

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 685 429**

51 Int. Cl.:

H02M 7/5387 (2007.01)

H02M 1/12 (2006.01)

H02P 27/08 (2006.01)

H02M 7/5395 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **15.03.2016** **E 16160443 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **25.07.2018** **EP 3082247**

54 Título: **Generador de tensión de equilibrio y método para generar una tensión de equilibrio de un inversor trifásico**

30 Prioridad:

14.04.2015 KR 20150052598

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

09.10.2018

73 Titular/es:

**LSIS CO., LTD. (100.0%)
LS Tower 127, LS-ro Dongan-gu Anyang-si
Gyeonggi-do 14119, KR**

72 Inventor/es:

LEE, HAK-JUN

74 Agente/Representante:

ARIAS SANZ, Juan

ES 2 685 429 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

Generador de tensión de equilibrio y método para generar una tensión de equilibrio de un inversor trifásico

5 Antecedentes

1. Campo técnico

10 La presente divulgación se refiere a un generador de tensión de equilibrio y a un método para generar una tensión de equilibrio para controlar la modulación continua y la modulación discontinua de un inversor trifásico.

2. Descripción de la técnica relacionada

15 La patente de Estados Unidos 2012/249043 A1 divulga un controlador e inversor de la técnica anterior utilizado para controlar el nivel de tensión y la frecuencia de las señales que se usan para accionar un motor eléctrico trifásico.

A medida que la tecnología de semiconductores de potencia evoluciona, se ha vuelto más fácil implementar un driver de tensión variable y de frecuencia variable (VVVF, por sus siglas en inglés, variable voltage and variable frequency) mediante el uso de dispositivos de potencia que pueden conmutarse a alta velocidad. Un inversor de fuente de tensión que normalmente recibe una fuente de tensión de CC para generar una fuente de tensión variable de CA se emplea normalmente como un circuito para generar una frecuencia variable de tensión variable. Los sistemas de almacenamiento de energía (ESS, por sus siglas en inglés, energy storage system), los inversores fotovoltaicos y las tecnologías de accionamiento por motor generalmente utilizan un inversor de fuente de tensión de este tipo.

25 Para modular la tensión generada por dicho inversor de fuente de tensión, pueden emplearse una variedad de tipos de esquemas de modulación. Uno de los esquemas de modulación más comúnmente utilizados es el esquema de modulación por ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés pulse width modulation). El esquema de PWM puede dividirse en un esquema de modulación continua y un esquema de modulación discontinua. Ejemplos del modo de modulación continua pueden incluir PWM sinusoidal (SPWM), PWM de vector espacial (SVPWM), etc. Ejemplos del modo de modulación discontinua pueden incluir PWM discontinua a 60° (DPWM) para reducir la pérdida de conmutación de un semiconductor de potencia.

35 En tales modos de modulación continua o discontinua, se compara una tensión de equilibrio con una onda portadora, tal como una onda triangular, para modular la tensión. Al hacerlo, se utilizan diferentes tensiones de equilibrio en los modos de modulación continua y discontinua. En la técnica relacionada, existe el problema de que cuando se conmuta un inversor trifásico del modo de modulación continua al modo de modulación discontinua, debe calcularse una tensión de equilibrio para el modo de modulación discontinua de acuerdo con un índice de modulación MI (por sus siglas en inglés, modulation index). Además, de acuerdo con el esquema de modulación de tensión existente que utiliza tensión de equilibrio, la tensión de equilibrio se introduce continuamente incluso en un período en el que la tensión de equilibrio no es necesaria, y por lo tanto siempre existe tensión de secuencia cero en el inversor.

45 Sumario

Un aspecto de la presente divulgación es proporcionar un generador de tensión de equilibrio y un método para generar una tensión de equilibrio de un inversor trifásico que permita que el modo de modulación de tensión del inversor trifásico conmute fácilmente de un modo de modulación continua a un modo de modulación discontinua sin ningún proceso de cálculo adicional.

50 Otro aspecto de la presente divulgación es proporcionar un generador de tensión de equilibrio y un método para generar una tensión de equilibrio de un inversor trifásico que ajuste el período de modulación discontinua, de modo que la distorsión armónica total (THD, por sus siglas en inglés, total harmonic distortion) pueda reducirse en un período en el que el índice de modulación es bajo en comparación con el esquema de modulación discontinua de la técnica relacionada, y la pérdida de conmutación pueda reducirse en un período en el que el índice de modulación es alto en comparación con el esquema de modulación continua de la técnica relacionada.

Otro aspecto más de la presente divulgación es proporcionar un generador de tensión de equilibrio y un método para generar una tensión de equilibrio de un inversor trifásico que genere una tensión de equilibrio que tenga el valor cuadrático medio mínimo (RMS, por sus siglas en inglés, root mean square) de modo que pueda reducirse la tensión de secuencia cero innecesaria.

65 Otros objetivos de la presente divulgación no están limitados al objetivo descrito anteriormente y pueden apreciarse otros objetivos y ventajas mediante la siguiente descripción descrita con referencia a las realizaciones de la presente divulgación. Además, se apreciará fácilmente que los objetivos y ventajas de la presente invención pueden realizarse por medios y una combinación de los mismos se enumera en las reivindicaciones adjuntas.

De acuerdo con un aspecto de la presente divulgación, como se expone en la reivindicación 1, un generador de tensión de equilibrio incluye: un primer limitador configurado para comparar una primera señal de tensión de fase con un valor límite máximo y un valor límite mínimo para emitir una primera señal de tensión límite; un segundo limitador configurado para comparar una segunda señal de tensión de fase con el valor límite máximo y el valor límite mínimo para emitir una segunda señal de tensión límite; un tercer limitador configurado para comparar una tercera señal de tensión de fase con el valor límite máximo y el valor límite mínimo para emitir una tercera señal de tensión límite; y un sumador configurado para sumar una diferencia entre la primera señal de tensión de fase y la primera señal de tensión límite, una diferencia entre la segunda señal de tensión de fase y la segunda señal de tensión límite, y una diferencia entre la tercera señal de tensión de fase y la tercera señal de tensión límite, para emitir una tensión de equilibrio. El valor límite máximo y el valor límite mínimo se determinan mediante una tensión de enlace de CC del inversor trifásico.

El sumador emite una tensión de equilibrio diferente dependiendo de un índice de modulación determinado por la tensión de enlace de CC del inversor trifásico para conmutar entre el modo de modulación continua y el modo de modulación discontinua del inversor trifásico sin calcular adicionalmente otra tensión de equilibrio. De acuerdo con una realización preferida de la presente divulgación, un dispositivo de control de inversor trifásico para controlar las operaciones de conmutación de una pluralidad de elementos de conmutación en un inversor trifásico incluye: un generador de señal de tensión de polo configurado para emitir una tensión de equilibrio utilizando un generador de tensión de equilibrio de acuerdo con aspectos de la presente divulgación, y sumar la tensión de equilibrio a la primera señal de tensión de fase, la segunda señal de tensión de fase y la tercera señal de tensión de fase para emitir una primera señal de tensión de polo, una segunda señal de tensión de polo y una tercera señal de tensión de polo, respectivamente; y un generador de señal de control configurado para comparar la primera señal de tensión de polo, la segunda señal de tensión de polo y la tercera señal de tensión de polo con una onda portadora, para emitir una señal de control para la pluralidad de elementos de conmutación, en el que el valor límite máximo y el valor límite mínimo están determinados por una tensión de enlace de CC del inversor trifásico.

Como se establece anteriormente, de acuerdo con una realización a modo de ejemplo de la presente divulgación, el modo de modulación de tensión de un inversor trifásico puede conmutarse fácilmente del modo de modulación continua al modo de modulación discontinua sin ningún proceso de cálculo adicional.

Además, de acuerdo con una realización a modo de ejemplo de la presente divulgación, se ajusta un período de modulación discontinua, tal distorsión armónica total (THD) puede reducirse en un período en el que el índice de modulación es bajo en comparación con el esquema de modulación discontinua en la técnica relacionada, y la pérdida de conmutación puede reducirse en un período en el que el índice de modulación es alto en comparación con el esquema de modulación continua en la técnica relacionada.

Además, de acuerdo con una realización a modo de ejemplo de la presente divulgación, se genera una tensión de equilibrio que tiene el RMS mínimo, de modo que puede reducirse la tensión de secuencia cero innecesaria.

Breve descripción de los dibujos

La figura 1 muestra un ejemplo de un inversor trifásico al que se aplica un método para generar una tensión de equilibrio de un inversor trifásico de acuerdo con una realización a modo de ejemplo de la presente divulgación; la figura 2 muestra un proceso para generar una señal de tensión de polo trifásica mediante un generador de señal de tensión de polo en la unidad de control de PWM de la técnica relacionada; la figura 3 muestra un proceso en el que un generador de señal de control en la unidad de control de PWM genera una señal de control para elementos de conmutación utilizando señales de tensión de polo trifásicas en la técnica relacionada; la figura 4 es un diagrama de bloques de un generador de señal de tensión de polo incluido en una unidad de control de PWM de acuerdo con una realización a modo de ejemplo de la presente divulgación; la figura 5 es un diagrama de bloques del generador de tensión de equilibrio de acuerdo con una realización a modo de ejemplo de la presente divulgación; las figuras 6 a 8 son gráficos para comparar formas de onda de tensiones de equilibrio y de tensiones de polo de acuerdo con el esquema de control de PWM de la presente divulgación, el esquema de control de SPWM de la técnica relacionada, el esquema de control de SVPWM de la técnica relacionada y el DPWM a 60 ° de la técnica relacionada entre sí variando el índice de modulación MI; la figura 9 es un gráfico que muestra una relación de pérdida de conmutación en cada uno de los esquemas de modulación con respecto a la pérdida de conmutación en el esquema de modulación continua de acuerdo con el factor de potencia; y la figura 10 es un gráfico para comparar la distorsión armónica total ponderada (WTHD, por sus siglas en inglés weighted total harmonic distortion) en el esquema de modulación continua y en el esquema de modulación discontinua de la técnica relacionada con la WTHD del método para generar tensión de equilibrio de acuerdo con una realización a modo de ejemplo de la presente divulgación.

