

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 651 488**

51 Int. Cl.:

**H02M 7/12** (2006.01)

**H02M 1/42** (2007.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **07.07.2011 PCT/JP2011/003912**

87 Fecha y número de publicación internacional: **12.01.2012 WO12005006**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **07.07.2011 E 11803343 (0)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **13.09.2017 EP 2592746**

54 Título: **Dispositivo rectificador**

30 Prioridad:

**08.07.2010 JP 2010155652**

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

**26.01.2018**

73 Titular/es:

**PANASONIC CORPORATION (100.0%)  
1006, Oaza Kadoma  
Kadoma-shi, Osaka 571-8501, JP**

72 Inventor/es:

**YOSHIDA, IZUMI;  
DOYAMA, YOSHIAKI;  
KYOGOKU, AKIHIRO y  
KAWASAKI, TOMOHIRO**

74 Agente/Representante:

**CARPINTERO LÓPEZ, Francisco**

ES 2 651 488 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín Europeo de Patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre Concesión de Patentes Europeas).

**DESCRIPCIÓN**

Dispositivo rectificador

**Campo técnico**

5 La presente invención se refiere a un aparato para rectificar una energía de CA de una fuente de alimentación de corriente alterna (CA) monofásica en el hogar o similar en una corriente continua sustancial, y a un aparato para accionar un motor eléctrico a velocidad variable reconvirtiendo la corriente continua obtenida en una corriente alterna con una frecuencia arbitraria mediante un circuito inversor. La presente invención se refiere a un aparato para configurar, por ejemplo, una bomba de calor comprimiendo un refrigerante mediante un compresor para la aplicación de refrigeración, calentamiento o congelación de alimentos y similares. La presente invención se refiere a un control de accionamiento altamente eficiente de una tecnología para reducir una carga de un sistema de transmisión de energía eléctrica reduciendo los componentes armónicos incluidos en una corriente de potencia que circula en tales aparatos y mejorando un factor de potencia al conducir una carga de corriente continua (CC).

**Técnica anterior**

15 Convencionalmente, como se muestra, por ejemplo, en la figura 9, este tipo de aparato rectificador tiene una configuración tal que una corriente de potencia circula incluso durante un intervalo durante el cual una tensión instantánea de una fuente 1 de alimentación de CA es baja al poner en cortocircuito la fuente 1 de alimentación de CA mediante un conmutador 3c de semiconductor a través de un puente 2 rectificador y de una bobina de reactancia 3a, cargando la bobina de reactancia 3a con una corriente, y haciendo fluir una corriente a través de una carga 4 mediante un diodo 3b cuando el conmutador 3c de semiconductor se apaga. Con esta disposición, los componentes armónicos de la corriente de potencia disminuyen y se mejora el factor de potencia. Sin embargo, dado que una corriente circula a través del conmutador 3c de semiconductor cuando el conmutador 3c de semiconductor se enciende y apaga (de aquí en adelante, denominado "corte"), y esto conduce a una pérdida de circuito. Para resolver este problema, se propone un procedimiento para efectuar el corte durante un intervalo específico de la fase de CA y detener el corte durante el intervalo restante en lugar de efectuar de forma consistente el corte del conmutador 3c de semiconductor (véase, por ejemplo, un Documento de Patente 1).

La figura 9 muestra un aparato rectificador activo convencional descrito en el Documento de Patente 1. Después de rectificar la energía de CA de la fuente 1 de alimentación de CA mediante el puente 2 rectificador para convertirla en una corriente continua que contiene impulsos, se suministra energía eléctrica a un condensador 3d de filtrado y a la carga 4 a través de la bobina de reactancia 3a y del diodo 3b. Además, la salida del puente rectificador puede ponerse en cortocircuito mediante el conmutador 3c de semiconductor a través de la bobina de reactancia 3a, y esto configura un aparato rectificador bien conocido con una función de mejora del factor de potencia mediante un circuito 3 de corte de refuerzo. El control del circuito 3 de corte de refuerzo incluye detectar la corriente de entrada detectando el medio 6 y una parte 10 de detección de corriente de entrada y realizar el corte del conmutador 3c de semiconductor de forma que la corriente de entrada adopte la misma forma que la de la forma de onda de la tensión de entrada (forma de la onda de la tensión de energía) detectado por una parte 11 de detección de tensión de entrada. Además, la magnitud de la corriente de entrada se ajusta de modo que la tensión de salida se convierte en una tensión deseada.

En particular, en la configuración del Documento de Patente 1, el aparato se ha propuesto para reducir la pérdida de circuito realizando el corte del conmutador de semiconductor solo durante un intervalo mínimo durante el cual disminuyen los armónicos. La figura 10 es un diagrama de bloques de control que muestra un procedimiento de control para la misma propuesta. Está diseñado para detectar la fase de la tensión de potencia mediante medios 5 de detección del cruce por cero de potencia, para permitir el corte del conmutador 3c de semiconductor de la figura 9 solo durante un intervalo definido mediante un contador 13a de impulsos, y para apagar el conmutador 3c de semiconductor para los otros intervalos. Con este procedimiento, se actualiza un aparato rectificador de este tipo que apenas aumenta los armónicos de potencia y tiene una pérdida baja.

Además, el procedimiento del Documento de Patente 1 necesita una forma de onda de tensión de potencia. En lugar de tal procedimiento, también se propone un procedimiento para actualizar una operación similar con una forma de onda predeterminada sin usar la forma de onda de tensión de potencia (véase, por ejemplo, un Documento de Patente 2). Además, también se propone un procedimiento simple que apunta a un efecto similar sin una forma de onda de la corriente objetivo (véase, por ejemplo, un Documento de Patente 3).

**Documentos de la técnica anterior:**

Documentos de patente:

Documento de patente 1: Publicación de patente japonesa abierta al público N.º 2005-253284 A;  
Documento de patente 2: Publicación de patente japonesa abierta al público N.º 2007-129849 A; y  
Documento de patente 3: Publicación de patente japonesa abierta al público N.º 2000-224858 A.

Sin embargo, de acuerdo con la configuración convencional mencionada anteriormente, el control se realiza de modo que la tensión de salida se vuelve constante a condición de que se determine la carga y el intervalo durante el cual también se establece el corte del conmutador de semiconductor. Por lo tanto, si hay un error en los medios de detección de la tensión de salida, la forma de onda de la corriente cambia desventajosamente. Por ejemplo, al obtener una corriente continua de aproximadamente 280 V rectificando una corriente alterna de un valor efectivo de 200 V, la forma de onda de la corriente cambia en gran medida incluso cuando la tensión de CC cambia en 1 V. La precisión de 1 V con respecto a la tensión de CC de 280 V corresponde al 0,3 %, y las resistencias de muy alta precisión son desventajosamente necesarias cuando se realiza una tensión baja al dividir la tensión entre las resistencias. Por lo tanto, se requiere aumentar el intervalo durante el cual se realiza el corte para que los armónicos disminuyan incluso en la forma de onda de corriente deformada teniendo en cuenta la precisión de detección de la tensión de salida, y esto lleva a un problema tal que la pérdida de circuito aumenta ligeramente de forma desventajosa.

Además, la pérdida disminuye a medida que la tensión de salida es menor en dicho aparato rectificador. Sin embargo, cuando se intenta establecer la tensión de salida a una tensión inferior al valor instantáneo de la tensión de alimentación, esto lleva a un fenómeno tal que la tensión de salida aumenta de forma desventajosa debido a la operación de refuerzo para un intervalo tal que el corte del conmutador de semiconductor se realiza incluso si la tensión de CA para el intervalo durante el cual se realiza el corte del conmutador de semiconductor es menor que la tensión de salida. Por las razones anteriores, también existe el problema de que es difícil establecer una tensión de salida baja con menos pérdida.

La patente de Estados Unidos 2008/130336 A1, la patente japonesa 2006 174689 A y la patente de Estados Unidos 2007/103947 A1 desvelan cada una un aparato de alimentación de energía que incluye medios de conmutación para poner en cortocircuito un suministro de energía de CA a través de una bobina de reactancia, tras la detección de un punto de cruce por cero del suministro de energía de CA.

#### **Divulgación de la invención**

Un objeto de la presente invención es resolver los problemas convencionales mencionados anteriormente y proporcionar un aparato rectificador capaz de reducir la corriente armónica de potencia que no depende de la precisión de detección de la tensión de salida y también de reducir la pérdida.

