

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 687 169**

51 Int. Cl.:

H02M 1/12 (2006.01)

H02M 7/5387 (2007.01)

H02P 27/08 (2006.01)

H02M 7/5395 (2006.01)

H02P 27/06 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **15.03.2016** **E 16160447 (5)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **25.07.2018** **EP 3082240**

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

30 Prioridad:

14.04.2015 KR 20150052599

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

24.10.2018

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 y
YOO, AN-NO**

74 Agente/Representante:

ARIAS SANZ, Juan

ES 2 687 169 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 compensación y método para generar una tensión de compensación de inversor trifásico

5 Antecedentes

1. Campo técnico

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

2. Descripción de la técnica relacionada

15 El documento US2012/249043 A1 divulga un controlador e inversor de técnica anterior y usado para controlar un nivel de tensión y frecuencia de señales que se usan para accionar un motor eléctrico trifásico.

20 A medida que la tecnología de semiconductores de potencia evoluciona, se ha vuelto más sencillo implementar un excitador de tensión variable y frecuencia variable (VVVF) usando dispositivos de potencia que pueden conmutarse a velocidad alta. Un inversor de fuente de tensión que habitualmente recibe una fuente de tensión de CC para generar una fuente de tensión variable de CA se emplea comúnmente como un circuito para generar tensión variable frecuencia variable. Un inversor de fuente de tensión de este tipo se emplea comúnmente por sistema de almacenamiento de energía (ESS), inversor de PV, tecnologías de accionamiento de motor.

25 En modulación de tensión generada por un inversor de fuente de tensión de este tipo, pueden emplearse una diversidad de tipos de esquemas de modulación. Uno de los esquemas de modulación usados más comúnmente es el esquema de modulación de anchura de pulsos (PWM). El esquema de PWM puede dividirse en esquema de modulación continua y 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 discontinuo de 60° (DPWM) para reducir la pérdida por conmutación de un semiconductor de potencia.

30 En tales modos de modulación continua o discontinua, se compara una tensión de compensación con una onda portadora tal como una onda triangular para modular la tensión. Para hacer eso, se usan diferentes tensiones de compensación en los modos de modulación continua y discontinua. En la técnica relacionada, existe un problema en que cuando se conmuta un inversor trifásico desde el modo de modulación continua al modo de modulación discontinua, tiene que calcularse una tensión de compensación para el modo de modulación discontinua de acuerdo con un índice de modulación MI.

40 Sumario

Un aspecto de la presente divulgación proporcionar es un generador de tensión de compensación y un método para generar una tensión de compensación de un inversor trifásico que permite modo de modulación de tensión del inversor trifásico para conmutar fácilmente desde un modo de modulación continua a un modo de modulación discontinua ajustando simplemente la ponderación, sin calcular adicionalmente otra tensión de compensación.

45 Otro aspecto de la presente divulgación es proporcionar un generador de tensión de compensación y un método para generar una tensión de compensación de un inversor trifásico, por el que puede reducirse la distorsión armónica total (THD) en un periodo con un índice de modulación bajo en comparación con el esquema de modulación discontinua en la técnica relacionada y puede reducirse la pérdida por conmutación en comparación con el esquema de modulación continua en la técnica relacionada, por medio del ajuste del periodo de modulación discontinua.

50 Otros objetos de la presente divulgación no se limitan al objeto descrito anteriormente y pueden apreciarse otros objetos y ventajas mediante la siguiente descripción descrita con referencia a las realizaciones de la presente divulgación. Además, se apreciará fácilmente que los objetos y ventajas de la presente invención pueden realizarse mediante medios citados y una combinación de los mismos en las reivindicaciones adjuntas.