Descripción detallada

5 Los objetivos, características y ventajas anteriores serán evidentes a partir de la descripción detallada con referencia a los dibujos adjuntos. Las realizaciones se describen con suficiente detalle para permitir a los expertos en la materia practicar fácilmente la idea técnica de la presente divulgación. Pueden omitirse divulgaciones detalladas de funciones o configuraciones bien conocidas para no esconder innecesariamente la esencia de la presente divulgación. En lo sucesivo, las realizaciones de la presente divulgación se describirán en detalle con referencia a los dibujos adjuntos. A lo largo de los dibujos, los números de referencia similares se refieren a elementos similares.

10 La figura 1 muestra un ejemplo de un inversor trifásico al que se aplica un método para generar una tensión de equilibrio de un inversor trifásico de acuerdo con una realización a modo de ejemplo de la presente divulgación. El inversor trifásico mostrado en la figura 1 es un inversor de fuente de tensión trifásico de dos niveles típico utilizado en el accionamiento de un ESS o de un motor de accionamiento.

15 Haciendo referencia a la figura 1, el inversor trifásico incluye una parte de suavizado 101 y una parte de conmutación 102. El inversor trifásico rectifica una tensión de CA trifásica de un dispositivo externo a una tensión de CC mediante un rectificador (no mostrado). La tensión de CC rectificada se suaviza mediante la parte de suavizado 101 mostrada en la figura 1 a tensiones de enlace de CC de $V_{dc}/2$ en dos enlaces de CC. El símbolo n en la figura 1 representa un punto neutral de enlace de CC virtual.

20 Las tensiones de enlace de CC suavizadas $V_{dc}/2$ se convierten a una tensión de CA trifásica a través de una serie de elementos de conmutación a1, a2, b1, b2, c1 y c2 en la parte de conmutación 102. El elemento de conmutación a1 y el elemento de conmutación a2 se conectan/desconectan de forma complementaria. Asimismo, el elemento de conmutación b1 y el elemento de conmutación b2 se conectan/desconectan de forma complementaria y el elemento de conmutación c1 y el elemento de conmutación c2 se conectan/desconectan de forma complementaria.

25 La tensión de CA trifásica generada a través de las operaciones de conmutación de la unidad de conmutación 102 se introduce en una carga 103 tal como un motor eléctrico.

30 Los elementos de conmutación a1, a2, b1, b2, c1 y c2 en la parte de conmutación 102 se conectan/desconectan de forma complementaria, respectivamente, para generar una tensión de CA trifásica. Las operaciones de conmutación (operaciones de conexión/desconexión) de los elementos de conmutación a1, a2, b1, b2, c1 y c2 se realizan de acuerdo con las señales de control generadas por una unidad de control de PWM 104, como se muestra en la figura 1. La unidad de control de PWM 104 genera una señal de control para controlar las operaciones de conmutación de los elementos de conmutación a1, a2, b1, b2, c1 y c2 utilizando una entrada de señal de tensión trifásica desde un dispositivo externo.

35 La figura 2 muestra un proceso para generar una señal de tensión de polo trifásica mediante un generador de señal de tensión de polo de la unidad de control de PWM 104 en la técnica relacionada.

40 Haciendo referencia a la figura 2, el generador de señal de tensión de polo de la unidad de control de PWM 104 suma tres señales de tensión de fase 201 que incluyen una primera señal de tensión de fase V_{as}^* , una segunda señal de tensión de fase V_{bs}^* y una tercera señal de tensión de fase V_{cs}^* a una tensión de equilibrio V_{sn}^* generada en un generador de tensión de equilibrio 202, respectivamente, generando de este modo señales trifásicas de tensión de polo 203 que incluyen una primera señal de tensión de polo V_{an}^* , una segunda señal de tensión de polo V_{bn}^* y una tercera señal de tensión de polo V_{cn}^* . La tensión de equilibrio V_{sn}^* es un componente que comúnmente existe en las señales de tensión de polo 203, y es una tensión de secuencia cero de tal manera que no afecta la combinación de tensiones de fase a fase.

45 De acuerdo con esto, se establece la relación entre las señales de tensión de polo 203, las señales de tensión de fase 201 y la señal de tensión de equilibrio V_{sn}^* como se expresa en la Ecuación 1:

[Ecuación 1]

$$V_{an}^* = V_{as}^* + V_{sn}^*$$

$$V_{bn}^* = V_{bs}^* + V_{sn}^*$$

$$V_{cn}^* = V_{cs}^* + V_{sn}^*$$

50 La figura 3 muestra un proceso en el que un generador de señal de control en la unidad de control de PWM 104 genera una señal de control para elementos de conmutación usando señales de tensión de polo trifásicas en la técnica relacionada.

60

Las señales de tensión de poste 301 generadas a través del proceso de la figura 2, es decir, la primera señal de tensión de polo V_{an}^* , la segunda señal de tensión de polo V_{bn}^* y la tercera señal de tensión de polo V_{cn}^* se comparan con una onda portadora 302 como se muestra en la figura 3. Aunque la onda transportadora 302 mostrada en la figura 3 es una onda portadora triangular, también pueden usarse otros tipos de ondas portadoras dependiendo del esquema de modulación. Como se muestra en la figura 3, la frecuencia de la onda portadora 302 es igual a la frecuencia de conmutación. El pico tiene el valor máximo de $V_{dc}/2$ y el valor mínimo de $-V_{dc}/2$.

En la técnica relacionada, como se muestra en la figura 3, se calcula la diferencia entre cada una de las señales de tensión de polo 201 y la onda de soporte 302, y se emite el valor 1 si la diferencia es igual o mayor que 0, y se emite el valor 0 si la diferencia es menor que 0 (como se indica con el número de referencia 303). Por consiguiente, se emite una señal de conexión a los elementos de conmutación a1, b1 y c1 si la diferencia entre cada una de las señales de tensión de polo 201 y la onda portadora 302 es mayor que 0, y se emite una señal de conexión a los elementos de conmutación a2, b2 y c2 si la diferencia entre cada una de las señales de tensión de polo 201 y la onda portadora 302 es menor que 0 mediante las puertas NO 304.

En los procesos para generar señales de control mediante la unidad de control de PWM 104 de la técnica relacionada como se muestra en las figuras 2 y 3, el modo de modulación se determina finalmente en función de la tensión de equilibrio V_{sn}^* generada en el generador de tensión de equilibrio 202. Por ejemplo, la tensión de equilibrio V_{sn}^* para la PWM sinusoidal (SPWM), que es un modo de modulación continua, es la siguiente:

[Ecuación 2]

$$v_{sn}^* = 0$$

Además, la tensión de equilibrio V_{sn}^* para la PWM de vector espacial (SVPWM) es la siguiente:

[Ecuación 3]

$$v_{sn}^* = -\frac{v_{\max} + v_{\min}}{2}$$

en la que v_{\max} indica la señal mayor de la primera señal de tensión de fase V_{as}^* , la segunda señal de tensión de fase V_{bs}^* y la tercera señal de tensión de fase V_{cs}^* , y v_{\min} indica la más pequeña de las mismas. La PWM de vector espacial (SVPWM) expresada en la ecuación 3 es un esquema de modulación continua en el que las señales de control para todos los elementos de conmutación cambian para un ciclo de una onda portadora.

Por el contrario, en un esquema de modulación discontinua, una señal de control para un elemento de conmutación en una fase no cambia, para reducir la pérdida de conmutación. Uno de los esquemas de modulación de tensión discontinua más comúnmente usado es la PWM discontinua a 60° (DPWM), en el que existen periodos discontinuos de conmutación de 60° alrededor del pico de una señal de tensión de fase. La DPWM a 60° tiene la tensión de equilibrio V_{sn}^* como sigue:

[Ecuación 4]

$$v_{sn}^* = \frac{V_{dc}}{2} - v_{\max} \quad (\text{if, } v_{\max} + v_{\min} \geq 0)$$

$$v_{sn}^* = \frac{V_{dc}}{2} - v_{\min} \quad (\text{if, } v_{\max} + v_{\min} < 0)$$

Como se ha descrito anteriormente, en el control de PWM que usa la tensión de equilibrio, deben calcularse diferentes tensiones de equilibrio para conmutar del modo de modulación continua al modo de modulación discontinua, como se expresa en las ecuaciones 2 a 4.