Para resolver los problemas convencionales mencionados anteriormente, el aparato rectificador de la presente invención incluye medios para detectar la fase de la tensión de CA, formando una forma de onda de la corriente objetivo dependiendo de la fase detectada; medios para detectar una corriente en el lado de CA o una corriente que circula desde el lado de CA al lado de CC; medios para detectar una tensión de CC; y medios para controlar el corte de un conmutador de semiconductor por ajuste para que la forma de onda de la corriente objetivo y la forma de onda de corriente detectada se conviertan en la misma forma de onda la una que la otra y para ajustar la amplitud de la forma de onda de la corriente objetivo de modo que la tensión de CC se convierta en una tensión deseada. Esto lleva a que la tensión de CC deseada se ajuste de modo que la fase en la que el corte del conmutador de semiconductor cambia desde un estado de parada a un estado de inicio se convierta en una fase deseada.

Además, el aparato rectificador incluye medios para detectar una de las dos formas de onda de corriente objetivo, y una corriente en el lado de CA o una corriente que circula desde el lado de CA al lado de CC; medios para detectar una tensión de CC; y medios para controlar el corte de un conmutador de semiconductor por ajuste para que la forma de onda de la corriente objetivo y la corriente detectada se conviertan en la misma forma de onda y para ajustar la amplitud de la forma de onda de la corriente objetivo de modo que la tensión de CC se convierta en una tensión deseada, y esto conduce a que una tensión de CC deseada se ajuste de modo que la fase en la que el corte del conmutador de semiconductor cambia desde el estado de parada al estado de inicio obtenida ejecutando estos controles se convierta en una fase deseada. Las dos formas de onda de corriente de objetivo mencionadas anteriormente tienen relaciones de fase con la forma de onda de tensión de CA a una frecuencia idéntica, respectivamente. Una de las dos formas de onda de corriente objetivo tiene un intervalo de aumento monótono o una combinación de estados definidos dentro de una fase de CA de 0 a 90 grados o de 180 a 270 grados, y un intervalo durante el cual el valor objetivo es cero dentro de intervalos de fase de AC de 90 a 180 grados y de 270 a 360 grados. Otra de las dos formas de onda de corriente objetivo tiene un intervalo de aumento monótono o una combinación de estados definidos desde una fase de inicio de corte deseada del conmutador de semiconductor a una fase en la que el final de corte está posiblemente incluido dentro de una fase de CA de 0 a 90 grados o de 180 a 270 grados, y un intervalo durante el cual el valor objetivo es cero dentro de intervalos de fase de CA de 90 a 180 grados y de 270 a 360 grados.

Con esta disposición, la tensión de CC se ajusta relativamente a un valor adecuado para tener una forma de onda de corriente similar incluso si la precisión de detección de la tensión de CC tiene un error, y por lo tanto, se consigue la operación de rectificación capaz de reducir la pérdida y tener una pequeña corriente armónica.

El aparato rectificador de la presente invención es capaz de lograr la operación de rectificación capaz de reducir la pérdida y tener una pequeña corriente armónica.

**Breve descripción de los dibujos**

Estos y otros aspectos y características de la presente invención quedarán claros a partir de la siguiente descripción tomada junto con las realizaciones preferidas de la misma con referencia a los dibujos adjuntos, en los que:

- 5 la figura 1 es un diagrama de bloques de circuito que muestra una configuración general de circuito global de una primera realización de la presente invención;
- la figura 2 es un diagrama de bloques de control que muestra un procesamiento interno del circuito de control de la figura 1;
- la figura 3 es un gráfico de formas de onda que muestra un principio de funcionamiento de una segunda realización de la presente invención;
- 10 la figura 4 es un gráfico de formas de onda que muestra formas de onda de corriente objetivo ejemplificadas utilizables en la segunda realización de la presente invención;
- la figura 5 es un gráfico de formas de onda que muestra un principio de detección de fase de potencia de las realizaciones primera a cuarta de la presente invención;
- 15 la figura 6 es un diagrama de bloques de circuito que muestra una configuración de circuito global de una tercera realización de la presente invención;
- la figura 7 es un diagrama de bloques de circuito que muestra una configuración de circuito global de una cuarta realización de la presente invención;
- la figura 8 es un gráfico de formas de onda que muestra un principio de funcionamiento de la primera realización de la presente invención;
- 20 la figura 9 es un diagrama de bloques de circuito que muestra una configuración de circuito global de un aparato rectificador convencional; y
- la figura 10 es un diagrama de bloques de control que muestra un procesamiento interno del circuito de control del aparato rectificador convencional.

**Mejor modo de llevar a cabo la invención**

- 25 El aparato rectificador de la presente invención incluye medios para detectar la fase de la tensión de CA, formando una forma de onda de la corriente objetivo dependiendo de la fase detectada; medios para detectar una corriente en el lado de CA o una corriente que circula desde un lado de CA a un lado de CC; medios para detectar una tensión de CC; y medios para controlar el corte de un conmutador de semiconductor por ajuste para que la forma de onda de la corriente objetivo y la forma de onda de corriente detectada se conviertan en la misma forma de onda y para
- 30 ajustar la amplitud de la forma de onda de la corriente objetivo para que la tensión de CC se convierta en una tensión deseada, y esto lleva a que la tensión de CC deseada se ajuste de modo que la fase en la que se cambia el corte del conmutador de semiconductor de un estado de parada a un estado de inicio se convierta en una fase deseada.

- 35 Además, el aparato rectificador incluye medios para detectar una corriente en el lado de CA o una corriente que circula desde el lado de CA al lado de CC utilizando una de las formas de onda de corriente de objetivo primera y segunda; medios para detectar una tensión de CC; y medios para controlar el corte de un conmutador de semiconductor por ajuste para que la forma de onda de la corriente objetivo y la corriente detectada se conviertan en la misma forma de onda la una que la otra y para ajustar la amplitud de la forma de onda de la corriente objetivo de modo que la tensión de CC se convierta en una tensión deseada. La primera y la segunda formas de onda de corriente objetivo tienen relaciones de fase con la forma de onda de la tensión de CA a una frecuencia idéntica. La primera forma de onda de la corriente objetivo tiene un intervalo de aumento monótono o una combinación de estados definidos dentro de una fase de CA de 0 a 90 grados o de 180 a 270 grados, y un intervalo durante el cual el valor objetivo es cero dentro de intervalos de fase de CA de 90 a 180 grados y de 270 a 360 grados o una forma de onda de la corriente objetivo. La segunda forma de onda de la corriente objetivo tiene un intervalo de aumento
- 40 monótono o una combinación de estados definidos de una fase de inicio de corte deseada del conmutador de semiconductor a una fase en la que el final de corte está posiblemente incluido dentro de una fase de CA de 0 a 90 grados o de 180 a 270 grados, y un intervalo durante el cual el valor objetivo es cero dentro de los intervalos de fase de CA de 90 a 180 grados y de 270 a 360 grados. Esto lleva a que se ajuste una tensión de CC deseada de modo que la fase en la que el corte del conmutador de semiconductor cambia del estado de parada al estado de inicio
- 45 obtenido ejecutando estos controles se convierta en una fase deseada.

Con esta disposición, la tensión de CC se ajusta relativamente a un valor adecuado para tener una forma de onda de corriente similar incluso si la precisión de detección de la tensión de CC tiene un error, y por lo tanto, se consigue la operación de rectificación capaz de reducir la pérdida y que tiene poca corriente armónica.

Las realizaciones de la presente invención se describen a continuación con referencia a los dibujos. La presente invención no está limitada por las realizaciones.

**PRIMERA REALIZACIÓN**

La figura 1 muestra un diagrama de bloques de circuito que muestra una configuración global de un aparato rectificador de una primera realización de la presente invención.

Como se muestra en la figura 1, en el aparato rectificador está configurado un bucle para poner en cortocircuito una fuente 1 de alimentación de CA mediante una bobina de reactancia 102 y un conmutador 104 de semiconductor. Además, se proporcionan medios 103 de detección de corriente, de modo que puede detectarse la corriente de este bucle, y el resultado de la detección se introduce en un circuito 100 de control. La corriente de la bobina de reactancia 102 aumenta cuando la fuente 1 de alimentación de CA está en cortocircuito, y la corriente que ha circulado a través de la bobina de reactancia 102 se rectifica mediante un puente 105 de diodos, y se hace circular en un circuito 106 de filtrado y en una carga 4 cuando el conmutador 104 de semiconductor se apaga para conducir la carga 4. Los medios 110 de detección de tensión de CC detectan la tensión de CC aplicada a la carga 4 y el resultado de la detección se introduce en el circuito 100 de control. Además, se proporcionan medios 109 de comparación del nivel de tensión para comparar el nivel de tensión de la fuente 1 de alimentación de CA. Los medios 109 de comparación del nivel de tensión obtienen un valor binario sobre si el nivel de tensión de la fuente 1 de alimentación de CA es más alto que un valor definido, e introduce la información en el circuito 100 de control.