55 De acuerdo con un aspecto de la presente divulgación, como se expone en la reivindicación 1, un generador de tensión de compensación 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 producir 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 producir 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 producir una tercera señal de tensión límite; y un sumador configurado para añadir 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

producir una tensión de compensación. El valor límite máximo y el valor límite mínimo se determinan mediante una ponderación determinada y una tensión de enlace de CC del inversor trifásico, en el que el modo de modulación de tensión del inversor trifásico puede conmutarse desde el modo de modulación continua al modo de modulación discontinua ajustando la ponderación, sin calcular adicionalmente otra tensión de compensación. De acuerdo con una realización preferida de la presente divulgación, un dispositivo de control de inversor trifásico para controlar 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 generar una tensión de compensación usando un generador de tensión de compensación de acuerdo con aspectos de la presente divulgación, y añadir la tensión de compensación a la primera señal de tensión de fase, la segunda señal de tensión de fase y la tercera señal de tensión de fase para generar 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 generar señales de control para la pluralidad de elementos de conmutación, en el que el valor límite máximo y el valor límite mínimo se determinan mediante una ponderación determinada y una tensión de enlace de CC del inversor trifásico, y en el que el modo de modulación de tensión del inversor trifásico puede conmutarse desde el modo de modulación continua al modo de modulación discontinua ajustando la ponderación, sin calcular adicionalmente otra tensión de compensación. Como una ventaja, de acuerdo con una realización ilustrativa de la presente divulgación, se ajusta un periodo de modulación discontinua, de tal forma que puede reducirse la distorsión armónica total (THD) en un periodo con un índice de modulación bajo en comparación con el esquema de modulación discontinua en la técnica relacionada y puede reducirse la pérdida por conmutación en comparación con el esquema de modulación continua en la técnica relacionada.

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 compensación de un inversor trifásico de acuerdo con una realización ilustrativa de la presente divulgación; la Figura 2 muestra un proceso de generación de una señal de tensión de polo trifásica mediante un generador de señal de tensión de polo en la unidad de control de PWM en la técnica relacionada; la Figura 3 muestra un proceso que un generador de señal de control en la unidad de control de PWM genera una señal de control para elementos de conmutación usando 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 ilustrativa de la presente divulgación; la Figura 5 es diagrama de bloques del generador de tensión de compensación de acuerdo con una realización ilustrativa de la presente divulgación; la Figura 6 es un gráfico que muestra una relación entre tres señales de tensión de fase y un índice de modulación de acuerdo con una realización ilustrativa de la presente divulgación; la Figura 7 es un gráfico que muestra una relación entre una ponderación y un índice de modulación de acuerdo con una realización ilustrativa de la presente divulgación; la Figura 8 es un gráfico que muestra una ponderación que tiene cualquier valor dentro del intervalo de operación discontinua de acuerdo con una realización ilustrativa de la presente divulgación; las Figuras 9 a 11 son gráficos para comparar formas de onda de una tensión de compensación y tensión de polo de acuerdo con esquema de control de PWM de la presente divulgación con formas de onda de 60°DPWM en la técnica relacionada variando el índice de modulación MI de acuerdo con la ponderación establecida como se muestra en la Figura 8; la Figura 12 es un gráfico que muestra una relación de pérdida por conmutación en cada uno de los esquemas de modulación con respecto a pérdida por conmutación en el esquema de modulación continua de acuerdo con diferencia de fase φ entre las señales de tensión de fase y la corriente de fase; y la Figura 13 es un gráfico para comparar la distorsión armónica total ponderada (WTHD) en esquema de modulación de tensión continua y esquema de modulación de tensión discontinua en la técnica relacionada con WTHD en el método para generar tensión de compensación de acuerdo con una realización ilustrativa de la presente divulgación.

Descripción detallada

Los objetos, características y ventajas anteriores serán evidentes a partir de la descripción detallada con referencia a los dibujos adjuntos. Se describen realizaciones con detalle suficiente para habilitar que los expertos en la materia practiquen fácilmente la idea técnica de la presente divulgación. Divulgaciones detalladas de funciones o configuraciones bien conocidas pueden omitirse para no obstaculizar innecesariamente la esencia de la presente divulgación. En lo sucesivo, se describirán en detalle realizaciones de la presente divulgación con referencia a los dibujos adjuntos. A lo largo de los dibujos, números de referencia similares se refieren a elementos similares.