Además, existe un inconveniente en la técnica relacionada por que aunque se reduce la pérdida de conmutación, aumenta la distorsión armónica total (THD) en una corriente de salida. Además, existe un inconveniente en la técnica relacionada por que aunque la THD en la corriente de salida es baja en comparación con el modo de modulación discontinua, la pérdida de conmutación aumenta.

Además, de acuerdo con el modo de modulación discontinua existente que usa la tensión de equilibrio, el intervalo de modulación discontinua siempre se establece en 120° de un ciclo de una onda de referencia. En consecuencia, cuando el índice de modulación MI es bajo, la THD en la corriente de salida es muy grande en el modo de modulación discontinua. Como resultado, hay otro problema en el índice de modulación por el que el inicio de la modulación discontinua está restringido para reducir la pérdida de conmutación.

Además, de acuerdo con los esquemas de modulación de tensión existentes descritos anteriormente que usan tensión de equilibrio, la tensión de equilibrio se genera continuamente incluso en un período en el que la tensión de equilibrio no es necesaria y se introduce en el inversor a través de la unidad de control de PWM 104. La tensión de equilibrio es tensión de secuencia cero y puede dar lugar a la reducción de la eficiencia de la potencia o al mal funcionamiento de una carga conectada al inversor. Por ejemplo, si se aplica tal tensión de secuencia cero a un ESS usando un inversor conectado a la red o a un módulo fotovoltaico, puede generarse una corriente de fuga de manera que puede reducirse la eficiencia de la potencia. Además, al accionar un motor normalmente de inducción, si la tensión de secuencia cero aumenta, el par en la dirección axial o la corriente del cojinete se hace grande, lo que puede causar una ruptura dieléctrica.

Para superar tales problemas, se proporciona un generador de tensión de equilibrio y un método para generar una tensión de equilibrio de un inversor trifásico que permite que el modo de modulación de tensión del inversor trifásico conmute de un modo de modulación continua a un modo de modulación discontinua sin calcular adicionalmente otra tensión de equilibrio. Además, en el generador de tensión de equilibrio y en el método para generar tensión de equilibrio de acuerdo con una realización a modo de ejemplo de la presente divulgación, se genera una tensión de equilibrio que tiene el RMS mínimo para introducirse en el inversor y así se minimiza la tensión de secuencia cero, evitando de ese modo la reducción de la eficiencia de la potencia y el mal funcionamiento de una carga accionada por el inversor.

La figura 4 es un diagrama de bloques de un generador de señal de tensión de polo incluido en una unidad de control de PWM 104 de acuerdo con una realización a modo de ejemplo de la presente divulgación.

Haciendo referencia a la figura 4, el generador de señal de tensión de polo suma tres señales de tensión de fase 401 que incluyen una primera señal de tensión de fase V_{as}^* , una segunda señal de tensión de fase V_{bs}^* y una tercera señal de tensión de fase V_{cs}^* , a una tensión de equilibrio V_{sn}^* generada en un generador de tensión de equilibrio 402, respectivamente, (como se indica mediante el número de referencia 403), generando de este modo señales de tensión de polo trifásicas 404 que incluyen una primera señal de tensión de polo V_{an}^* , una segunda señal de tensión de polo V_{bn}^* y una tercera señal de tensión de polo V_{cn}^* .

En la figura 4, el generador de tensión de equilibrio 402 de acuerdo con la realización a modo de ejemplo de la presente divulgación genera una tensión de equilibrio V_{sn}^* usando señales de tensión de fase 401 y una tensión de enlace de CC V_{dc} del inversor trifásico.

La tensión de equilibrio V_{sn}^* del inversor de la figura 1 tiene el intervalo como se expresa en la Ecuación 5 a continuación:

[Ecuación 5]

$$-\frac{V_{dc}}{2} - v_{\min} \leq v_{sn}^* \leq \frac{V_{dc}}{2} - v_{\max}$$

Si $\frac{V_{dc}}{2} < v_{\max}$ en la Ecuación 5, se establece que $-\frac{V_{dc}}{2} - v_{\min} \leq v_{sn}^* \leq \frac{V_{dc}}{2} - v_{\max} \leq 0$. Es decir, la tensión de equilibrio que tiene el

valor absoluto mínimo se vuelve $\frac{V_{dc}}{2} - v_{\max}$. Por otro lado, si $-\frac{V_{dc}}{2} > v_{\min}$, se establece que

$0 \leq -\frac{V_{dc}}{2} - v_{\min} \leq v_{sn}^* \leq \frac{V_{dc}}{2} - v_{\max}$, de modo que la tensión de equilibrio que tiene el valor absoluto mínimo se

vuelve $-\frac{V_{dc}}{2} - v_{\min}$.

En consecuencia, la tensión de equilibrio generada por el generador de tensión de equilibrio de acuerdo con la realización a modo de ejemplo de la presente divulgación se define de la siguiente manera:

[Ecuación 6]

$$v_{sn}^* = 0 \quad \left(\text{si, } -\frac{V_{dc}}{2} \leq v_{\max}, v_{\min} \leq \frac{V_{dc}}{2} \right)$$

$$v_{sn}^* = \frac{V_{dc}}{2} - v_{\max} \quad \left(\text{si, } \frac{V_{dc}}{2} \leq v_{\max} \right)$$

$$v_{sn}^* = -\frac{V_{dc}}{2} - v_{\min} \quad \left(\text{si, } v_{\min} \leq -\frac{V_{dc}}{2} \right)$$

De aquí en adelante, se describirá en detalle un proceso para generar una tensión de equilibrio V_{sn}^* mediante el generador de tensión de equilibrio 402 de acuerdo con la Ecuación 6 con referencia a la figura 5.

5 La figura 5 es un diagrama de bloques del generador de tensión de equilibrio 402 de acuerdo con una realización a modo de ejemplo de la presente divulgación.

Haciendo referencia a la figura 5, el generador de tensión de equilibrio 402 de acuerdo con la realización a modo de ejemplo genera señales de tensión trifásicas V_{as}^* , V_{bs}^* y V_{cs}^* y las correspondientes señales de limitación V_{as} , V_{bs} y V_{cs} , respectivamente, de acuerdo con la ecuación 7 a continuación:

10 [Ecuación 7]

$$V_{sn}^* = - \left(V_{as}^* - V_{as} + V_{bs}^* - V_{bs} + V_{cs}^* - V_{cs} \right)$$

en la que las señales de limitación V_{as} , V_{bs} y V_{cs} se definen de la siguiente manera:

15 [Ecuación 8]

$$V_{as} = \text{límite} \left(-\frac{V_{dc}}{2}, \frac{V_{dc}}{2}, V_{as}^* \right)$$

$$V_{bs} = \text{límite} \left(-\frac{V_{dc}}{2}, \frac{V_{dc}}{2}, V_{bs}^* \right)$$

$$V_{cs} = \text{límite} \left(-\frac{V_{dc}}{2}, \frac{V_{dc}}{2}, V_{cs}^* \right)$$

20 en la que la función límite () se define como sigue:

[Ecuación 9]

$$\text{límite}(a, b, x) = \begin{cases} a & (\text{si } x < a) \\ b & (\text{si } x > b) \\ x & (\text{si } a \leq x \leq b) \end{cases}$$

25 El generador de tensión de equilibrio 402 de acuerdo con la realización a modo de ejemplo de la presente divulgación genera la tensión de equilibrio V_{sn}^* como se expresa en la Ecuación 7 de la siguiente manera. Con referencia a la figura 5, el generador de tensión de equilibrio 402 de acuerdo con la realización a modo de ejemplo de la presente divulgación incluye un primer limitador 502(a), un segundo limitador 502(b) y un tercer limitador 502(c) respectivamente correspondientes a la primera señal de tensión de fase V_{as}^* , a la segunda señal de tensión de fase V_{bs}^* y la tercera señal de tensión de fase V_{cs}^* .

El primer limitador 502(a) recibe la primera señal de tensión de fase V_{as}^* y compara la primera señal de tensión de fase V_{as}^* recibida con el valor límite máximo y el valor límite mínimo para emitir la primera señal de límite V_{as} . En

35 esta realización a modo de ejemplo, el valor límite máximo puede establecerse en $\frac{V_{dc}}{2}$ y el valor límite mínimo

puede establecerse en $-\frac{V_{dc}}{2}$.

En esta realización a modo de ejemplo, el primer limitador 502(a) emite la primera señal de tensión de fase V_{as}^* como la primera señal de límite V_{as} si la primera señal de tensión de fase V_{as}^* es igual o mayor que el valor límite mínimo e igual o menor que el valor límite máximo. Además, el primer limitador 502(a) emite el valor límite mínimo como la primera señal de límite V_{as} si la primera señal de tensión de fase V_{as}^* es menor que el valor límite mínimo. Además, el primer limitador 502(a) emite el valor límite máximo como la primera señal de límite V_{as} si la primera señal de tensión de fase V_{as}^* es mayor que el valor límite máximo.

45 El segundo limitador 502(b) y el tercer limitador 502(c) también emiten la segunda señal de límite V_{bs} y la tercera señal de límite V_{cs} , respectivamente, de la misma manera que el primer limitador 502(a) descrito anteriormente.

Posteriormente, el 402 emite, como la tensión de equilibrio V_{sn}^* , la suma de la diferencia entre la primera señal de límite V_{as} y la primera señal de tensión de fase V_{as}^* , la diferencia entre la segunda señal de límite V_{bs} y la segunda señal de tensión de fase V_{bs}^* , y la diferencia entre la tercera señal de límite V_{cs} y la tercera señal de tensión de fase V_{cs}^* , como se muestra en la figura 5.