El circuito 100 de control detecta la fase de la fuente 1 de alimentación de CA de la información sobre si la tensión de la fuente 1 de alimentación de CA es mayor que un nivel de tensión definido para generar una forma de onda de la corriente objetivo, y realiza el corte del conmutador 104 de semiconductor de manera que el resultado de la detección en los medios 103 de detección de corriente se vuelve asintóticamente más cercano a una forma similar de la forma de onda de la corriente objetivo. Además, la relación homotética de la forma de onda de la corriente objetivo se ajusta mediante el circuito 100 de control de acuerdo con la desviación de modo que la información de tensión de los medios 110 de detección de tensión de CC se convierte en la tensión deseada poseída internamente mediante el circuito de control. Es decir, si la tensión de CC real es menor que la tensión deseada, la relación homotética de un comando de corriente objetivo se incrementa para realizar el control para generar una gran corriente. Si la tensión de CC real es más alta que la tensión de CC deseada, el control se realiza para generar una pequeña corriente. Además, el circuito 100 de control examina la fase de tensión de CA cuando el corte del conmutador 104 de semiconductor ha cambiado del estado de parada al estado de inicio desde el estado de corte, examina si la fase tiene el valor deseado y ajusta el valor de la tensión de CC deseada de acuerdo con la desviación al valor deseado.

La figura 2 es un diagrama de bloques que muestra un flujo de la información de control en el circuito 100 de control de la figura 1. El objetivo de control final del sistema es controlar una fase ( $\theta_{ON}^*$ ) en el cambio del estado de parada de corte al estado de inicio de corte al valor deseado. En primer lugar, la fase de CA se detecta mediante medios 201 de detección de fase de CA sobre la base de la información obtenida al binarizar el nivel de tensión de la fuente de alimentación de CA. Más adelante se describe un ejemplo de procedimiento concreto de los medios 201 de detección de fase de CA. Los medios 202 de formación de forma de onda de la corriente objetivo generan una forma de onda de la corriente objetivo sobre la base de la información de fase de CA obtenida, y la información se introduce en un multiplicador 208. Los detalles de la forma de onda de la corriente objetivo se describen más adelante. Por otro lado, al comparar los medios 204, la información de fase en el momento del cambio del estado de parada de corte al estado de inicio de corte se compara con la información real de encendido de fase de CA detectada cortando los medios 212 de evaluación de acuerdo con la información de encendido de fase de CA deseada ( $\theta_{ON}^*$ ) y con la información de corte del conmutador de semiconductor.

La excursión de fase del resultado de comparación se envía a los medios 205 de cálculo de compensación para el control de fase, y se realiza el cálculo de compensación para mantener estable la fase en el momento del cambio al estado de inicio de corte. El resultado del cálculo de compensación se convierte en una tensión de comando ( $V_{dc}^*$ ) de la tensión de salida y se envía a los medios 206 de comparación. Los medios 206 de comparación realizan la comparación con la tensión de salida real, y envían una desviación de tensión del resultado de comparación a los medios 207 de cálculo de compensación de un sistema de tensión para el control de la tensión de CC. En los medios 207 de cálculo de compensación del sistema de tensión, se ejecuta un cálculo de compensación para lograr la coincidencia de la tensión real con la tensión de comando ( $V_{dc}^*$ ) y el funcionamiento estable. El resultado del cálculo de compensación se envía al multiplicador 208 y se realiza la multiplicación con la forma de onda de la corriente objetivo. Es decir, la amplitud de la forma de onda de la corriente objetivo aumenta cuando la tensión real es menor que la tensión de comando o se reduce en el caso opuesto. El resultado de salida del multiplicador 208 se envía como un comando de corriente instantánea ( $I_{ac}^*$ ) a los medios 209 de comparación.

Los medios 209 de comparación comparan el comando de corriente instantánea ( $I_{ac}^*$ ) con el valor de corriente real, y envía una desviación de corriente del resultado de comparación a los medios 210 de cálculo de compensación de un sistema de corriente. En los medios 210 de cálculo de compensación del sistema de corriente, el cálculo de compensación se realiza de modo que la corriente coincida con un valor de comando de manera estable y rápida. El resultado del cálculo de compensación se envía a un medio 211 MIA, y se convierte en información de ENCENDIDO/APAGADO para el conmutador de semiconductor. Además, el resultado del cálculo de compensación se envía a los medios 212 de evaluación de fase de corte para detectar la información de fase del cambio desde el estado de parada de corte al estado de inicio de corte, y la información de fase detectada se envía a los medios 204 de comparación de fase, y esto configura un bucle de control de fase.

La figura 8 describe la operación de control en formas de onda. En la figura 8, las formas de onda en la fila superior indican una relación relativa entre la tensión de CA y la tensión de CC, las formas de onda en la fila central indican las formas de onda de la corriente objetivo, y las formas de onda en la fila inferior indican las formas de onda de

corriente reales. La figura 8(a) muestra un caso en el que la tensión de salida es baja y una fase ( $\theta_{ON}$ ) cuando el corte del conmutador de semiconductor que ha cambiado al estado de inicio se retrasa desde la fase deseada ( $\theta_{ON}^*$ ). En este caso, dado que un intervalo de fase, durante el cual la tensión de CA es más alta que la tensión de CC, aumenta, una corriente que circula desde la fuente de alimentación de CA al lado de CC a través de la bobina de reactancia y del diodo aumenta. Por lo tanto, la forma de onda de corriente se vuelve afilada, y los componentes armónicos de la corriente aumentan.

Por otro lado, la figura 8(b) muestra un caso en el que la tensión de salida es alta y la fase ( $\theta_{ON}$ ) cuando el corte del conmutador de semiconductor que ha cambiado al estado de inicio avanza desde la fase deseada ( $\theta_{ON}^*$ ). En este caso, dado que el intervalo de fase, durante el cual la tensión de CA es más alta que la continua, disminuye, la corriente que circula de la fuente de alimentación de CA al lado de CC a través de la bobina de reactancia y del diodo también disminuye, y los componentes armónicos de la corriente disminuyen. Se observa que el intervalo durante el que se realiza el corte del conmutador de semiconductor aumenta en la figura 8(b), y por lo tanto, la pérdida de circuito aumenta ligeramente en comparación con la forma de onda en la figura 8(a).

Se observa que, si las distorsiones están contenidas en la fuente de alimentación de CA, a veces es un caso en el que la información de fase del cambio del estado de parada de corte al estado de inicio de corte ocurre varias veces durante un medio ciclo de la fuente de alimentación de CA. En el caso, puede realizarse el control estable seleccionando una fase más cercana a la fase de fuente de alimentación de CA de 90 grados o 270 grados. Además, también puede obtenerse un efecto similar seleccionando la fase más cercana a la fase cuando se maximiza el valor instantáneo de la corriente alterna en lugar de la fase de fuente de alimentación de CA de 90 grados o 270 grados.

## SEGUNDA REALIZACIÓN

A continuación, se describe el aparato rectificador de la segunda realización de la presente invención con referencia a la figura 3. La figura 3 es un gráfico de formas de onda que muestra un principio de funcionamiento de un procedimiento capaz de reducir la pérdida haciendo una forma de onda distinta de la onda sinusoidal como la forma de onda de la corriente objetivo. En particular, la propia corriente armónica es un poco plana si las distorsiones de la forma de onda aumentan cuando la carga es ligera, y por lo tanto, es posible reducir aún más la pérdida. En la figura 3, las formas de onda en la fila superior indican una relación relativa entre la tensión de CA y la tensión de CC, las formas de onda en la fila central indican la forma de onda de la corriente objetivo, y las formas de onda en la fila inferior indican las formas de onda de corriente reales. La figura 3(a) muestra un caso en el que la tensión de salida es baja, y la fase ( $\theta_{ON}$ ), cuando el corte del conmutador de semiconductor ha cambiado al estado de inicio, se retrasa desde la fase deseada ( $\theta_{ON}^*$ ). En este caso, dado que el intervalo de fase, durante el cual la tensión de CA es más alta que la tensión de CC, aumenta, la corriente que circula desde la fuente de alimentación de CA al lado de CC a través de la bobina de reactancia y del diodo aumenta. Por lo tanto, la forma de onda de corriente se afila, y los componentes armónicos de la corriente aumentan.