La Figura 1 muestra un ejemplo de un inversor trifásico al que se aplica un método para generar una tensión de compensación de un inversor trifásico de acuerdo con una realización ilustrativa de la presente divulgación. El inversor trifásico mostrado en la Figura 1 es un inversor de fuente de tensión trifásica de dos niveles usado en el accionamiento de un ESS o accionamiento de motor.

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

Las tensiones de enlace de CC alisadas $V_{cc}/2$ se convierten a una tensión de CA trifásica a través de un número 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 encienden/apagan de una forma complementaria. Análogamente, el elemento de conmutación b1 y el elemento de conmutación b2 se encienden/apagan de una forma complementaria y el elemento de conmutación c1 y el elemento de conmutación c2 se encienden/apagan de una forma complementaria.

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

Los elementos de conmutación a1, a2, b1, b2, c1 y c2 en la parte de conmutación 102 se encienden/apagan de una forma complementaria, respectivamente, para generar una tensión de CA trifásica. Las operaciones de conmutación (operaciones de encendido/apagado) de los elementos de conmutación a1, a2, b1, b2, c1 y c2 se realizan de acuerdo con señales de control producidas desde una unidad de control de PWM 104 como se muestra en la Figura 1. La unidad de control de PWM 104 genera señal de control para controlar las operaciones de conmutación de los elementos de conmutación a1, a2, b1, b2, c1 y c2 usando una señal de tensión trifásica introducida desde un dispositivo externo.

La Figura 2 muestra un proceso de generación de una señal de tensión de polo trifásica mediante un generador de señal de tensión de polo en la unidad de control de PWM 104 en la técnica relacionada.

Haciendo referencia a la Figura 2, el generador de señal de tensión de polo en la unidad de control de PWM 104 añade tres señales de tensión de fase 201 incluyendo 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 compensación V_{sn}^* generada en un generador de tensión de compensación 202, respectivamente, generando de este modo señales de tensión de polo trifásicas 203 incluyendo 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 compensación V_{sn}^* es un componente que existe comúnmente en las señales de tensión de polo 203 y es una tensión de secuencia cero de tal forma que no afecta la combinación de tensiones de fase a fase.

Por consiguiente, 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 compensación V_{sn}^* como se expresa en la Ecuación 1:

[Ecuación 1]

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

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

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

La Figura 3 muestra un proceso 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.

Las señales de tensión de polo 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 portadora 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, el ciclo de la onda portadora 302 es igual a la frecuencia de conmutación. El pico tiene el valor máximo de $V_{cc}/2$ y el valor mínimo de $-V_{cc}/2$.

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 portadora 302, y se emite el valor de 1 si la diferencia es igual a o mayor de 0, y se emite el valor de 0 si la diferencia es menor de 0 (como se indica mediante el número de referencia 303). Por consiguiente, se emite una señal de encendido 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 de 0, y se emite una señal de encendido 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 de 0 mediante puertas NOT 304.

En los procesos de generación de señales de control mediante la unidad de control de PWM 104 en la técnica relacionada como se muestra en la Figuras 2 y 3, el modo de modulación se determina finalmente basándose en la tensión de compensación V_{sn}^* generada en el generador de tensión de compensación 202. Por ejemplo, la tensión de compensación V_{sn}^* para PWM sinusoidal (SPWM), que es un modo de modulación continua, es como se indica a continuación:

[Ecuación 2]

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

Además, la tensión de compensación V_{sn}^* para PWM de vector espacial (SVPWM) es como se indica a continuación:

[Ecuación 3]

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

donde V_{\max} indica la más grande 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 se cambian señales de control para todos los elementos de conmutación por un ciclo de una onda portadora.