5 En la figura 5, la tensión de equilibrio V_{sn}^* generada por el generador de tensión de equilibrio 402 se convierte en 0 si las tres señales de tensión de fase 501 están entre el valor límite mínimo y el valor límite máximo. Cuando la tensión de equilibrio V_{sn}^* es 0, la unidad de control de PWM 104 de la figura 1 funciona en el modo de SPWM que es un esquema de modulación continua.

10 Por otro lado, si las señales de tensión de fase 501 son mayores que el valor límite máximo o menores que el valor

límite mínimo, la tensión de equilibrio se convierte en
$$v_{sn}^* = \frac{V_{dc}}{2} - v_{\max} \quad \text{o} \quad v_{sn}^* = -\frac{V_{dc}}{2} - v_{\max}.$$

15 En consecuencia, la señal de tensión de polo se convierte en $V_{dc}/2$ o $-V_{dc}/2$, de modo que la unidad de control de PWM 104 se conmuta al modo de modulación discontinua.

20 De acuerdo con la realización a modo de ejemplo de la presente divulgación, el intervalo de operación discontinua en el que la unidad de control de PWM 104 opera en el modo de modulación discontinua se determina mediante el índice de modulación MI. El índice de modulación se define como se expresa en la Ecuación 10 a continuación:

[Ecuación 10]

$$MI = \frac{V_m}{V_{dc} / 2}$$

25 en la que V_m indica la magnitud de la señal de tensión de fase.

En consecuencia, la unidad de control de PWM 104 opera en el modo de modulación continua si el índice de modulación es igual o menor que un índice de referencia predeterminado, por ejemplo, 1. Además, la unidad de control de PWM 104 opera en el modo de modulación discontinua si el índice de modulación es mayor que el índice de referencia. En particular, la unidad de control de PWM 104 funciona en el modo DPWM a 60° cuando el índice de modulación se convierte en el valor máximo de la región de modulación lineal, es decir, $2/\sqrt{3}$ (=1,1547).

35 Como tal, de acuerdo con una realización a modo de ejemplo de la presente divulgación, el modo de modulación de tensión del inversor trifásico puede conmutarse fácilmente desde el modo de modulación continua al modo de modulación discontinua sin ningún proceso de cálculo adicional. Además, de acuerdo con una realización a modo de ejemplo de la presente divulgación, se ajusta un período de modulación discontinua, de modo que la distorsión armónica total (THD) puede reducirse en un período en el que el índice de modulación es bajo en comparación con el esquema de modulación discontinua de la técnica relacionada, y la pérdida por conmutación puede reducirse en un período en el que el índice de modulación es alto en comparación con el esquema de modulación continua de la técnica relacionada.

45 Las figuras 6 a 8 son gráficos para comparar formas de onda de tensiones de equilibrio y de tensiones de polo de acuerdo con el esquema de control de PWM de la presente divulgación, el esquema de control de SPWM de la técnica relacionada, el esquema de control de SVPWM de la técnica relacionada y la DPWM a 60° de la técnica relacionada entre sí variando el índice de modulación MI.

50 En la figura 6, el índice de modulación MI del esquema de control de PWM de acuerdo con la realización a modo de ejemplo de la presente divulgación se establece en 1. La figura 6 muestra una forma de onda 601(a) de una señal de tensión de polo de acuerdo con el esquema de control de PWM de acuerdo con la realización a modo de ejemplo de la presente divulgación y con el esquema de control de SPWM de la técnica relacionada, una forma de onda 602(a) de una señal de tensión de polo de acuerdo con el esquema de control de SVPWM de la técnica relacionada, y una forma de onda 603(a) de una señal de tensión de polo de acuerdo con el esquema de control de DPWM a 60° de la técnica relacionada.

55 Además, la figura 6 muestra una forma de onda 601(b) de una tensión de equilibrio de acuerdo con el esquema de control de PWM de acuerdo con la realización a modo de ejemplo de la presente divulgación y con el esquema de control de SPWM de la técnica relacionada, una forma de onda 602(a) de una tensión de equilibrio de acuerdo con el esquema de control de SVPWM de la técnica relacionada, y una forma de onda 603(a) de una tensión de equilibrio de acuerdo con el esquema de control de DPWM a 60° de la técnica relacionada.

60

Como se muestra en la figura 6, de acuerdo con el esquema de control de PWM de la presente divulgación, la unidad de control de PWM 104 opera de la misma manera que el esquema de control de SPWM de la técnica relacionada si el índice de modulación MI se establece en 1 o menos.

5 En la figura 7, el índice de modulación MI del esquema de control de PWM de acuerdo con la realización a modo de ejemplo de la presente divulgación se establece en 1,7. La figura 7 muestra una forma de onda 701(a) de una señal de tensión de polo de acuerdo con el esquema de control de SPWM de la técnica relacionada, una forma de onda 702(a) de una señal de tensión de polo de acuerdo con el esquema de control de DPWM a 60 ° de la técnica relacionada y una forma de onda 703(a) de una señal de tensión de polo de acuerdo con el esquema de control de PWM de la presente divulgación.

10 La figura 7 muestra una forma de onda 701(b) de una tensión de equilibrio de acuerdo con el esquema de control de SPWM de la técnica relacionada, una forma de onda 702(b) de una tensión de equilibrio de acuerdo con el esquema de control de DPWM a 60 ° de la técnica relacionada, y una forma de onda 703(b) de una tensión de equilibrio de acuerdo con el esquema de control de PWM de la presente divulgación.

Como se muestra en la figura 7, el período de modulación discontinua de acuerdo con el esquema de control de PWM de la presente divulgación es más largo ya que el índice de modulación MI es mayor que 1.

20 En la figura 8, el índice de modulación MI del esquema de control de PWM de acuerdo con la realización a modo de ejemplo de la presente divulgación se establece en $2/\sqrt{3}$. La figura 8 muestra una forma de onda 801(a) de una señal de tensión de polo de acuerdo con el esquema de control de SVPWM de la técnica relacionada, y una forma de onda 802(a) de una señal de tensión de polo de acuerdo con el esquema de control de DPWM a 60 ° y con el esquema de control de PWM de la presente divulgación.

25 Además, la figura 8 muestra una forma de onda 801(b) de una tensión de equilibrio de acuerdo con el esquema de control de SVPWM de la técnica relacionada, y una forma de onda 802(b) de una tensión de equilibrio de acuerdo con el esquema de control de DPWM de 60 ° y con el esquema de control de PWM de la presente divulgación.

30 Como se muestra en la figura 8, cuando el índice de modulación MI se convierte en el valor máximo de $2/\sqrt{3}$, la unidad de control de PWM 104 de acuerdo con la realización a modo de ejemplo de la presente divulgación opera de la misma manera que en el esquema de control de DPWM a 60 ° de la técnica relacionada, de manera que tiene el período de modulación discontinua máximo para un ciclo.

35 En particular, como puede verse a partir de las figuras 7 y 8, de acuerdo con el esquema de control de PWM de la presente divulgación, si el índice de modulación MI está entre 1 y el valor máximo de $2/\sqrt{3}$, se genera una tensión de equilibrio que tiene el valor absoluto mínimo

40 La figura 9 es un gráfico que muestra una relación de pérdida de conmutación en cada uno de los esquemas de modulación con respecto a la pérdida de conmutación en el esquema de modulación continua de acuerdo con el factor de potencia.

45 La figura 9 muestra la pérdida de conmutación 901 en el esquema de modulación continua, es decir, el esquema de SPWM y de SVPWM, y la pérdida de conmutación 903 en el esquema de modulación discontinua, por ejemplo, el esquema de DPWM a 60 °. Además, la figura 9 muestra la pérdida de conmutación 902 cuando el índice de modulación MI cambia de 1 a $2/\sqrt{3}$ de acuerdo con el esquema de control de PWM de la presente divulgación.

50 Como se muestra en la figura 9, la pérdida de conmutación 902 en el esquema de control de PWM de la presente divulgación es igual a la del SPWM, es decir, el esquema de modulación de tensión continua cuando el índice de modulación MI es 1, y la pérdida de conmutación 902 disminuye gradualmente a medida que el período de modulación discontinua aumenta si el índice de modulación MI es mayor que 1. En particular, puede verse a partir de la figura 9 que la pérdida de conmutación 902 es igual a la pérdida de conmutación 903 de la DPWM a 60 ° cuando el índice de modulación MI es el valor máximo de $2/\sqrt{3}$.

55 La figura 10 es un gráfico para comparar la distorsión armónica total ponderada (WTHD) en el esquema de modulación continua y en el esquema de modulación discontinua de la técnica relacionada con la WTHD del método para generar tensión de equilibrio de acuerdo con una realización a modo de ejemplo de la presente divulgación.

La WTHD mostrada en la figura 13 se define de la siguiente manera:

[Ecuación 11]

$$WTHD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n\omega_1 L} \right)^2}}{\frac{V_1}{\omega_1 L}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n} \right)^2}}{V_1}$$

5 en la que ω_1 indica la frecuencia de la onda fundamental, V_1 indica la magnitud de la onda fundamental, n indica el orden del armónico y V_n indica la magnitud del armónico de orden n .

