

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 995 286**

51 Int. Cl.:

H05B 6/04

(2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **28.01.2022** **PCT/US2022/014310**

87 Fecha y número de publicación internacional: **11.08.2022** **WO22169689**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **28.01.2022** **E 22723536 (3)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **28.08.2024** **EP 4066596**

54 Título: **Rectificador activo con inversor de fuente de corriente e inversor de fuente de tensión, sistemas de alimentación para aplicaciones de calentamiento y fusión por inducción**

30 Prioridad:

05.02.2021 US 202163146412 P
25.10.2021 US 202163271543 P

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
10.02.2025

73 Titular/es:

AJAX TOCCO MAGNETHERMIC CORPORATION
(100.00%)
1745 Overland Avenue
Warren, OH 44482, US

72 Inventor/es:

DELLAPENNA, ANTHONY y
PTICHKIN, ANDRIY

74 Agente/Representante:

DEL VALLE VALIENTE, Sonia

ES 2 995 286 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

Rectificador activo con inversor de fuente de corriente e inversor de fuente de tensión, sistemas de alimentación para aplicaciones de calentamiento y fusión por inducción

Antecedentes

Los sistemas de calentamiento y fusión por inducción utilizan rectificadores e inversores para convertir la potencia de frecuencia de línea en potencia de alta frecuencia controlable para accionar las bobinas de calentamiento por inducción. Las espiras de la bobina de calentamiento por inducción a menudo se instalan en entornos eléctricos y mecánicos hostiles y son propensas a sufrir cortocircuitos intermitentes con otras espiras, la carga o la conexión a tierra, lo que provoca cambios rápidos de impedancia reflejados en el inversor. En algunos sistemas, la salida de un inversor de fuente de corriente (CSI) se introduce en un circuito de tanque resonante en paralelo que incluye la bobina de calentamiento por inducción para adaptarse a los cambios de impedancia debidos al efecto limitador de corriente de un reactor de CC (p. ej., un estrangulador de enlace de CC) en el sistema CSI.

Los rectificadores controlados por silicio (SCR) se pueden usar en convertidores CSI, pero requieren una corriente directa y una tensión de compuerta positiva para encenderse, y el circuito del tanque resonante en paralelo requiere una corriente oscilante para iniciar un inversor basado en SCR. Se puede incluir un “circuito poni” con un segundo conjunto de SCR y un condensador en serie con la bobina de calentamiento por inducción y activarlo durante un breve período de tiempo para iniciar la oscilación en el circuito resonante en paralelo antes de encender los SCR del inversor. Sin embargo, la impedancia de carga puede cambiar drásticamente en las aplicaciones de calentamiento y fusión por inducción, lo que dificulta la generación de suficiente corriente para que el inversor se enganche y provoca problemas de arranque que requieren que el circuito se vuelva a ajustar para permitir un mayor consumo de corriente. Estos componentes de circuitos de reajuste y poni añaden complejidad y coste al sistema de alimentación general.

Los sistemas de calentamiento y fusión por inducción suelen utilizar el control de fase del rectificador basado en SCR para controlar la tensión de salida de CC del rectificador basado en SCR, en donde los SCR del rectificador se activan o encienden en un ángulo α en relación con la tensión de fase de entrada de CA y el ángulo α se varía para controlar la amplitud de la tensión de salida de CC. Sin embargo, el funcionamiento del rectificador en un ángulo α mayor que cero provoca un desplazamiento entre la tensión de fase y la corriente de fase, lo que conduce a un factor de potencia desplazado deficiente. Además, la rectificación trifásica provoca una distorsión de la tensión de fase cuando se produce una conmutación de una fase a la siguiente, lo que provoca una escotadura de tensión. La profundidad, el área y la posición de la escotadura se mueven a medida que cambia el ángulo α , y la escotadura de tensión puede afectar a otros equipos que comparten la misma alimentación. Además, la corriente que extrae el rectificador de la fuente no es sinusoidal, lo que provoca un rendimiento deficiente de la distorsión armónica total (THD), y la THD tanto de la corriente como de la tensión aumentan al aumentar el ángulo α . La variación del ángulo de la tensión del inversor y la corriente del inversor se puede utilizar para controlar la potencia, tal como mediante la modulación de frecuencia del inversor. Sin embargo, la pérdida de conmutación de los SCR del inversor aumenta a medida que lo hace el ángulo entre la tensión y la corriente del inversor, por lo que es necesario reducir el consumo de corriente que el dispositivo podría proporcionar al conmutar a un ángulo más bajo para manejar una menor cantidad de corriente a un ángulo de conmutación más alto.

Se puede usar un inversor de fuente de tensión (VSI) para alimentar un tanque resonante en serie para sistemas de calentamiento y fusión por inducción. Un sistema VSI puede proporcionar facilidad de control, facilidad de adaptación de impedancias y una complejidad reducida sin necesidad de iniciar circuitos. Algunos sistemas de alimentación con fuente de tensión utilizan un rectificador de diodos multifásicos pasivo para convertir la CA entrante en CC, lo que puede proporcionar un factor de potencia de línea constante de 0,93 o superior. Sin embargo, los diodos no se pueden encender ni apagar, y la tensión del bus de CC es constante y no se puede utilizar para controlar la potencia de salida del inversor. En cambio, muchos sistemas VSI utilizan la modulación de frecuencia del inversor para controlar la potencia. El controlador de inversor enciende y apaga los interruptores del inversor alejándolos de la frecuencia de resonancia del circuito del tanque resonante en serie. A medida que un usuario aumenta el punto de consigna de potencia deseado, el controlador de inversor cambia la frecuencia de los pulsos para moverse hacia la frecuencia de resonancia del circuito de tanque resonante en serie. A medida que la frecuencia de los pulsos controlados se acerca a la frecuencia de resonancia natural del circuito del tanque resonante en serie, aumenta la potencia de salida del inversor. Sin embargo, el control de modulación de frecuencia del inversor sufre un aumento de las pérdidas de conmutación de los conmutadores inversores debido a la conmutación no resonante del inversor. Además, para la misma cantidad de corriente, a medida que aumenta el ángulo de fase, la pérdida del módulo también aumenta.

El documento US 6366483 B1 describe un inversor de fuente de corriente alimentado desde un rectificador modulado por ancho de pulso con bucles de control independientes que regulan el factor de potencia y la corriente de enlace de CC.

El documento CN 201 238 406 Y describe una cocina que tiene una bobina de calentamiento por inducción alimentada por un inversor alimentado con energía de CC desde un rectificador, en donde el ángulo de encendido de un tiristor de puente rectificador se ajusta para regular la tensión de salida del rectificador.

Resumen

Según la presente invención, se proporciona un sistema de conversión de potencia tal como se define en la reivindicación 1. Las reivindicaciones dependientes definen características opcionales.

En una realización, un sistema de conversión de energía incluye un rectificador activo que tiene transistores de rectificador, un circuito de enlace de CC que tiene un reactor de enlace de CC acoplado a una salida del rectificador activo, un inversor que tiene transistores de inversor y una entrada acoplada al circuito de enlace de CC, un circuito de tanque resonante acoplado a una salida del inversor y que tiene una bobina de calentamiento por inducción, un controlador de rectificador configurado para controlar los transistores de rectificador en un ángulo generalmente constante entre la activación del transistores de rectificador en relación con una tensión de fase de entrada de CA utilizando modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM) con control de índice de modulación (MI) para controlar la potencia de salida del sistema, un controlador de inversor y un filtro de entrada acoplados a una entrada del rectificador activo.

En otra realización, un sistema de conversión de energía incluye un rectificador activo que tiene transistores de rectificador, un circuito de enlace de CC que tiene un condensador de CC acoplado a una salida del rectificador activo, un inversor que tiene transistores de inversor y una entrada acoplada al circuito de enlace de CC, un circuito de tanque resonante acoplado a una salida del inversor y que tiene una bobina de calentamiento por inducción, un controlador de rectificador configurado para controlar los transistores de rectificador en un ángulo generalmente constante entre la activación del transistores de rectificador en relación con una tensión de fase de entrada de CA utilizando modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM) con control de índice de modulación (MI) para controlar la potencia de salida del sistema, un controlador de inversor y un filtro de entrada acoplados a una entrada del rectificador activo.

En una realización adicional, un sistema de calentamiento o fusión por inducción incluye una bobina de calentamiento por inducción, un rectificador activo que tiene transistores de rectificador, un circuito de enlace de CC acoplado a una salida del rectificador activo, un inversor que tiene transistores de inversor y una entrada acoplada al circuito de enlace de CC, un circuito de tanque resonante acoplado a una salida del inversor y que tiene la bobina de calentamiento por inducción, un controlador de rectificador configurado para controlar los transistores de rectificador en un ángulo generalmente constante entre la activación de los transistores de rectificador con respecto a una tensión de fase de entrada de CA que utiliza modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM) con control de índice de modulación (MI) para controlar la potencia de salida del sistema, un controlador de inversor y un filtro de entrada acoplado a una entrada del rectificador activo.

Breve descripción de los dibujos

La Figura 1 es un diagrama esquemático de un sistema de alimentación CSI de calentamiento y fusión por inducción.

La Figura 2 es un diagrama esquemático de un sistema de alimentación CSI con un rectificador multifásico basado en SCR, un circuito de enlace de CC con un reactor de enlace de CC, un inversor de salida basado en SCR, un circuito de tanque resonante que incluye una bobina de calentamiento por inducción, un circuito poní, un controlador de rectificador y un controlador de inversor.

La Figura 3 es un gráfico de las tensiones de fase de entrada de CA suministradas al rectificador de la Figura 2, así como una forma de onda de CC del rectificador y la tensión de salida de CC del rectificador.

La Figura 4 es un gráfico de una de las tensiones de fase de entrada de CA con una escotadura de tensión.