Por otro lado, la figura 3(b) muestra un caso en el que la tensión de salida es alta y la fase ( $\theta_{ON}$ ), cuando el corte del conmutador de semiconductor ha cambiado al estado de inicio, avanza desde la fase deseada ( $\theta_{ON}^*$ ). En este caso, dado que el intervalo de fase durante el cual la tensión de CA es más alta que la tensión de CC disminuye, la corriente que circula de la fuente de alimentación de CA al lado de CC a través de la bobina de reactancia y del diodo también disminuye, y los componentes armónicos de la corriente disminuyen. Se observa que el intervalo durante el cual se realiza el corte del conmutador de semiconductor aumenta, y por lo tanto, la pérdida de circuito aumenta ligeramente de forma desventajosa en la figura 3(b) en comparación con la forma de onda de la figura 3(a).

Como forma de onda de la corriente objetivo se utiliza una forma de onda que se eleva en la primera mitad del intervalo de 180 grados y tiene un intervalo durante el cual la corriente se vuelve cero en la última mitad. Por ejemplo, en la fila central de la figura 3, se muestra una forma de onda que aumenta de forma monótona durante la primera mitad del intervalo de 180 grados, contrariamente comienza a disminuir ligeramente antes de 90 grados, e incluye un intervalo durante el cual la corriente se vuelve cero en la última mitad. Con respecto a esto, la figura 4 muestra otros ejemplos de formas de onda. La figura 4(a) muestra una forma de onda que tiene un intervalo durante el cual la corriente instantáneamente se vuelve cero en lugar del intervalo de disminución monótono en comparación con la forma de onda mostrada en la fila central de la figura 3. La figura 4(b) muestra una forma de onda que tiene un intervalo de aumento monótono que aumenta sinusoidalmente, y un intervalo durante el cual la corriente se vuelve cero en la última mitad. Además, como se muestra en la figura 4(c), también es posible proporcionar una condición de restricción y hacer que la corriente sea cero antes de 90 grados. Además, como se muestra en la figura 4(d), también es posible hacer que la corriente sea cero por un tiempo desde cero grados y hacer un aumento monótono después.

Aunque la corriente objetivo se hace cero antes de 90 grados en las figuras 4(c) y 4(d), puede utilizarse de forma similar si se proporciona una fase deseada cuando el corte comienza desde la parada de corte del conmutador de semiconductor antes de que la corriente se haga cero. Además, dado que la tensión de CC es menor que la tensión instantánea máxima en la presente operación, la corriente de potencia continúa circulando durante un tiempo incluso si la corriente objetivo llega a cero debido al flujo de corriente desde la fuente de alimentación a través de la bobina de reactancia y del diodo en una proximidad de 90 grados, y por lo tanto, puede lograrse una corriente con pocos

componentes armónicos con una alta eficiencia.

La figura 5 muestra formas de onda que indican un procedimiento para detectar la fase de tensión a partir de información sobre si la tensión de CA es más alta que un nivel definido. La información se obtiene como una señal binaria en cuanto a si la tensión instantánea de la tensión de CA excede un valor umbral. El ciclo de la señal binaria es igual que la frecuencia de potencia si el valor umbral fluctúa, y puede conocerse el tiempo en el que la fase de tensión de CA está a 90 grados o a 270 grados si se obtiene un punto medio en el lado Hi o Lo de la señal binaria. Por otra parte, el punto medio entre 90 grados y 270 grados se encuentra en las fases de 180 grados y cero grados.

Si la información así obtenida se multiplica (la frecuencia se convierte en una frecuencia multiplicada por n (donde n es un número natural)) usando un bucle de enganchado en fase (PLL, por sus siglas en inglés, phase lock loop) o similar, puede conocerse la fase en cada instante. Por ejemplo, un impulso se convierte en un grado cuando la frecuencia se multiplica por 360, y puede obtenerse la información de fase en unidades de grado cuando se cuentan los impulsos. Entonces, es apropiado llamar la forma de onda de la corriente objetivo en cada instante por la información de fase obtenida. Por ejemplo, en la publicación de patente japonesa abierta al público N.º 2001-45763 A también se propone otro procedimiento para detectar la fase mediante el uso de información binaria obtenida por comparación de niveles, que incluye al mismo inventor, y no está específicamente limitado.

Usando la presente realización, si hay un error en la precisión de detección de la tensión de CC, la tensión de CC se ajusta relativamente de modo que la fase en la que el estado de parada de corte cambia al estado de inicio de corte llega a ser la fase deseada. Por lo tanto, puede lograrse una operación de rectificación tal que produzca una forma de onda de corriente similar, que permita que se reduzca la pérdida y que tenga una pequeña corriente armónica.

### 20 TERCERA REALIZACIÓN

La figura 6 es un diagrama de circuito que muestra una configuración de circuito de un aparato rectificador de acuerdo con la tercera realización como otra configuración de circuito básico del aparato rectificador de la presente invención. El circuito de la figura 6 es para rectificar una energía de CA de la fuente 1 de alimentación de CA mediante un circuito de puente configurado de conmutadores 604a y 604b de semiconductor, y diodos 605a, 605b, 605c y 605d a través de una bobina de reactancia 602 y accionar el circuito 106 de filtrado y la carga 4. El procedimiento de control es el mismo que el del aparato rectificador de la primera realización de la figura 1, y puede lograrse accionando simultáneamente dos conmutadores 604a y 604b de semiconductor.

### CUARTA REALIZACIÓN

La figura 7 es un diagrama de circuito que muestra una configuración de circuito de un aparato rectificador de acuerdo con la cuarta realización como otra configuración de circuito básico del aparato rectificador de la presente invención. El circuito de la figura 7 es para rectificar una energía de CA de la fuente 1 de alimentación de CA mediante un circuito de puente configurado de conmutadores 704a y 704b de semiconductor, y diodos 705a, 705b, 705c y 705d a través de una bobina de reactancia 702 y para accionar el circuito 106 de filtrado y la carga 4. El procedimiento de control es el mismo que el del aparato rectificador de la primera realización de la figura 1, mientras que el corte de solo uno de los conmutadores de semiconductor se realiza de acuerdo con la polaridad de la fuente de alimentación de CA.

Por ejemplo, con respecto a la polaridad de la fuente de alimentación de CA, el corte del conmutador 704b de semiconductor se realiza durante un intervalo durante el cual el lado donde está conectada la bobina de reactancia 702 es más alto, y el corte del conmutador 704a de semiconductor se realiza durante el intervalo durante el cual el lado donde está conectada la bobina de reactancia 702 es más bajo. En la presente realización, la salida de CC se pone en cortocircuito cuando los conmutadores 704a y 704b de semiconductor se encienden simultáneamente, y por lo tanto, a veces se da un caso en el que ninguno de los conmutadores de semiconductor se activa en las proximidades de la inversión de polaridad de la fuente de alimentación de CA. En tal caso, la fase en la que el estado de corte cambia al estado de parada también se produce posiblemente en las proximidades de 0 grados y de 180 grados en la figura 10. Se observa que el corte se detiene intencionalmente para evitar el cortocircuito de la salida de CC en este caso, y por lo tanto, se permite hacer frente fácilmente al caso al no manejar la fase como una fase cuando el corte de la presente invención ha cambiado al estado de inicio.

Como una cuestión relevante en común a todas las realizaciones, a veces se da un caso en el que el estado de corte cambia instantáneamente de nuevo al estado de parada debido a las fluctuaciones y ruidos del circuito en el momento del cambio del estado de corte desde el estado de parada al estado de corte, mientras que se permite hacer frente fácilmente a esta ocurrencia al no manejar la fase como una fase cuando el corte de la presente invención ha cambiado al estado de inicio.

Además, aunque la descripción se ha realizado utilizando la información de fase de la tensión de potencia como procedimiento para implementar la presente invención, está claro que, cuando se fija la frecuencia de la fuente de alimentación, puede realizarse un control similar con la información de tiempo basándose en la información de cruce por cero de la fuente de alimentación de CA o similar. Asimismo, también está claro que la presente invención puede implementarse mediante un procedimiento para contar los impulsos de una señal portadora de modo que puede lograrse el control de la modulación MIA como un ejemplo de procedimientos de corte en lugar de medir el tiempo.

Combinando de forma adecuada realizaciones arbitrarias entre las diversas realizaciones mencionadas anteriormente, pueden producirse los efectos que posee cada uno de ellas.

5 Aunque la presente invención se ha descrito completamente en conexión con las realizaciones preferidas de la misma con referencia a los dibujos adjuntos, debe observarse que diversas modificaciones y correcciones son evidentes para los expertos en la materia. Debe apreciarse que tales modificaciones y correcciones están incluidas dentro del ámbito de la presente invención a menos que se aparten del ámbito de la presente invención especificado por las reivindicaciones adjuntas.

10 Los contenidos divulgados en la memoria descriptiva, los dibujos y las reivindicaciones de patente de la solicitud de patente japonesa 2010-155652, presentada el 8 de julio de 2010 están completamente incorporados en esta especificación con esta referencia.

