador de aplanamiento C2 está conectado entre los bornes de salida del circuito rectificador de onda completa 2. Unos condensadores elevadores de voltaje (condensadores duplicadores de voltaje) C11 y C12 conectados entre si en serie están conectados entre los bornes de salida del circuito rectificador de onda completa 2 en paralelo con el condensador de aplanamiento C2, teniendo los condensadores elevadores de voltaje C11 y C12 la misma capacidad. Un conmutador bidireccional S1 está conectado entre el borne de entrada del circuito rectificador de onda completa 2 y el punto de conexión entre los condensadores elevadores de voltaje C11 y C12. Y, se proporciona una sección de control 23 para controlar el conmutador bidireccional S1 a fin de efectuar una operación de conmutación una vez cada medio ciclo de la tensión de alimentación.

La sección de control 23 comprende una sección de detección de tensión de alimentación 23a para detectar la tensión de alimentación de una fuente de alimentación de CA (no se ilustra), un comparador 23b para comparar el valor de control de tensión de CC procedente del exterior con el valor de la tensión de alimentación detectada y para enviar una señal del resultado de la comparación, un ajustador de fase 23c para recibir la señal del resultado de la comparación procedente del comparador 23b y para ajustar una fase a fin de disminuir un periodo de tiempo en el lado de desfase previo con respecto a un punto de paso a cero de la tensión de alimentación; y un circuito de excitación 23d para recibir la señal de salida procedente del ajustador de fase 23c y para enviar una señal de excitación a fin de excitar el conmutador bidireccional S1. En concreto, esta realización nunca cambia la longitud del periodo de tiempo para poner en marcha el conmutador bidireccional S1, acorta el periodo de tiempo en el lado de desfase previo con respecto al punto de paso a cero de la tensión de alimentación, y alarga el periodo de tiempo en el lado de desfase retardado con respecto al punto de paso a cero de la tensión de alimentación, mientras que la realización de la figura 6 controla el conmutador bidireccional S1 para que se ponga en marcha durante el periodo de tiempo que está en sincronía con el punto de paso a cero de la tensión de alimentación cuyo punto está en el centro del periodo de tiempo. Por tanto, la conmutación del conmutador bidireccional S1 se realiza una vez cada medio ciclo de la tensión de alimentación cuyo ciclo se determina en su punto de partida para que sea un primer tiempo que se determina aplicando el ajuste de fase en base a un segundo tiempo cuando el valor de control de tensión de CC sobrepasa, por ejemplo, la tensión de alimentación detectada.

Cuando se usa esta realización, las operaciones de carga y descarga de la corriente duplicadora de voltaje se facilitan acortando adecuadamente el periodo de tiempo en el lado de desfase previo con respecto al punto de paso a cero de la tensión de alimentación, formando el periodo de tiempo parte de la señal de encendido del conmutador bidireccional S1. Por tanto, el pico de la corriente de entrada se reduce enormemente de manera que se obtiene una buena forma de onda de corriente con poca ondulación. Las figuras 10(a) a 10(d) ilustran formas de onda de cada sección cuando el conmutador bidireccional S1 se controla usando esta realización. Como queda claro en las figuras 10(a) a 10(d), se entiende que la corriente de entrada tiene una buena forma de onda de corriente con poca ondulación y un pico de corriente insuficiente debido a la corriente duplicadora de voltaje. Además, la figura 11 ilustra la cantidad de generación de armónicas cuando el conmutador bidireccional S1 se controla usando esta realización. Como queda claro en la figura 11, se entiende que las armónicas inferiores se reducen enormemente en comparación con la figura 8 y que se realiza un transformador de alta fidelidad que cumple los valores de la norma de armónicas de la Clase-A-IEC que es una norma muy severa en comparación con las líneas directrices de armónicas para los aparatos eléctricos domésticos y los aparatos convencionales. Además, el factor de potencia de entrada de esta realización es un factor de alta potencia del 92% que es hasta cierto punto inferior con respecto al factor de potencia de entrada de la realización que se ilustra en la figura 6 ya que se retrasa la fase de la onda fundamental.

A continuación se hace una descripción más detallada.

ES 2 281 108 T3

Cuando el conmutador bidireccional S1 se controla mediante la realización de la figura 6, la señal de control para el conmutador bidireccional S1 se convierte en una forma de onda pulsatoria que está en sincronía en la derecha y la izquierda con respecto al punto de paso a cero de la tensión de alimentación que es el centro de la forma de onda pulsatoria. Cuando se emplea este control, la corriente rectificadora de onda completa (modo 2 y modo 5 en la figura 7) se retrasa con respecto a la tensión de alimentación mediante la bobina de reactancia 1 de manera que la ondulación de la corriente en el punto de cambio entre la rectificación duplicadora de voltaje y la rectificación de onda completa aumenta y la fuerza reductora para reducir las armónicas se debilita debido al aumento de la ondulación de la corriente. Como se entiende en las formas de onda que se ilustran en las figuras 7(a) a 7(d), la ondulación de la corriente se genera en el punto de cambio entre la rectificación duplicadora de voltaje y la rectificación de onda completa, y se entiende que se produce un aumento de componentes de armónicas del séptimo orden, decimotercer orden y similares, encontrándose los componentes de armónicas en la cooperación de armónicas que se ilustra en la figura 8. Además, se entiende que no se cumplen los valores de la norma de armónicas de la Clase-A-IEC.

Se puede determinar fácilmente que la capacidad de la bobina de reactancia se aumenta para reducir la ondulación de la corriente. Aunque, no se espera que la reducción de la ondulación de la corriente afecte de manera considerable cuando solamente se ajusta la capacidad de la bobina de reactancia. La razón es la siguiente. La energía cargada es diferente entre la rectificación de dos alternancia y la rectificación duplicadora de voltaje incluso aunque las bobinas de reactancia tengan la misma capacidad. Se genera un desequilibrio durante el efecto de supresión del pico de la bobina de reactancia entre la rectificación de dos alternancia y la rectificación duplicadora de voltaje. Es decir, el efecto de supresión del pico de la corriente durante la operación de rectificación duplicadora de voltaje debido al aumento de capacidad de la bobina de reactancia es menor en comparación con el efecto de supresión del pico de la corriente durante la operación de rectificación de onda completa de manera que el pico en la corriente de la operación de rectificación duplicadora aumenta y se produce un aumento de armónicas de los órdenes medios debido al aumento del pico.

Pero, cuando se usa esta realización, el periodo de tiempo en el lado de desfase previo de la señal de encendido del conmutador bidireccional S1 con respecto al punto de paso a cero se acorta de manera adecuada y se reduce la diferencia entre el efecto de supresión del pico de la corriente durante la operación de rectificación duplicadora y el efecto de supresión del pico de la corriente durante la operación de rectificación de onda completa. Por tanto, el pico de la corriente se reduce enormemente como se ya se ha descrito.

La señal de control para el conmutador bidireccional S1 según esta realización se realiza disminuyendo hasta cierto punto el nivel de control de tensión de CC y ajustando la fase de la señal de control para el conmutador bidireccional S1 usando el ajustador de fase, como se ilustra en la figura 9, por ejemplo, de manera que se simplifica la instalación de la sección de control. Además, aumenta hasta cierto punto la capacidad de la bobina de reactancia (por ejemplo el 12%) en comparación con la capacidad de la bobina de reactancia de la realización de la figura 6 para suprimir la ondulación de la corriente, aunque es suficientemente menor que la capacidad de la bobina de reactancia del sistema de rectificación duplicador de voltaje. Naturalmente, el control de la tensión de salida de CC se realiza mediante el control de tensión de CC.

La figura 12 es un diagrama que ilustra un transformador de una cuarta realización según la presente invención.

En este transformador, un circuito rectificador de onda completa 2 está conectado entre bornes de la fuente de alimentación (no se ilustra) a través de una bobina de reactancia 1. Un condensador de aplanamiento C2 está conectado entre los bordes de salida del circuito rectificador de onda completa 2. Unos condensadores elevadores de voltaje (condensadores duplicadores de voltaje) C11 y C12 conectados entre sí en serie están conectados entre los bornes de salida del circuito rectificador de onda completa 2 en paralelo con el condensador de aplanamiento C2, teniendo los condensadores elevadores de voltaje C11 y C12 la misma capacidad. Un conmutador bidireccional S1 está conectado entre el borne de entrada del circuito rectificador de onda completa 2 y el punto de conexión entre los condensadores elevadores de voltaje C11 y C12. Y, se proporciona una sección de control 33 que controla el conmutador bidireccional S1 a fin de efectuar una operación de conmutación una vez cada medio ciclo de la tensión de alimentación.

La sección de control 33 comprende un circuito de detección de paso a cero 33a para detectar el paso a cero de una tensión de alimentación, un circuito de control de duración de impulso 33b para recibir un valor de control de tensión de CC procedente del exterior y una señal de detección de paso a cero y para enviar una señal de impulso que se eleva determinando el punto de paso a cero de la tensión de alimentación como punto de partida y desciende en un tiempo determinado en base al transcurso de un periodo de tiempo que corresponde al valor de control de tensión de CC, y un circuito de excitación 33c para recibir la señal enviada desde el circuito de control de duración de impulso 33b y para enviar una señal de excitación a fin de excitar el conmutador bidireccional S1.

El funcionamiento y efecto del transformador de esta realización se describe en detalle con referencia a las formas de onda que se ilustran en las figuras 13(a) a 13(e). Cuando el transformador está en una condición estable, los condensadores elevadores de voltaje C11 y C12 mantienen la carga eléctrica en la fase inicial (consultar tiempo t_0 en las figuras 13(a) a 13(e)), cargándose la carga eléctrica durante el ciclo anterior. Por tanto, los condensadores elevadores de voltaje C11 y C12 tienen un potencial constante. A continuación, se describen los funcionamientos de cada modo que se ilustra en las figuras 13(a) a 13(e). En la descripción, se describe principalmente el funcionamiento del condensador elevador de voltaje C11.

ES 2 281 108 T3

Modo 1 (del tiempo t_0 al tiempo t_1)

El conmutador bidireccional S1 se pone en marcha cuando se detecta el paso a cero de la tensión de alimentación de manera que el transformador empieza la operación de rectificación duplicadora de voltaje. El condensador elevador de voltaje C11 también se carga desde la condición inicial hasta que se apaga el conmutador bidireccional S1 de manera que aumenta la tensión entre ambos bornes del condensador elevador de voltaje C11 {consultar VC11 en la figura 13(a)}. Durante este periodo de tiempo, una corriente de carga IC11 del condensador circula de manera que la corriente de entrada empieza a circular en un tiempo anterior mediante la corriente de carga (en realidad, una corriente combinada, combinada con una corriente de descarga del condensador elevador de voltaje C12 en el modo 4) del condensador elevador de voltaje C11.

Modo 2 (del tiempo t_1 al tiempo t_2)

El conmutador bidireccional S1 se apaga una vez transcurrido un tiempo determinado (tiempo t_1), y el transformador cambia su operación a la operación de rectificación de onda completa. Y, se mantiene el potencial del condensador elevador de voltaje C11 hasta la siguiente operación de rectificación duplicadora de voltaje (puesta en marcha del condensador elevador de voltaje C11). La corriente de entrada carga directamente el condensador de aplanamiento C2 y la bobina de reactancia 1 hace que aumente el ángulo conductor del lado de desfase retardado.

Modo 3 (del tiempo t_2 al tiempo t_3)

Cuando el condensador de aplanamiento C2 ha terminado de cargarse (tiempo t_2), la corriente de entrada adopta una condición de no conducción de manera que el transformador entra en un periodo de parada hasta la detección de la siguiente señal de detección de paso a cero de la tensión de alimentación.

Modo 4 (del tiempo t_3 al tiempo t_4)

El condensador elevador de voltaje C11 empieza su descarga cuando se pone en marcha el conmutador bidireccional S1 en un tiempo de detección (tiempo t_3) de la señal de detección de paso a cero de la tensión de alimentación. El condensador elevador de voltaje C11 continúa descargándose hasta que se apaga el conmutador bidireccional S1 (tiempo t_4) o hasta que el potencial del condensador elevador de voltaje C11 alcanza el potencial inicial (en la condición estable, el periodo de tiempo entre t_0 y t_1 y el periodo de tiempo entre t_3 y t_4 coinciden entre si, de manera que el potencial vuelve al potencial de la condición inicial). La corriente de entrada empieza su conducción desde un tiempo anterior mediante la corriente de descarga (en realidad una corriente combinada, combinada con una corriente de carga del condensador elevador de voltaje C12 en el modo 1) del condensador elevador de voltaje C11 de manera que aumenta el ángulo conductor.

Modo 5 (del tiempo t_4 al tiempo t_5)

El conmutador bidireccional S1 se apaga una vez transcurrido un periodo de tiempo determinado (tiempo t_4) y el transformador cambia su operación a la operación de rectificación de onda completa de manera que aumenta el ángulo conductor del lado de desfase retardado cuya operación es similar a la operación del modo 2.

Modo 6 (del tiempo t_5 al tiempo t_6)

Cuando el condensador de aplanamiento C2 ha terminado de cargarse (tiempo t_5), la corriente de entrada adopta una condición de no conducción. Y, la operación vuelve al modo 1 cuando se detecta la siguiente señal de detección de paso a cero de la tensión de alimentación.

El condensador elevador de voltaje C12 tiene una capacidad igual a la del condensador elevador de voltaje C11, ya que es similar a la instalación del circuito rectificador duplicador de voltaje. Por tanto, el condensador elevador de voltaje C12 realiza operaciones similares a la operación anterior con un desfase de medio ciclo.

Resumiendo lo anterior, la subida de la tensión de CC (Vdc) se realiza haciendo funcionar el condensador elevador de voltaje C11 (el condensador elevador de voltaje C12) en una operación duplicadora de voltaje para cargar la carga eléctrica que es mayor que la carga eléctrica cargada mediante la operación de rectificación de onda completa. La tensión de CC (Vdc) se puede controlar de manera arbitraria dentro de una escala mediante el periodo de tiempo en marcha del conmutador bidireccional S1, siendo la escala mayor que la tensión de salida de la rectificación de onda completa y menor que la tensión de salida de la rectificación duplicadora de voltaje. Por tanto, la tensión de CC (Vdc) aumenta fácilmente aumentando el periodo de tiempo en marcha del conmutador bidireccional S1 cuando la carga es pesada y descendiendo la tensión de CC. Por el contrario, se evita fácilmente que aumente demasiado la tensión de CC (Vdc) acortando el periodo de tiempo en marcha del conmutador bidireccional S1 cuando la carga es ligera para aumentar la tensión de CC. Cuando el transformador es una medida para hacer frente a los armónicos, se determina que

el periodo de tiempo en marcha del conmutador bidireccional S1 sea de aproximadamente entre 2 ms y 4 ms de manera que las corrientes de carga y las corrientes de descarga de los condensadores elevadores de voltaje C11 y C12 tienen un efecto de aumento del ángulo conductor en el lado de desfase previo y en el lado de desfase retardado. Por tanto, el ángulo conductor aumenta enormemente de manera que se realiza un transformador de gran rendimiento con un factor de gran potencia y armónicas pequeñas. Además, el transformador es un transformador de tipo entrada inductiva de manera que no se realiza la generación de armónicas de orden medio debido que no se realiza el componente de impedancia del sistema de fuente de alimentación. La figura 14 ilustra coordenadas de la cantidad de generación de armónicas del transformador de esta realización y los valores de la norma de armónicas de la Clase-A-IEC. Se puede apreciar fácilmente en la figura 14 que el transformador de esta realización es una fuente de alimentación con armónicas pequeñas compatible con la norma IEC. Aunque, la línea directriz de armónicas japonesa (las líneas directrices de armónicas para aparatos eléctricos domésticos y aparatos convencionales) tiene valores reducidos con respecto a los valores de la norma de armónicas de la Clase-A-IEC, con lo cual el transformador cumple la línea directriz de armónicas japonesa con creces. Además, la tensión de entrada del transformador de esta realización es un factor de gran potencia del 93%.

La bobina de reactancia 1 empleada en el lado de entrada del circuito rectificador de onda completa 2 de un sistema duplicador de voltaje convencional era una bobina de reactancia de gran tamaño de aproximadamente un 20% (es imposible que la bobina de reactancia del 20% cumpla la norma IEC) ya que la fase de onda fundamental de la corriente duplicadora de voltaje debe estar en sincronía con la tensión de alimentación. Aunque, en esta realización, se realiza un transformador de alto rendimiento empleando la bobina de reactancia de entre el 8% y el 9% cuyo transformador cumple la norma IEC, ya que el transformador tiene un efecto de aumento del ángulo conductor en el lado de desfase retardado debido a la corriente de rectificación de onda completa.

Además, la conmutación es una conmutación simple que se realiza cada medio ciclo. Por tanto, se simplifica la instalación del conjunto de circuitos de la sección de control 33 y se reduce su coste. Se evita que se genere ruido debido a la corriente y similares que era el problema en el transformador de mejora del factor de potencia usando un interruptor elevador de voltaje como se ilustra en la figura 4. Además, los componentes de la corriente ondulatoria de armónicas debida a una conmutación de alta frecuencia no circulan a través de la bobina de reactancia 1, de manera que se reduce la pérdida de armónicas de la bobina de reactancia 1, con lo cual se reducen las pérdidas de armónicas de la bobina de reactancia 1 y se mejora la eficacia del transformador con respecto a un transformador de mejora de factor de potencia usando el interruptor elevador de voltaje que se ilustra en la figura 4.

La señal de control del conmutador bidireccional S1 de esta realización es una señal sumamente simple que envía la señal de excitación durante un periodo de tiempo determinado desde un circuito de mando (señal de detección de paso a cero de la tensión de alimentación) de manera que se puede realizar fácilmente usando una sección de control de duración de impulso tal como un multivibrador, como se ilustra, por ejemplo, en la realización de la figura 12. Además, la tensión de salida de CC cambia linealmente desde la tensión rectificadora de onda completa a la tensión rectificadora duplicadora de voltaje dependiendo del periodo de tiempo en marcha del conmutador bidireccional S1 de manera que se puede determinar el periodo de tiempo en marcha del conmutador bidireccional S1 mediante un cálculo aritmético simple en el que el periodo de tiempo en marcha corresponde a una tensión de salida de CC deseada.

La figura 16 es un diagrama que ilustra un transformador de una quinta realización según la presente invención.

En este transformador, un circuito rectificador de onda completa 2 está conectado entre bornes de la fuente de alimentación (no se ilustra) a través de una bobina de reactancia 1. Un condensador de aplanamiento C2 está conectado entre los bornes de salida del circuito rectificador de onda completa 2. Unos condensadores elevadores de voltaje (condensadores duplicadores de voltaje) C11 y C12 conectados entre si en serie están conectados entre los bornes de salida del circuito rectificador de onda completa 2 en paralelo con el condensador de aplanamiento C2, teniendo los condensadores elevadores de voltaje C11 y C12 la misma capacidad. Un conmutador bidireccional S1 está conectado entre el borne de entrada del circuito rectificador de onda completa 2 y el punto de conexión entre los condensadores elevadores de voltaje C11 y C12. Y, se proporciona una sección de control 43 que controla el conmutador bidireccional S1 a fin de efectuar una operación de conmutación una vez cada medio ciclo de la tensión de alimentación.

La sección de control 43 comprende un circuito de detección de paso a cero 43a para detectar el paso a cero de una tensión de alimentación, un circuito de detección de tensión de CC 43b para detectar una tensión de CC que se suministra a una carga, un detector de diferencias 43c para recibir un valor de control de tensión de CC procedente del exterior y la tensión de CC detectada por el circuito de detección de tensión de CC y para enviar una diferencia entre ambos, un circuito de control 43d para recibir la tensión de alimentación o la señal de detección de paso a cero de la tensión de alimentación y un valor de corrección de control de tensión que se obtiene añadiendo el valor de la tensión de CC y la salida del detector de diferencias 43c y para enviar una señal de control a fin de excitar el conmutador bidireccional S1, y un circuito excitador 43e para recibir la señal de salida procedente del circuito de control 43d y para enviar una señal excitadora a fin de excitar el conmutador bidireccional.

El circuito de control 43d emplea uno de los siguientes métodos de control.