La Figura 5 muestra gráficos de una de las tensiones de fase de entrada de CA y una corriente de fase de entrada de CA correspondiente.

La Figura 6 es un diagrama esquemático de un sistema de alimentación CSI de calentamiento y fusión por inducción con un rectificador activo de IGBT y un inversor de IGBT.

La Figura 7 es un diagrama de señales de las señales de control de conmutación de modulación de ancho de pulso sinusoidal del rectificador activo en el sistema de la Figura 6.

La Figura 8 es un gráfico de la corriente de entrada de CA y la tensión de fase de CA para una fase en el sistema de la Figura 6.

La Figura 9 es un gráfico de la potencia y la temperatura del inversor en función de la corriente de salida (amperios RMS) en el sistema de la Figura 6.

La Figura 10 es un gráfico de la potencia y la temperatura del inversor para un ángulo de fase del inversor constante en el sistema de la Figura 6.

La Figura 11 es un diagrama esquemático de un sistema de alimentación VSI de calentamiento y fusión por inducción con un rectificador de diodos y un inversor IGBT.

La Figura 12 es un gráfico de la potencia y la temperatura del inversor en el sistema de la Figura 11.

La Figura 13 es un diagrama esquemático de un sistema de alimentación VSI de calentamiento y fusión por inducción con un rectificador activo de IGBT y un inversor de IGBT.

Descripción detallada

En los dibujos, los números de referencia similares se refieren a elementos similares en todas partes, y las diversas características no están necesariamente dibujadas a escala. Una o más características operativas de diversos sistemas de circuitos, sistemas y/o componentes se describen a continuación en el contexto de las funciones que, en algunos casos, resultan de la configuración y/o interconexión de varias estructuras cuando los circuitos están alimentados y en funcionamiento.

La Figura 1 muestra un sistema 100 de alimentación CSI con un rectificador multifásico 101 basado en SCR, un circuito 102 de enlace de CC con un reactor de enlace de CC (por ejemplo, un estrangulador), un inversor 103 de salida basado en SCR, un circuito 104 de tanque resonante que incluye una bobina de calentamiento por inducción, un controlador 106 de rectificador y un controlador 108 de inversor. El rectificador 101 y el inversor 103 convierten la potencia de frecuencia de línea en potencia de alta frecuencia controlable para accionar la bobina de calentamiento por inducción para aplicaciones de calentamiento y/o fusión. El uso del inversor CSI 103 alimentado al circuito 104 de tanque resonante en paralelo es ventajoso debido al duro entorno eléctrico y mecánico de la bobina de calentamiento por inducción, en donde las espiras de la bobina de calentamiento por inducción son propensas a cortocircuitos intermitentes con respecto a otras espiras, y la carga o la conexión a tierra provocan cambios rápidos de impedancia reflejados en el inversor. El inversor 103 de fuente de corriente gestiona fácilmente estos cambios debido al efecto limitador de corriente del reactor de CC del circuito 102 de enlace de CC.

La Figura 2 muestra un sistema 200 de alimentación CSI con un rectificador multifásico 201 basado en SCR, un circuito 202 de enlace de CC con un reactor de enlace de CC (por ejemplo, un estrangulador), un inversor 203 de salida basado en SCR, un circuito 204 de tanque resonante que incluye una bobina de calentamiento por inducción, un circuito poni 205, un controlador 206 de rectificador y un controlador 208 de inversor. El sistema 200 incluye SCR tanto en el rectificador 201 como en el inversor 203. Para que el SCR conduzca corriente, el SCR debe tener una corriente directa que conducir y un pulso positivo en la puerta desde el controlador 206 o 208 respectivo. El circuito poni 205 en este ejemplo incluye un segundo conjunto de SCR y un condensador en serie con la bobina de calentamiento por inducción para proporcionar al circuito 204 de tanque resonante en paralelo una corriente que oscila en el mismo para que la conduzcan los SCR del inversor. Los SCR añadidos del circuito poni 205 son operados por el controlador 208 de inversor durante un pequeño período de tiempo para iniciar la oscilación en el circuito 204 de tanque resonante en paralelo. El controlador 208 de inversor inicia entonces el inversor 203 cuando la corriente es lo suficientemente alta como para mantener el SCR en el estado ENCENDIDO. Dado que la impedancia de carga cambia drásticamente en las aplicaciones de calentamiento y fusión por inducción, obtener suficiente corriente para que el inversor 203 se enganche puede ser un desafío. Esto puede provocar problemas de arranque con el sistema 200 del convertidor de potencia, que solo pueden resolverse reajustando el circuito para permitir un mayor consumo de corriente. Estos componentes añaden complejidad y coste al sistema 200 de alimentación general.

La Figura 3 muestra un gráfico 300 con las curvas 301, 302 y 303 que representan las tensiones de entrada de CA de las respectivas fases A, B y C que se suministran al rectificador 201 en función del tiempo, así como una curva 304 que muestra una forma de onda de CC del rectificador 201, y una curva 305 que muestra la tensión de salida de CC del rectificador 201. En un ejemplo, la potencia suministrada por el sistema 200 basado en CSI para calentamiento y/o fusión se controla mediante el control de fase del rectificador 201 basado en SCR para variar la tensión de CC de salida. El controlador 206 de rectificador retrasa la activación de los SCR del rectificador en referencia a la tensión de fase de la potencia de entrada de CA en un ángulo de fase α (p. ej., etiquetado como "alfa" en la Figura 3) para variar la tensión de CC resultante del rectificador 201. La tensión de salida del rectificador 201 se puede calcular como:

$$VDC = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \times V_{línea_{rms}} \times \cos(\alpha)$$

Este rectificador de fase controlada que funciona a un ángulo α mayor que cero provoca un desplazamiento entre la tensión de fase y la corriente de fase, lo que conduce a un factor de potencia desplazado deficiente. Debido al desplazamiento, es posible que a los usuarios se les cobre un cargo por demanda por requerir más potencia aparente que la potencia real utilizada.

La Figura 4 muestra un gráfico 400 con una curva 401 que muestra una de las tensiones de fase de entrada de CA. La rectificación trifásica en este ejemplo provoca una distorsión en la tensión de fase cuando se produce una conmutación de una fase a la siguiente, lo que da como resultado una escotadura de tensión en las partes 402

indicadas de la forma de onda de la tensión de fase. Un rectificador de fase controlada amplifica este problema porque la profundidad, el área y la posición de las escotaduras se mueven a medida que cambia el ángulo de fase α . Este problema puede afectar a otros equipos que comparten la misma alimentación. El rectificador 201 de fase controlada puede hacer que la tensión cruce cero varias veces; si otro equipo usa el cruce de tensión cero como referencia de temporización, podría provocar un mal funcionamiento del otro equipo.

La Figura 5 muestra un gráfico 500 con una curva 501 de tensión de una de las tensiones de fase de entrada de CA y un gráfico 510 con una curva 511 de corriente de fase de entrada de CA correspondiente. Un rectificador trifásico de 6 pulsos provoca distorsión en la corriente 511 que se extrae de la fuente. Debido a la naturaleza en donde la corriente pasa a través del rectificador 201, la corriente consumida no es sinusoidal, como se muestra en el gráfico 510. Esto hace que la distorsión armónica total de la corriente de línea 511 sea muy alta. A medida que aumenta el ángulo α , aumenta la THD tanto de la corriente como de la tensión. Esto provoca problemas en los componentes reactivos, como los condensadores compartidos en la línea entrante. Esto puede provocar una resonancia no deseada y un sobrecalentamiento de los componentes.

La Figura 6 muestra un sistema 600 de alimentación CSI con un rectificador activo 601 de IGBT multifásico, un circuito 602 de enlace de CC con un reactor de enlace de CC (por ejemplo, un estrangulador), un inversor 603 de salida de IGBT, un circuito 604 de tanque resonante que incluye una bobina de calentamiento por inducción, un controlador 606 de rectificador, un controlador 608 de inversor y un filtro 610 de entrada. El controlador 606 de rectificador controla los IGBT del rectificador activo 601 en un ángulo α generalmente constante entre la activación de los IGBT del rectificador activo de una fase dada en relación con la tensión de fase de entrada de CA correspondiente. La operación en un ángulo α de fase de rectificador constante estabiliza la distorsión de la línea, las escotaduras de tensión, etc. a un nivel manejable que es abordado por el filtro 610. El controlador 606 de rectificador opera los IGBT del rectificador activo utilizando la modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM) con un control del índice de modulación (MI) para controlar la potencia de salida del sistema, mientras se mantiene un ángulo α de fase del rectificador constante.

La variación del ángulo de fase del inversor entre la tensión de salida del inversor y la corriente de salida podría usarse en su lugar para el control de la potencia de salida, por ejemplo, modulando la frecuencia del inversor 603. Sin embargo, a medida que aumenta el ángulo entre la tensión y la corriente del inversor, la pérdida de conmutación de los IGBT del inversor aumenta para la misma cantidad de corriente. Esto llevaría a reducir la potencia de los IGBT del inversor del consumo de corriente al que potencialmente podrían usarse cuando se conmutan a un ángulo de fase bajo para manejar una cantidad menor de corriente en un ángulo de conmutación más alto. Para mitigar o evitar la pérdida de conmutación y la reducción de potencia del IGBT del inversor, el sistema 600 implementa en su lugar un control del índice de modulación del rectificador para controlar la potencia de salida mientras controla el ángulo α de fase del rectificador hasta un valor sustancialmente constante (por ejemplo, ± 1 grado). El sistema 600 de conversión de potencia mitiga colectivamente todos los problemas anteriores de los convertidores CSI.