**Aplicabilidad industrial**

15 El aparato rectificador de la presente invención, que puede hacer compatible la supresión de la corriente armónica y la reducción de la pérdida de circuito, por lo tanto también puede aplicarse a, por ejemplo, las aplicaciones de aparatos rectificadores para su uso en aparatos que configuran una bomba de calor comprimiendo un refrigerante mediante un compresor para realizar enfriamiento, calentamiento o congelación de alimentos y similares.



## REIVINDICACIONES

1. Un aparato rectificador que tiene una configuración en la que una fuente (1) de alimentación de CA monofásica se pone en cortocircuito y se abre a través de una bobina de reactancia (102) cortando un conmutador (104) de semiconductor para suministrar una corriente desde un lado de CA a un lado de CC a través de la bobina de reactancia (102), comprendiendo el aparato rectificador:
- 5 medios (202) para formar una forma de onda de la corriente objetivo de la misma frecuencia que la de una forma de onda de tensión de CA;  
 medios (201) para detectar una corriente en el lado de CA o una corriente en el lado de CC;  
 medios para detectar una tensión de CC;  
 10 medios (211) para controlar el corte del conmutador (104) de semiconductor por ajuste de manera que la forma de onda de la corriente objetivo y la forma de onda de la corriente detectada adquieran la misma forma una que la otra;  
 medios (206, 207) para ajustar una amplitud de la forma de onda de la corriente objetivo de modo que la tensión de CC se convierta en una tensión deseada; y  
 15 medios (201) para detectar una fase de la tensión de CA;  
**caracterizado porque**  
 el aparato rectificador comprende además:
- medios para cambiar el conmutador de semiconductor a un estado de inicio de corte en un intervalo de fase durante el cual la tensión de CA es menor que la tensión de CC y la forma de onda de la corriente objetivo no es cero y para cambiar el conmutador de semiconductor a un estado de parada de corte en un intervalo de fase durante el cual la tensión de CA es más alta que la tensión de CC; y medios (212) para evaluar una fase ( $\theta_{ON}$ ) cuando el conmutador (104) de semiconductor comienza el corte, basándose en una fase detectada de la tensión de CA y en un comando de corriente ajustado para generar información de ENCENDIDO/APAGADO del corte del conmutador (104) de semiconductor; y  
 20 medios (204, 205) para ajustar la tensión de CC (Vdc) de modo que la fase ( $\theta_{ON}$ ) cuando el conmutador (104) de semiconductor comienza el corte se convierta en una fase deseada ( $\theta_{ON}^*$ ).
2. El aparato rectificador de acuerdo con la reivindicación 1, en el que la forma de onda de la corriente objetivo tiene un intervalo de aumento monótono dentro de una fase de CA de 0 a 90 grados o de 180 a 270 grados, y un intervalo durante el cual la corriente es cero dentro de una fase de CA de 90 a 180 grados y 270 a 360 grados.
- 30 3. El aparato rectificador de acuerdo con la reivindicación 1, en el que la forma de onda de la corriente objetivo tiene un intervalo de aumento monótono desde una fase de inicio de corte deseada ( $\theta_{ON}^*$ ) del conmutador (104) de semiconductor a una fase que incluye un final de corte dentro de una fase de CA de 0 a 90 grados o de 180 a 270 grados, y un intervalo durante el cual la corriente es cero dentro de una fase de CA de 90 a 180 grados y 270 a 360 grados.
- 35 4. El aparato rectificador de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, en el que se detecta una correlación de magnitud entre la tensión de CA y una tensión definida, cuando la tensión de CA es igual o mayor que la tensión definida, se genera una señal binaria que tiene un primer valor; mientras que cuando la tensión de CA es menor que la tensión definida, se genera la señal binaria que tiene un segundo valor, la fase de la tensión de CA se estima a partir del ciclo y de la fase de una señal binaria obtenida, la forma de onda de la corriente objetivo se forma a partir de la fase estimada, se detecta una fase ( $\theta_{ON}$ ) cuando el conmutador (104) de semiconductor comienza el corte, basándose en la información de fase estimada, y se calcula la fase deseada ( $\theta_{ON}^*$ ).
- 40 5. El aparato rectificador de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, en el que, cuando se producen una pluralidad de fases ( $\theta_{ON}$ ) cuando el conmutador (104) de semiconductor se inicia durante un medio ciclo de la fuente de alimentación de CA, se selecciona un valor de fase y se utiliza para estar más cerca de la fase de potencia de CA de 90 grados o 270 grados entre la pluralidad de fases producidas ( $\theta_{ON}$ ).
- 45