El valor de la tensión de alimentación y el valor de control de tensión de CC detectados se comparan y se envía una señal del resultado de la comparación, o una señal de ajuste de fase a fin de disminuir el periodo de tiempo en el lado de desfase previo de la señal del resultado de la comparación con respecto al punto de paso a cero de la tensión

ES 2 281 108 T3

de alimentación, o se envía una señal que se eleva determinando el punto de paso a cero de la tensión de alimentación como punto de partida y desciende una vez transcurrido un periodo de tiempo correspondiente al valor de corrección de control de tensión de CC.

Cuando se usa esta realización, el periodo de tiempo en marcha del conmutador bidireccional S1 se determina tomando como base la diferencia entre el valor de control de tensión de CC y la tensión de CC de manera que la tensión de CC se controla con precisión. Es decir, cuando se emplea la realización de la figura 12, la caída de tensión debida a la bobina de reactancia llega a ser mayor cuando aumenta la corriente de entrada de manera que la tensión de CC no se controla con precisión, aunque sí se controla con precisión empleando esta realización.

La figura 17 es un diagrama que ilustra el transformador que emplea un inversor para controlar un motor como una carga. En la figura 17, un circuito de control 44b de un inversor suministra un valor de tensión de CC necesario como valor de control de tensión de CC a la sección de control (sección de control del transformador) 43, suministrando el circuito de control 44b del inversor órdenes de conmutación a un inversor 44 a través de un circuito excitador 44a.

Por tanto, cuando se usa, por ejemplo, el control V/F del inversor 44, el transformador siempre suministra una tensión de CC óptima de manera que el transformador realiza su función para excitar con gran eficacia el inversor y el motor suministrando el valor de tensión de CC necesario, como el valor de control de tensión de CC, a la sección de control 43, siendo el valor de tensión de CC requerido necesario para que el inversor realice una excitación del inversor óptima en respuesta a la condición de excitación.

La figura 18 es un diagrama que ilustra un transformador de una sexta realización según la presente invención.

En esta realización, un inversor para excitar un motor se emplea como una carga. En un microordenador 44c se instalan los componentes de la sección de control de cada una de las realizaciones anteriores excepto el circuito de detección de tensión de alimentación (paso a cero), el circuito de detección de tensión de CC y el circuito de excitación.

Cuando el microordenador 44c tiene que corresponder a las realizaciones de la figura 5 y la figura 9, es suficiente que la operación de comparación entre el valor de control de tensión de CC y la tensión de alimentación y la operación de ajuste de fase se realicen en el microordenador 44c. Cuando el microordenador 44c tiene que corresponder a la realización de la figura 12, es suficiente que a partir de un tiempo interno la señal de detección de paso a cero de la tensión de alimentación y la emisión de la señal de excitación para excitar el conmutador bidireccional S1 se realicen al mismo tiempo en el microordenador 44c, y el apagado de la señal de excitación una vez que el control de tiempo interno haya terminado el conteo predeterminado en el microordenador 44c. La tensión de CC, la mejora de las armónicas y la mejora del factor de potencia se controlan mediante únicamente el conteo del tiempo predeterminado interno. Además, cuando el microordenador 44c tiene que corresponder a cualquiera de las realizaciones, es suficiente que el programa de control del microordenador 44c sea un programa de control simple.

Además, en un circuito de control usado normalmente en un aparato de aire acondicionado, está montado un circuito de detección de paso a cero para detectar un paso a cero de la tensión de alimentación, y no tiene que recibirse un valor de control de tensión de CC procedente del inversor, en concreto desde otra sección. Por tanto, apenas hay que añadir partes adicionales al sistema de rectificación duplicador de voltaje excepto el conmutador bidireccional S1 y su circuito excitador cuando el control del conmutador bidireccional S1 se instala en el microordenador para el inversor. En consecuencia, se crea un sistema de accionamiento por motor de bajo coste, que ocupa poco espacio y de gran rendimiento. En un sistema, como hardware, se necesitan uno o dos puertos de salida y un tiempo interno para el microordenador.

Además, cuando la tensión de CC se convierte en una tensión α veces, la capacidad de la corriente del inversor para excitar la carga se convierte en una capacidad $1/\alpha$ veces cuya carga tiene el mismo condensador que el anterior. La generación de calor del inversor disminuye en proporción al aumento de capacidad de la corriente. Por tanto, el inversor disminuye de tamaño y disminuye también su coste. Además, como ya se ha descrito, la tensión de CC cambia de manera arbitraria mediante la orden del inversor, de manera que el control V/F se lleva a cabo de manera efectiva y se realiza el aumento de eficacia del inversor y el motor.

Como ya se ha descrito, el límite superior de la frecuencia del motor se determina tomando como base la tensión de excitación. Es decir, la frecuencia del límite superior aumenta casi proporcionalmente a la tensión de excitación de manera que el aumento de tensión de excitación proporciona el efecto de aumento del margen de excitación del motor. Un aparato de aire acondicionado lleva a cabo la excitación con la máxima capacidad para enfriar rápidamente (calentar rápidamente) cuando empieza la excitación, y el aumento de margen de excitación mejora enormemente la capacidad de enfriamiento rápido (calentamiento rápido). Además, esta realización es una técnica útil para unificar motores de compresión de aparatos de aire acondicionado teniendo cada uno una capacidad diferente, de manera que esta realización contribuye enormemente a que disminuyan los costes.

Por otro lado, en el transformador individual se realiza un gran rendimiento y una supresión de armónicas. Además, se cumple la norma de armónicas IEC (Clase-A) que corresponde a varios kW mediante una instalación de circuitos de bajo coste y de tamaño reducido, cumpliéndose la norma de armónicas IEC mediante un transformador PWM o un transformador de tipo pasivo que tenía un alto coste y un tamaño grande en el pasado. Además, se realiza un factor de gran potencia que sobrepasa con creces un 90%. Además, la conmutación es una conmutación simple para realizar

ES 2 281 108 T3

la conmutación cada medio ciclo, y no se generan problemas que se ejemplifican con ruidos, pérdidas de armónicas y equivalentes y aumentan en el sistema PWM.

Además, el periodo de tiempo en marcha del conmutador bidireccional cambia de manera arbitraria de modo que se realiza fácilmente una excitación óptima del transformador que corresponde a la situación, poniéndose la excitación del transformador como ejemplo ya que la tensión de CC se suprime cuando la carga es ligera, la tensión de CC aumenta cuando la carga es pesada, las armónicas y el factor de potencia se controlan teniendo prioridad cuando la carga es una carga tasada.

En el control anterior se necesita una estimación de la condición de la carga. La condición de la carga puede estimarse usando una corriente de entrada de un dispositivo, una corriente de salida procedente del transformador, una frecuencia de inversor o equivalente. Por tanto, la estimación de la carga se realiza fácilmente usando información tal como una corriente de entrada de un dispositivo, una frecuencia de inversor o equivalente que se mantienen de manera convencional en un conjunto de circuitos de control de inversor (microordenador) de un aparato de aire acondicionado o equivalente.

Además, no se necesita un cálculo de la capacidad de la carga si se mantiene el periodo de tiempo en marcha del conmutador bidireccional S1 correspondiente a una corriente de entrada de un dispositivo o una frecuencia del inversor en la memoria del microordenador anterior. Por tanto, se simplifica más el control.

La figura 23 es un diagrama de circuito eléctrico que ilustra un transformador de una séptima realización según la presente invención.

En este transformador, un borne de salida de cada fase de una fuente de alimentación de CA trifásica 100 está conectado a cada borne de entrada de un circuito rectificador de onda completa trifásico 102 a través de una bobina de reactancia 101, respectivamente. Unos condensadores de aplanamiento C101 y C102, teniendo los dos la misma capacidad, están conectados en serie entre los bornes de salida del circuito rectificador de onda completa trifásico 102. Unos conmutadores bidireccionales S101, S102 y S103 están conectados entre cada borne de entrada del circuito rectificador de onda completa trifásico 102 y el punto de conexión entre los condensadores de aplanamiento C101 y C102, respectivamente. Se proporciona una sección de control 103 que controla los conmutadores bidireccionales S101, S102 y S103 de manera que los conmutadores bidireccionales S101, S102 y S103 efectúan una operación de conmutación una vez cada medio ciclo de la tensión de alimentación.

La sección de control 103 detecta los voltajes de fase de la fuente de alimentación de CA trifásica 100 y envía señales de control para poner en marcha los conmutadores bidireccionales S101, S102 y S103 en momentos predeterminados según los voltajes de fase.

A continuación, se describe el funcionamiento del transformador que tiene la instalación anterior con referencia a las formas de onda de cada sección que se ilustran en las figuras 26(a) a 26(f).

Las tensiones de alimentación de la fuente de alimentación de CA trifásica 100 cambian según se muestra en la figura 26(a). Y, la sección de control 103 detecta un paso a cero de una tensión de alimentación de cada fase y envía las señales de control para poner en marcha el conmutador bidireccional de la fase correspondiente, como se ilustra en la figura 26(b). El voltaje de fase de cada borne de entrada del circuito rectificador de onda completa trifásico 102 llega a ser cero en correspondencia con el periodo de tiempo en marcha del conmutador bidireccional correspondiente, como se ilustra en la figura 26(c). El voltaje de fase cambia para repetir el valor de $V_0/2$ y $-V_0/2$ durante el periodo de tiempo del valor cero. El valor V_0 representa la tensión de CC. Por tanto, el voltaje entre fases en cada borne de entrada del circuito rectificador de onda completa trifásico 102 tiene una forma de onda con 8 etapas para un ciclo, teniendo la forma de onda amplitudes de nivel 5 de V_0 , $V_0/2$, 0, $-V_0/2$ y $-V_0$, como se ilustra en la figura 26(d). La tensión de entrada del transformador con respecto al punto central de la tensión de alimentación (la tensión en cada borne de entrada del circuito rectificador de onda completa trifásico 102) tiene una forma de onda con 12 etapas para un ciclo, teniendo la forma de onda amplitudes de nivel 7 de $2V_0/3$, $V_0/2$, $V_0/3$, 0, $-V_0/3$, $-V_0/2$ y $-2V_0/3$ como se ilustra en la figura 26(e). Además, la tensión de entrada y la corriente de entrada tienen formas de onda que se ilustran en la figura 24.

De este modo, la tensión de entrada del transformador se determina para que tenga la forma de onda con 12 etapas de manera que la corriente de entrada tiene una forma de onda similar a un seno, como se ilustra en la figura 26(f) y el efecto de reducción de armónicas es más efectivo que en el sistema de circuito rectificador de 12 impulsos trifásico (consultar figura 25).

En la realización de la figura 23, se puede cambiar el periodo de tiempo en marcha de cada conmutador alterno (conmutador bidireccional).

La figura 27 es un diagrama que explica el cambio de forma de onda de la tensión de entrada del transformador cuando cambia el periodo de tiempo en marcha.

Cuando cambia la forma de onda de la tensión de entrada del transformador, también cambia cada contenido de armónicas de manera que se elimina o reduce un componente de armónicas.

La figura 28 es un diagrama que ilustra las características de la corriente de armónicas con respecto al periodo de tiempo en marcha del conmutador alterno.

Refiriéndonos a esta figura, se entiende que el componente de armónicas de quinto orden y el componente de armónicas de séptimo orden se reducen determinando el periodo de tiempo en marcha para que sea $\pi/6$. Además, el componente de armónicas de quinto orden se elimina determinando el periodo de tiempo en marcha para que sea $\pi/5$, mientras que el componente de armónicas de séptimo orden se elimina determinando el periodo de tiempo en marcha para que sea $\pi/7$.

Además, el tiempo de la puesta en marcha de cada conmutador bidireccional se puede cambiar en la realización de la figura 23.

Las figuras 29(a) a 29(b) son diagramas para explicar la forma de onda de la tensión de entrada del transformador cuando se cambia el periodo de tiempo en marcha. Además, se ilustra conjuntamente la tensión de alimentación. En la figura 29(a), se ilustran la forma de onda de la tensión de alimentación y la forma de onda de la tensión de entrada del transformador, mientras que en la figura 29(b), se ilustra la condición de puesta en marcha del conmutador bidireccional correspondiente al cambio de tiempo.

Cuando la forma de onda de la tensión de entrada del transformador se cambia de ese modo, basta con detectar la corriente de entrada como información de carga, y cambiar el tiempo para poner en marcha el conmutador bidireccional correspondiente al valor de detección y a la diferencia θ en la fase de la tensión de entrada del transformador con respecto a la tensión de alimentación. Por tanto, se mantiene la condición en la que se eliminan o reducen componentes de armónicas específicos dentro de un grado de cambio de carga total.

Cuando el periodo de tiempo en marcha del conmutador bidireccional se determina de manera que cada componente de armónicas cumple la clase A de la norma IEC, y cuando el control de fase de la tensión de entrada del transformador se realiza en correspondencia con la carga, se cumple la norma de armónicas dentro de un grado de cambio de carga total, como se ilustra en la figura 30.

La figura 31 es un diagrama de circuito eléctrico que ilustra un transformador de una octava realización según la presente invención.

El transformador de la figura 31 se diferencia del transformador de la figura 23 únicamente en que, en vez de la sección de control 103, se proporciona una sección de control de fase para detectar la corriente de entrada y para detectar los puntos de paso a cero de la tensión de CA trifásica y para enviar un control de diferencia de fase (control de periodo de tiempo en marcha) θ a fin de efectuar un control de fase, y un circuito de excitación 105 para recibir este control de diferencia de fase θ y el control de periodo de tiempo en marcha y para enviar señales de excitación del conmutador bidireccional a fin de poner en marcha cada uno de los conmutadores bidireccionales durante el periodo de tiempo en marcha que ha empezado desde el periodo de tiempo en marcha.

Las figuras 32(a) y 32(b) ilustran diagramas de vectores de tensión que corresponden a una carga pesada y a una carga ligera, respectivamente.

La onda fundamental I de la corriente de entrada y la tensión de alimentación V_a tienen la misma fase entre en cualquiera de los diagramas de vectores de tensión. Dicho de otro modo, se determina que la fase de la onda fundamental I de la corriente de entrada y la fase de la tensión de alimentación V_s son las mismas cambiando el periodo de tiempo en marcha del conmutador bidireccional en correspondencia con la corriente de entrada y controlando la diferencia de fase θ con respecto a la tensión de alimentación V_s . Además, la magnitud de la onda fundamental V de la tensión de entrada del transformador se controla cambiando el periodo de tiempo en marcha del conmutador bidireccional.

Realizando el control de esa manera, el factor de potencia de la onda fundamental de la corriente de entrada siempre se mantiene para que sea 1. Además, en la sección de control de fase 104, el control de diferencia de fase θ se calcula realizando la operación $\theta = \tan^{-1} (W_L I / V_s)$.

La figura 33 es un diagrama de circuito eléctrico que ilustra un transformador de una novena realización según la presente invención.

El transformador de la figura 33 se diferencia del transformador de la figura 31 únicamente en que, en vez de la sección de control de fase 104, se proporciona una sección de control de fase 106 para detectar la corriente de entrada y para detectar la tensión de entrada y para enviar un control de diferencia de fase (control de periodo de tiempo en marcha) θ para efectuar el control de fase, y una sección de control de tensión 107 para detectar la corriente de entrada y para detectar la tensión de entrada y para enviar un control de periodo de tiempo en marcha ton.

Cuando se emplea el transformador que tiene esta instalación, el control de diferencia de fase θ se envía de manera similar al transformador de la figura 31 y la sección de control de tensión 107 envía el control de periodo de tiempo en marcha ton. En donde, la sección de control de tensión 107 detecta la diferencia de fase entre la tensión de alimentación y la onda fundamental de la corriente de entrada y determina y envía el control de periodo de tiempo en marcha ton.

ES 2 281 108 T3

del conmutador bidireccional de manera que la fase de la tensión de alimentación y la fase de la onda fundamental de la corriente de entrada son iguales entre. En concreto, cuando la corriente de entrada tiene un desfase previo como se ilustra en la figura 34(a), se acorta el control de periodo de tiempo en marcha para hacer que disminuya la tensión de entrada del transformador. Cuando la corriente de entrada tiene un desfase retardado como se ilustra en la figura 34(b), se alarga el control de periodo de tiempo en marcha ton del conmutador bidireccional para hacer que aumente la tensión de entrada del transformador.

Por tanto, cuando sólo se controla la fase de la tensión de entrada del transformador usando el transformador de la figura 31, se genera una ligera diferencia de fase entre la onda fundamental de la corriente de entrada y la tensión de alimentación de manera que el factor de potencia de entrada se reduce hasta cierto punto. Aunque, cuando se emplea el transformador que tiene la instalación de la figura 33, también se controla la dimensión de la tensión de entrada del transformador de manera que la fase de la tensión de alimentación y la fase de la onda fundamental de la corriente de entrada se determinan para que sean iguales y el factor de potencia de entrada se mantiene para que sea un factor alto.

La figura 35 es un diagrama de circuito eléctrico que ilustra un transformador de una décima realización según la presente invención.

El transformador de la figura 35 se diferencia del transformador de la figura 31 únicamente en que, en vez de la sección de control de fase 104, se usa una sección de cálculo de diferencia 108 para detectar una tensión de CC y para calcular una diferencia entre la tensión de CC y el valor de control de tensión de CC, y un circuito PI 109 para recibir la diferencia calculada y para realizar el control PI (proporcional, integral) y para enviar un control de periodo de tiempo en marcha ton del conmutador bidireccional, y en que, se detecta el paso a cero de la tensión de alimentación en el circuito de excitación 105, se recibe el periodo de tiempo en marcha ton del conmutador bidireccional y se envía la señal de excitación del conmutador bidireccional para poner en marcha el conmutador bidireccional durante el periodo de tiempo ton que empieza desde el paso a cero.

Cuando se emplea el transformador de esta realización, se detecta tensión de CC, se calcula la diferencia entre la tensión de CC detectada y el valor de control de tensión de CC y se cambia el periodo de tiempo en marcha del conmutador bidireccional en correspondencia con la diferencia calculada, de manera que se suministra la tensión de CC estable a pesar del cambio de tensión de alimentación y de carga.

Además, las corrientes de armónicas cambian en correspondencia con el valor de determinación de tensión de CC (que es similar a las características que corresponden al periodo de tiempo en marcha del conmutador bidireccional), como se ilustra en la figura 36, de manera que la norma de armónicas con un grado de cambio de carga total se cumple realizando el control para mantener la tensión de CC en un valor constante con la tensión de CC que determina cada corriente de armónicas para cumplir la clase A de la norma IEC cuando la carga es la máxima (consultar figura 37).

Además, cuando se emplea esta realización, se entiende que la corriente continua no desciende ni siquiera aunque aumente la carga (consultar un rectángulo blanco de la figura 38), como se ilustra en el diagrama de características del voltaje-tensión de entrada de la figura 38. Al mismo tiempo, un rectángulo negro representa un diagrama de características de un transformador convencional, y la tensión de CC desciende después de aumentar la carga.

La figura 39 es un diagrama de circuito eléctrico que ilustra un transformador de una undécima realización según la presente invención.

El transformador de la figura 39 se diferencia del transformador de la figura 35 únicamente en que la tensión de CC se suministra a un circuito inversor 110 que es una carga y el circuito inversor 110 acciona el motor Mo, y también se diferencia en que el valor de control de tensión de CC se envía desde una sección de control 111 del inversor a la sección de cálculo de diferencia 108, controlando la sección de control 111 del inversor el circuito inversor 110.

Cuando se emplea el transformador que tiene esta instalación, se suministra la tensión de CC que necesita el circuito inversor, por ejemplo, la tensión de CC necesaria para realizar el diagrama del control V/F.

En esta realización, la sección de control 111 del inversor, la sección de cálculo de diferencia 108, el circuito PI 109 y el circuito de excitación 105 se pueden realizar con el microordenador del inversor. En este caso, basta con añadir únicamente el conmutador bidireccional y su circuito de excitación, de manera que se obtiene un transformador de bajo coste y un factor de gran potencia. Además, este transformador puede aumentar la tensión de CC sobrepasando la tensión de CC del transformador que se ilustra en la figura 19(a) de manera que se puede aumentar el grado de capacidad de excitación del motor.