La Figura 7 muestra un gráfico 700 con una curva 701 que muestra una forma de onda sinusoidal de una de las fases de entrada de CA a la frecuencia fundamental de la potencia de entrada de potencia de CA (por ejemplo, 60 Hz o 50 Hz), y una curva 702 que muestra una señal de modulación triangular. La Figura 7 también muestra un gráfico 710 con una curva 711 que muestra una señal de control de conmutación modulada por ancho de pulso generada por el controlador 606 de rectificador para controlar los transistores de rectificador activos de la fase correspondiente. El rectificador activo 601 basado en IGBT en la Figura 6 es un rectificador trifásico de seis pulsos que usa transistores (por ejemplo, IGBT, transistores de efecto de campo (FET), etc.) en lugar de SCR. Los transistores de rectificador activos se accionan usando SPWM como se muestra en la Figura 7. El controlador 606 de rectificador, en un ejemplo, compara una forma de onda sinusoidal (por ejemplo, la curva 701) para cada fase de entrada de CA correspondiente (por ejemplo, A, B, C) a la frecuencia fundamental con una forma de onda portadora triangular respectiva (por ejemplo, la curva 702) de una frecuencia más alta, donde las señales moduladas sinusoidales 701 para las fases respectivas se desplazan 120 grados entre sí. La modulación de ancho de pulso puede implementarse usando los sistemas de circuitos eléctricos del controlador 606 de rectificador (por ejemplo, generadores y comparadores de ondas sinusoidales) o el PWM sinusoidal puede implementarse digitalmente usando un procesador programado del controlador 606 de rectificador.

La comparación realizada por el controlador 606 de rectificador genera una serie de pulsos (por ejemplo, la curva 711) para cada fase respectiva que codifica la frecuencia fundamental dentro del tren de pulsos. La relación entre la amplitud de la forma de onda sinusoidal (por ejemplo, la amplitud de la curva 701) y la amplitud de la forma de onda portadora triangular (por ejemplo, la amplitud de la curva 702) es el índice de modulación (MI). El controlador 606 de rectificador, en un ejemplo, varía el índice de modulación para cambiar el ciclo de trabajo de cada transistor de rectificador activo para ajustar la salida de CC rectificada del rectificador 601 de IGBT con el fin de controlar la alimentación del sistema. Los pulsos de corriente de alta frecuencia del rectificador activo 601 se integran a través del filtro 610 de paso bajo acoplado entre la entrada del rectificador activo y la alimentación de CA.

Un gráfico 800 en la Figura 8 incluye una curva 801 que muestra la entrada de CA o la corriente de línea para una fase de ejemplo en el sistema 600, y una curva 802 que muestra la tensión de fase de CA de la fase de entrada de CA correspondiente. El filtro 610 de paso bajo filtra la corriente de alta frecuencia de conmutación de los transistores de rectificador activos y permite que solo la corriente de la frecuencia fundamental se refleje en la línea. Dado que la

conmutación de corriente es a una frecuencia alta en relación con la frecuencia de línea fundamental, el filtro 610 de paso bajo elimina o reduce significativamente las escotaduras que normalmente se ven en el proceso de rectificación de seis pulsos, reduciendo así la THD tanto en la tensión de línea como en la corriente de línea. Esto resuelve los posibles problemas con los equipos que comparten la alimentación, ya que la distorsión de tensión es muy baja, lo que elimina múltiples cruces por cero. Además, el controlador 606 de rectificador controla la fase relativa de las formas de onda de tensión y corriente para mejorar el factor de potencia, como muestran las formas de onda alineadas en fase en las curvas 801 y 802. Como se ha descrito anteriormente, los rectificadores de seis diodos de pulso crean un desplazamiento entre la tensión y la corriente, lo que disminuye el factor de potencia de la línea. Dado que el método SPWM no necesita desplazar la tensión ni la corriente para regular la tensión de salida, la corriente (por ejemplo, la curva 801) puede mantenerse en fase con la tensión (curva 802) creando un factor de potencia desplazado igual a 1 (p. ej., factor de potencia unitario). El controlador 606 de rectificador puede variar la tensión de salida del rectificador activo 601 sin afectar al factor de potencia desplazado como se ve en la línea.

Además, el sistema 600 basado en CSI de la Figura 6 no requiere un circuito poní u otro sistema de circuitos de arranque, ya que los transistores de inversor (p. ej., los IGBT) se pueden iniciar sin esperar a que se acumule corriente en el tanque resonante en paralelo para cumplir con la corriente de retención mínima de un SCR. En cambio, los conmutadores utilizados en el inversor 603 son transistores que no requieren una corriente de retención mínima. El inversor 603 puede simplemente conmutarse de forma continua. En el ejemplo ilustrado, el inversor 603 es una configuración de puente en H con cuatro transistores IGBT acoplados entre los terminales respectivos del reactor de enlace de CC y el circuito de tanque resonante en paralelo. En un ejemplo, cuando se enciende el puente, la corriente se suministra entonces a través del inversor 603 al circuito de tanque en paralelo a una frecuencia de salida del inversor mayor que la frecuencia de resonancia del tanque paralelo. Esto aumenta la tensión en el tanque, lo que aumenta el flujo de corriente a través del inversor y el reactor de CC. Esto elimina la necesidad del circuito secundario de obtener suficiente corriente para que el inversor se enganche. Esto también resuelve los “problemas de arranque” que a veces se ven en las fuentes de potencia de fuentes de corriente convencionales.

La Figura 9 muestra un gráfico 900 en función de la corriente de salida (amperios RMS). El gráfico 900 tiene una curva 901 que muestra la potencia del IGBT (con respecto a la escala de vatios a la izquierda de la Figura), una curva 902 que muestra los vatios del módulo, una curva 903 que muestra la potencia del diodo del inversor IGBT, así como una curva 904 que muestra la temperatura de la unión de IGBT del inversor (con respecto a la escala de grados C a la derecha de la Figura) y una curva 905 que muestra la temperatura de la caja de IGBT. Para mantener constante el factor de potencia de línea y reducir las diferencias de tensión, el controlador 606 de rectificador mantiene constante el ángulo de disparo del rectificador activo 601. Esto aumenta la pérdida en el inversor debido al manejo de la corriente requerida a un ángulo de fase alto. Como se muestra en la Figura 9, la pérdida de vatios y la temperatura de unión del módulo IGBT del inversor aumentan a medida que aumenta el ángulo de fase para la misma cantidad de corriente.

La Figura 10 muestra un gráfico 1000 en función de la corriente de salida (amperios RMS) para un ángulo de fase del inversor mantenido constante a 20 grados. El gráfico 1000 tiene una curva 1001 que muestra la potencia del IGBT (con respecto a la escala de vatios a la izquierda de la Figura), una curva 1002 que muestra los vatios del módulo, una curva 1003 que muestra la potencia del diodo del inversor IGBT, así como una curva 1004 que muestra la temperatura de la unión de IGBT del inversor (con respecto a la escala de grados C a la derecha de la Figura) y una curva 1005 que muestra la temperatura de la caja de IGBT. Para mantener constante el factor de potencia de línea y reducir las diferencias de tensión, el controlador 606 de rectificador mantiene constante el ángulo de disparo del rectificador activo 601. Esto aumenta la pérdida en el inversor 603 debido al manejo de la corriente requerida a un ángulo de fase del inversor alto. Como se muestra en la Figura 10, la corriente en el mismo módulo se puede aumentar casi dos veces, lo que resuelve el problema de reducción de potencia.

Haciendo referencia ahora a las Figuras 11-13, otro aspecto proporciona convertidores de potencia de calentamiento y fusión por inducción basados en VSI. La Figura 11 muestra un sistema 1100 de alimentación VSI de calentamiento y fusión por inducción con un rectificador de diodos multifásicos 1101, un circuito 1102 de enlace de CC con un condensador de enlace de CC, un inversor 1103 de salida de IGBT, un circuito 1104 de tanque resonante en serie con una bobina de calentamiento por inducción y un controlador 1108 de inversor. El inversor 1103 de fuente de tensión alimentado al circuito 1104 de tanque resonante en serie proporciona ventajas debido a la facilidad de control, la facilidad de adaptación de la impedancia y la complejidad reducida, por ejemplo, sin necesidad de ningún circuito de arranque. El rectificador 1101 es un rectificador de diodos multifásicos que convierte la CA entrante en CC para proporcionar una tensión de bus de CC a través del condensador de enlace de CC. El rectificador pasivo proporciona un factor de potencia de línea generalmente constante, por ejemplo, 0,93 o mejor, pero dado que los diodos no se pueden encender o apagar, la tensión del bus de CC emitida por el rectificador 1101 es constante para una tensión de suministro de entrada de CA constante, y el rectificador 1101 no se puede usar para controlar la potencia de salida del inversor. La potencia de salida se puede controlar mediante la modulación de frecuencia del inversor, por ejemplo, con el controlador 1108 de inversor generando señales a los conmutadores del inversor para que se enciendan y apaguen alejándose de la frecuencia de resonancia del circuito 1104 de tanque resonante en serie. A medida que aumenta el punto de consigna de potencia de salida deseado, el controlador 1108 de inversor cambia la frecuencia de los pulsos para moverse hacia la frecuencia de resonancia del circuito 1104 de tanque resonante en serie. A medida que la frecuencia de los pulsos de control de conmutación del inversor se acerca a la frecuencia de resonancia natural del circuito 1104 de tanque resonante en serie, la potencia de salida del inversor 1103 aumenta.

Sin embargo, como se muestra en la Figura 12, este método sufre pérdidas de conmutación de IGBT del inversor, que aumentan debido a la conmutación no resonante del inversor 1103. La Figura 12 incluye un gráfico 1200 de la potencia y la temperatura del inversor en el sistema 1100 de la Figura 11 en función del ángulo de fase del inversor. El gráfico 1200 tiene una curva 1201 que muestra la potencia del IGBT (con respecto a la escala de vatios a la izquierda de la Figura), una curva 1202 que muestra los vatios del módulo, una curva 1203 que muestra la potencia del diodo del inversor IGBT, así como una curva 1204 que muestra la temperatura de la unión de IGBT del inversor (con respecto a la escala de grados C a la derecha de la Figura) y una curva 1205 que muestra la temperatura de la caja de IGBT. Como se muestra en la Figura 12, para la misma cantidad de corriente, a medida que el ángulo de fase del inversor aumenta a lo largo del eje horizontal, la pérdida de potencia del módulo (curva 1202) también aumenta.