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

[Ecuación 4]

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

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

Como se ha descrito anteriormente, en el control de PWM usando la tensión de compensación, tienen que calcularse diferentes tensiones de compensación para conmutar desde el 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 en que aunque se reduce la pérdida por conmutación, aumenta la distorsión armónica total (THD) en la corriente producida. Además, existe un inconveniente en la técnica relacionada en que aunque la THD en la corriente producida es baja en comparación con el modo de modulación discontinua, aumenta la pérdida por conmutación.

Además, de acuerdo con el modo de modulación discontinua existente usando la tensión de compensación, el periodo de modulación discontinua siempre se establece a 120° de un ciclo de una onda fundamental. Por consiguiente, cuando el índice de modulación MI es bajo, la THD en la corriente producida es muy grande en el modo de modulación discontinua. Como resultado, existe otro problema en el índice de modulación por el cual empieza la modulación discontinua se limita para reducir pérdida por conmutación.

Para superar tales problemas, se proporcionan un generador de tensión de compensación y un método para generar una tensión de compensación de un inversor trifásico que permite modo de modulación de tensión del inversor trifásico para conmutar fácilmente desde un modo de modulación continua a un modo de modulación discontinua ajustando simplemente la ponderación, sin calcular adicionalmente otra tensión de compensación.

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 ilustrativa de la presente divulgación.

Haciendo referencia a la Figura 4, el generador de señal de tensión de polo añade tres señales de tensión de fase incluyendo 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 compensación V_{sn}^* generada en un generador de tensión de compensación 402, respectivamente, (como se indica mediante el número de referencia 403), generando de este modo señales de tensión de polo trifásicas 404 incluyendo 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 compensación 402 de acuerdo con la realización ilustrativa de la presente divulgación genera una tensión de compensación V_{sn}^* usando señales de tensión de fase 401, una ponderación predeterminada k y una tensión de enlace de CC V_{cc} del inversor trifásico.

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

[Ecuación 5]

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

10

Si la tensión de compensación V_{sn}^* es $\frac{V_{cc}}{2} - v_{\max}$ o $-\frac{V_{cc}}{2} - v_{\min}$, las señales de tensión de polo 404 siempre se convierten a $V_{cc}/2$ o $-V_{cc}/2$ cuando la señal de tensión de fase 401 tiene el valor máximo, y por consiguiente la unidad de control de PWM 104 opera en un modo de modulación discontinua.

- 15 En contraste, la tensión de compensación V_{sn}^* de acuerdo con la realización ilustrativa de la presente divulgación se define usando la ponderación predeterminada k como se expresa en la Ecuación 6 a continuación:

[Ecuación 6]

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

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

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

20

donde k tiene el intervalo de $0 \leq k \leq 1$.

En lo sucesivo, se describirá en detalle con referencia a la Figura 5 un proceso de generación de una tensión de compensación V_{sn}^* mediante el generador de tensión de compensación 402 de acuerdo con la ecuación 6.

25

La Figura 5 es diagrama de bloques del generador de tensión de compensación 402 de acuerdo con una realización ilustrativa de la presente divulgación.

Haciendo referencia a la Figura 5, el generador de tensión de compensación 402 de acuerdo con la realización ilustrativa genera una tensión de compensación V_{sn}^* usando tres señales de tensión de fase V_{as}^* , V_{bs}^* y V_{cs}^* y correspondientes señales límite V_{as} , V_{bs} y V_{cs} de acuerdo con la ecuación 7 a continuación:

30

[Ecuación 7]

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

35

donde las señales límite V_{as} , V_{bs} y V_{cs} se definen como se indica a continuación:

[Ecuación 8]

$$v_{as} = \text{acotar} \left(\left(-k \frac{V_{cc}}{2}, -\frac{V_{cc}}{2} \right), \left(k \frac{V_{cc}}{2}, \frac{V_{cc}}{2} \right), v_{as}^* \right)$$

$$v_{bs} = \text{acotar} \left(\left(-k \frac{V_{cc}}{2}, -\frac{V_{cc}}{2} \right), \left(k \frac{V_{cc}}{2}, \frac{V_{cc}}{2} \right), v_{bs}^* \right)$$

$$v_{cs} = \text{acotar} \left(\left(-k \frac{V_{cc}}{2}, -\frac{V_{cc}}{2} \right), \left(k \frac{V_{cc}}{2}, \frac{V_{cc}}{2} \right), v_{cs}^* \right)$$