La figura 40 es un diagrama de circuito eléctrico que ilustra un transformador de una duodécima realización según la presente invención.

En el transformador de la figura 40, se determina que las capacidades de los condensadores elevadores de voltaje (condensadores duplicadores de voltaje) C104 y C105 conectados entre sí en serie entre los bornes de salida del circuito rectificador de onda completa trifásico 102 son menores (por ejemplo de aproximadamente 1/10) que las capacidades de los condensadores de aplanamiento C101 y C102 de cada uno de los transformadores anteriores. Un condensador de aplanamiento C103 con una capacidad mayor está conectado en paralelo con el circuito de conexión en serie del

par de condensadores elevadores de voltaje C104 y C105. Se determina que la capacidad del circuito de conexión en serie de los condensadores de aplanamiento C101 y C102 y la capacidad del condensador de aplanamiento C103 son iguales. Además, la instalación para controlar el conmutador bidireccional es similar a cualquiera de las instalaciones de los transformadores anteriores, por tanto se omite la instalación en la ilustración de la figura 40.

Cuando se emplea esta realización, se cambia la tensión del punto central de la tensión de CC, como se ilustra en la figura 41(b), de manera que la forma de onda de la tensión de entrada del transformador se convierte en una forma de onda próxima a la forma de onda de seno, como se ilustra en la figura 41(a). Como resultado de esto, se reducen los componentes de armónicas de la corriente de entrada. En concreto, se reduce la corriente de armónicas de los órdenes séptimo, undécimo, decimoséptimo y decimonoveno, que no tienen margen con respecto a los valores estándar (consultar la figura 42). Aunque aumente el quinto componente de armónicas, esto no supone un problema ya que la quinta corriente de armónicas tiene originalmente suficiente margen con respecto al valor estándar.

Aplicabilidad industrial

La presente invención simplifica enormemente el control de conmutación de un transformador y realiza una mejora suficiente en un factor de potencia de entrada y una reducción de armónicas suficiente. La presente invención se puede aplicar como un dispositivo de fuente de alimentación de un aparato que necesita un factor de gran potencia de entrada y poca cantidad de armónicas.

REIVINDICACIONES

1. Transformador que comprende:

una bobina de reactancia (1),

un circuito rectificador de onda completa (2) con bornes de entrada y bornes de salida, estando dicho circuito conectado a una fuente de alimentación se CA a través de la bobina de reactancia (1),

condensadores elevadores de voltaje (C11, C12) conectados entre si en serie y conectados entre los bornes de salida del circuito rectificador de onda completa (2),

un conmutador (S1) conectado entre un borne de salida del circuito rectificador de onda completa (2) y un punto de conexión entre los condensadores elevadores de voltaje (C11, C12), y

un medio de control (23) para controlar el conmutador (S1) a fin de efectuar una operación de conmutación en respuesta a un cambio de la tensión de alimentación;

en donde el medio de control (23) controla el conmutador (S1) a fin de efectuar una operación de conmutación una vez cada medio ciclo de la tensión de alimentación,

caracterizado porque

el transformador comprende además:

un condensador de aplanamiento (C2) conectado en paralelo con los condensadores elevadores de voltaje (C11, C12) entre los bornes de salida del circuito rectificador de onda completa (2),

una sección de detección de tensión de alimentación (23a) para detectar la tensión de alimentación,

un comparador (23b) para comparar el valor de control de tensión de CC procedente del exterior con el valor de la tensión de alimentación detectada y para enviar una señal del resultado de la comparación,

un ajustador de fase (23c) que recibe la señal del resultado de la comparación procedentes del comparador (23b) para ajustar una fase a fin de disminuir el periodo de tiempo en el lado de desfase previo con respecto a un punto de paso a cero de la tensión de alimentación; y

un circuito de excitación (23d) que recibe la señal de salida procedente del ajustador de fase (23c) para enviar una señal de excitación a fin de excitar el conmutador (S1).

2. Transformador que comprende:

unas bobinas de reactancia (101),

un circuito rectificador de onda completa trifásico (102) con bornes de entrada y bornes de salida, estando dicho circuito conectado a una fuente de alimentación de CA trifásica (100) a través de bobinas de reactancia (101),

unos primeros condensadores (C101, C102; C104, C105) conectados entre si en serie y conectados entre los bornes de salida del circuito rectificador de onda completa trifásico (102),

una pluralidad de conmutadores (S101, S102, S103) conectado cada uno entre un borne de entrada del circuito rectificador de onda completa trifásico (102) y un punto de conexión entre los primeros condensadores (C101, C102; C104, C105), y un medio de control (104, 105, 106, 107) para controlar la pluralidad de conmutadores (S101, S102, S103) a fin de efectuar una operación de conmutación en respuesta a un cambio de la tensión de entrada de la fuente de alimentación de CA trifásica y/o un cambio de carga;

en donde el medio de control (104, 105, 106, 107) controla la pluralidad de conmutadores (S101, S102, S103) a fin de efectuar una operación de conmutación una vez cada medio ciclo de la tensión de alimentación,

caracterizado porque

el transformador comprende además:

una sección de control de fase (104, 106) para detectar una corriente de entrada de la fuente de alimentación de CA trifásica y para detectar puntos de paso a cero de la tensión de entrada y para enviar un control de diferencia de fase (θ) para efectuar un control de fase, y

ES 2 281 108 T3

un circuito de excitación (105) que recibe este control de diferencia de fase (θ) y un control de periodo de tiempo en marcha (ton*; ton) para enviar señales de excitación del conmutador a fin de poner en marcha cada uno de los conmutadores de la pluralidad de conmutadores (S101, S102, S103).

5 3. Transformador según la reivindicación 2, que comprende también:

una sección de control de tensión (107) para detectar la corriente de entrada y para detectar la tensión de entrada y para enviar el control de periodo de tiempo en marcha (ton).

10 4. Transformador según la reivindicación 2 ó 3, que comprende también:

un segundo condensador (C103) conectado en paralelo a los primeros condensadores (C104, C105), teniendo el segundo condensador (C103) una capacidad mayor que la de los primeros condensadores (C104, C105).

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

ESTADO DE LA TÉCNICA

Fig. 1(a)

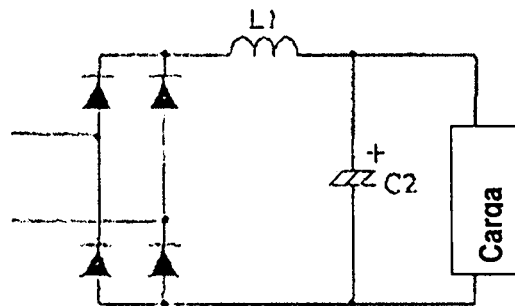


Fig. 1(b)

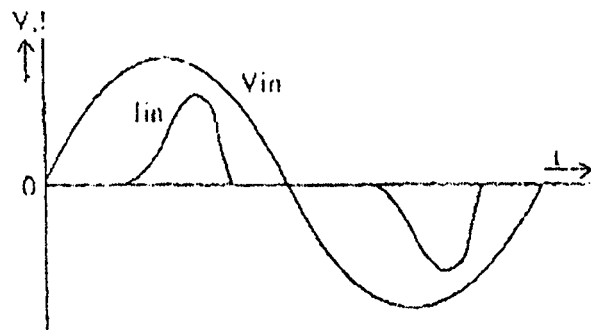
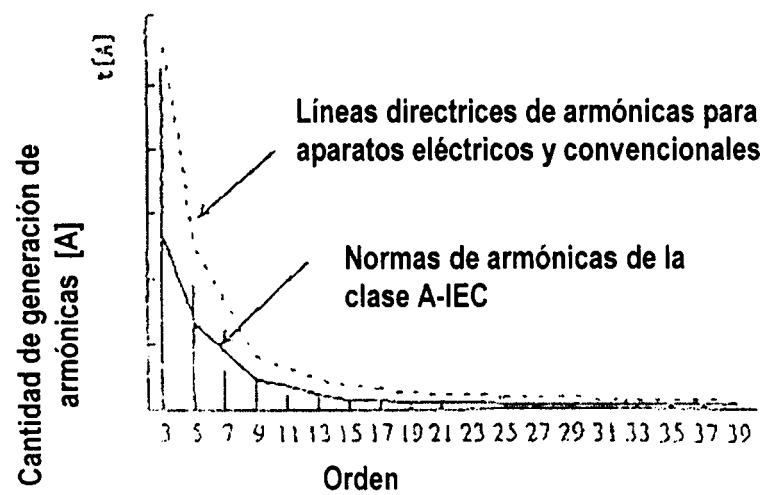


Fig. 1(c)



ESTADO DE LA TÉCNICA

Fig. 2(a)

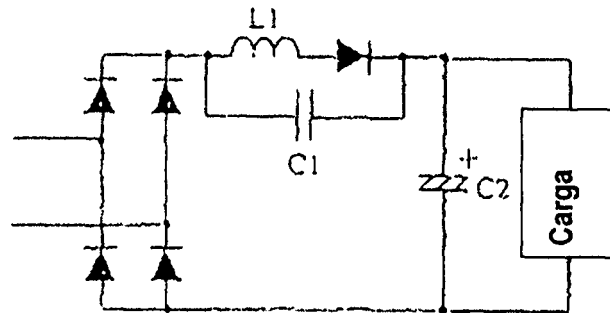


Fig. 2(b)

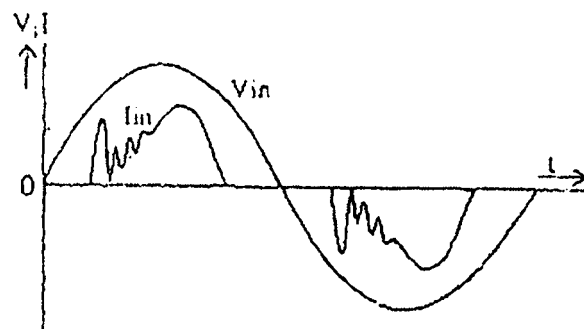
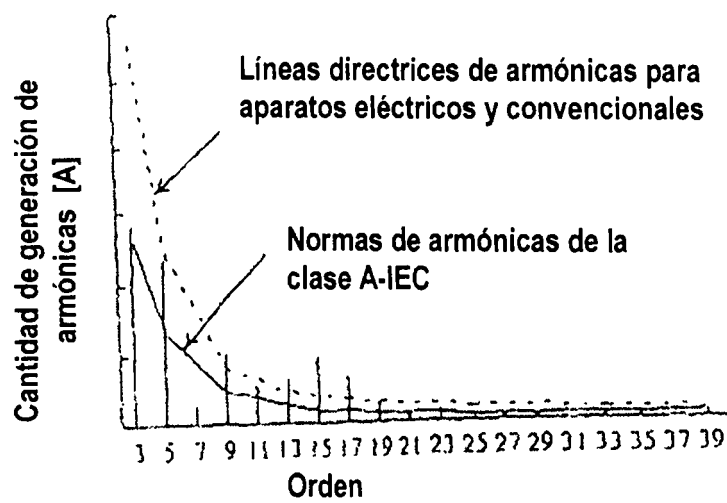


Fig. 2(c)



ESTADO DE LA
TÉCNICA

Fig. 3(a)

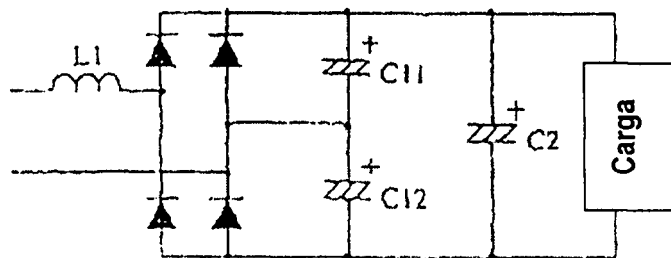
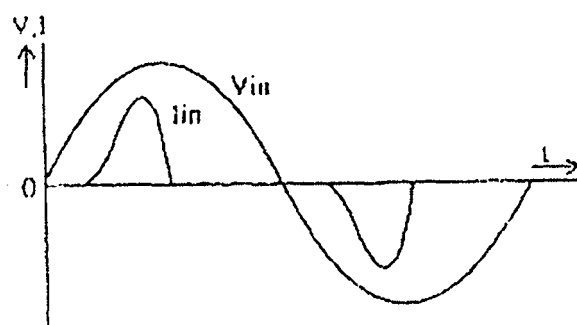


Fig. 3(b)



ESTADO DE LA TÉCNICA

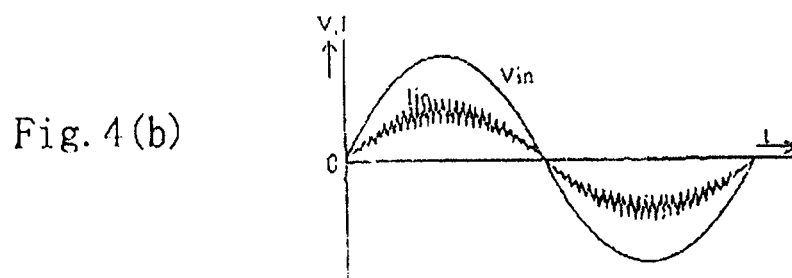
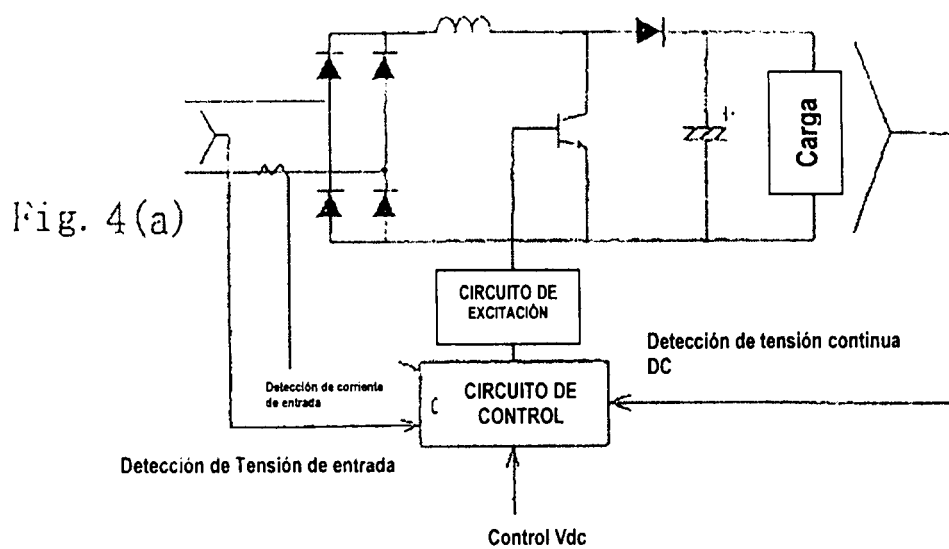