La Figura 13 muestra un sistema 1300 de alimentación VSI de calentamiento y fusión por inducción según otro aspecto. El sistema 1300 tiene un rectificador activo de IGBT y un inversor de IGBT. El sistema 1300 incluye un rectificador activo 1301 de IGBT multifásico, un circuito 1302 de enlace de CC con un reactor de enlace de CC (por ejemplo, un estrangulador), un inversor 1303 de salida de IGBT, un circuito 1304 de tanque resonante en serie que incluye una bobina de calentamiento por inducción, un controlador 1306 de rectificador, un controlador 1308 de inversor y un filtro 1310 de entrada. En este ejemplo, el controlador 1308 de inversor mantiene el ángulo de fase del inversor fijo en un valor bajo para reducir la pérdida de conmutación en los conmutadores del inversor. Esto permite aumentar la corriente del inversor para intercambiar la pérdida de conmutación por la pérdida de conducción y aumentar la capacidad de salida en kW del mismo inversor 1303.

El rectificador activo 1301 es un rectificador activo trifásico de seis pulsos que usa transistores (por ejemplo, IGBT, FET, etc.) en lugar de SCR, y el controlador 1306 de rectificador acciona los transistores de rectificador activos mediante SPWM (por ejemplo, una comparación digital o basada en circuitos de una forma de onda sinusoidal a la frecuencia fundamental de la potencia de entrada de CA con una forma de onda portadora triangular de una frecuencia más alta, como se ha descrito anteriormente en relación con Figura 7). El controlador 1306 de rectificador, en un ejemplo, proporciona señales de control de conmutación de rectificador activo al rectificador activo 1301 que tiene pulsos que codifican la frecuencia fundamental dentro del tren de pulsos. La relación entre la amplitud de la forma de onda sinusoidal y la amplitud de la forma de onda portadora triangular es el índice de modulación, y el controlador 1306 de rectificador varía el índice de modulación para cambiar el ciclo de trabajo de los transistores de rectificador activos para controlar la salida de CC rectificada del rectificador activo 1301 de IGBT. Los pulsos de corriente de alta frecuencia se integran a través del filtro 1310 de paso bajo. El filtro 1310 de paso bajo filtra la corriente de alta frecuencia de conmutación de los transistores de rectificador activos y permite que solo la corriente de la frecuencia fundamental se refleje en la línea.

Dado que la salida de CC del rectificador activo 1301 de IGBT se puede variar, se puede usar junto con el inversor 1303 de fuente de tensión para controlar la potencia de salida del inversor. El controlador 1308 de inversor, en un ejemplo, mantiene (p. ej., regula) el ángulo de fase del inversor entre la tensión de salida del inversor y la corriente de salida del inversor en un valor fijo, tal como 15 grados inductivos, y el controlador 1306 de rectificador implementa el control del índice de modulación para controlar la tensión de CC que alimenta el inversor 1303 con el fin de controlar la potencia de salida del inversor 1303. Esto reduce las pérdidas de conmutación del inversor en comparación con el sistema 1100 de la Figura 11 y permite aumentar la corriente del inversor sin aumentar significativamente las pérdidas totales del módulo inversor.

Las realizaciones de ejemplo se han descrito con referencia a las realizaciones preferidas. Obviamente, se les ocurrirán modificaciones y alteraciones a otros tras leer y comprender la descripción detallada anterior. Se pretende que la realización de ejemplo se interprete incluyendo todas las modificaciones y alteraciones en la medida en que entren dentro del alcance de las reivindicaciones adjuntas.

REIVINDICACIONES

1. Un sistema (600; 1300) de conversión de potencia, que comprende:
5 un rectificador activo (601; 1301) que tiene transistores de rectificador;
un circuito (602; 1302) de enlace de CC acoplado a una salida del rectificador activo (601; 1301);
un inversor (603; 1303) que tiene transistores de inversor y una entrada acoplada al circuito (602;
10 1302) de enlace de CC;
un controlador (606; 1306) de rectificador configurado para controlar los transistores de rectificador
utilizando la modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM) con control del índice de modulación
(MI);
un controlador (608; 1308) de inversor; y
un filtro (610; 1310) de entrada acoplado a una entrada del rectificador activo (601; 1301);
15 **caracterizado por que**
un circuito (604; 1304) de tanque resonante está acoplado a una salida del inversor (603; 1303),
teniendo el circuito (604; 1304) de tanque resonante una bobina de calentamiento por inducción, y
el controlador (606; 1306) de rectificador está configurado para controlar los transistores de
rectificador en un ángulo constante (α) entre la activación de los transistores de rectificador en
relación con una tensión de fase de entrada de CA para controlar la potencia de salida de un sistema.
20
2. El sistema (600) de conversión de potencia de la reivindicación 1, en donde el circuito (602) de enlace de CC
tiene un reactor de enlace de CC acoplado a la salida del rectificador activo (601).
3. El sistema (600) de conversión de potencia de la reivindicación 2, en donde el controlador (608) de inversor
25 está configurado para controlar los transistores de inversor para proporcionar una tensión de salida del
inversor al circuito (604) de tanque resonante a una frecuencia de salida del inversor superior a la frecuencia
de resonancia del circuito (604) de tanque resonante.
4. El sistema (600) de conversión de potencia de la reivindicación 2, en donde el controlador (608) de inversor
30 está configurado para controlar los transistores de inversor para proporcionar una tensión de salida del
inversor al circuito (604) de tanque resonante y el controlador (608) de inversor está configurado para
mantener un ángulo de fase del inversor entre la tensión de salida del inversor y una corriente de salida del
inversor en un valor fijo.
- 35 5. El sistema (600) de conversión de potencia de la reivindicación 2, en donde el circuito (604) de tanque
resonante es un circuito resonante en paralelo.
6. El sistema (1300) de conversión de potencia de la reivindicación 1, en donde el circuito (1302) de enlace de
40 CC tiene un condensador de CC acoplado a la salida del rectificador activo (1301).
7. El sistema (1300) de conversión de potencia de la reivindicación 6, en donde el controlador (1308) de inversor
está configurado para controlar los transistores de inversor para proporcionar una tensión de salida del
inversor al circuito (1304) de tanque resonante a una frecuencia de salida del inversor superior a la frecuencia
de resonancia del circuito (1304) de tanque resonante.
45
8. El sistema (1300) de conversión de potencia de la reivindicación 6, en donde el controlador (1308) de inversor
está configurado para controlar los transistores de inversor para proporcionar una tensión de salida del
inversor al circuito (1304) de tanque resonante y el controlador (1308) de inversor está configurado para
mantener un ángulo de fase del inversor entre la tensión de salida del inversor y una corriente de salida del
50 inversor en un valor fijo.
9. El sistema (1300) de conversión de potencia de la reivindicación 8, en donde el controlador (1308) de inversor
está configurado para controlar el ángulo de fase del inversor a aproximadamente 15 grados.
- 55 10. El sistema (1300) de conversión de potencia de la reivindicación 6, en donde el circuito (1304) de tanque
resonante es un circuito resonante en serie.
11. El sistema de conversión de potencia de la reivindicación 1, en donde el sistema es un sistema inversor de
fuente de corriente, el circuito (602) de enlace de CC incluye un reactor de enlace de CC acoplado a la salida
60 del rectificador activo (601), y el circuito (604) de tanque resonante es un circuito resonante en paralelo.
12. El sistema de conversión de potencia de la reivindicación 1, en donde el sistema es un sistema inversor de
fuente de tensión, el circuito (602) de enlace de CC incluye un condensador de enlace de CC acoplado a la
salida del rectificador activo (601), y el circuito (604) de tanque resonante es un circuito resonante en serie.
65

13. El sistema de conversión de potencia de la reivindicación 1, en donde el controlador (1308) de inversor está configurado para controlar los transistores de inversor para proporcionar una tensión de salida del inversor al circuito (1304) de tanque resonante a una frecuencia de salida del inversor superior a la frecuencia de resonancia del circuito (1304) de tanque resonante.

5 14. El sistema de conversión de potencia de la reivindicación 1, en donde el controlador (1308) de inversor está configurado para controlar los transistores de inversor para proporcionar una tensión de salida del inversor al circuito (1304) de tanque resonante y el controlador (1308) de inversor está configurado para mantener un ángulo de fase del inversor entre la tensión de salida del inversor y una corriente de salida del inversor en un valor fijo.

10 15. El sistema de conversión de potencia de la reivindicación 14, en donde el controlador (1308) de inversor está configurado para controlar el ángulo de fase del inversor a aproximadamente 15 grados.