40

donde la función $\text{acotar}()$ se define como se indica a continuación:

[Ecuación 9]

$$\text{acotar}((a,b),(c,d),x) = \begin{cases} b & x < a \\ d & x > c \\ x & a \leq x \leq c \end{cases}$$

El generador de tensión de compensación 402 de acuerdo con la realización ilustrativa de la presente divulgación genera la tensión de compensación V_{sn}^* como se expresa en la Ecuación 7 de la siguiente manera. Haciendo referencia a la Figura 5, el generador de tensión de compensación 402 de acuerdo con la realización ilustrativa de la presente divulgación incluye un primer limitador 502(a), un segundo limitador 502(b) y un tercer limitador 502(c) respectivamente que corresponden a 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}^* .

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 producir la primera señal límite V_{as} . En esta

realización ilustrativa, el valor límite máximo puede establecerse a $k \frac{V_{cc}}{2}$, y el valor límite mínimo puede establecerse a $-k \frac{V_{cc}}{2}$, donde k indica una ponderación predeterminada.

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

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

A continuación, el generador de tensión de compensación 402 produce, como la tensión de compensación V_{sn}^* , la suma de la diferencia entre la primera señal límite V_{as} y la primera señal de tensión de fase V_{as}^* , la diferencia entre la segunda señal límite V_{bs} y la segunda señal de tensión de fase V_{bs}^* , y la diferencia entre la tercera señal límite V_{cs} y la tercera señal de tensión de fase V_{cs}^* , como se muestra en la Figura 5.

En la Figura 5, la tensión de compensación V_{sn}^* generada por el generador de tensión de compensación 402 se vuelve 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 compensación V_{sn}^* es 0, la unidad de control de PWM 104 de la Figura 1 se opera en el modo de SPWM que es un esquema de modulación continua. 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 compensación se vuelve

$v_{sn}^* = \frac{V_{cc}}{2} - v_{max}$ o $v_{sn}^* = -\frac{V_{cc}}{2} - v_{max}$. Por consiguiente, la señal de tensión de polo se vuelve $V_{cc}/2$ o $-V_{cc}/2$, de tal forma que la unidad de control de PWM 104 se conmuta al modo de modulación discontinua. Cuando la unidad de control de PWM 104 opera en el modo de modulación discontinua, el periodo de modulación discontinua de la unidad de control de PWM 104 se determina mediante la ponderación k.

En consecuencia, de acuerdo con la realización ilustrativa 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 ajustando simplemente la ponderación k, sin calcular adicionalmente otra tensión de compensación.

En lo sucesivo, se describirá con referencia a las Figuras 6 a 8 un intervalo de la ponderación k cuando la unidad de control de PWM 104 de acuerdo con una realización ilustrativa de la presente divulgación opera en el modo de modulación discontinua.

Para que la unidad de control de PWM 104 opere en el modo de modulación discontinua, la ponderación k tiene que encontrarse dentro de un intervalo de operación discontinua predeterminado. El intervalo de operación discontinua se determina mediante un índice de modulación MI. El índice de modulación se define como se expresa en la Ecuación 10 a continuación:

[Ecuación 10]

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

donde V_m indica la magnitud de señal de tensión de fase.

5 De acuerdo con la realización ilustrativa, la modulación discontinua de la unidad de control de PWM 104 se inicia cuando el índice de modulación MI es mayor que la ponderación k, y el periodo de modulación discontinua de la unidad de control de PWM 104 es más largo cuando el índice de modulación MI es mayor.

10 La Figura 6 es un gráfico que muestra una relación entre tres señales de tensión de fase y el índice de modulación de acuerdo con una realización ilustrativa de la presente divulgación.