Fig. 5

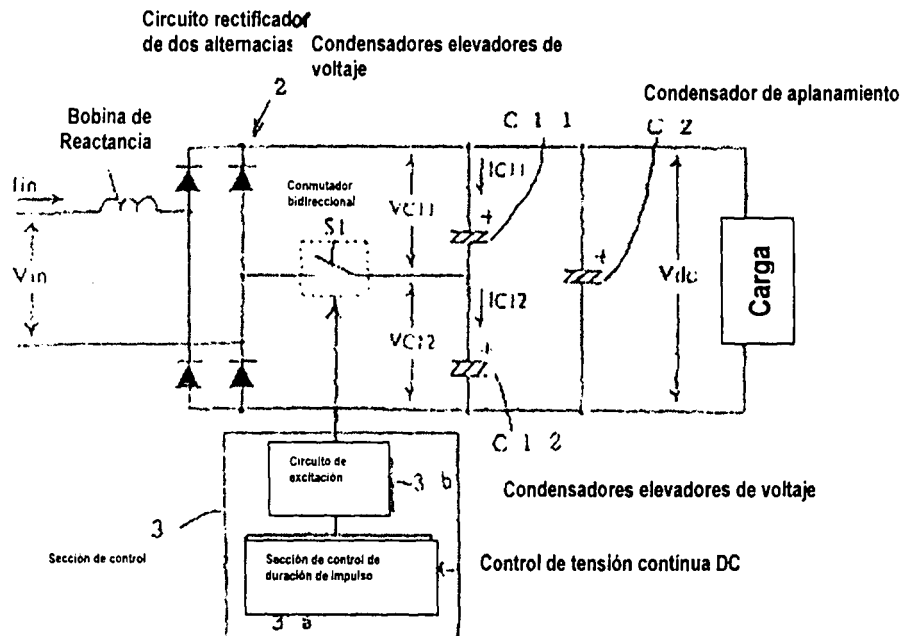


Fig. 6

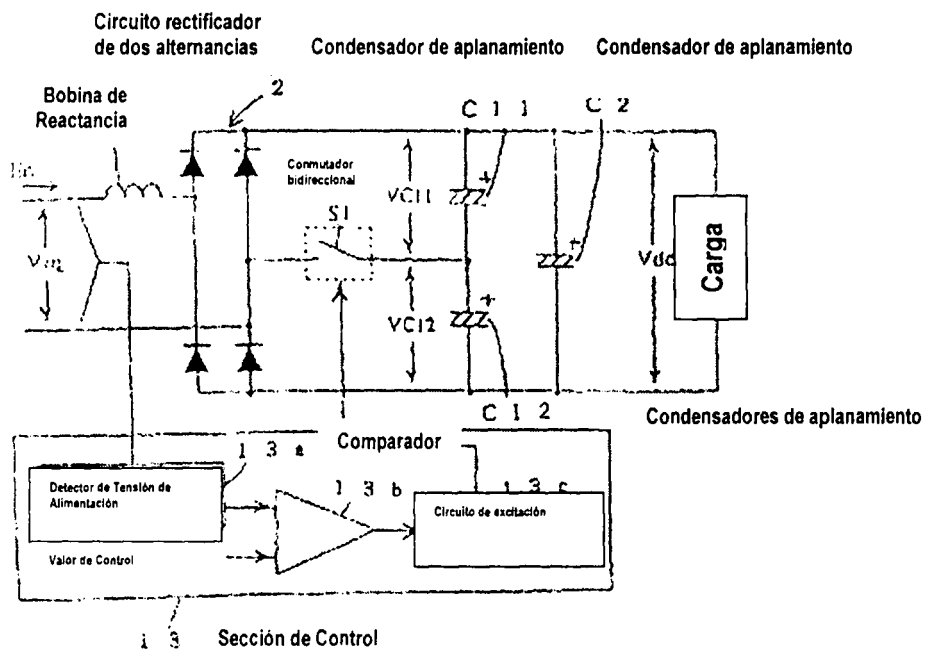


Fig. 7

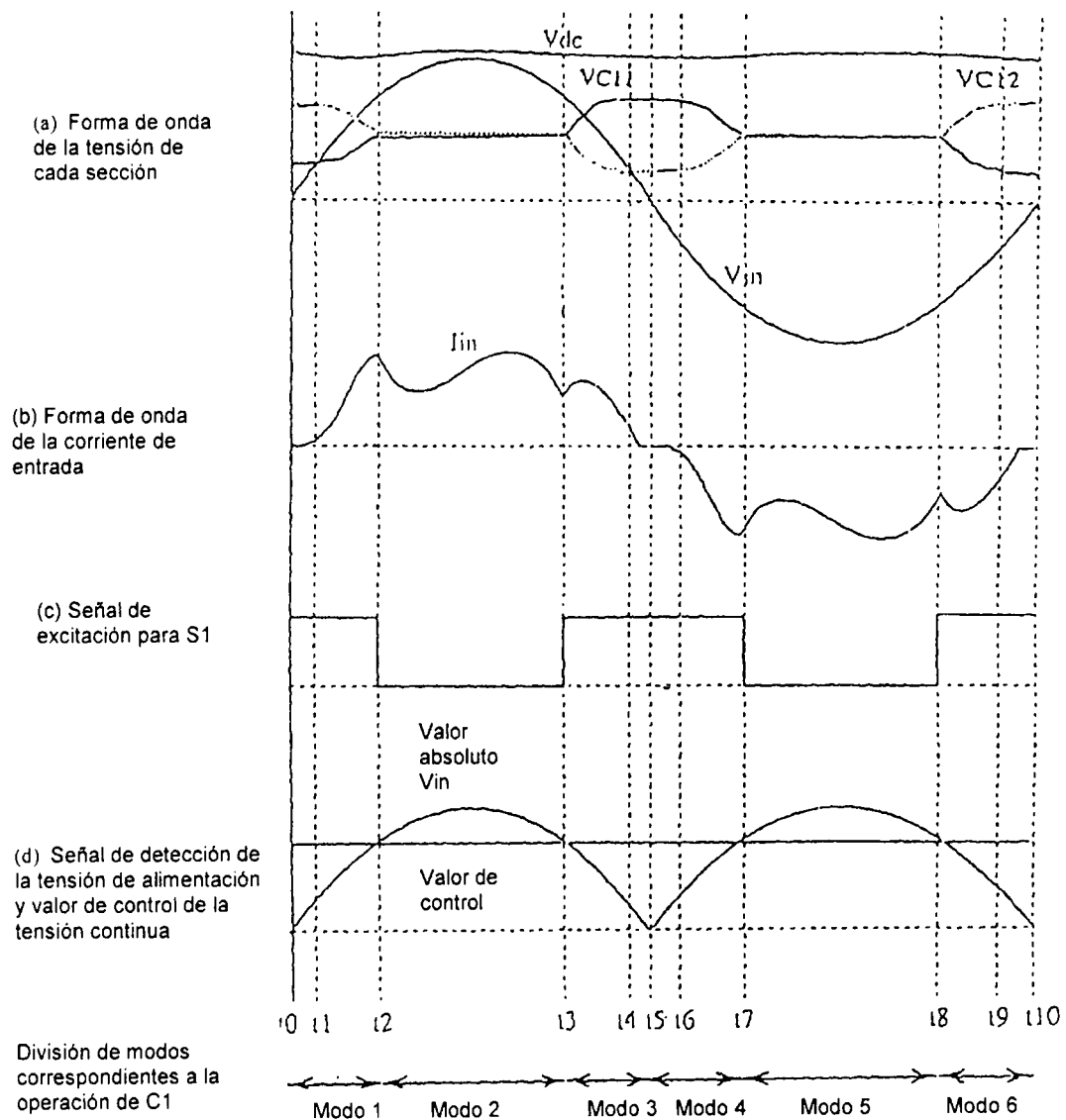


Fig. 8

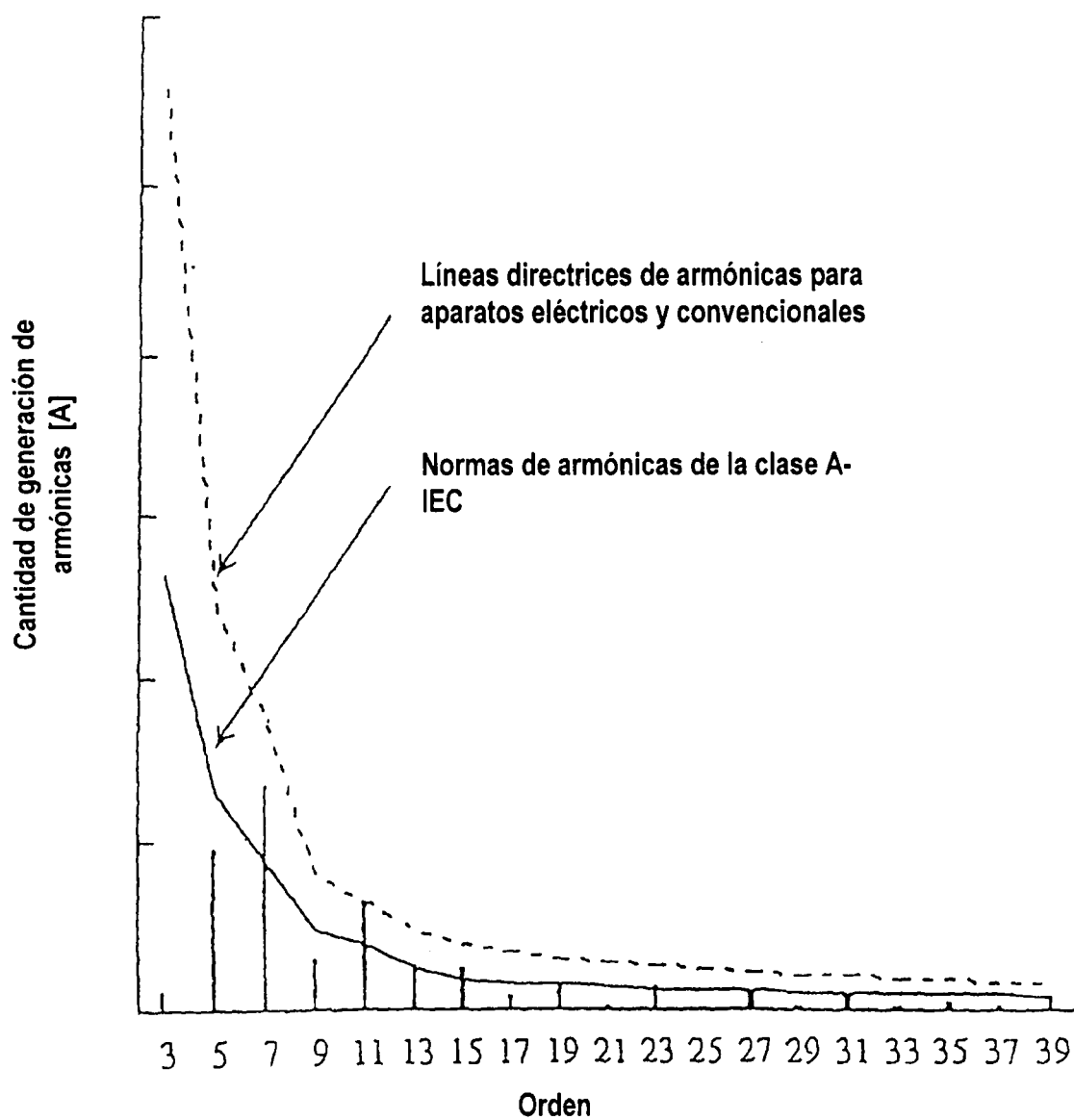


Fig. 9

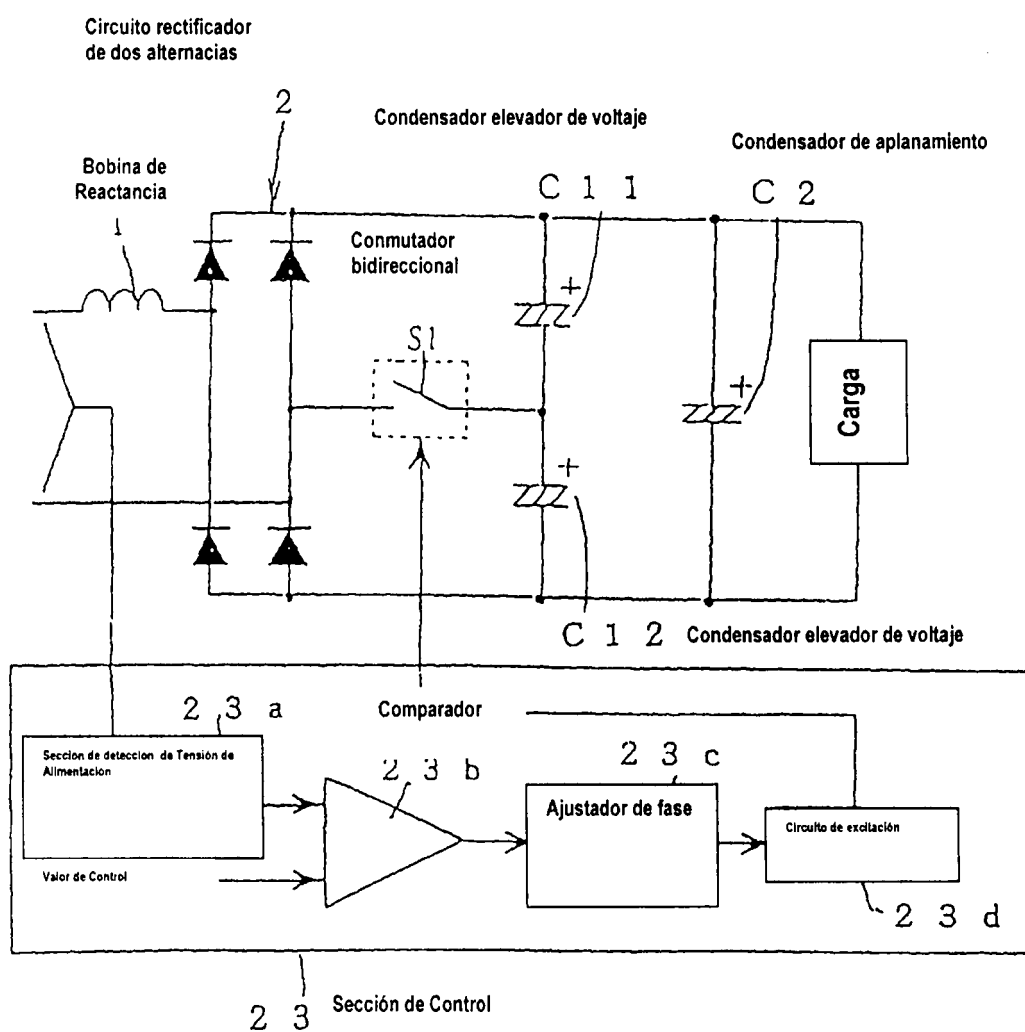


Fig. 10 (a)
(a) Forma de onda de la
tensión de cada sección

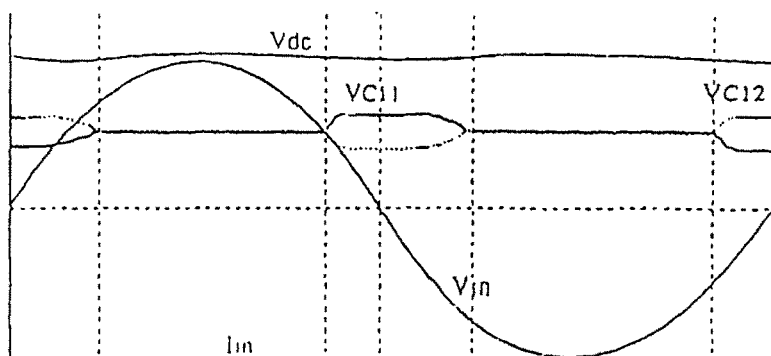


Fig. 10 (b)
(b) forma de onda de la
corriente de entrada

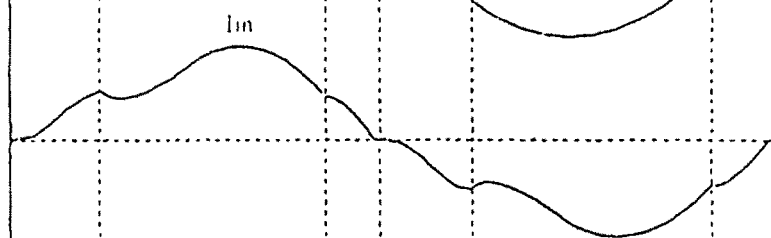


Fig. 10 (c)
(c) señal de excitación para
S1

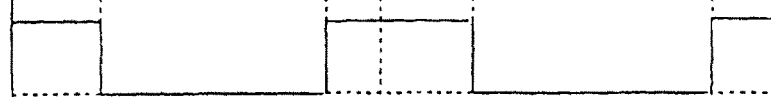


Fig. 10 (d)
(d) señal de detección de la
tensión de alimentación y
valor de control de la tensión
continua