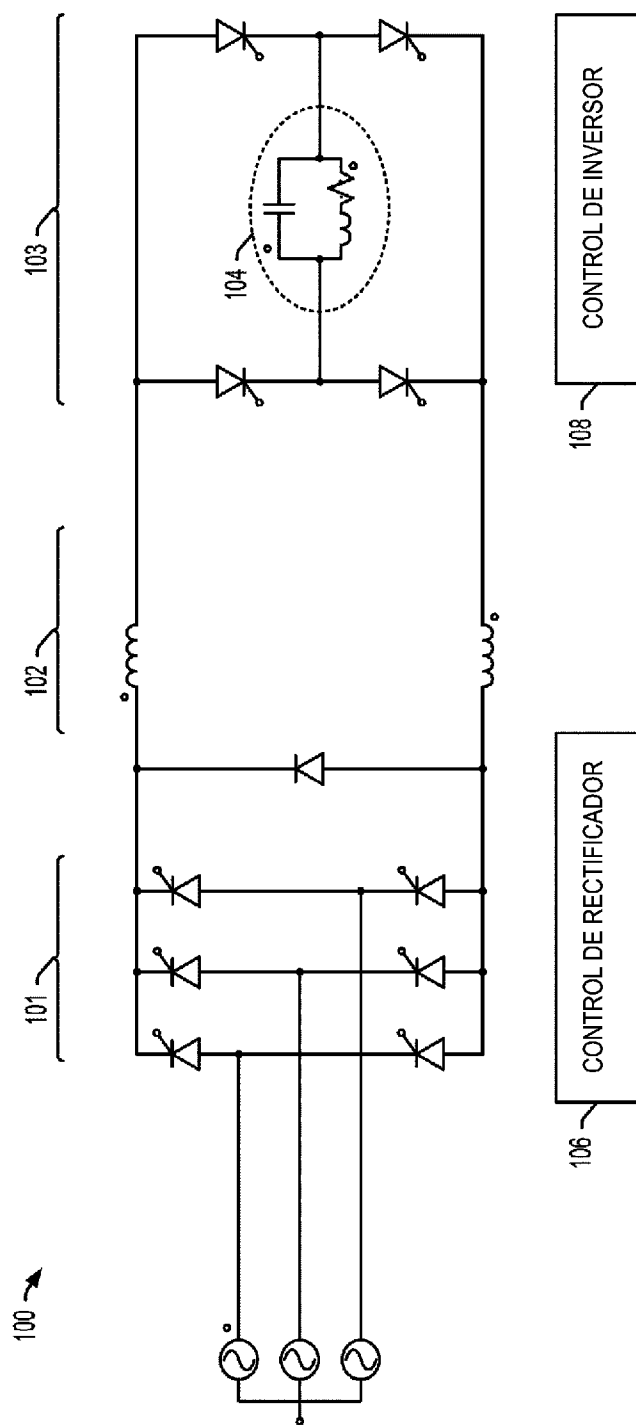


Figura 1

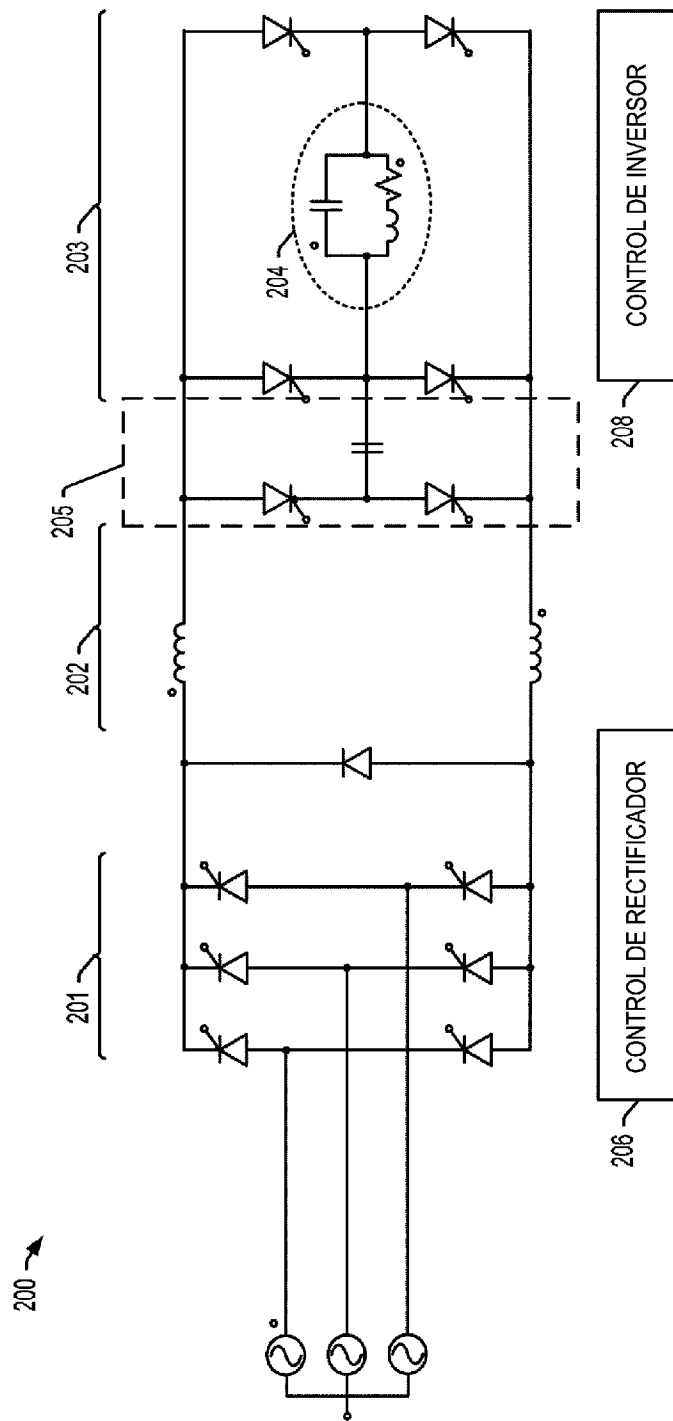


Figura 2

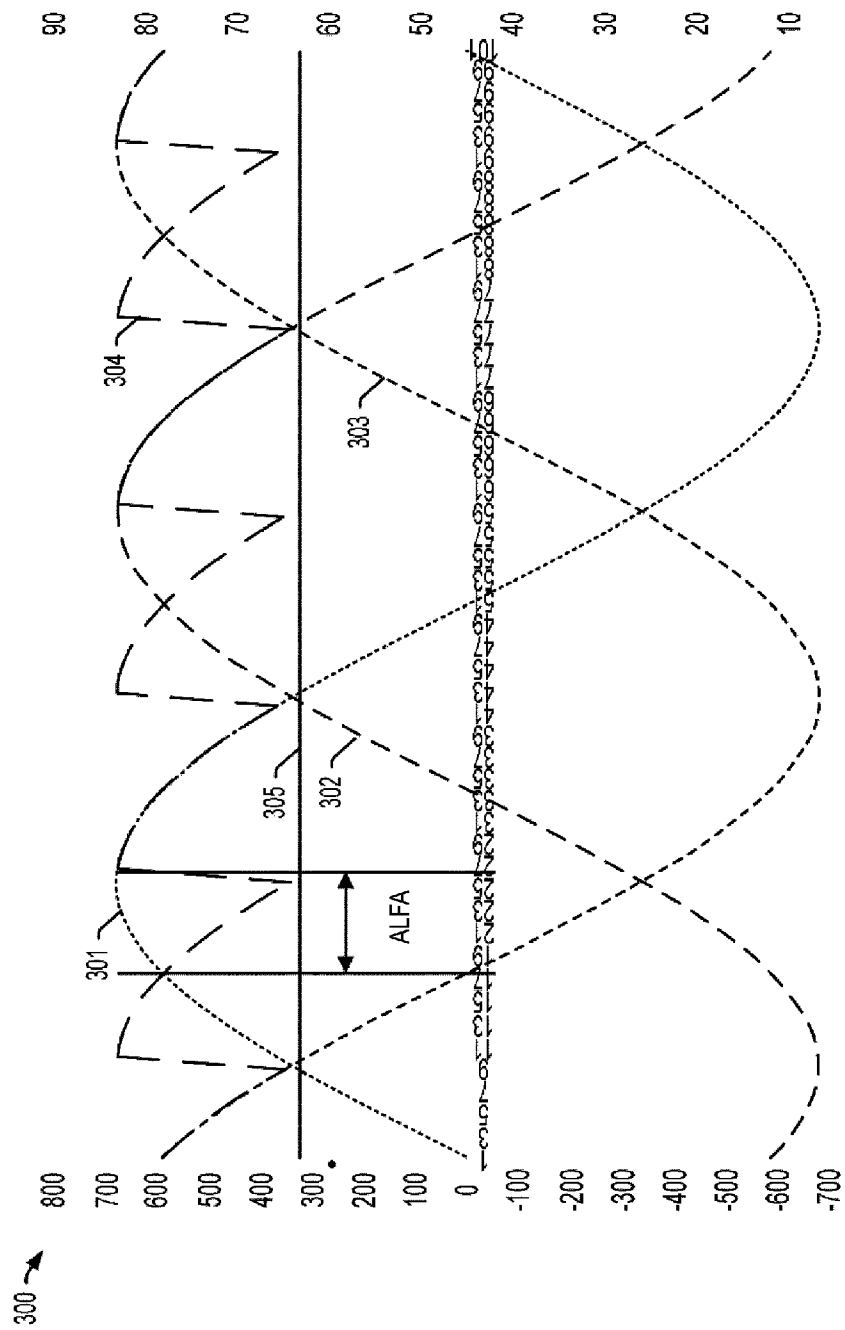


Figura 3