10 La figura 10 muestra la WTHD 1001 en el esquema de DPWM a 60° de la técnica relacionada, la WTHD 1002 en el esquema de SPWM de la técnica relacionada, la WTHD 1003 en el esquema de SVPWM de la técnica relacionada, y la WTHD 1004 en el esquema de control de PWM de acuerdo con una realización a modo de ejemplo de la presente divulgación.

15 Como se muestra en la figura 13, la WTHD 1004 en el esquema de control de PWM de acuerdo con la realización a modo de ejemplo de la presente divulgación es idéntico a la WTHD 1002 en el esquema de SPWM de la técnica relacionada cuando el índice de modulación MI es igual o menor que el índice de referencia de 1. Sin embargo, cuando el índice de modulación MI se hace mayor que el índice de referencia de 1, el intervalo de modulación discontinua aumenta, de modo que la WTHD 1004 aumenta gradualmente. Aunque la WTHD 1004 en el esquema
20 de PWM de acuerdo con la realización a modo de ejemplo de la presente divulgación aumenta, siempre permanece más baja que la WTHD 1001 en el esquema de DPWM a 60° de la técnica relacionada.

El esquema de control de PWM de acuerdo con la realización a modo de ejemplo de la presente divulgación descrita anteriormente es un método de modulación de tensión en el que se comparan una tensión de secuencia cero o una
25 tensión de equilibrio calculada usando las señales de tensión de fase, los limitadores y el peso, con una onda triangular. La conmutación suave desde el modo de modulación de tensión continua al modo de modulación de tensión discontinua puede lograrse añadiendo las diferencias entre las señales de tensión de fase y las respectivas señales de tensión límite después de haber pasado los limitadores. Además, el período de modulación de tensión discontinua puede ajustarse ajustando el valor límite máximo y el valor límite mínimo de entrada a los limitadores.

30 Utilizando la tensión de equilibrio generada de este modo, la unidad de control de PWM opera en modo de modulación continua cuando el índice de modulación se ajusta a un valor inferior al índice de referencia de 1, mientras que la unidad de control de PWM se conmuta al modo de modulación discontinua cuando el índice de modulación llega a ser mayor que el índice de referencia de 1. Aplicando el esquema de control de PWM de acuerdo
35 con una realización a modo de ejemplo de la presente divulgación a un inversor para un ESS, un inversor para un módulo fotovoltaico, un inversor para un motor de accionamiento, etc., puede ajustarse el período de modulación discontinua, de modo que la THD puede reducirse incluso en un período en el que el índice de modulación es bajo en comparación con el esquema de modulación discontinua de la técnica relacionada. Además, la pérdida de conmutación también puede reducirse en un período en el que el tercer índice de modulación es alto en
40 comparación con el esquema de modulación continua de la técnica relacionada. Además, en el generador de tensión de equilibrio y en el método para generar tensión de equilibrio de acuerdo con una realización a modo de ejemplo de la presente divulgación, se genera una tensión de equilibrio que tiene el RMS mínimo para introducirse en el inversor y de este modo se minimiza la tensión de secuencia cero, evitando así la reducción de la eficiencia de la potencia o el mal funcionamiento de una carga accionada por el inversor.

45 Son posibles las variaciones y modificaciones dentro del alcance de las reivindicaciones adjuntas.

REIVINDICACIONES

1. Generador de tensión de equilibrio (402) en un inversor trifásico, el inversor trifásico que opera en un modo de modulación continua o en un modo de modulación discontinua, comprendiendo el generador de tensión de equilibrio (402):

un primer limitador (502(a)) configurado para comparar una primera señal de tensión de fase (V_{as}^*) con un valor límite máximo ($V_{dc}/2$) y un valor límite mínimo ($-V_{dc}/2$) para emitir una primera señal de tensión límite (V_{as});
 un segundo limitador (502(b)) configurado para comparar una segunda señal de tensión de fase (V_{bs}^*) con el valor límite máximo ($V_{dc}/2$) y el valor límite mínimo ($-V_{dc}/2$) para emitir una segunda señal de tensión límite (V_{bs});
 un tercer limitador (502(c)) configurado para comparar una tercera señal de tensión de fase (V_{cs}^*) con el valor límite máximo ($V_{dc}/2$) y el valor límite mínimo ($-V_{dc}/2$) para emitir una tercera señal de tensión límite (V_{cs}); y
 un sumador (504) configurado para añadir una diferencia entre la primera señal de tensión de fase (V_{as}^*) y la primera señal de tensión límite (V_{as}), una diferencia entre la segunda señal de tensión de fase (V_{bs}^*) y la segunda señal de tensión límite (V_{bs}), y una diferencia entre la tercera señal de tensión de fase (V_{cs}^*) y la tercera señal de tensión límite (V_{cs}), para emitir una tensión de equilibrio (V_{sn}^*), en el que el valor límite máximo ($V_{dc}/2$) y el valor límite mínimo ($-V_{dc}/2$) están determinados por una tensión de enlace de CC ($V_{dc}/2$) del inversor trifásico, y en el que el sumador (504) emite una tensión de equilibrio diferente dependiendo de un índice de modulación (MI) determinado por la tensión de enlace de CC ($V_{dc}/2$) del inversor trifásico para conmutar entre el modo de modulación continua y el modo de modulación discontinua del inversor trifásico sin calcular adicionalmente otra tensión de equilibrio.

2. El generador de tensión de equilibrio (402) de la reivindicación 1, en el que el primer limitador (502(a)), el segundo limitador (502(b)) y el tercer limitador (502(c)) están configurados para:

emitir la primera señal de tensión de fase (V_{as}^*) como la primera señal de tensión límite (V_{as}), la segunda señal de tensión de fase (V_{bs}^*) como la segunda señal de tensión límite (V_{bs}) y la tercera señal de tensión de fase (V_{cs}^*) como la tercera señal de tensión límite (V_{cs}), respectivamente, si la primera señal de tensión de fase (V_{as}^*), la segunda señal de tensión de fase (V_{bs}^*) y la tercera señal de tensión de fase (V_{cs}^*) están entre el valor límite mínimo ($-V_{dc}/2$) y el valor límite máximo ($V_{dc}/2$);
 emitir el valor límite mínimo ($-V_{dc}/2$) como la primera señal de tensión límite (V_{as}), como la segunda señal de tensión límite (V_{bs}), y como la tercera señal de tensión límite (V_{cs}), respectivamente, si la primera señal de tensión de fase (V_{as}^*), la segunda señal de tensión de fase (V_{bs}^*) y la tercera señal de tensión de fase (V_{cs}^*) son menores que el valor límite mínimo ($-V_{dc}/2$); y
 emitir el valor límite máximo ($V_{dc}/2$) como la primera señal de tensión límite (V_{as}), como la segunda señal de tensión límite (V_{bs}), y como la tercera señal de tensión límite (V_{cs}), respectivamente, si la primera señal de tensión de fase (V_{as}^*), la segunda señal de tensión de fase (V_{bs}^*) y la tercera señal de tensión de fase (V_{cs}^*) son mayores que el valor límite máximo ($V_{dc}/2$).

3. El generador de tensión de equilibrio (402) de la reivindicación 1, en el que el inversor trifásico opera en el modo de modulación continua si la primera señal de tensión de fase (V_{as}^*), la segunda señal de tensión de fase (V_{bs}^*) y la tercera señal de tensión de fase (V_{cs}^*) están entre el valor límite mínimo ($-V_{dc}/2$) y el valor límite máximo ($V_{dc}/2$), y el inversor trifásico opera en el modo de modulación discontinua si la primera señal de tensión de fase (V_{as}^*), la segunda señal de tensión de fase (V_{bs}^*) y la tercera señal de tensión de fase (V_{cs}^*) son menores que el valor límite mínimo ($-V_{dc}/2$) o mayores que el valor límite máximo ($V_{dc}/2$).

4. El generador de tensión de equilibrio (402) de la reivindicación 1, en el que el inversor trifásico opera en el modo de modulación continua si el índice de modulación (MI) del inversor trifásico es igual o menor que un índice de referencia, y el inversor trifásico opera en el modo de modulación discontinua si el índice de modulación (MI) del inversor trifásico es mayor que el índice de referencia.

5. Un dispositivo de control de inversor trifásico para controlar las operaciones de conmutación de una pluralidad de elementos de conmutación (a1, a2, b1, b2, c1, c2) en un inversor trifásico, comprendiendo el dispositivo de control de inversor trifásico:

un generador de señal de tensión de polo configurado para generar una tensión de equilibrio (V_{sn}^*) usando un generador de tensión de equilibrio (402) de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, y añadir la tensión de equilibrio (V_{sn}^*) a la primera señal de tensión de fase (V_{as}^*), a la segunda señal de tensión de fase (V_{bs}^*) y a la tercera señal de tensión de fase (V_{cs}^*) para generar una primera señal de tensión de polo (V_{an}^*), una segunda señal de tensión de polo (V_{bn}^*) y una tercera señal de tensión de polo (V_{cn}^*), respectivamente; y
 un generador de señal de control configurado para comparar la primera señal de tensión de polo (V_{an}^*), la segunda señal de tensión de polo (V_{bn}^*) y la tercera señal de tensión de polo (V_{cn}^*) con una onda portadora (302), para generar una señal de control para la pluralidad de elementos de conmutación (a1, a2, b1, b2, c1, c2), en el que el inversor trifásico opera en diferentes modos de modulación dependiendo de un índice de modulación (MI) determinado por una tensión de enlace de CC ($V_{dc}/2$) del inversor trifásico y la tensión de

equilibrio (V_{sn}^*).