15 El gráfico mostrado en la Figura 6 muestra formas de onda de una primera señal de tensión de fase 603(a), una segunda señal de tensión de fase 603(b) y una tercera señal de tensión de fase 603(c), que se normalizan a la tensión de enlace de CC $V_{cc}/2$. Como se muestra en la Figura 6, el valor máximo y el valor mínimo de la primera señal de tensión de fase 603(a), la segunda señal de tensión de fase 603(b) y la tercera señal de tensión de fase 603(c) son MI y -MI, respectivamente.

20 La Figura 6 muestra un intervalo permitido 601 de la ponderación k. Como se ha descrito anteriormente, la modulación discontinua se inicia cuando la ponderación k es más pequeña que el índice de modulación MI. Cuando la ponderación k es igual al índice de modulación MI, la unidad de control de PWM 104 opera en el modo de SPWM.

25 En la Figura 6, el valor mínimo 602 de la ponderación k es $\frac{\sqrt{3}}{2} MI$. Cuando la ponderación k es el valor mínimo 602, la unidad de control de PWM 104 opera en el modo de 60°DPWM que es un modo de modulación discontinua.

Como puede observarse a partir de la Figura 6, la modulación discontinua de la unidad de control de PWM 104 se

30 inicia cuando $k < MI$, y tiene que cumplirse la relación $k \geq \frac{\sqrt{3}}{2} MI$. Ya que la ponderación k tiene que encontrarse dentro del intervalo de $0 \leq k \leq 1$, el intervalo de operación discontinua se define finalmente como se indica a continuación:

[Ecuación 11]

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \leq \frac{k}{MI} \leq 1, \quad 0 \leq k \leq 1$$

35 La Figura 7 es un gráfico que muestra una relación entre la ponderación y índice de modulación de acuerdo con una realización ilustrativa de la presente divulgación.

Para que la unidad de control de PWM 104 opere en el modo de modulación discontinua, el gradiente de ponderación k con respecto un índice de modulación MI tiene que ser igual o menor que 1 (como se indica mediante el número de referencia 701), como se muestra en la Figura 7. En particular, cuando la unidad de control de PWM

40 104 opera en 60°DPWM, el gradiente de la ponderación k con respecto un índice de modulación MI se vuelve $\frac{\sqrt{3}}{2}$, como se muestra en la Figura 7. En la Figura 7, MI_inicio indica un punto de inicio de modulación discontinua 703 en el que la unidad de control de PWM 104 se inicia para operar en el modo de modulación discontinua.

45 Por consiguiente, como se muestra en la Figura 7, cuando la unidad de control de PWM 104 opera en el modo de modulación discontinua, la ponderación k tiene que encontrarse dentro de intervalo de operación discontinua 704.

50 La Figura 8 es un gráfico que muestra una ponderación 801 que tiene cualquier valor dentro del intervalo de operación discontinua de acuerdo con una realización ilustrativa de la presente divulgación. Las Figuras 9 a 11 son gráficos para comparar formas de onda de una tensión de compensación y tensión de polo de acuerdo con esquema de control de PWM de la presente divulgación con formas de onda de 60°DPWM en la técnica relacionada variando el índice de modulación MI de acuerdo con la ponderación establecida como se muestra en la Figura 8.

55 En la Figura 9, el índice de modulación MI del esquema de control de PWM de acuerdo con la realización ilustrativa de la presente divulgación se establece a 0,5. La Figura 9 muestra una forma de onda 901(a) de una señal de tensión de polo en esquema de 60°DPWM en la técnica relacionada y una forma de onda 902(a) de una señal de tensión de polo en esquema de control de PWM de acuerdo con una realización ilustrativa de la presente

divulgación. Ya que el índice de modulación MI es más bajo que el punto de inicio de modulación discontinua MI_inicio, la forma de onda 902(a) de la señal de tensión de polo en esquema de control de PWM de acuerdo con la realización ilustrativa de la presente divulgación es idéntica a la forma de onda de la señal de tensión de polo de SPWM.