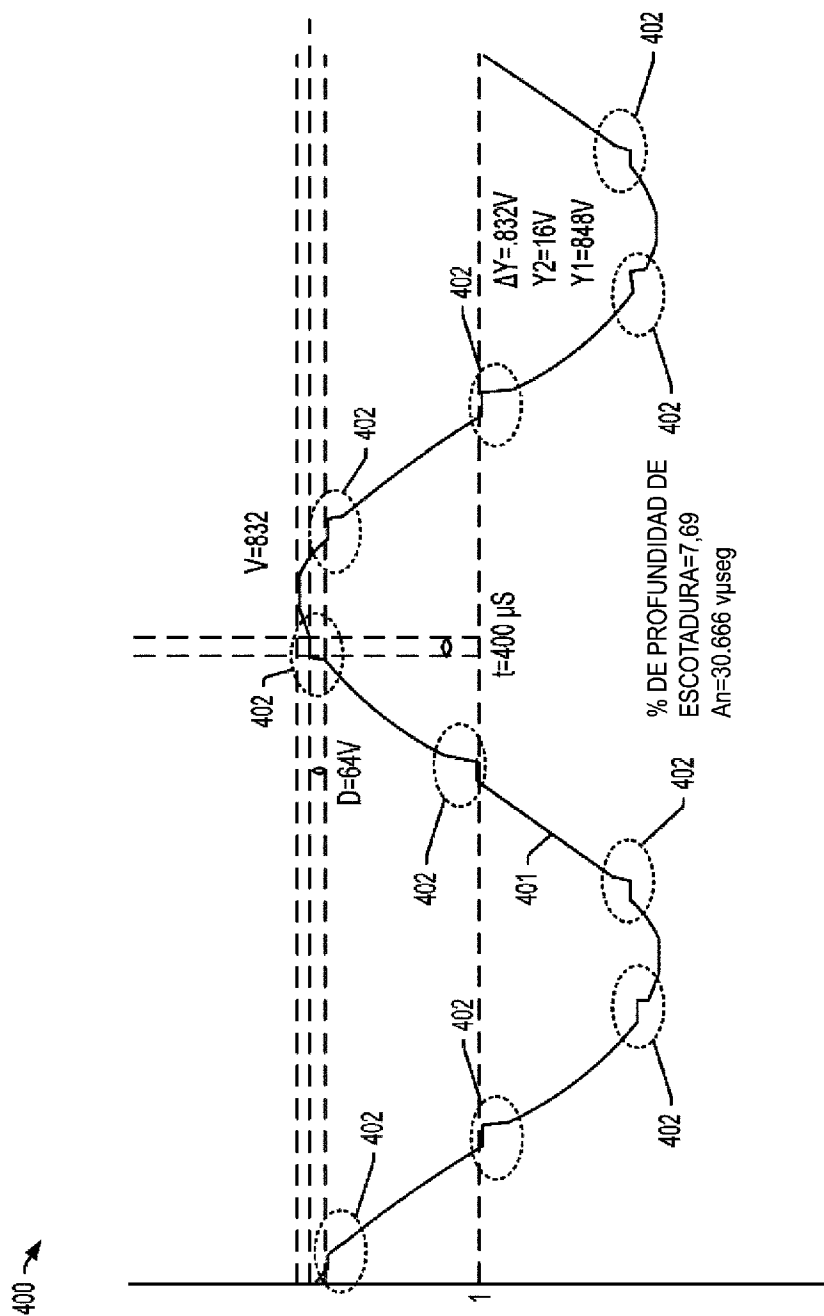


Figura 4

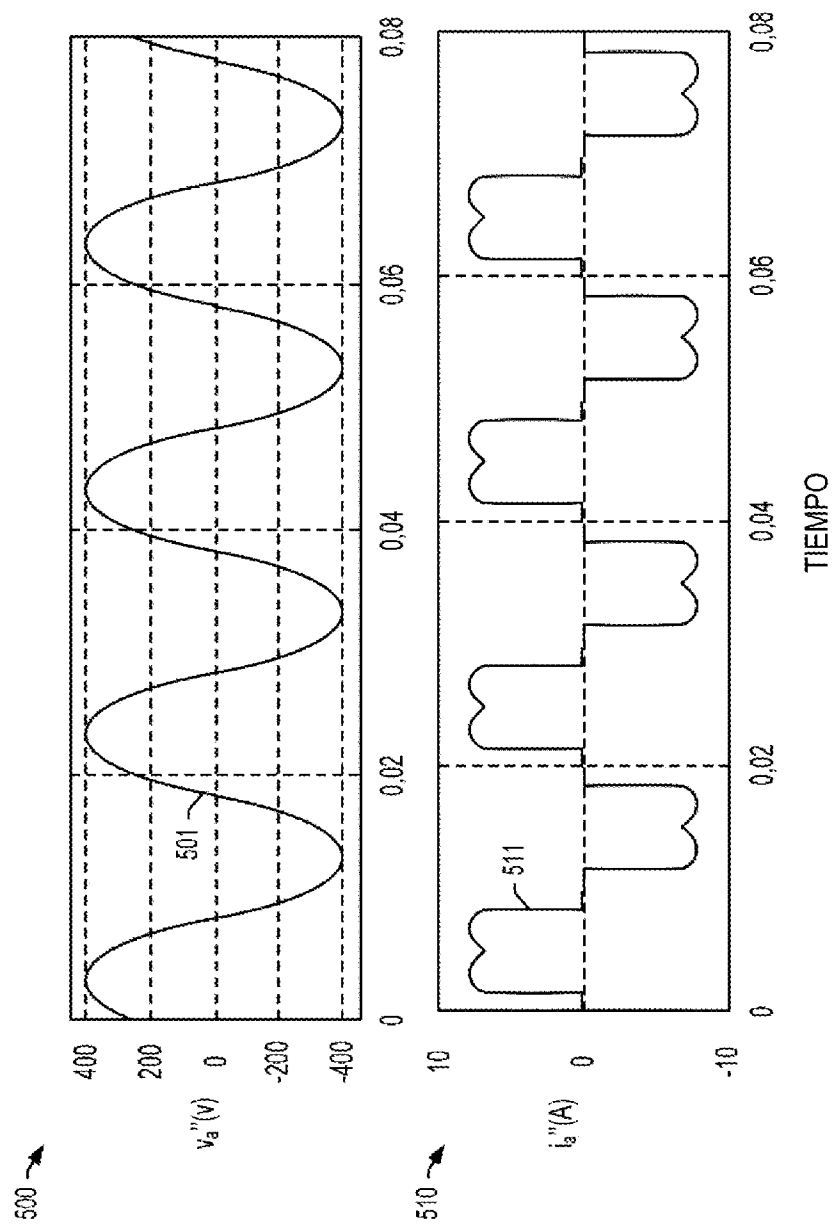


Figura 5

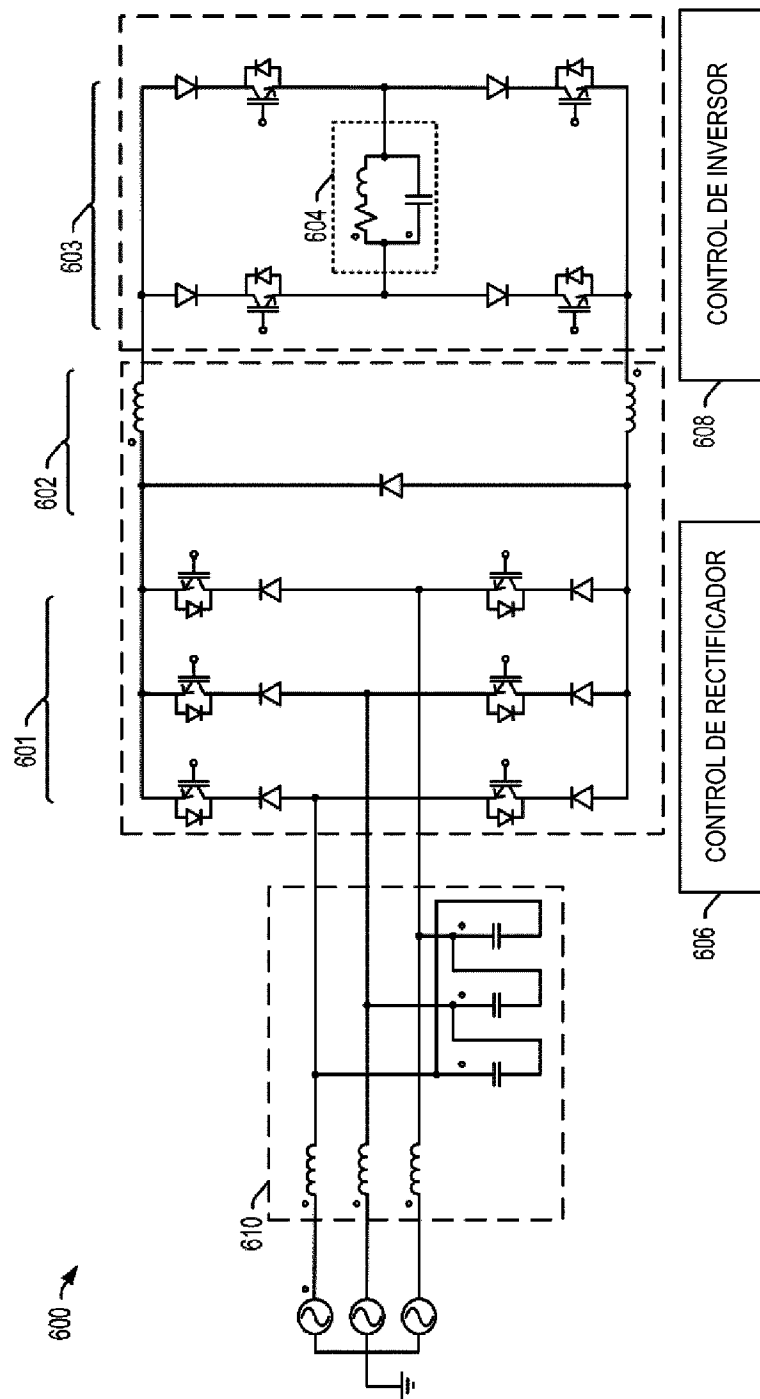


Figura 6

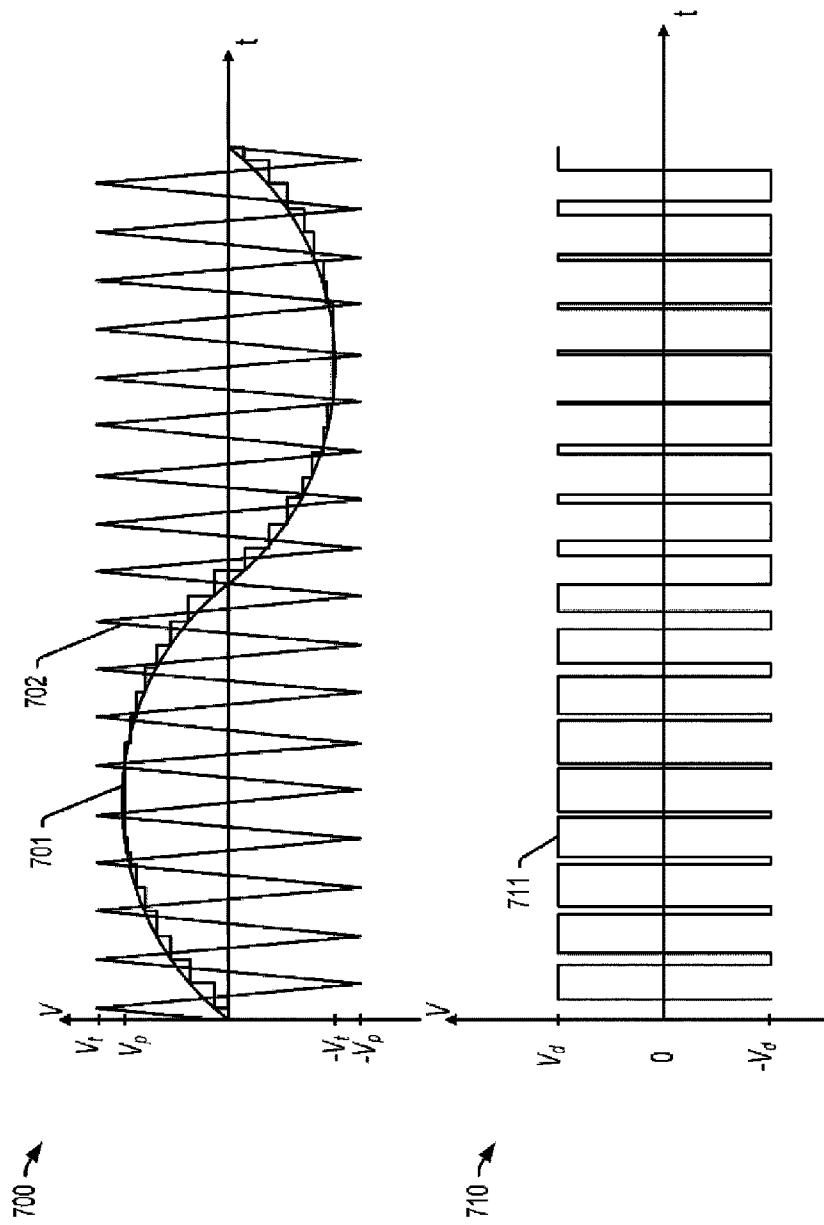