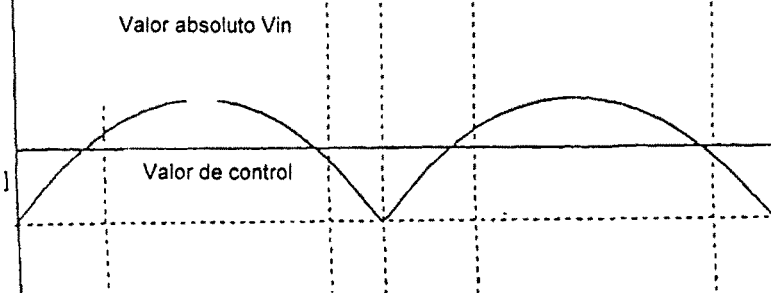


Fig. 11

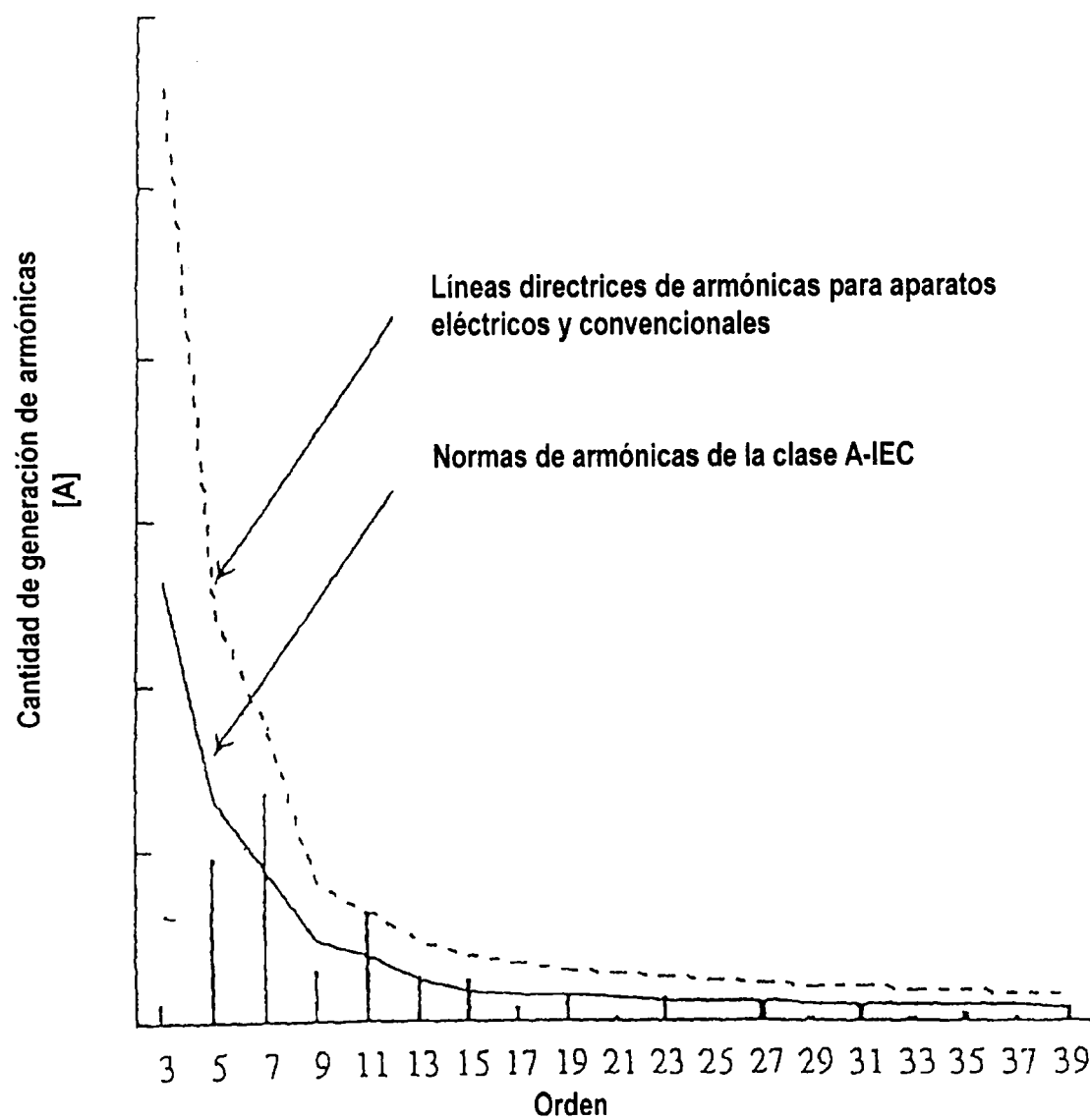


Fig. 12

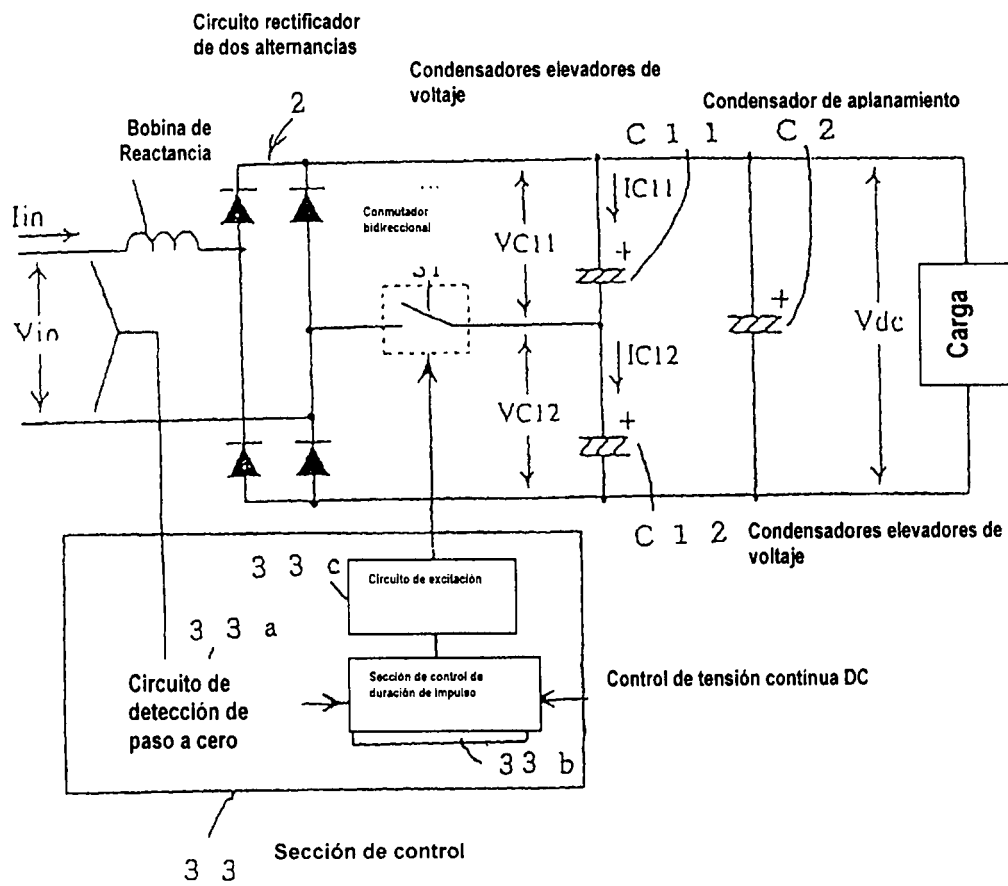


Fig. 13

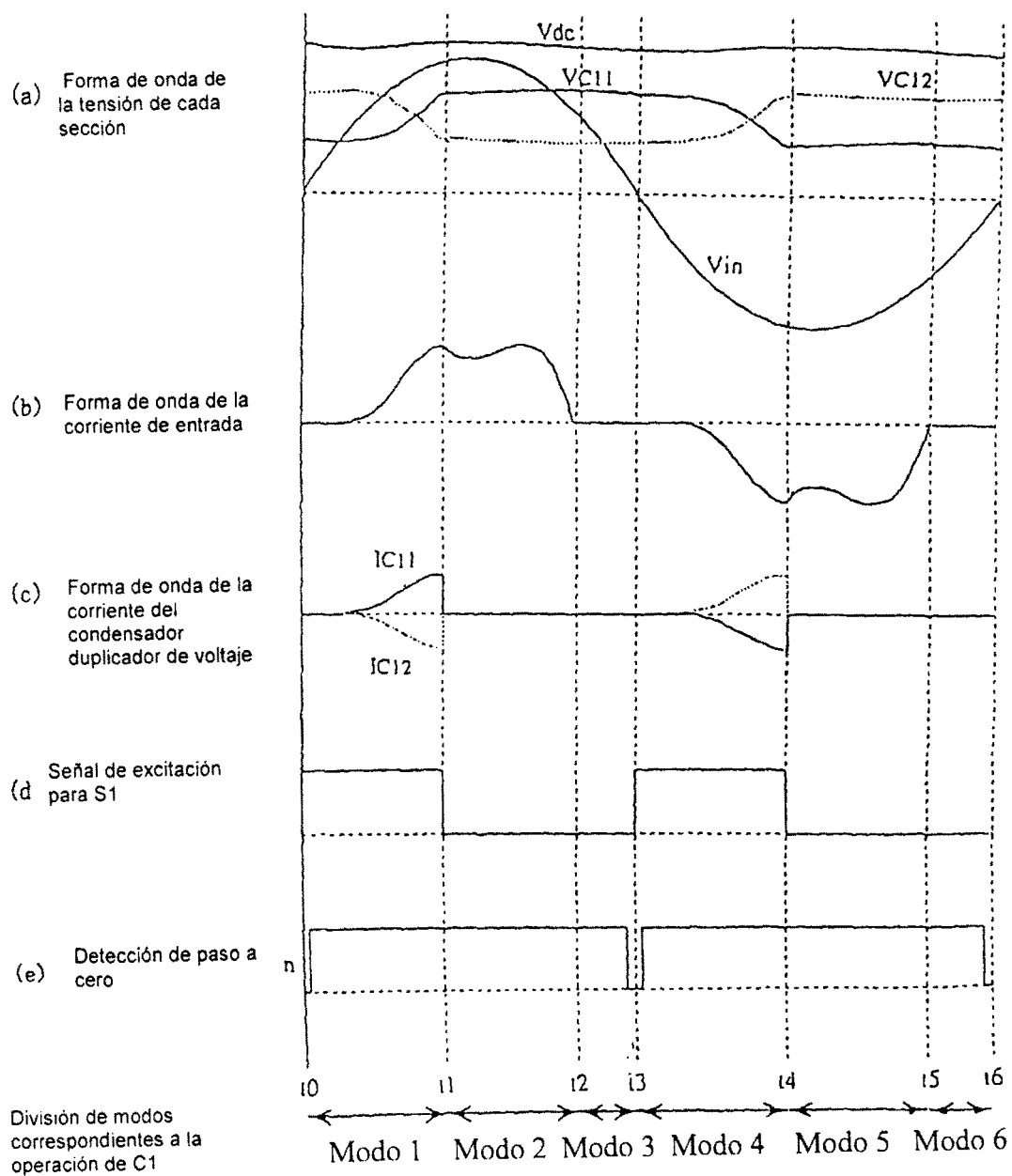


Fig. 14

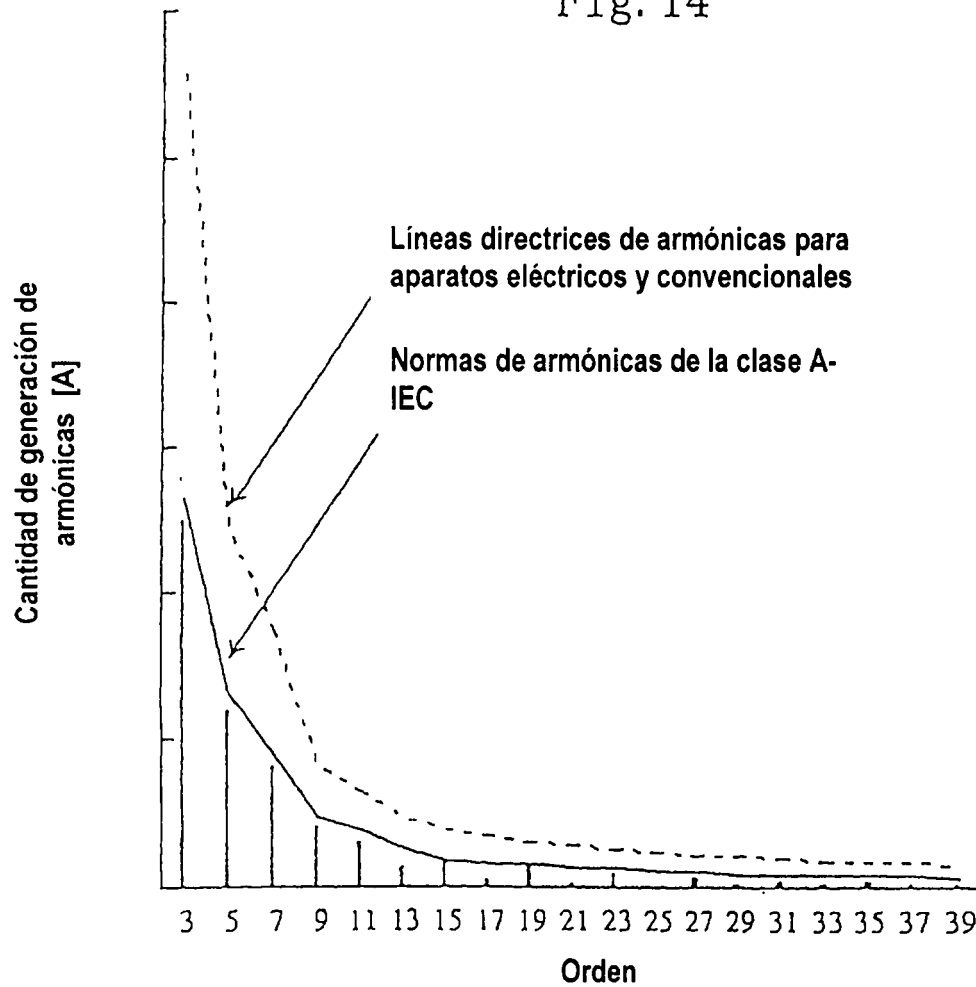


Fig. 15:

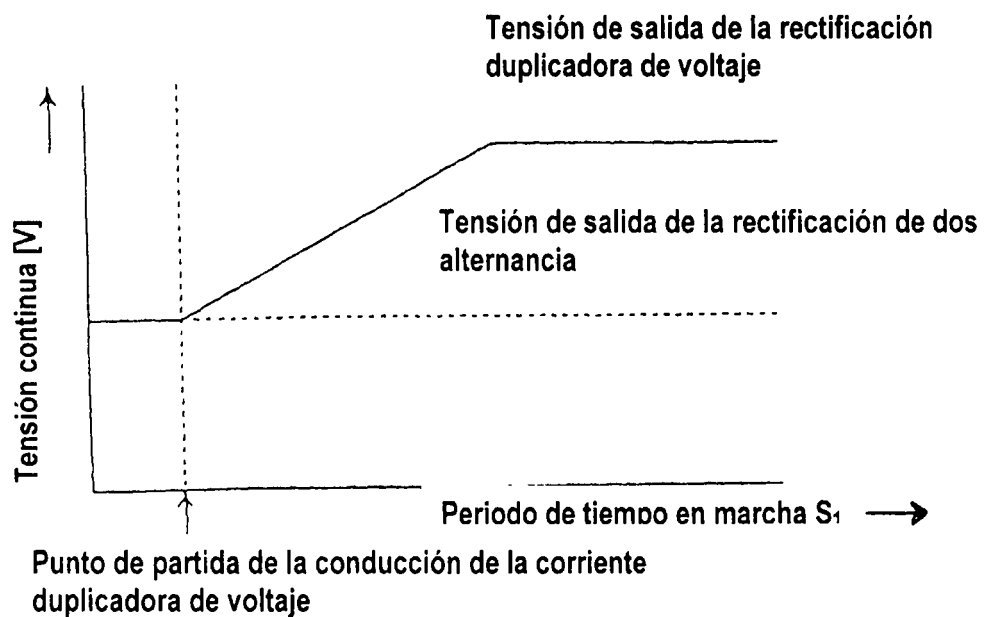


Fig. 16

Circuito rectificador
de dos alternancias

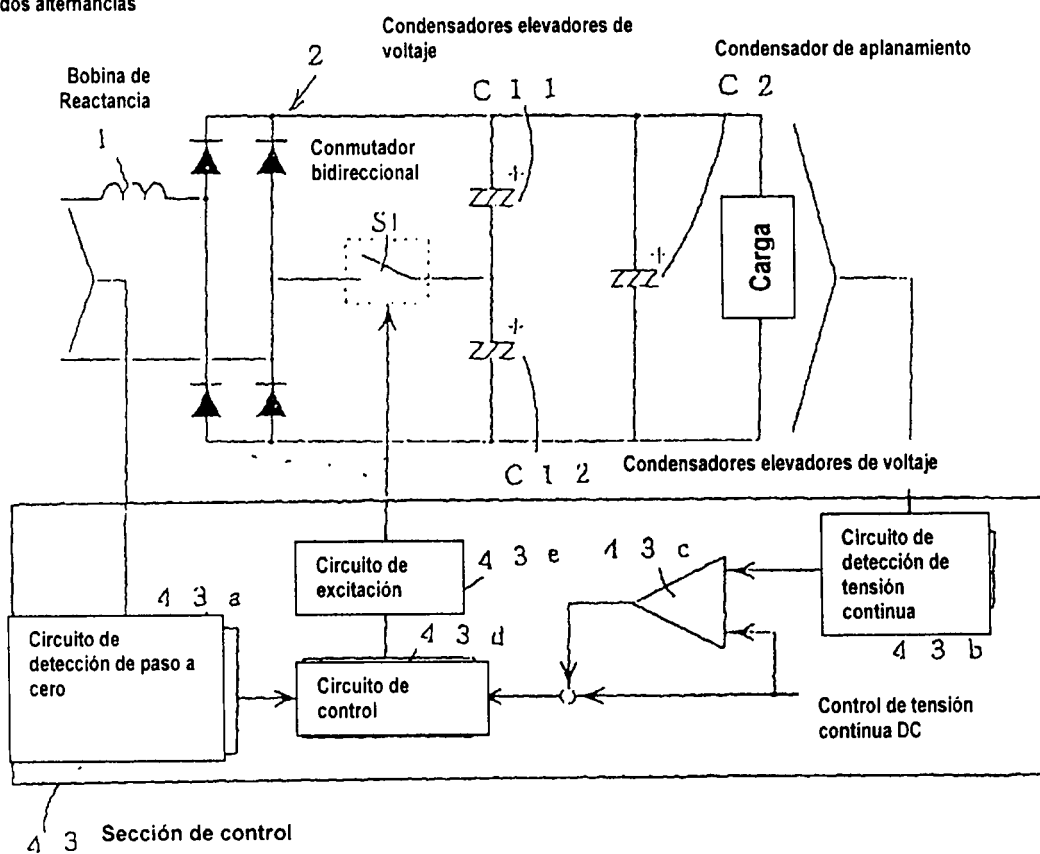


Fig. 17

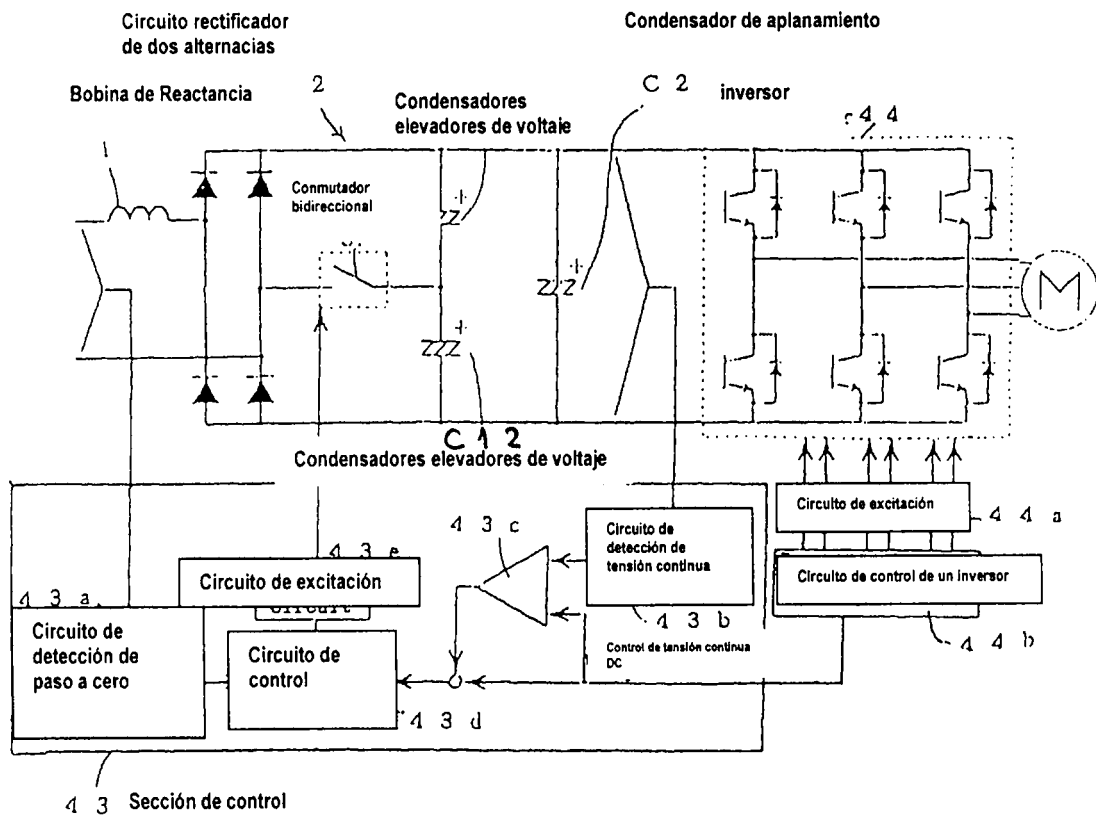


Fig. 18

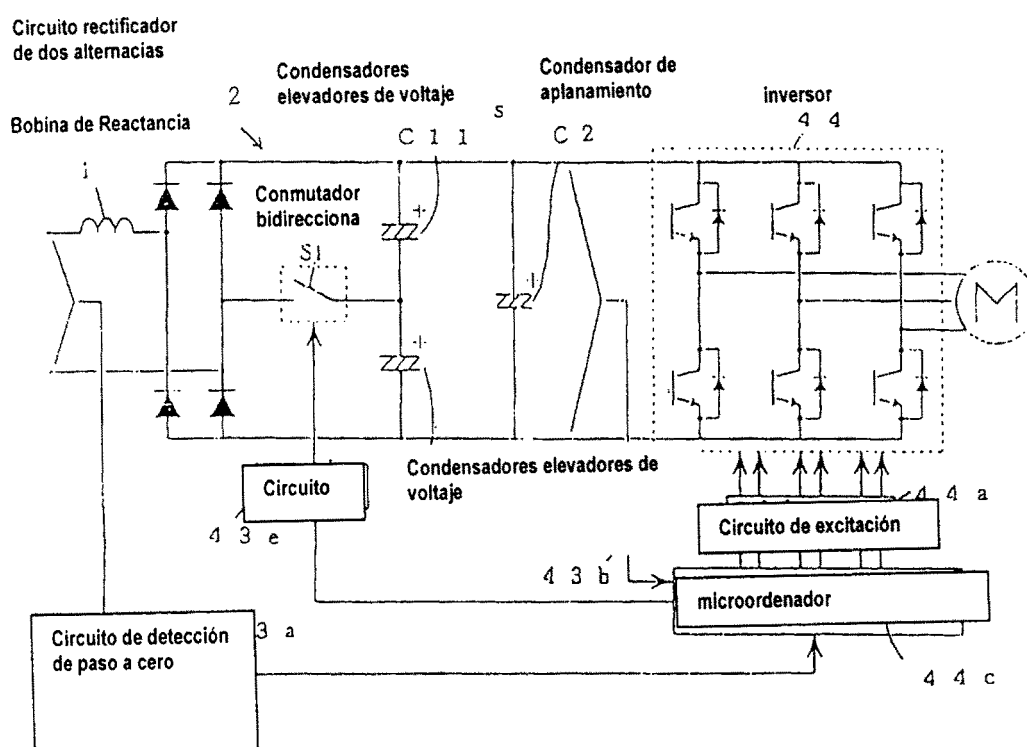


Fig. 19(a)

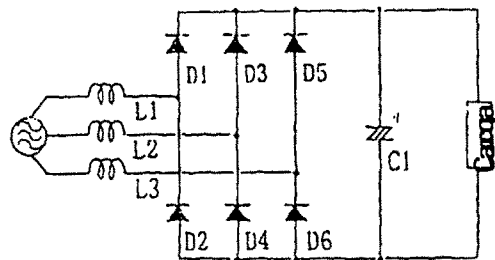


Fig. 19(b)

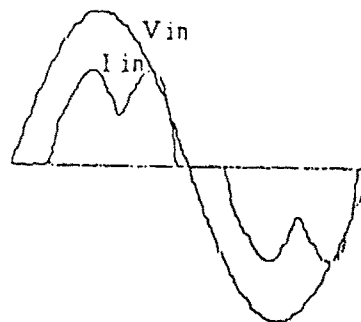
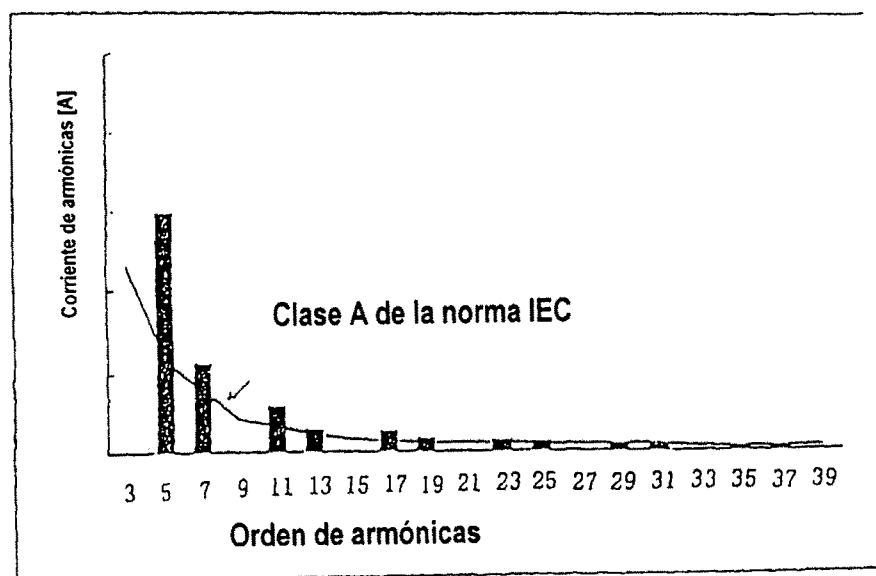
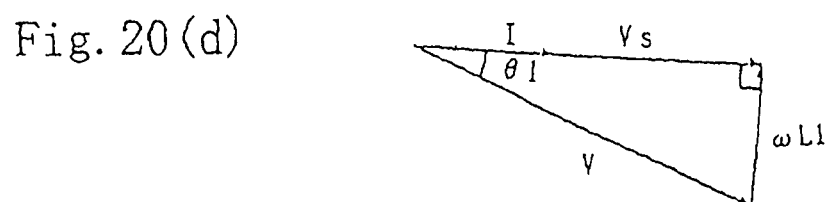
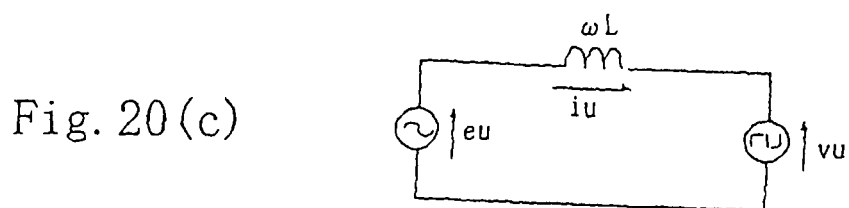
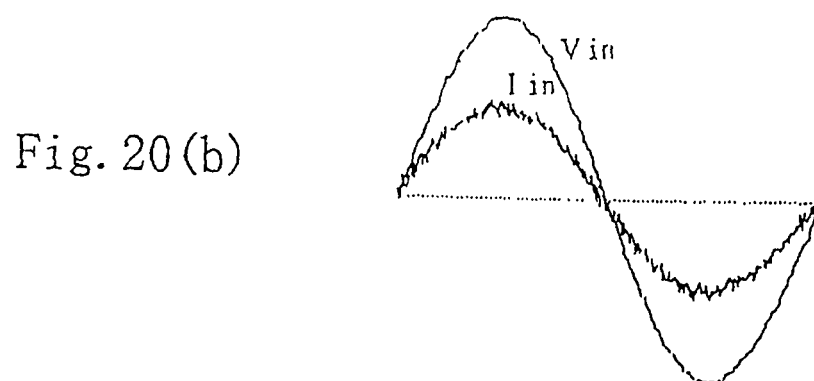
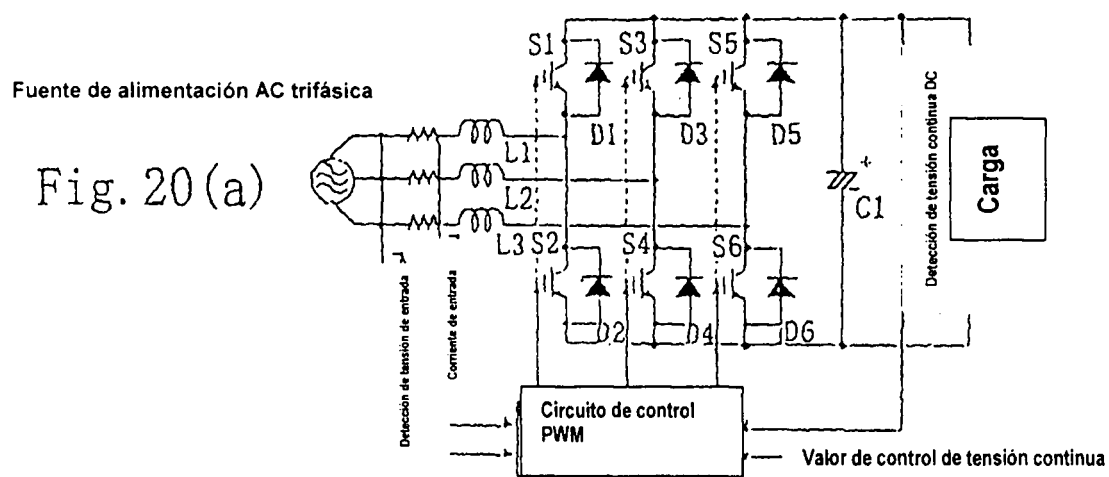