5 Además, la Figura 9 muestra una forma de onda 901(b) de una tensión de compensación en esquema de 60°DPWM en la técnica relacionada y una forma de onda 902(b) de una tensión de compensación en esquema de control de PWM de acuerdo con una realización ilustrativa de la presente divulgación. Ya que el índice de modulación MI es más bajo que el punto de inicio de modulación discontinua MI_inicio, la forma de onda 902(b) de la tensión de
10 compensación en esquema de control de PWM de acuerdo con la realización ilustrativa de la presente divulgación se vuelve 0.

En la Figura 10, el índice de modulación MI del esquema de control de PWM de acuerdo con la realización ilustrativa de la presente divulgación se establece a 0,7. La Figura 10 muestra una forma de onda 1001(a) de una señal de
15 tensión de polo en esquema de 60°DPWM en la técnica relacionada y una forma de onda 1002(a) de una señal de tensión de polo en esquema de control de PWM de acuerdo con una realización ilustrativa de la presente divulgación. Ya que el índice de modulación MI es mayor que el punto de inicio de modulación discontinua MI_inicio, la unidad de control de PWM 104 de acuerdo con la realización ilustrativa de la presente divulgación empieza a operar en el modo de modulación discontinua. Sin embargo, como se muestra en la Figura 10, la forma de onda
20 1002(a) de la señal de tensión de polo en el esquema de control de PWM de acuerdo con la realización ilustrativa de la presente divulgación es más pequeña que la forma de onda 1001(a) de la señal de tensión de polo en esquema de 60°DPWM en la técnica relacionada.

Además, la Figura 10 muestra una forma de onda 1001(b) de una tensión de compensación en esquema de
25 60°DPWM en la técnica relacionada y una forma de onda 1002(b) de una tensión de compensación en el esquema de control de PWM de acuerdo con la realización ilustrativa de la presente divulgación. Como se muestra en la Figura 10, la forma de onda 1002(a) de la tensión de compensación en el esquema de control de PWM de acuerdo con la realización ilustrativa de la presente divulgación no es completamente idéntica a la forma de onda 1002(b) de la tensión de compensación en esquema de 60°DPWM en la técnica relacionada.

En la Figura 11, el índice de modulación MI del esquema de control de PWM de acuerdo con la realización ilustrativa de la presente divulgación se establece a $2/\sqrt{3}$ y por consiguiente la ponderación k se vuelve 1. Por consiguiente, como se muestra en la Figura 11, la forma de onda de la señal de tensión de polo en el esquema de control de PWM de acuerdo con la realización ilustrativa de la presente divulgación es idéntica a la forma de onda de la señal de
35 tensión de polo en el esquema de 60°DPWM en la técnica relacionada (como se indica mediante el número de referencia 1101(a)) y la forma de onda de la tensión de compensación en el esquema de control de PWM de acuerdo con la realización ilustrativa de la presente divulgación es también idéntica a la forma de onda de la tensión de compensación en el esquema de 60°DPWM en la técnica relacionada (como se indica mediante el número de referencia 1101(b)). Es decir, la unidad de control de PWM 104 de acuerdo con la realización ilustrativa de la
40 presente divulgación realiza modulación de tensión de acuerdo con el esquema de 60°DPWM.

Como se muestra en la Figuras 9 a 11, de acuerdo con el esquema de control de PWM de la realización ilustrativa de la presente divulgación, la unidad de control de PWM 104 opera en modo de SPWM cuando el índice de modulación MI es más pequeña que el punto de inicio de modulación discontinua MI_inicio, y el periodo de modulación discontinua aumenta cuando el índice de modulación MI es igual a o mayor que el punto de inicio de
45 modulación discontinua MI_inicio. Además, cuando el índice de modulación es $2/\sqrt{3}$ la unidad de control de PWM 104 opera en modo de 60°DPWM, de tal forma que tiene el periodo de modulación discontinua máximo para un ciclo.