Figura 7

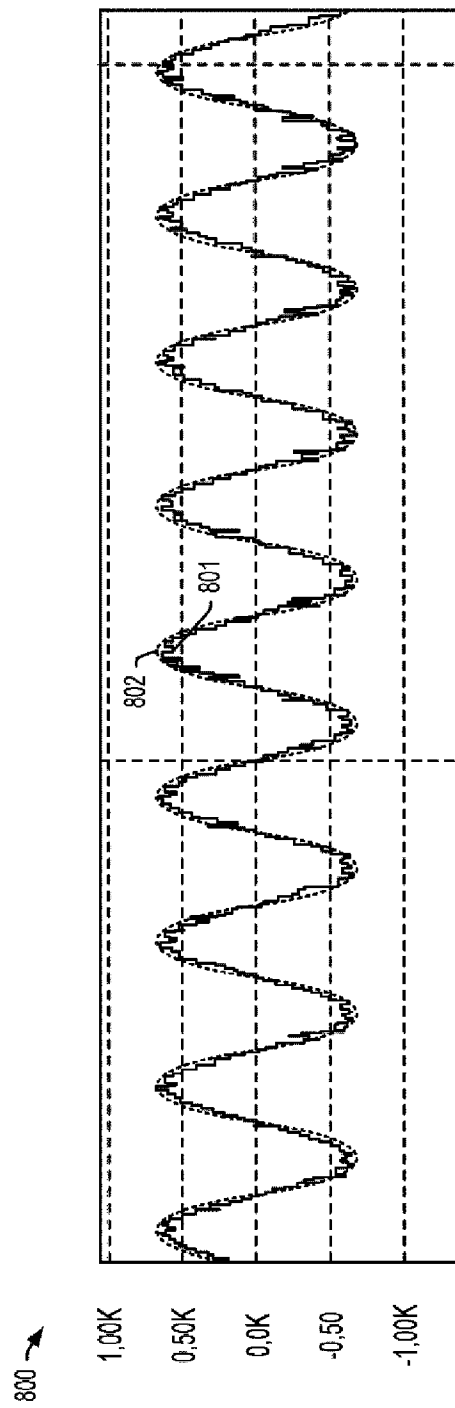


Figura 8

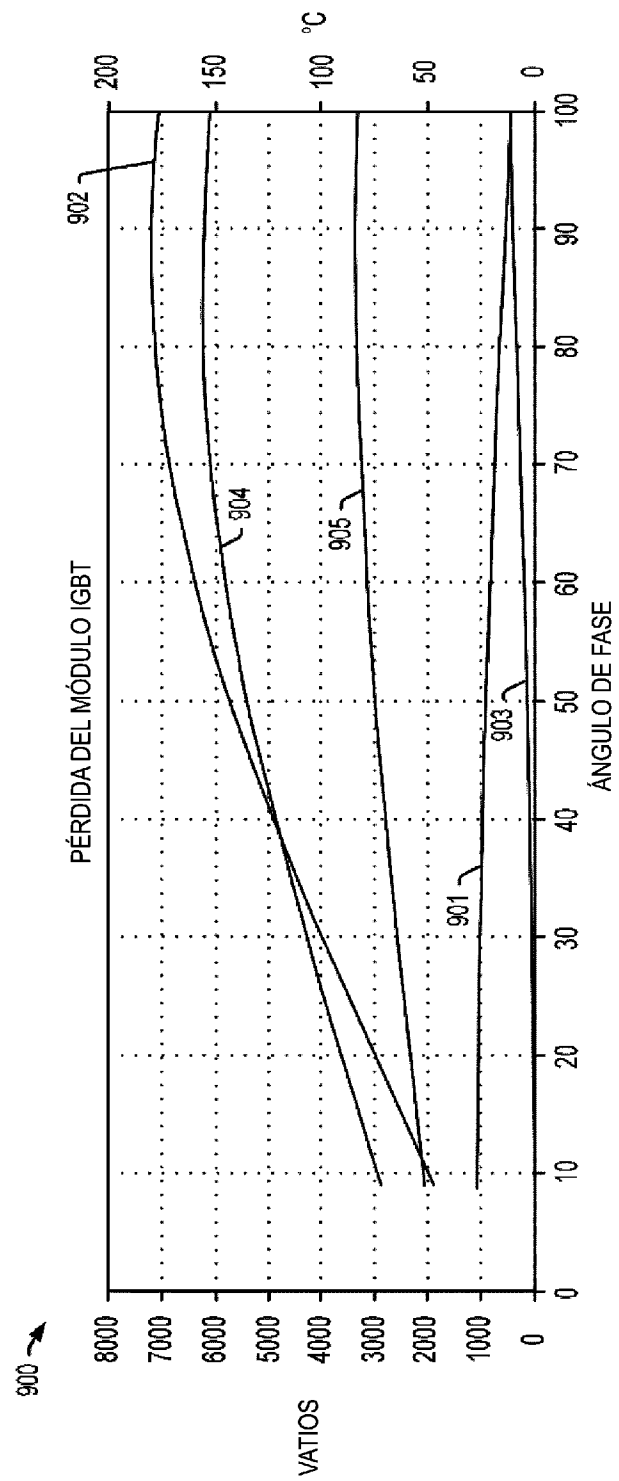


Figura 9

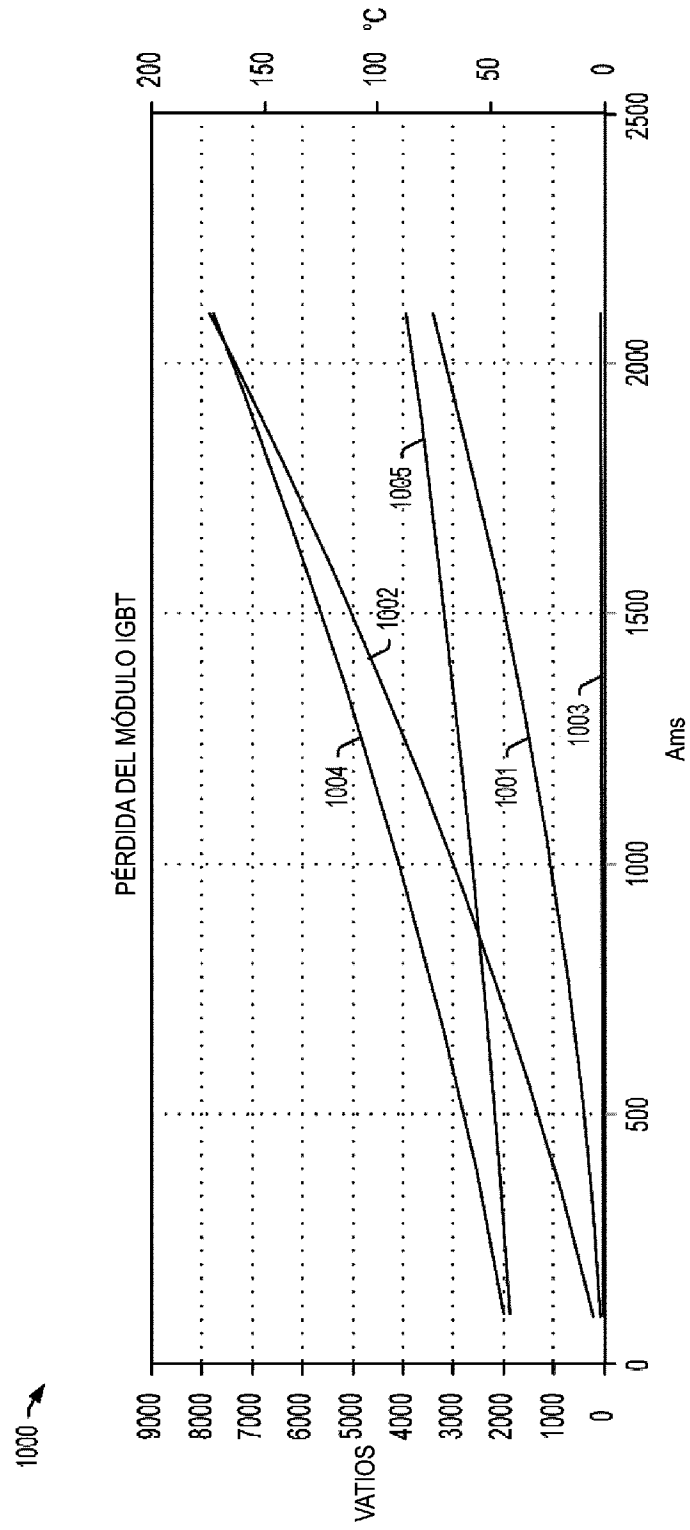