FIG. 1

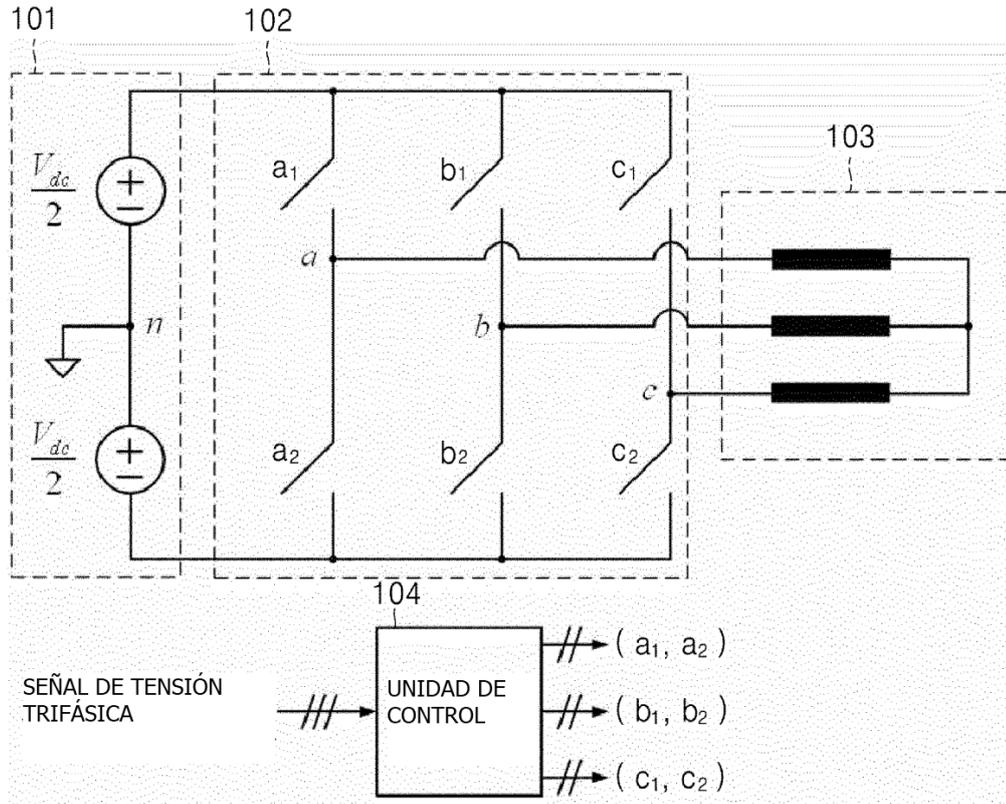


FIG. 2

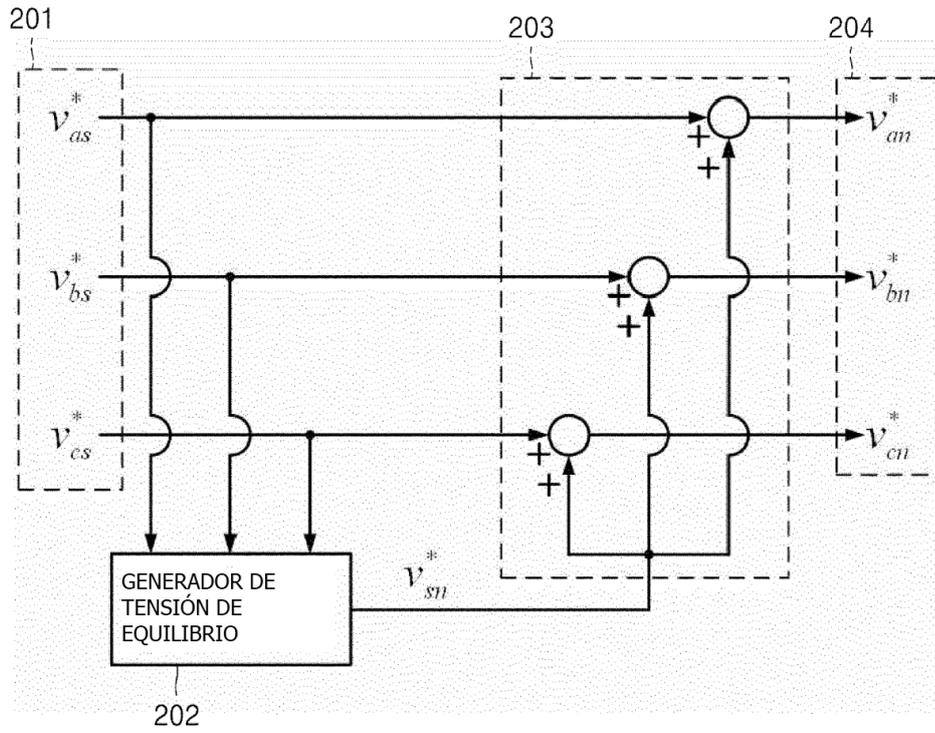


FIG. 3

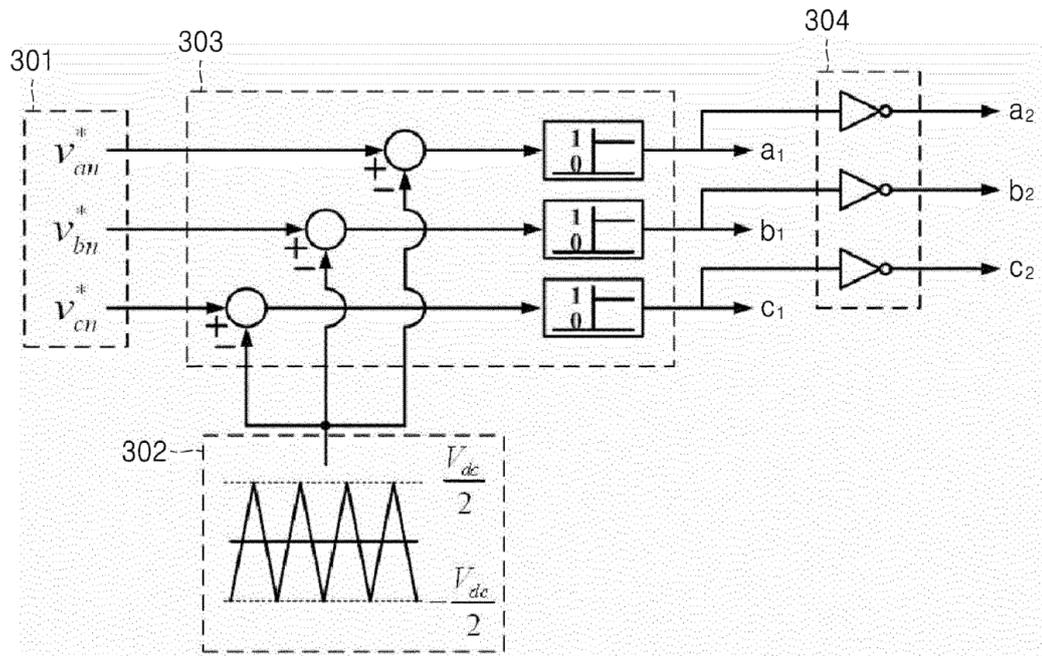