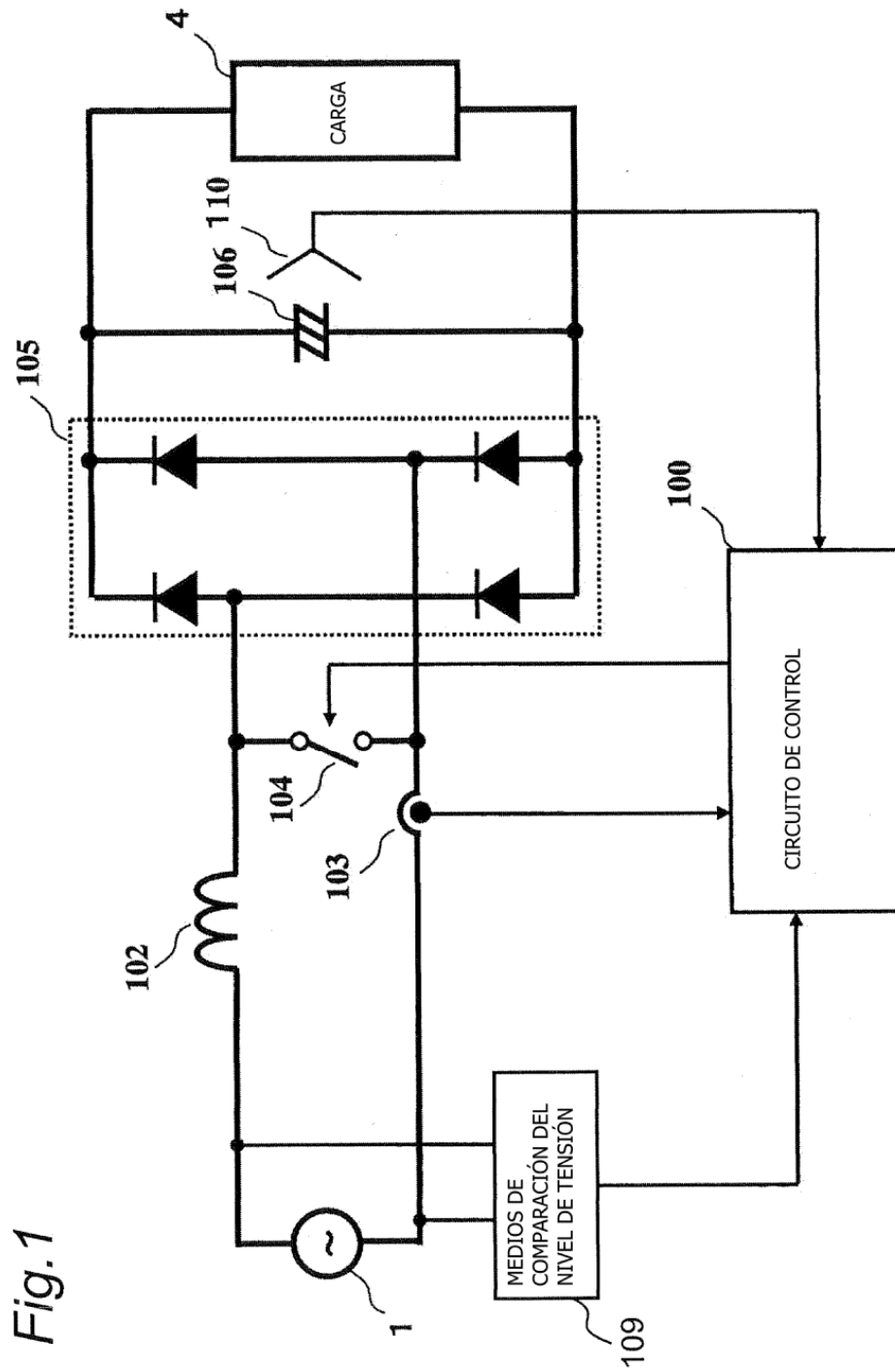


Fig. 1

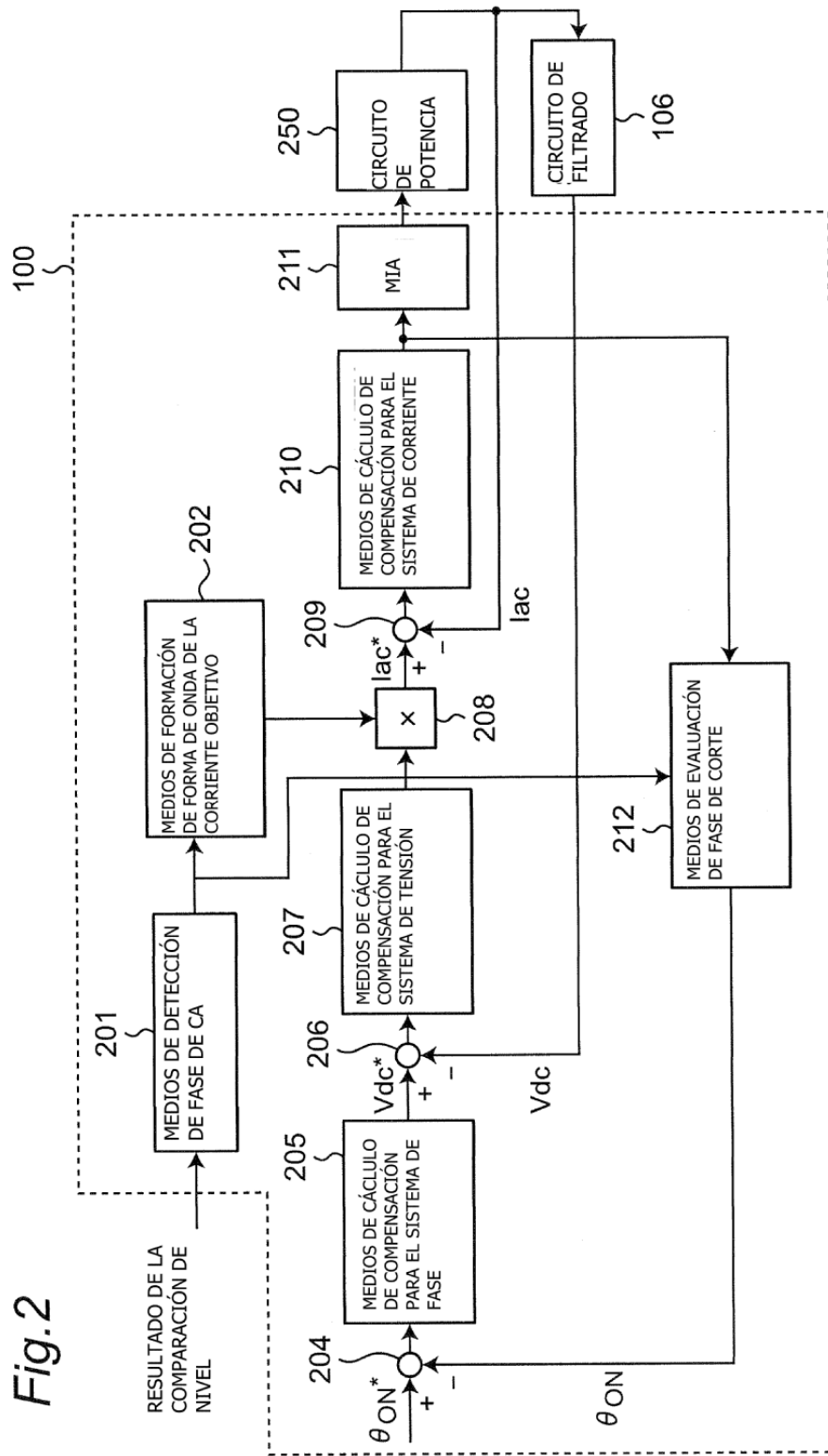