Fig. 19(c)





ESTADO DE LA
TÉCNICA

Fig. 21

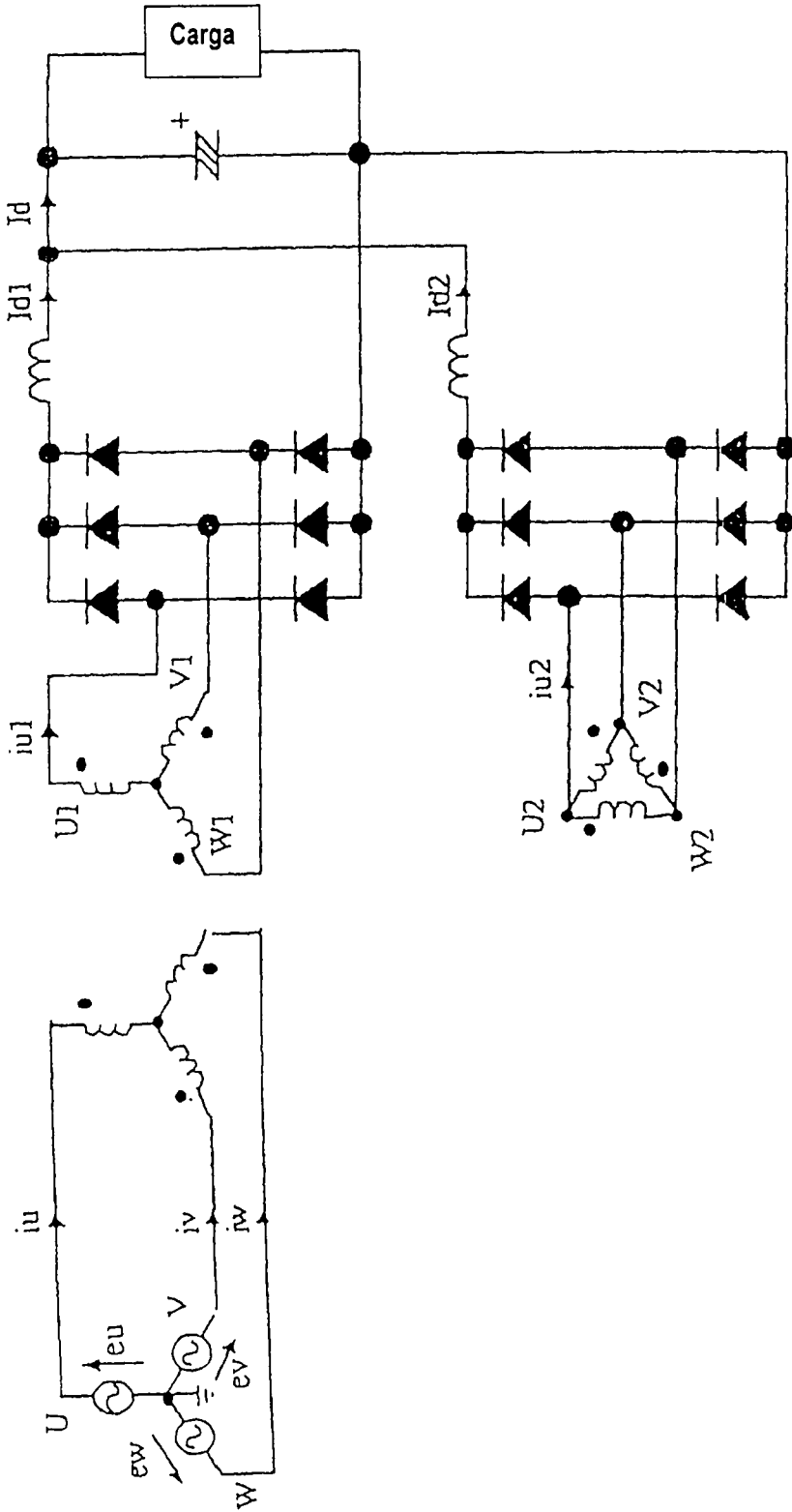


Fig. 22

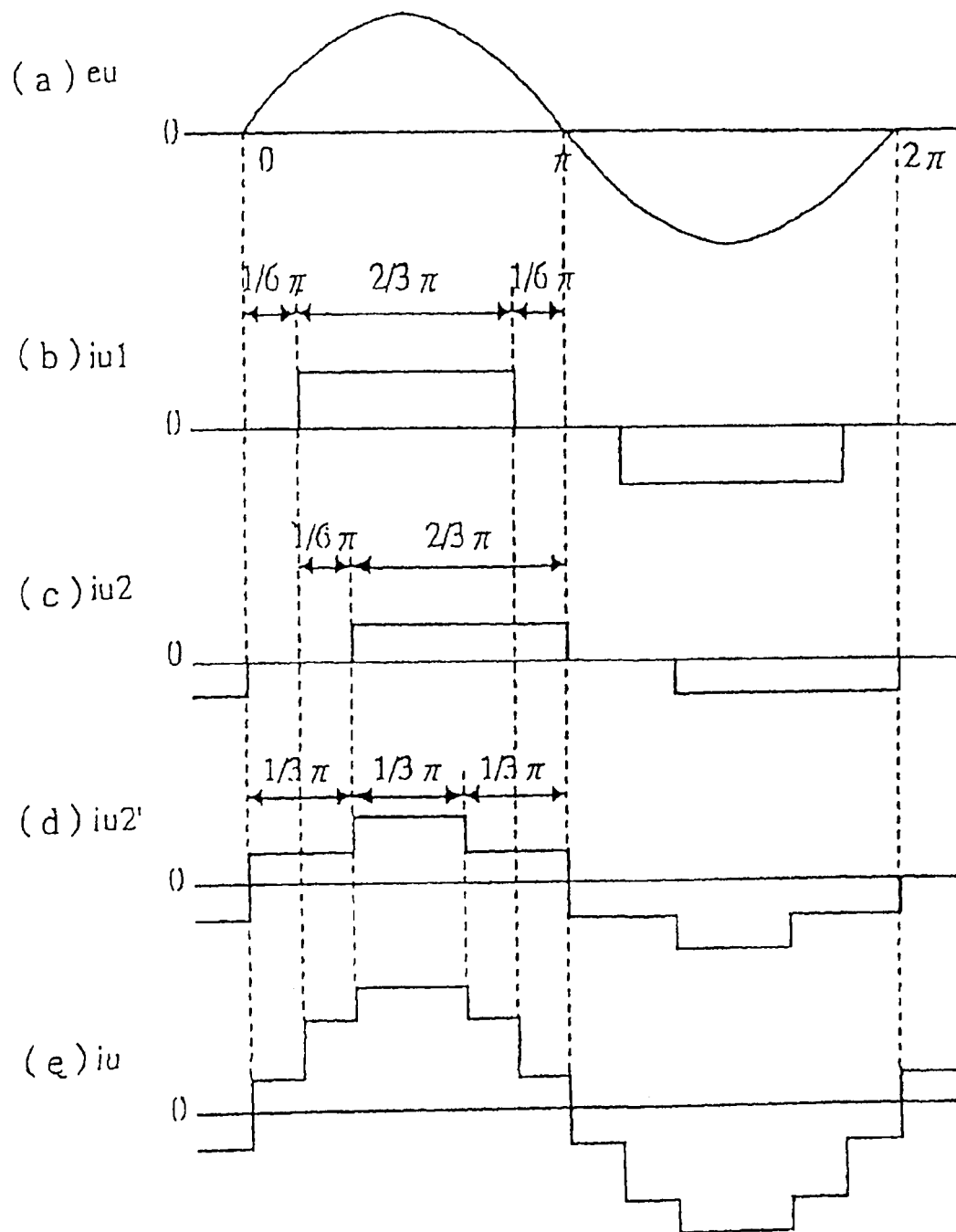


Fig. 23

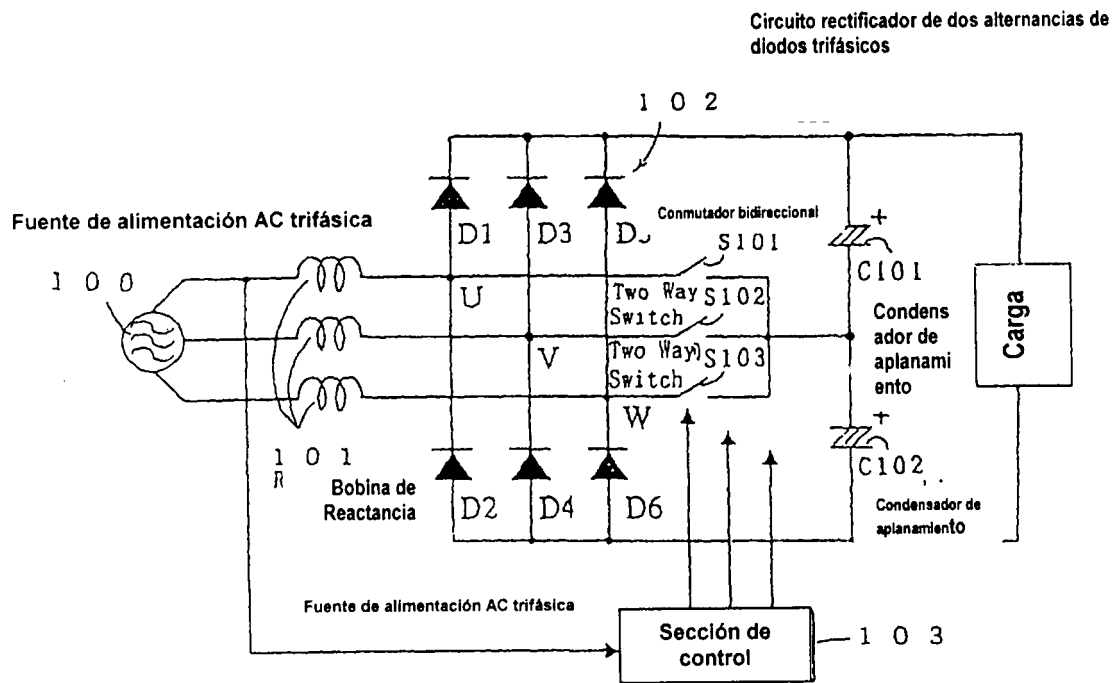


Fig. 24

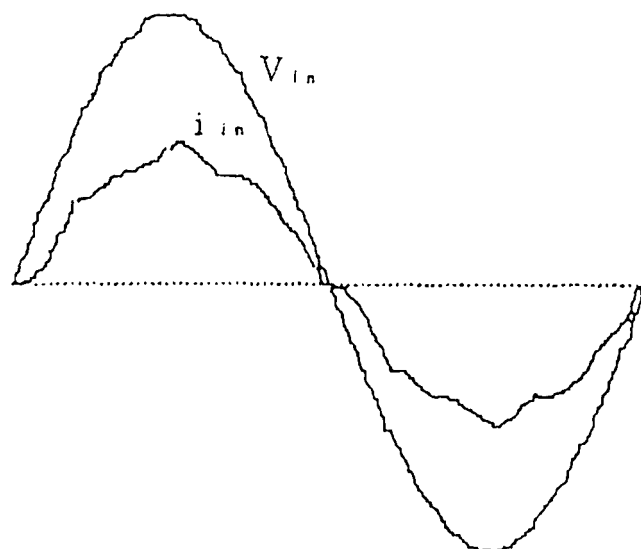


Fig. 25

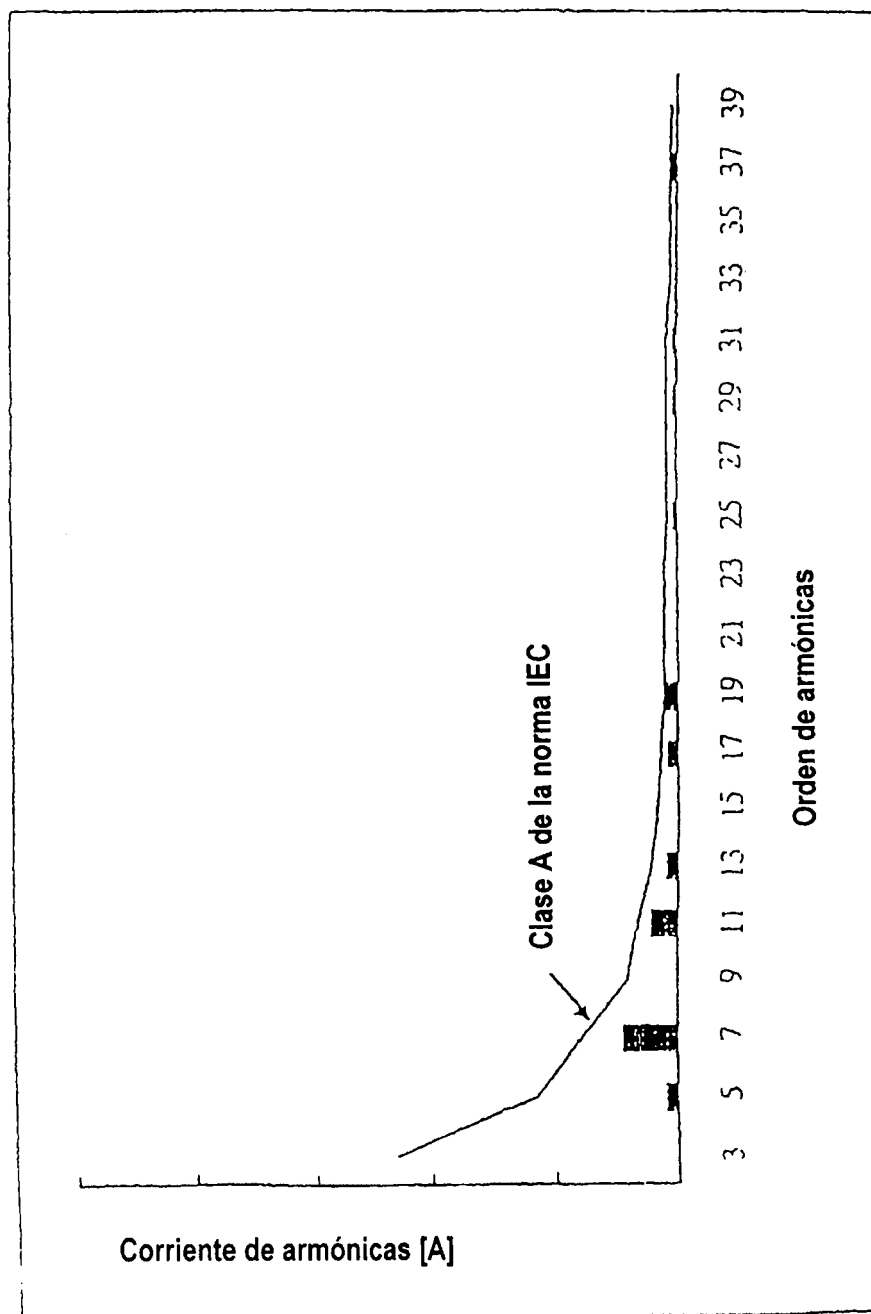


Fig. 26

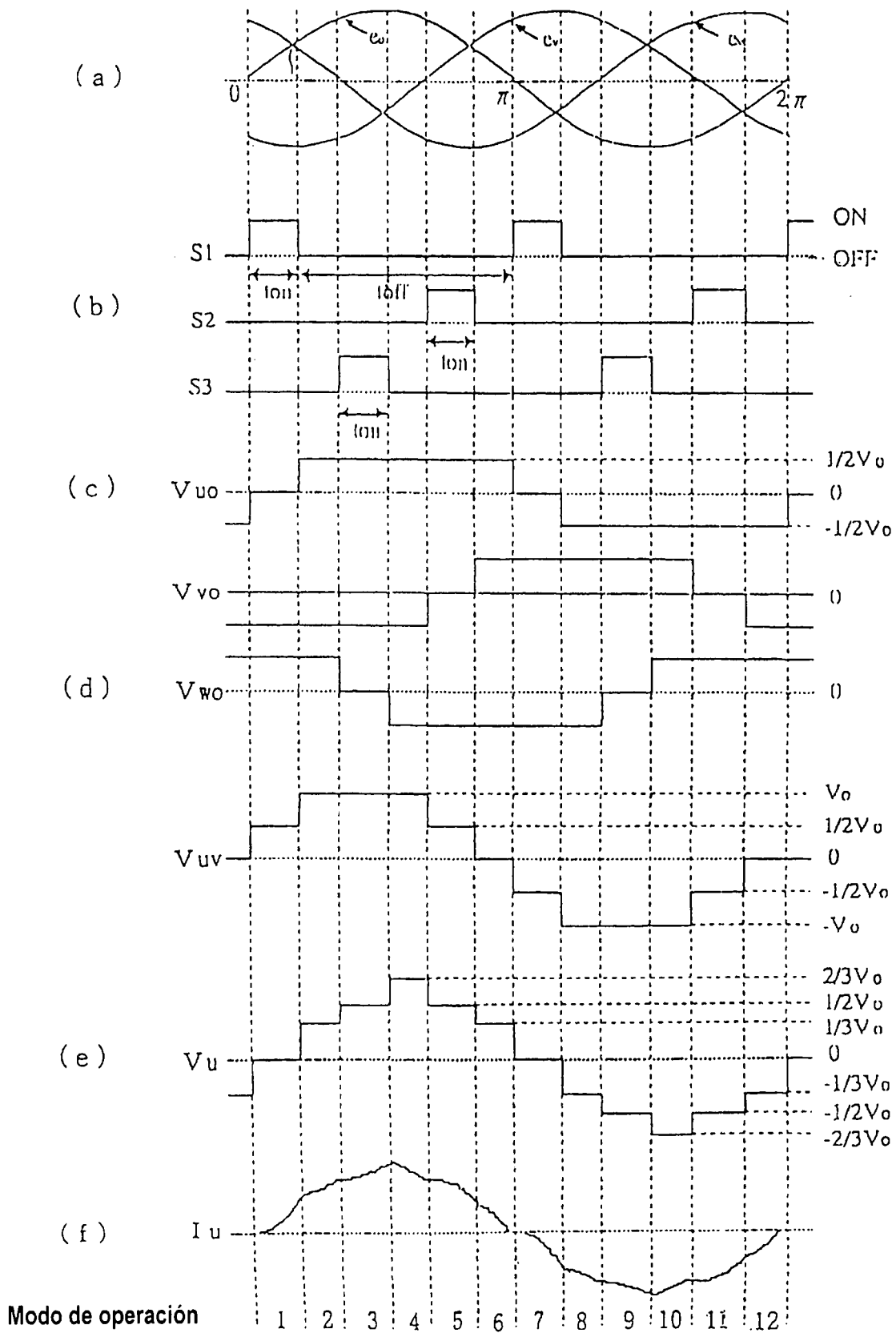


Fig. 27

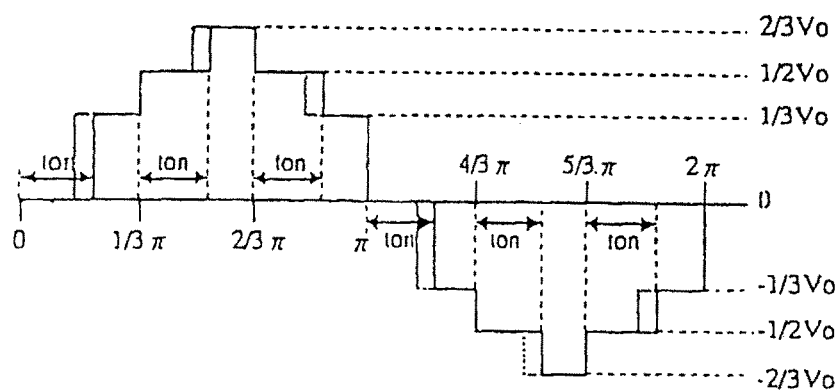


Fig. 28

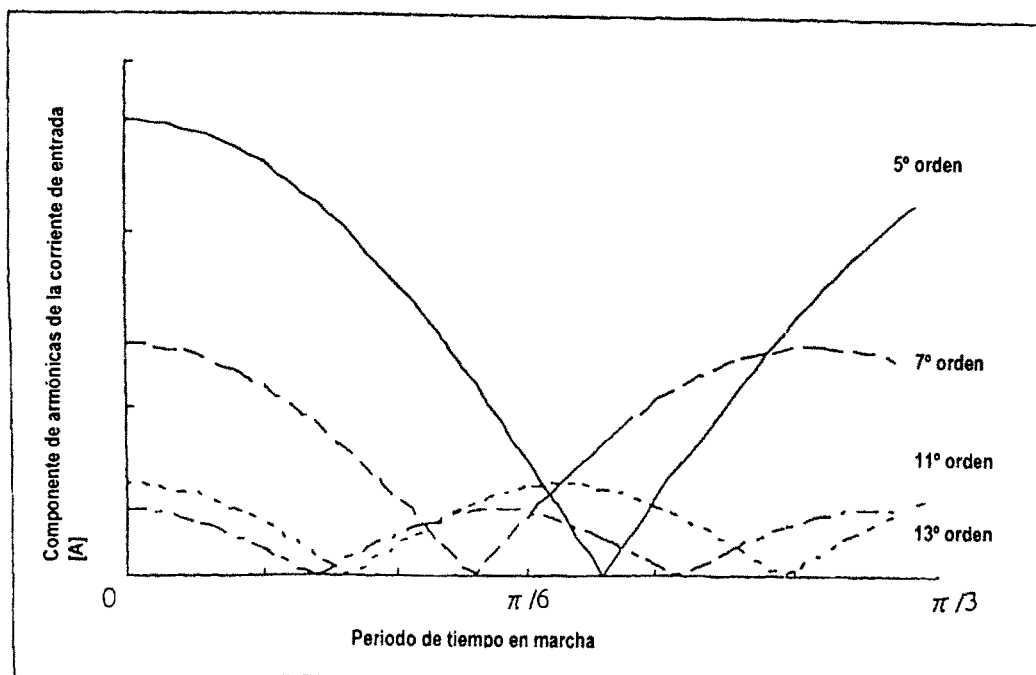