Figura 10

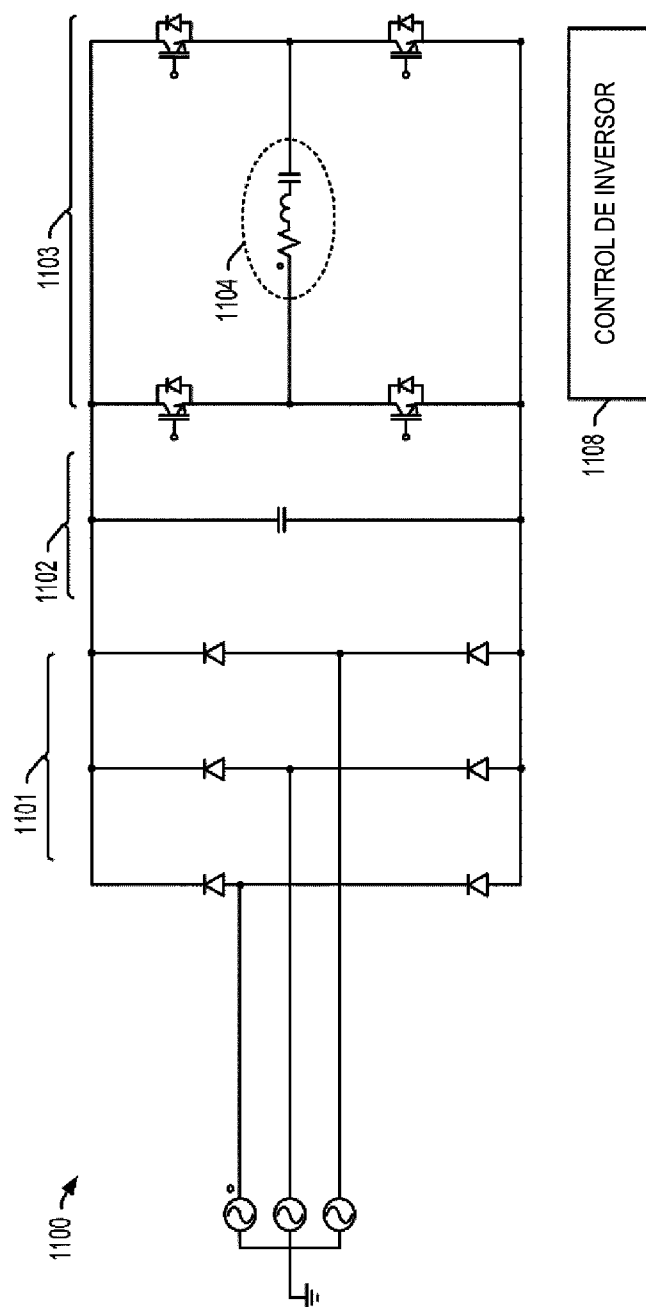


Figura 11

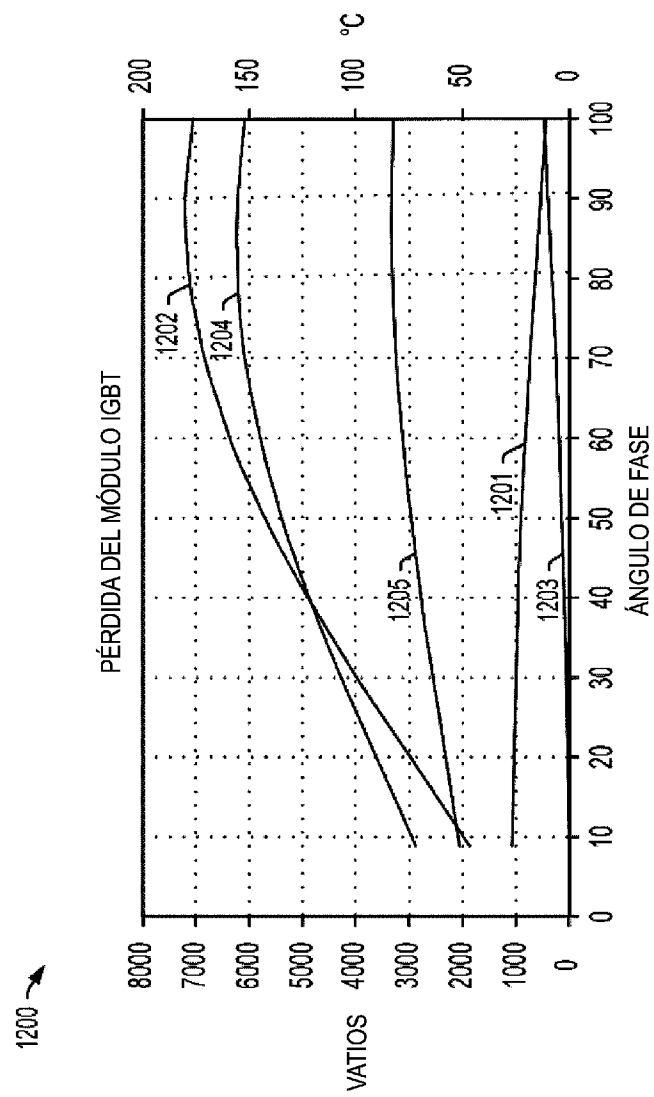


Figura 12

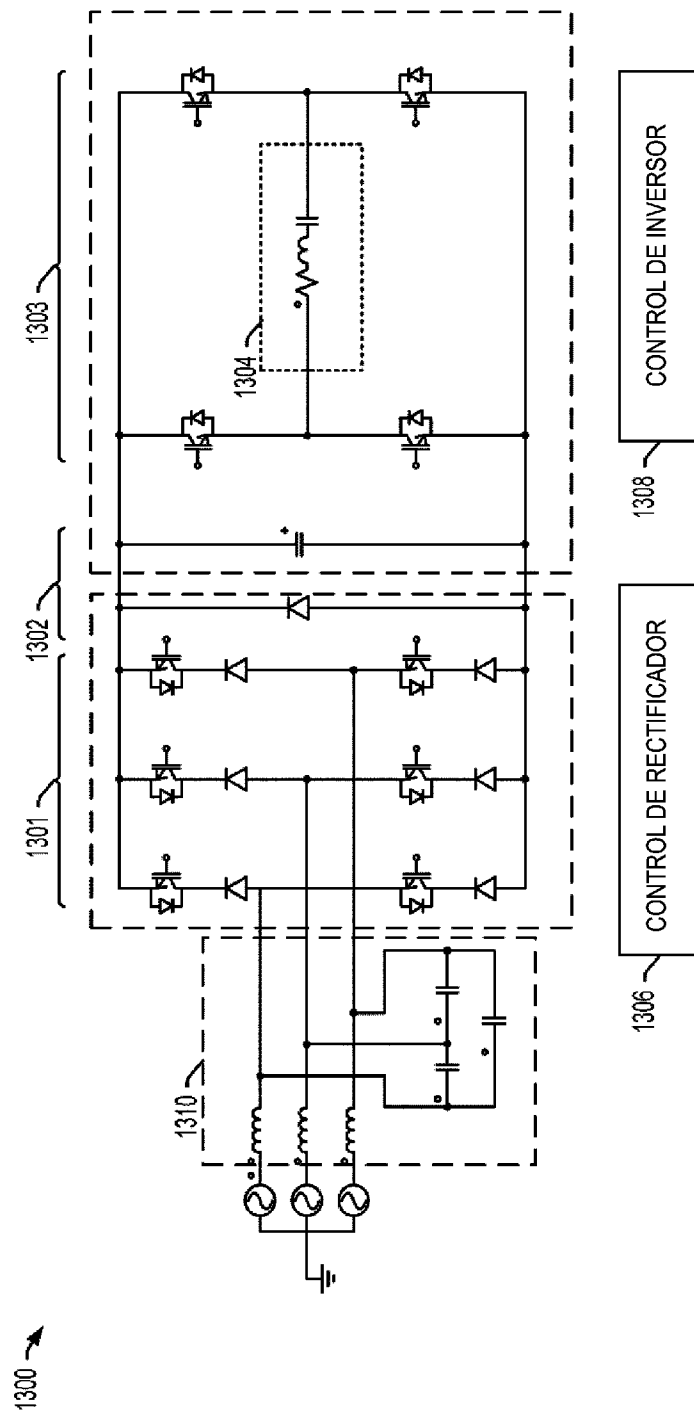


Figura 13