Fig.2

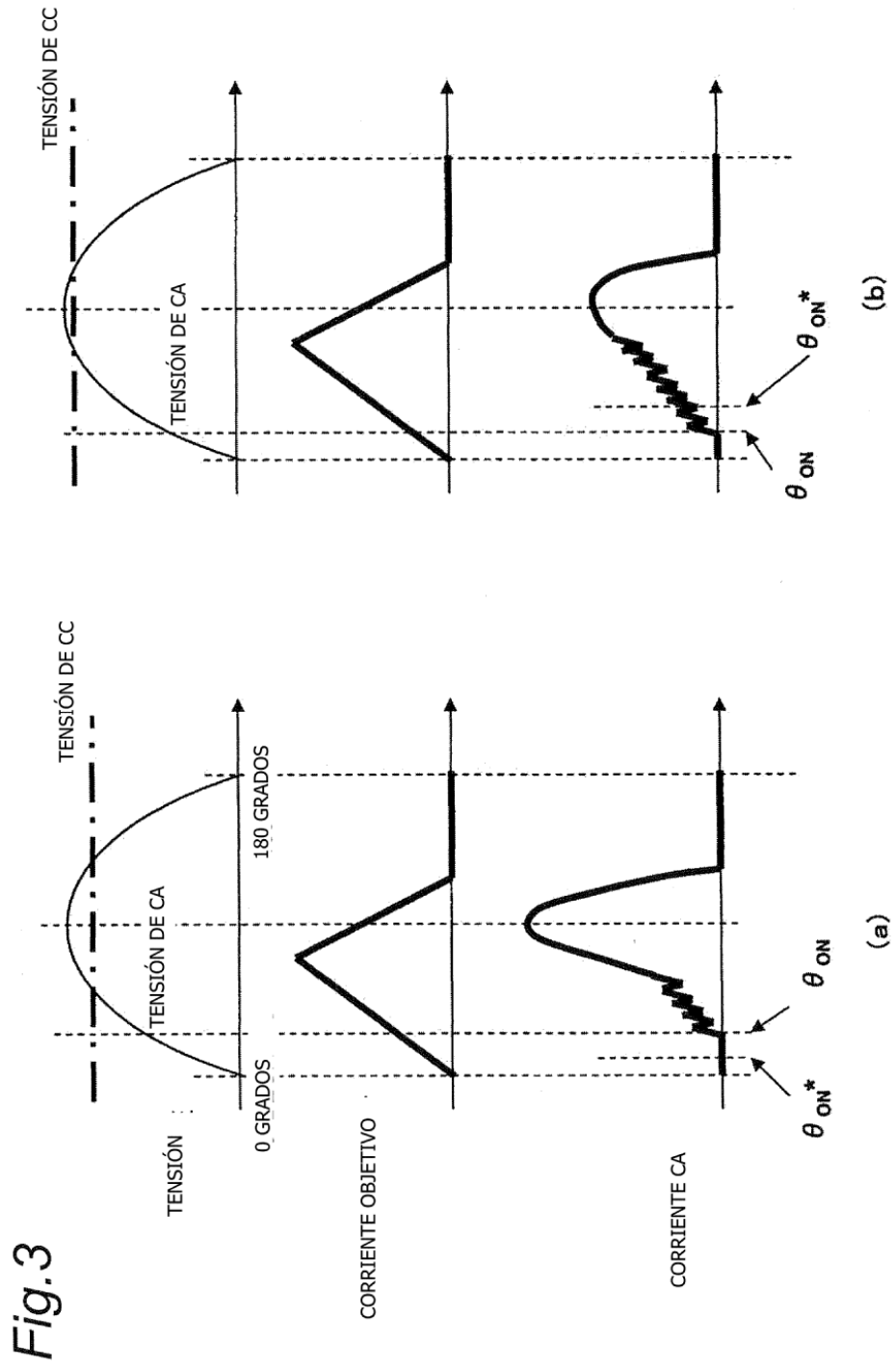
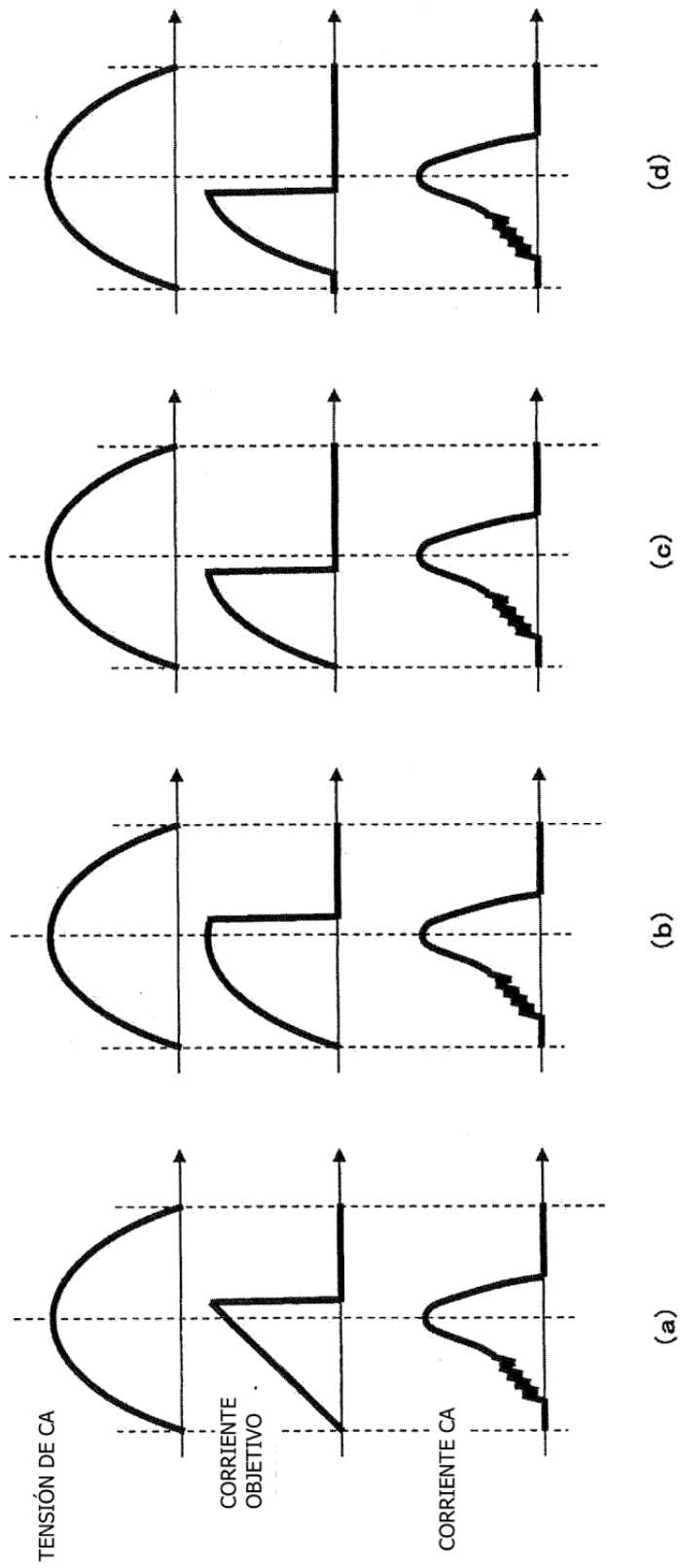