FIG. 4

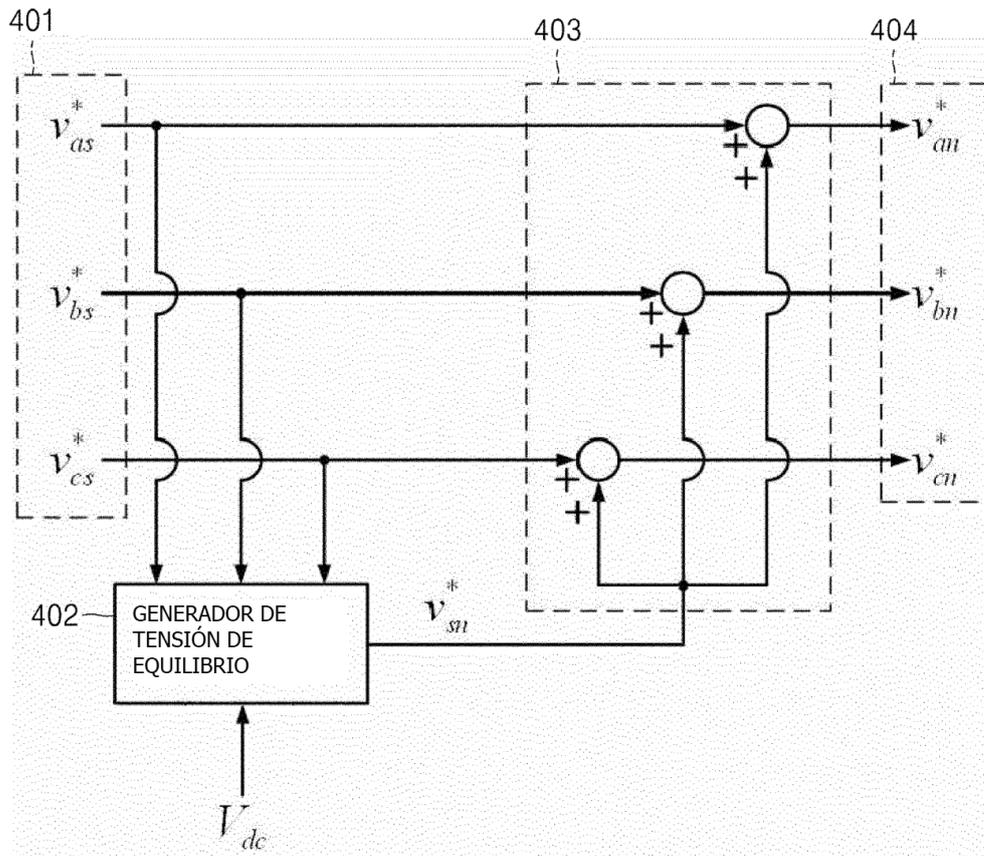


FIG. 5

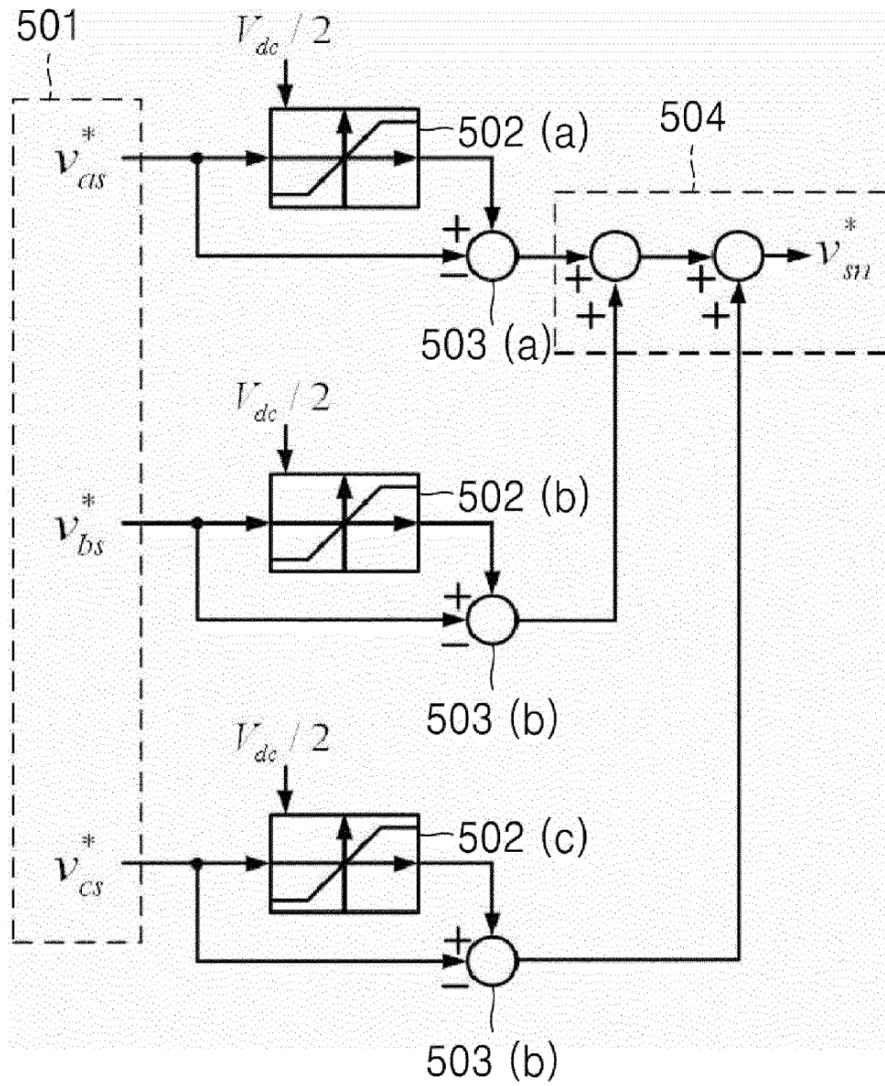


FIG. 6

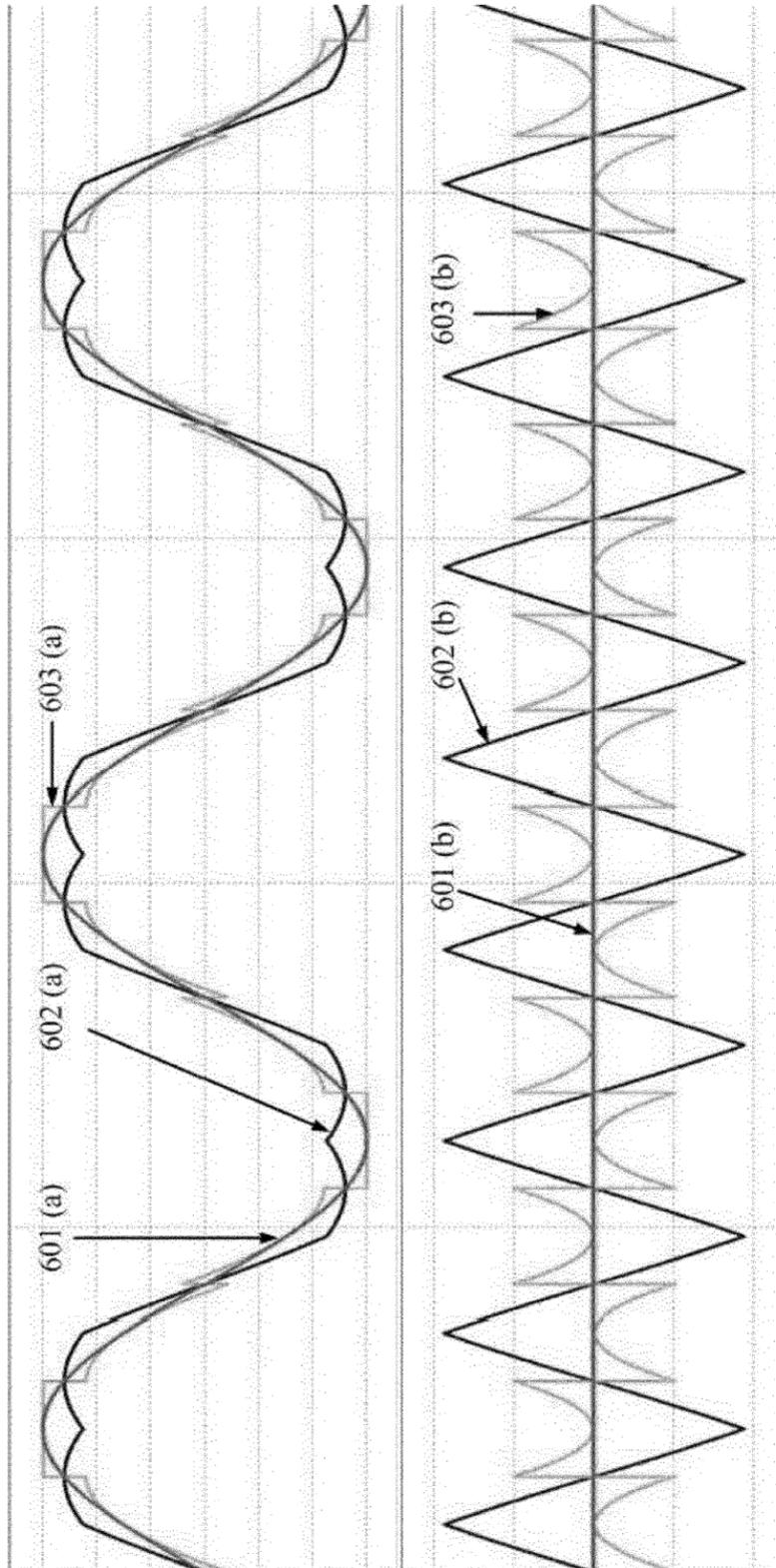


FIG. 7