Fig. 29

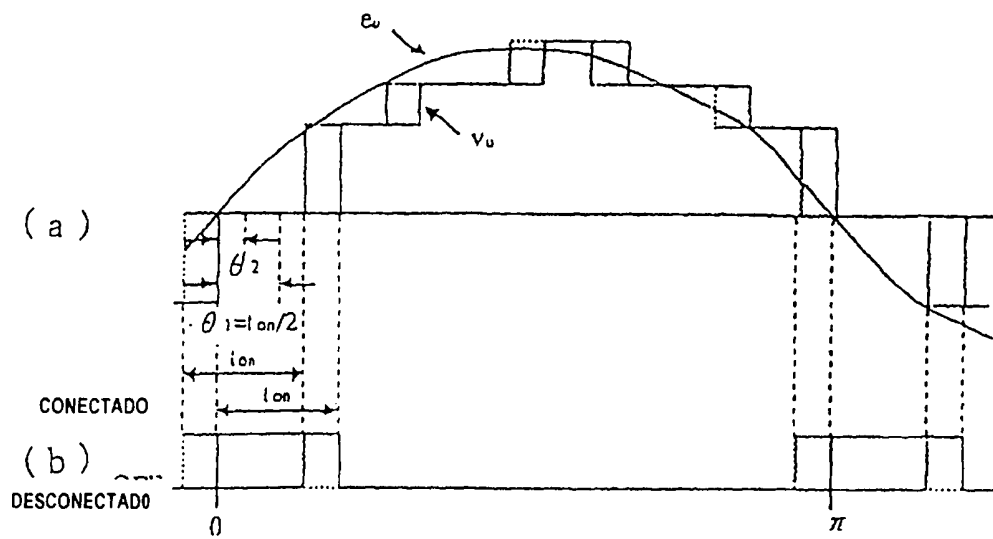


Fig. 30

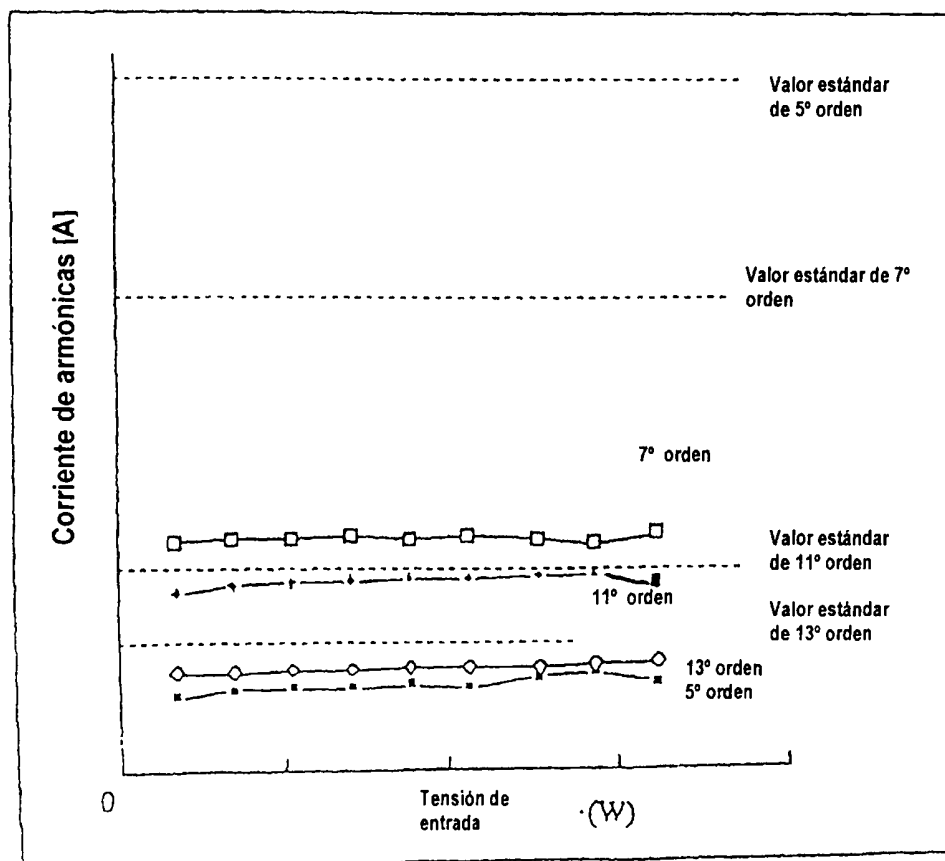


Fig. 31

Circuito rectificador de dos alternancias de diodos trifásicos

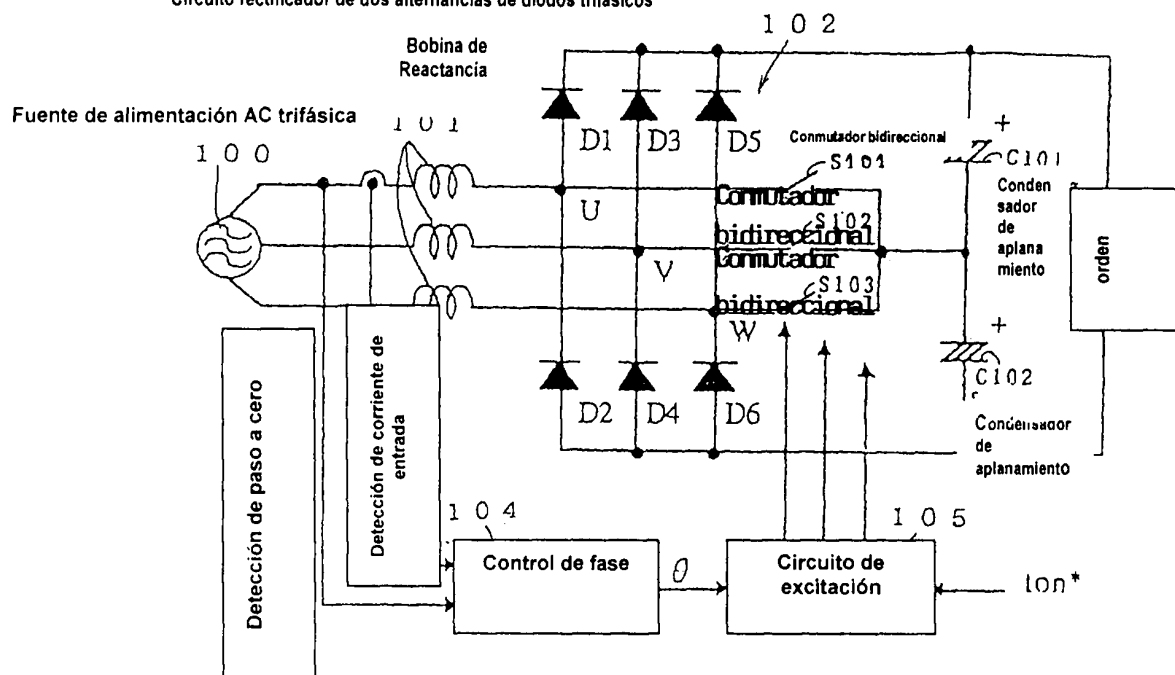


Fig. 32(a)

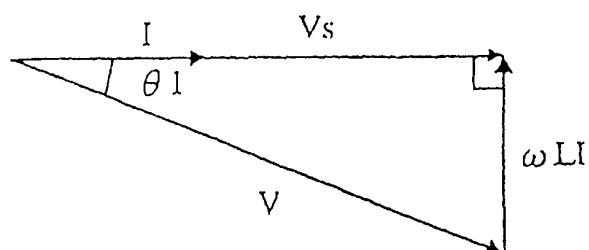


Fig. 32(b)

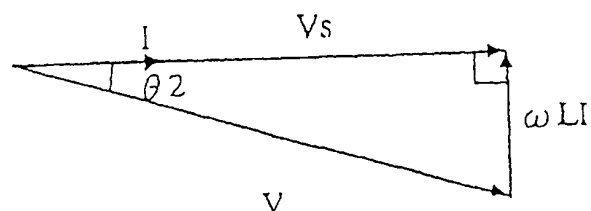


Fig. 33

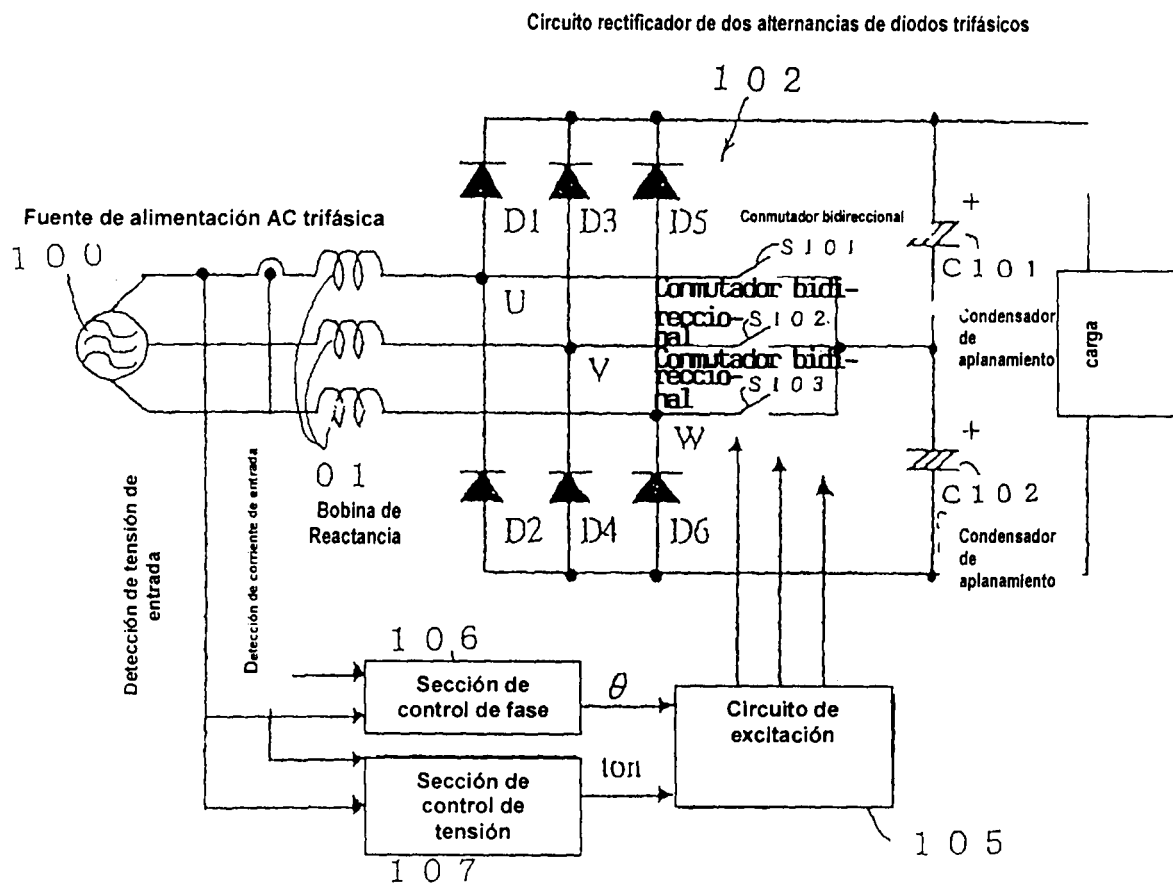


Fig. 34(a)

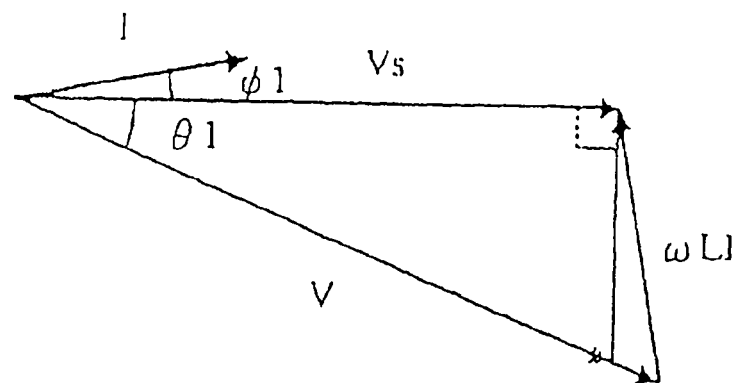


Fig. 34(b)