Fig.3

Fig.4



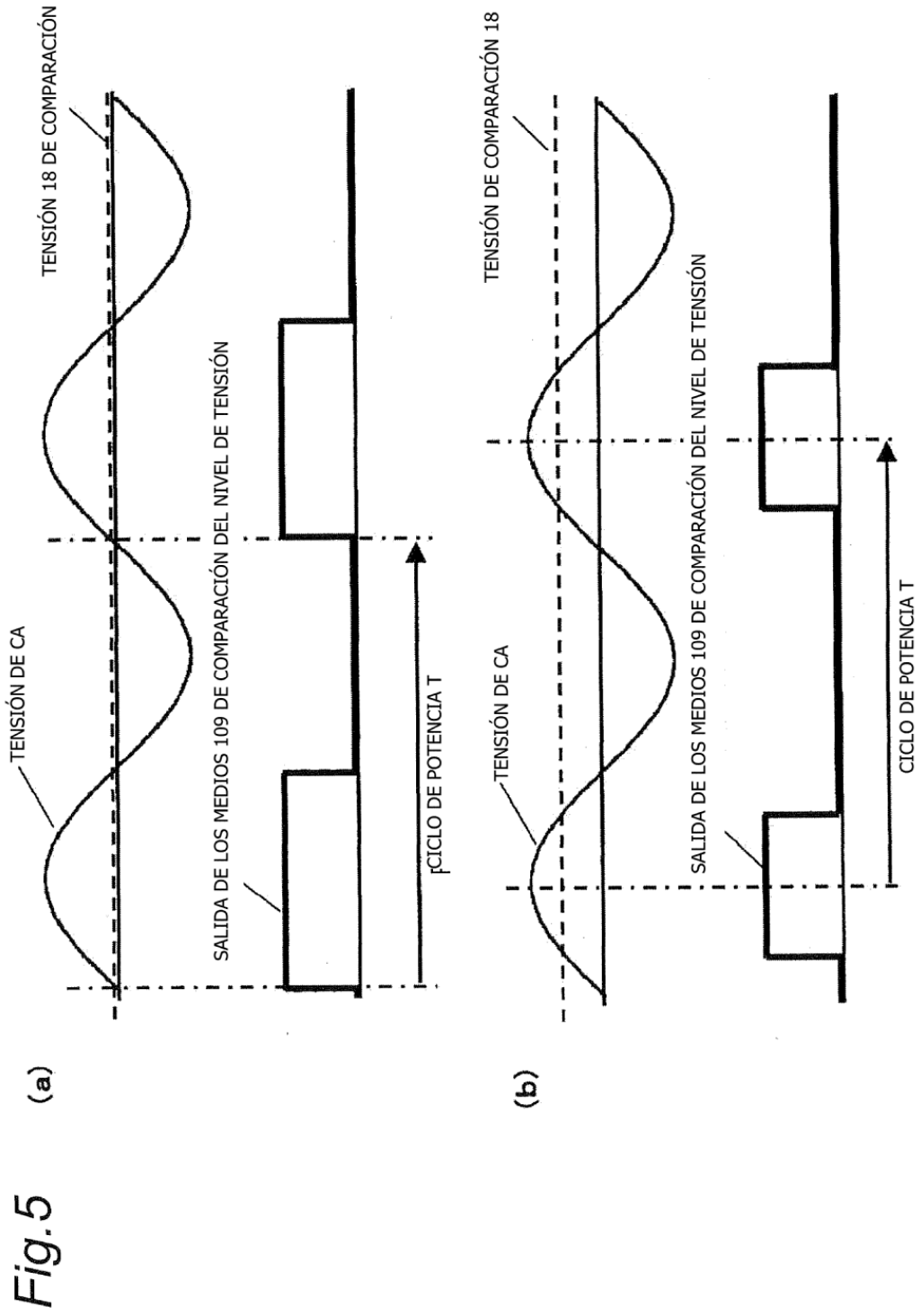


Fig.6

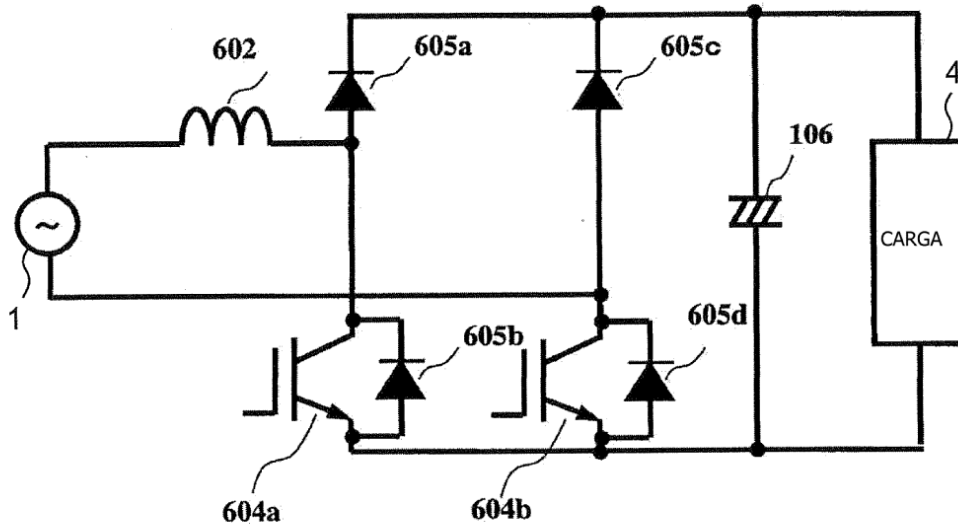
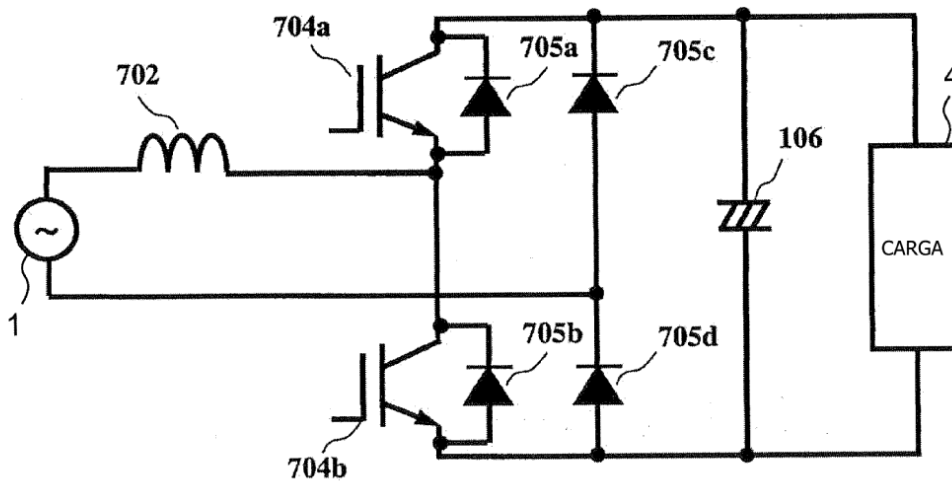
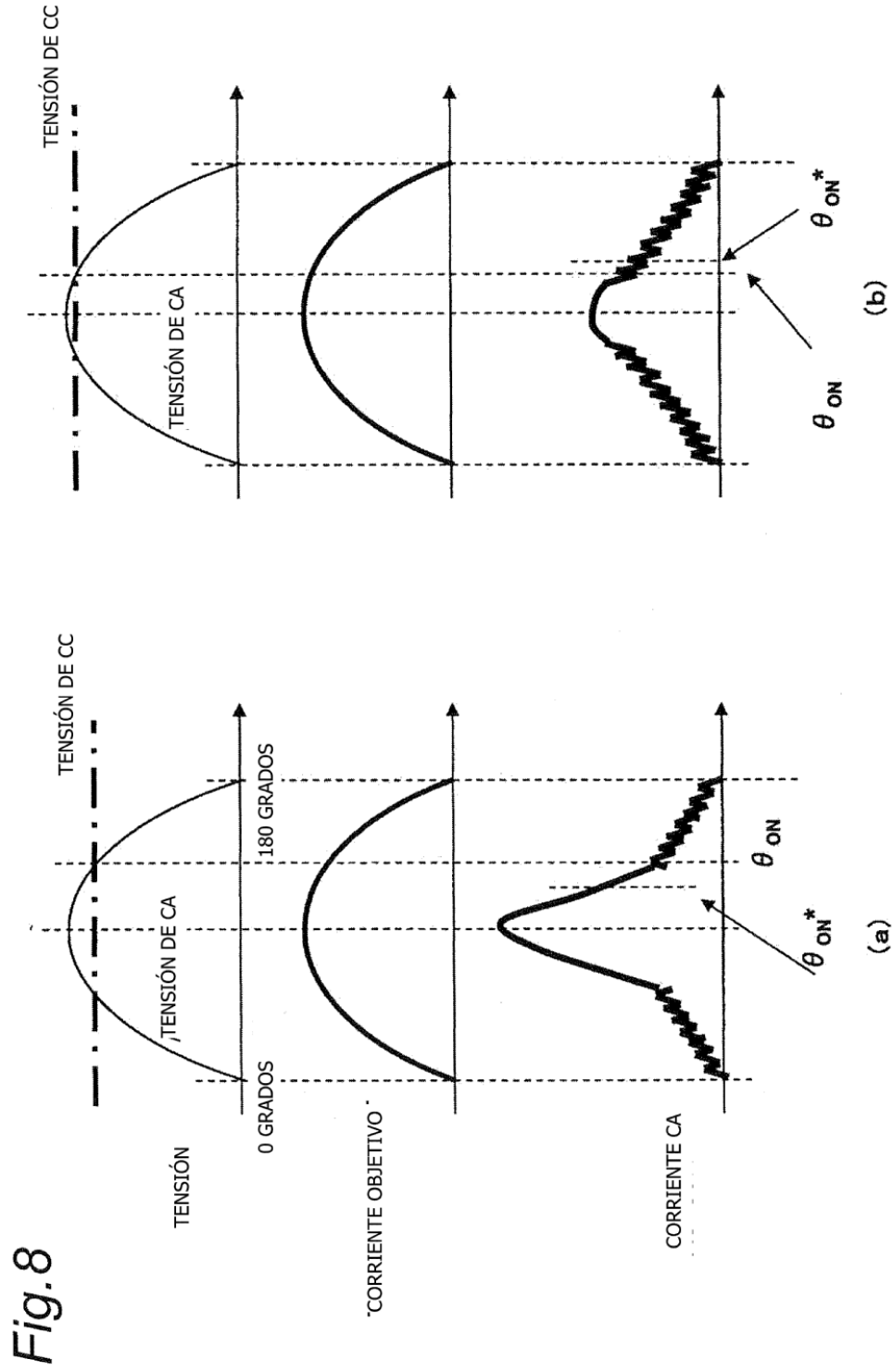


Fig.7







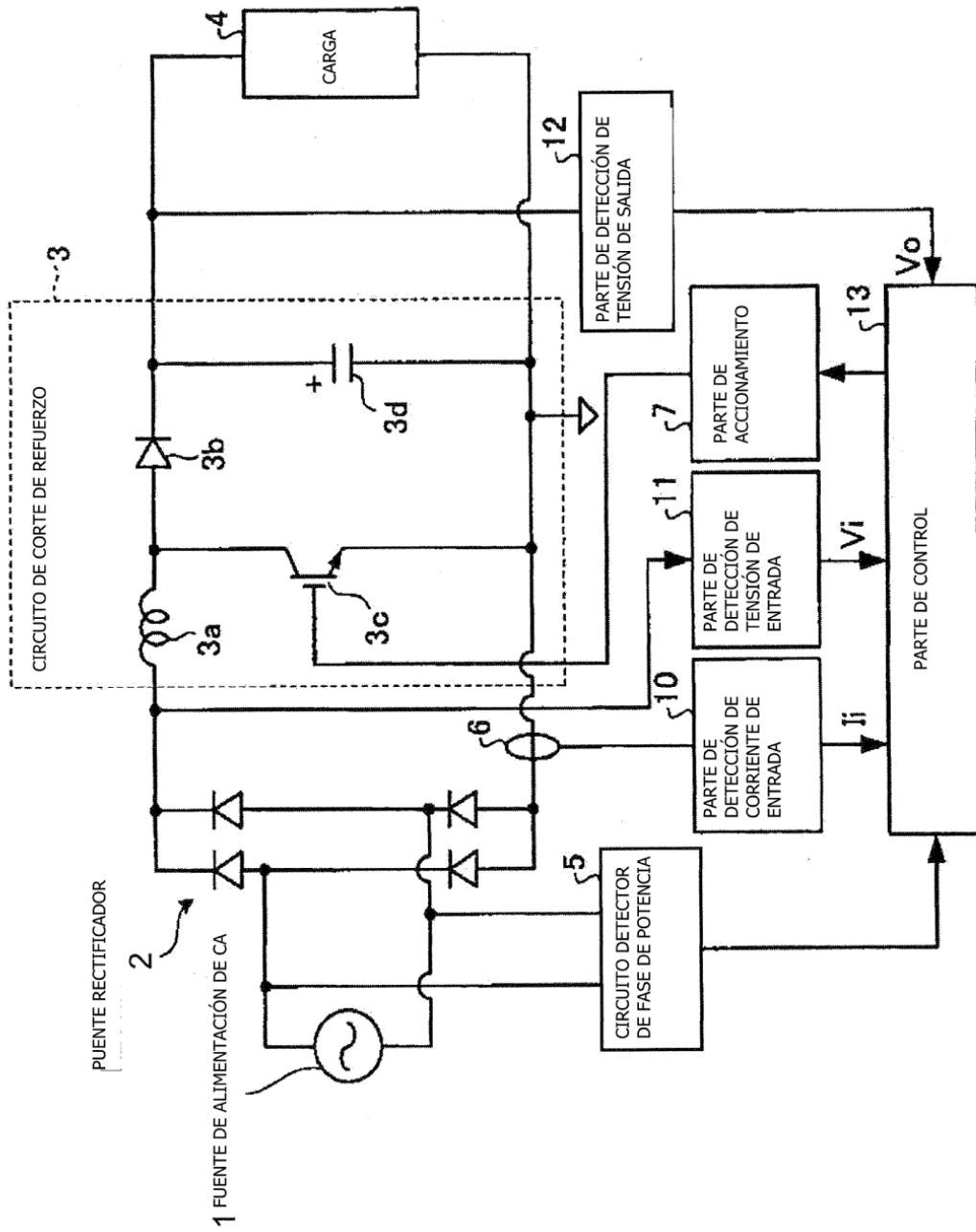


Fig.9

Fig. 10