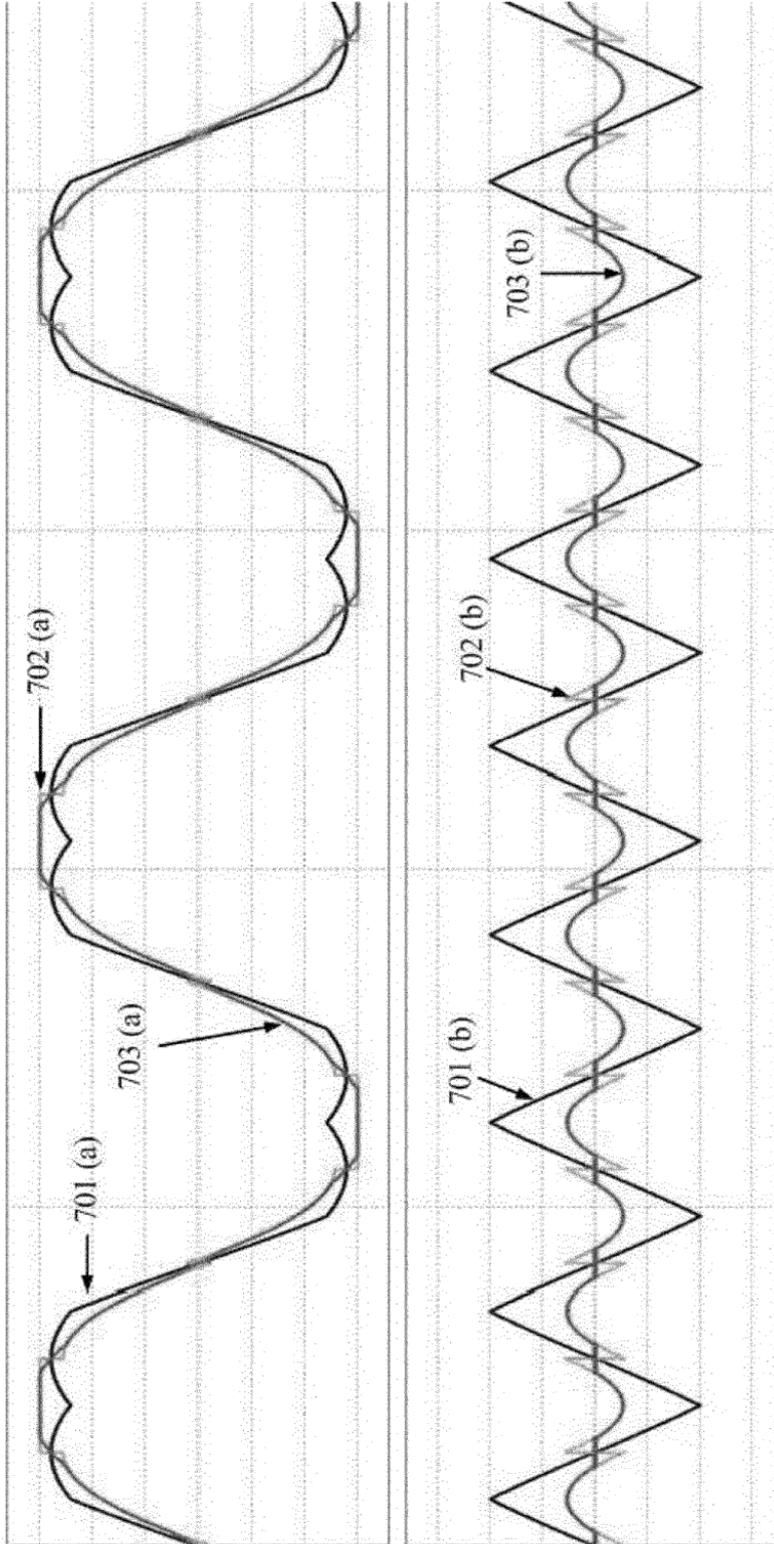


FIG. 8

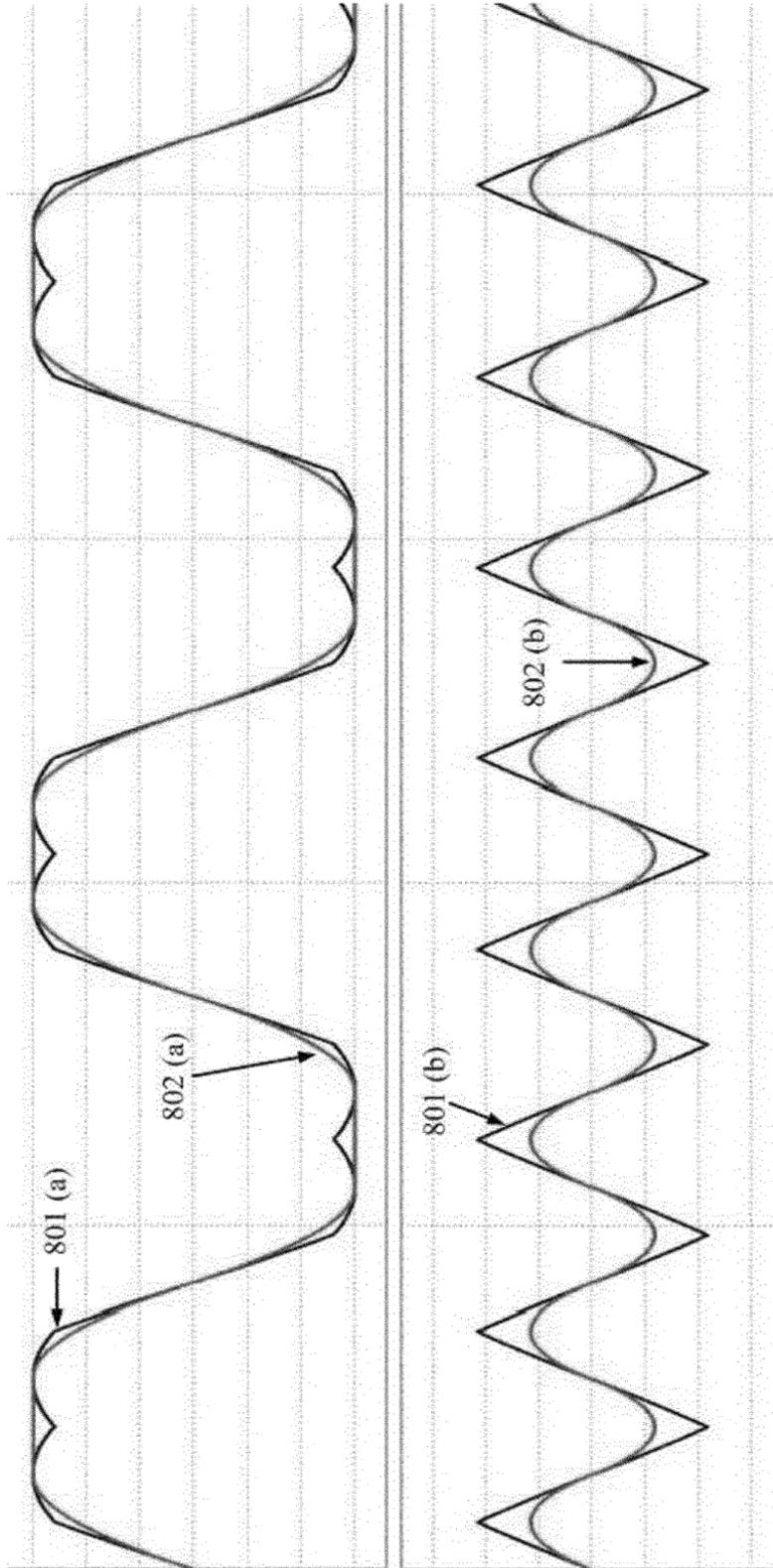


FIG. 9

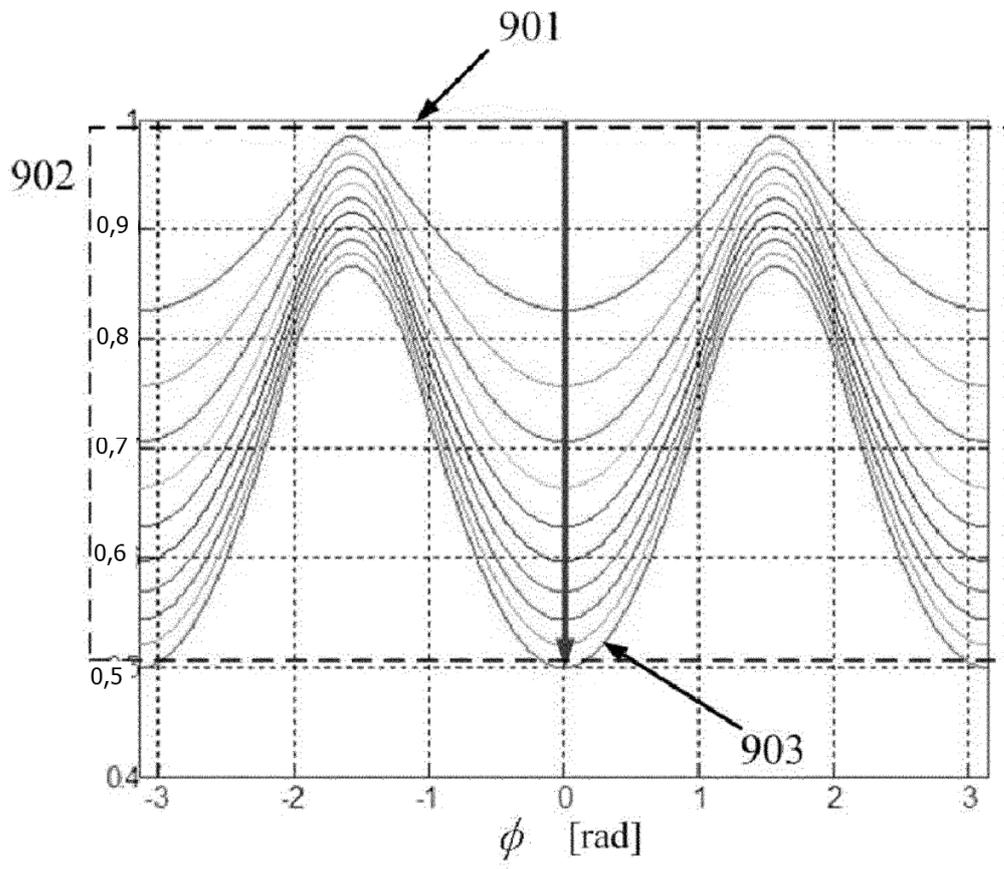


FIG. 10