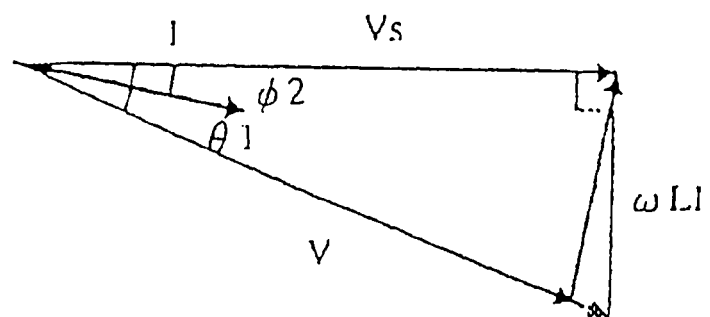


Fig. 35

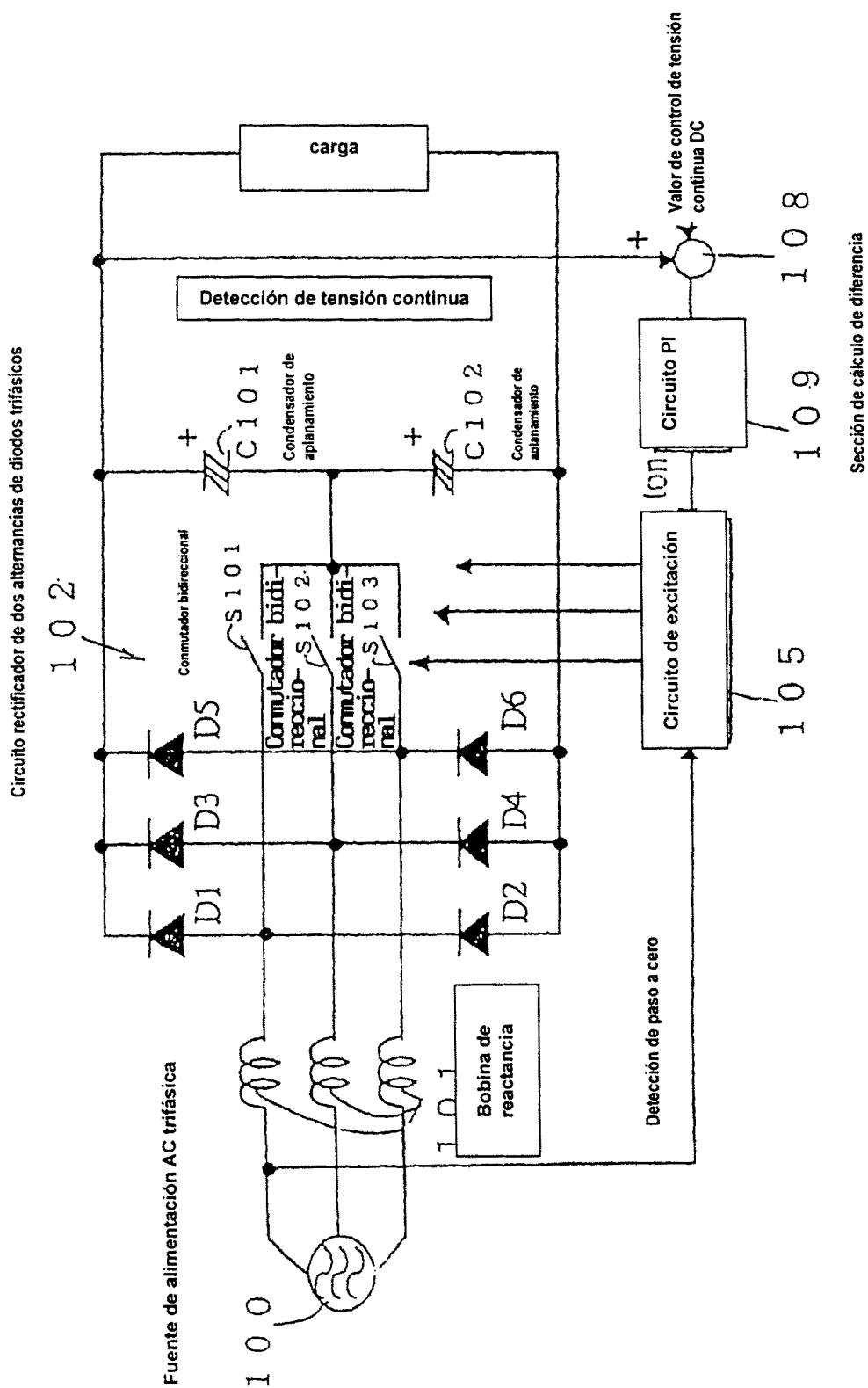


Fig. 36

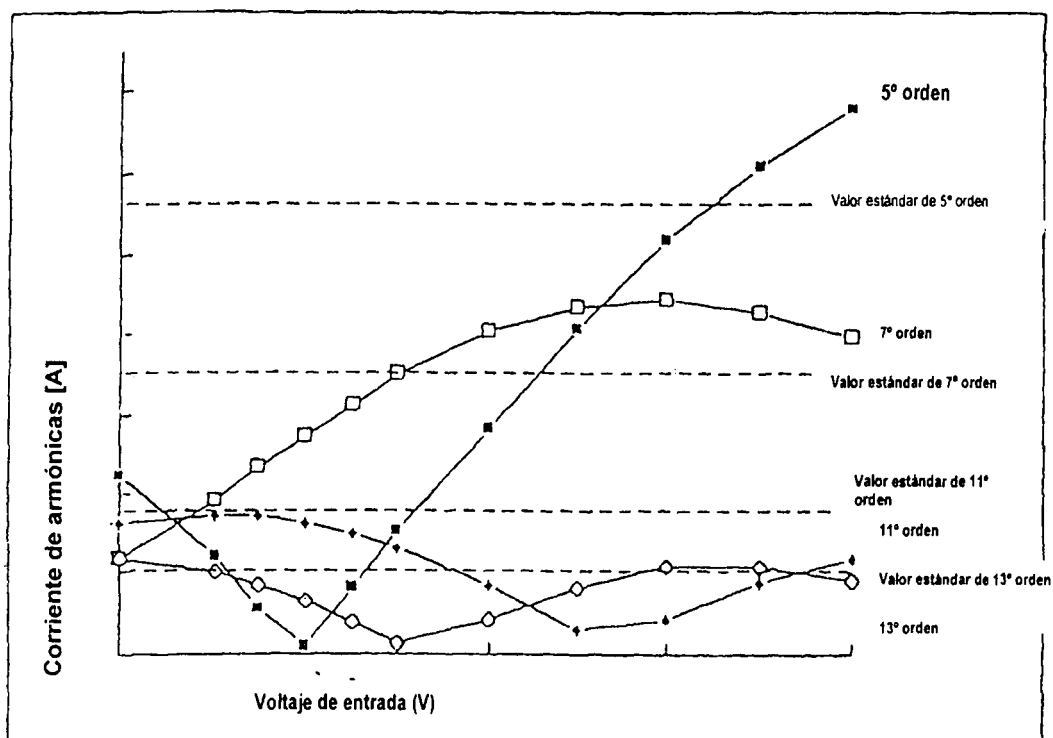


Fig. 37

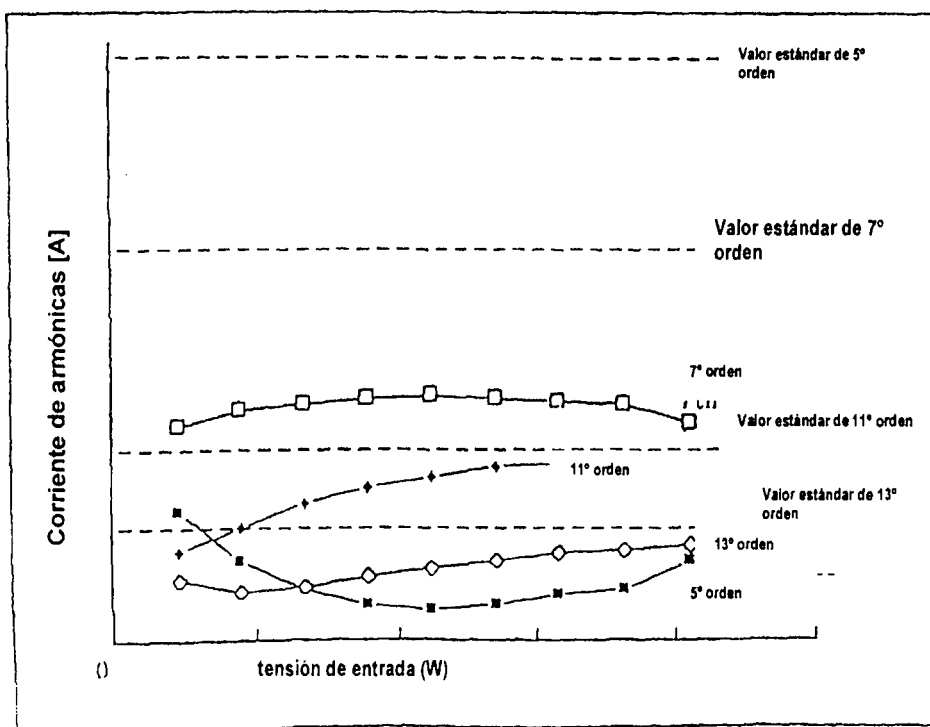


Fig. 38

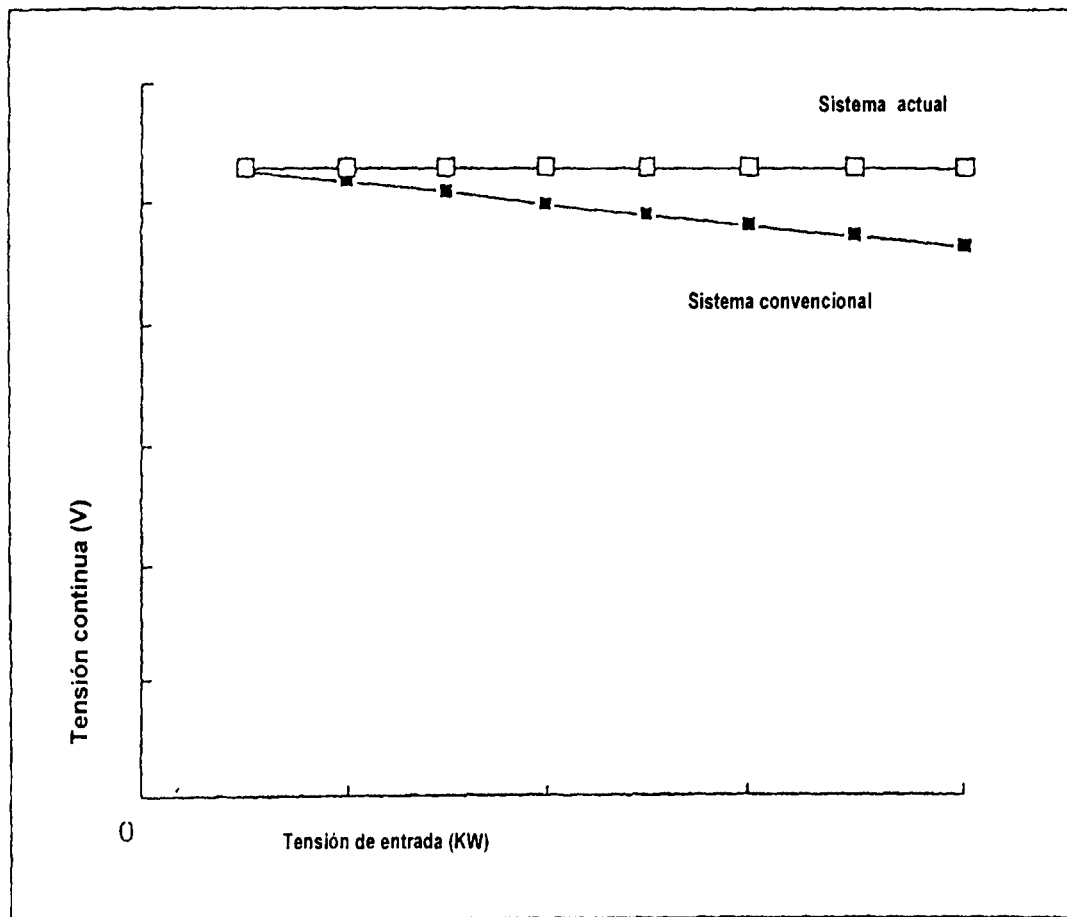


Fig. 39

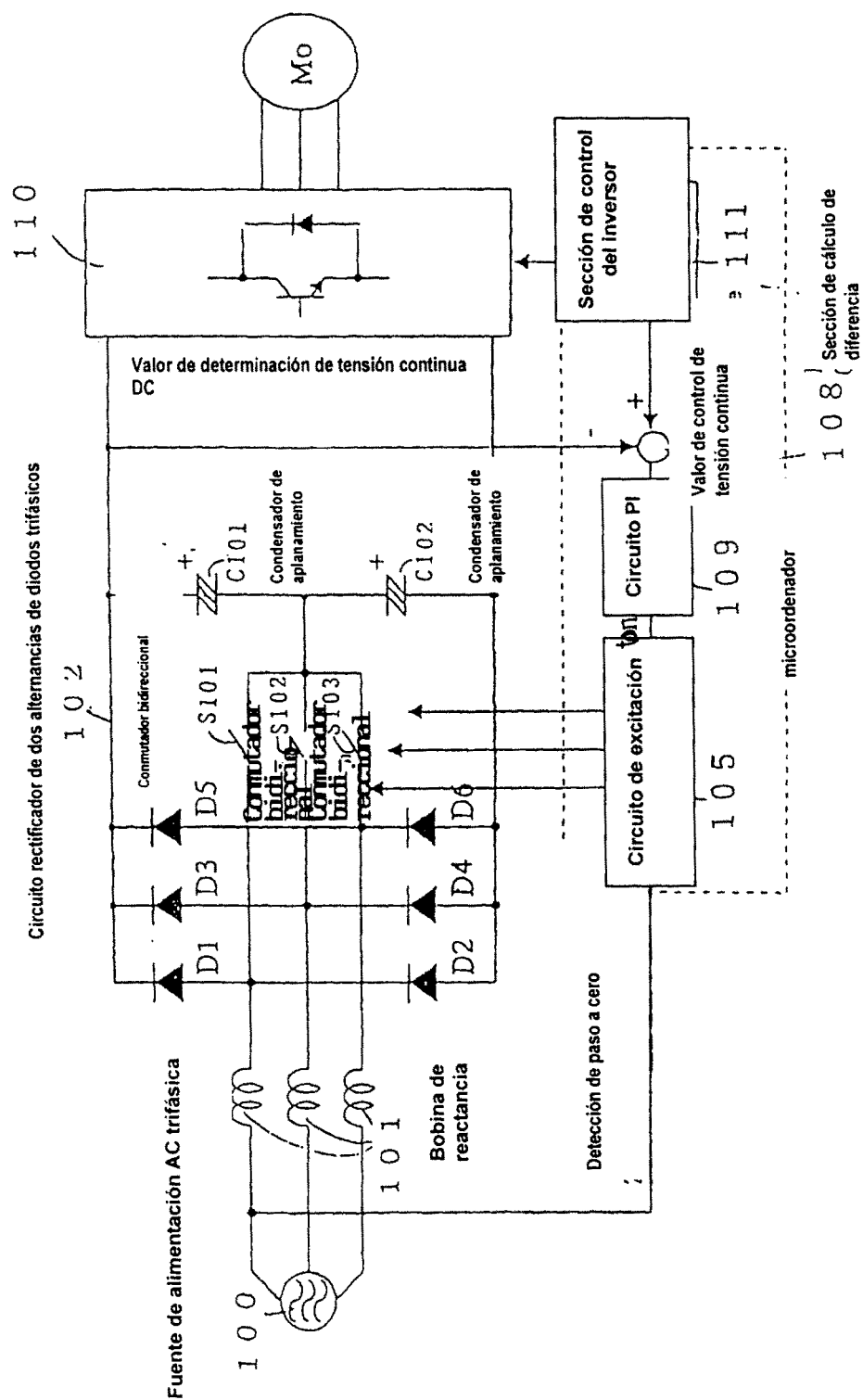


Fig. 40

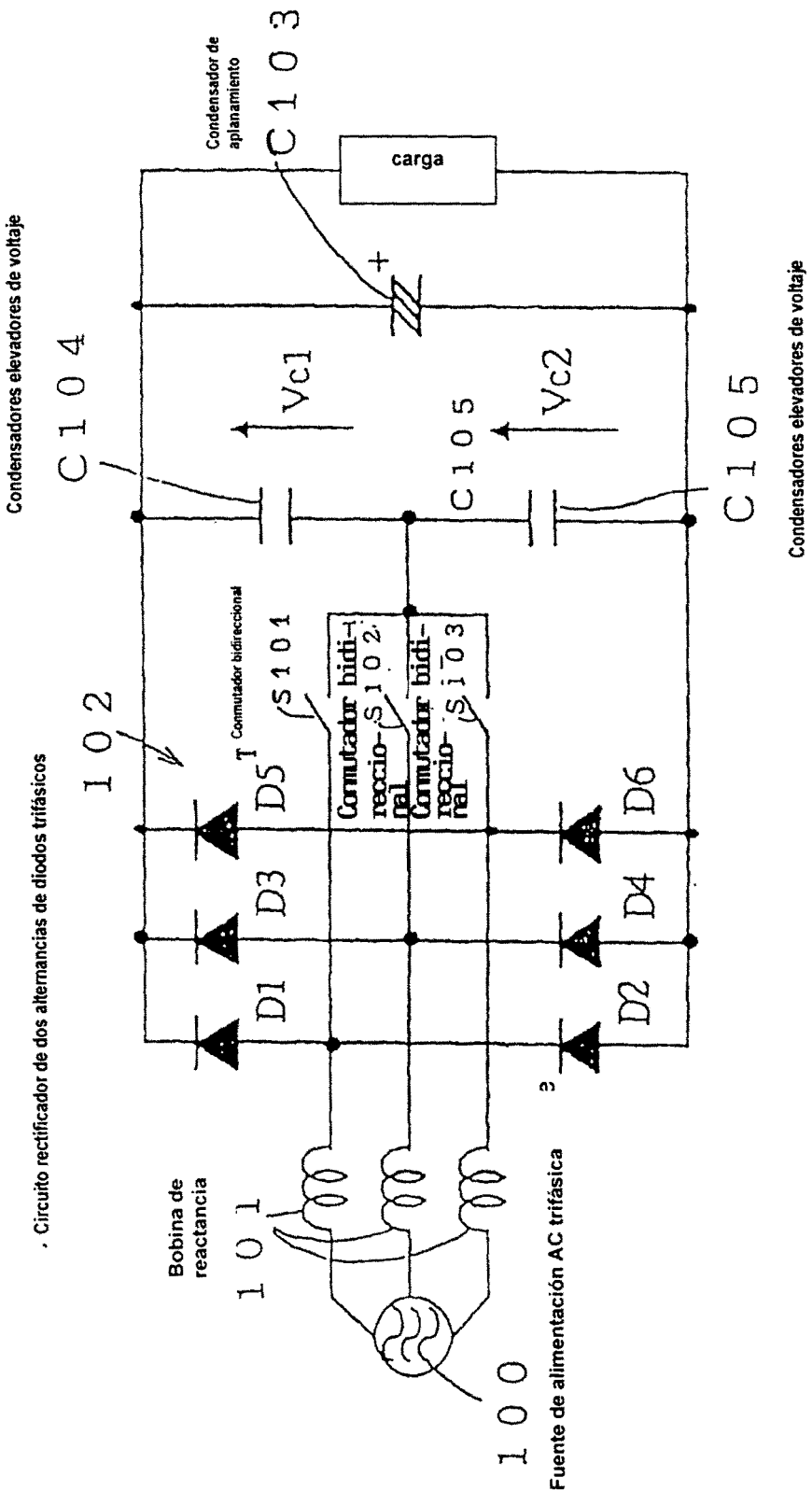


Fig. 41

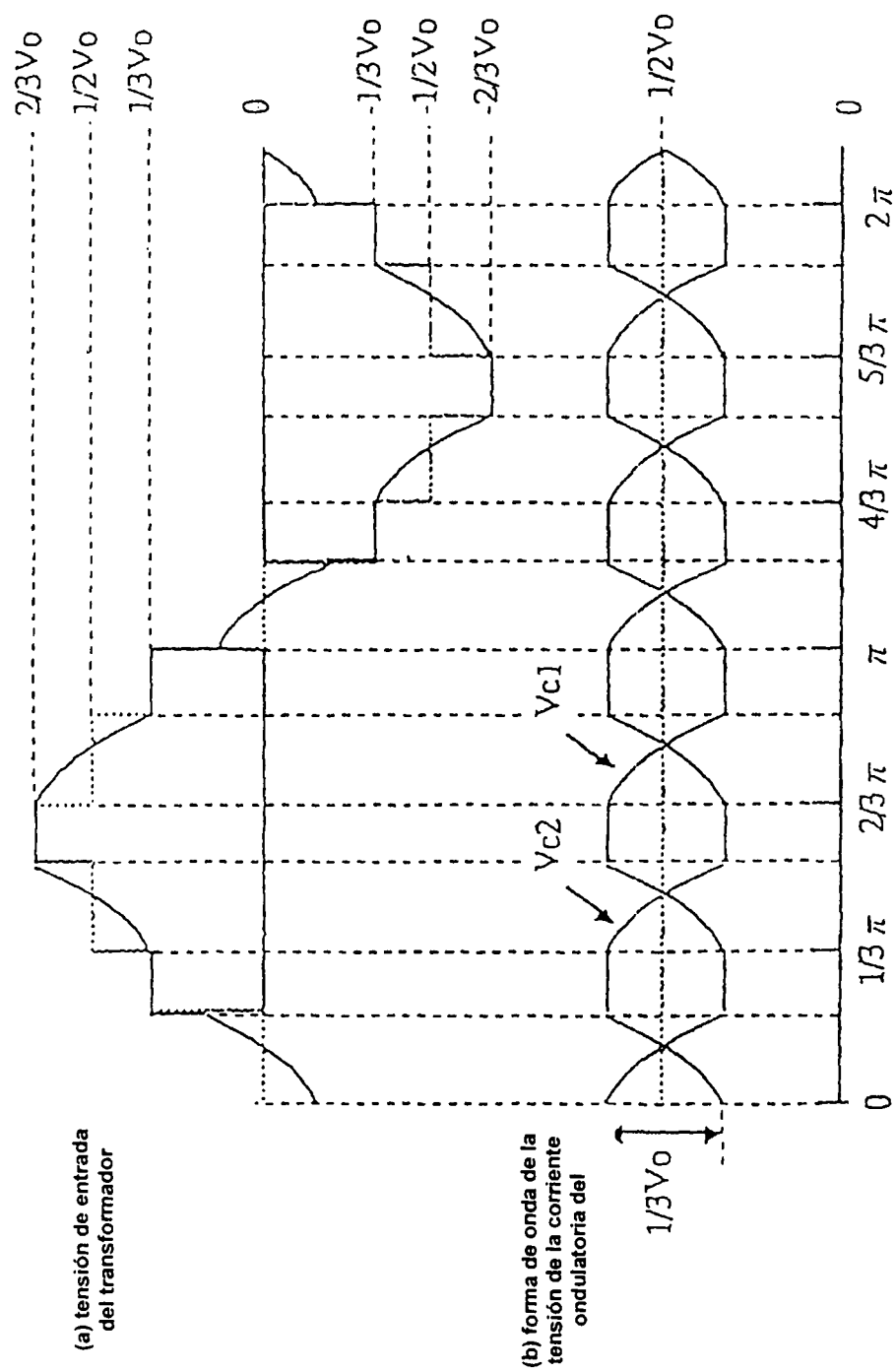


Fig. 42