50 La Figura 12 es un gráfico que muestra una relación de pérdida por conmutación en cada uno de los esquemas de modulación con respecto a pérdida por conmutación en el esquema de modulación continua de acuerdo con diferencia de fase φ entre las señales de tensión de fase y la corriente de fase.

En la Figura 12, el punto de inicio de modulación discontinua MI_inicio se establece a 0,5 y la ponderación k se establece como en la Figura 8. La Figura 12 muestra la pérdida por conmutación 1201 en el modo de control de PWM de acuerdo con la realización ilustrativa de la presente divulgación cuando el índice de modulación MI es 0,5, que es igual a pérdida por conmutación en SPWM. Además, la Figura 12 muestra la pérdida por conmutación 1202 en el modo de control de PWM de acuerdo con la realización ilustrativa de la presente divulgación cuando el índice
55 de modulación MI se cambia desde el punto de inicio de modulación discontinua MI_inicio a $2/\sqrt{3}$. En la Figura 12, la pérdida por conmutación cuando el índice de modulación MI es $2/\sqrt{3}$ es igual a pérdida por conmutación en
60 60°DPWM en la técnica relacionada.

La Figura 13 es un gráfico para comparar distorsión armónica total ponderada (WTHD) en el esquema de

modulación continua y esquema de modulación discontinua en la técnica relacionada con WTHD en el método para generar tensión de compensación de acuerdo con una realización ilustrativa de la presente divulgación.

La WTHD mostrada en la Figura 13 se define como se indica a continuación:

5

[Ecuación 12]

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

10

donde ω_1 indica la frecuencia de fundamental wave, V_1 indica la magnitud de fundamental wave, n indica el orden de armónico y V_n indica la magnitud de armónico de orden n .

15

La Figura 13 muestra la WTHD 1301 en esquema de 60°DPWM en la técnica relacionada, la WTHD 1302 en el esquema de SPWM en la técnica relacionada, la WTHD 1303 en el esquema de SVPWM en la técnica relacionada y la WTHD 1304 en esquema de control de PWM de acuerdo con una realización ilustrativa de la presente divulgación.

20

Como se muestra en la Figura 13, la WTHD 1304 en esquema de control de PWM de acuerdo con la realización ilustrativa de la presente divulgación es idéntica a la WTHD 1302 en el esquema de SPWM en la técnica relacionada cuando el índice de modulación MI es igual a o menor que el punto de inicio de modulación discontinua MI_inicio. Sin embargo, cuando el índice de modulación MI se vuelve más grande que el punto de inicio de modulación discontinua MI_inicio, el periodo de modulación discontinua aumenta, de tal forma que la WTHD 1304 aumenta gradualmente. Incluso aunque la WTHD 1304 en el esquema PWM de acuerdo con la realización ilustrativa de la presente divulgación aumenta, siempre permanece más bajo que la WTHD 1301 en esquema de 60°DPWM en la técnica relacionada.

25

El esquema de control de PWM de acuerdo con la realización ilustrativa de la presente divulgación descrito anteriormente es un método de modulación de tensión en el que una tensión de secuencia cero o una tensión de compensación calculada usando las señales de tensión de fase, los limitadores y la ponderación se comparan con una onda triangular. La conmutación alisada desde el modo de modulación de tensión continua al modo de modulación de tensión discontinua puede conseguirse añadiendo las diferencias entre señales de tensión de fase y respectivas señales de tensión límite después de haber pasado los limitadores. Además, el periodo de modulación de tensión discontinua puede ajustarse ajustándose el valor límite máximo y el valor límite mínimo definidos mediante la ponderación introducida en los limitadores.

30

35

Utilizando la tensión de compensación así generada, la unidad de control de PWM opera en el modo de modulación continua cuando el índice de modulación se establece a un valor por debajo del punto de inicio de modulación discontinua, mientras que la unidad de control de PWM se conmuta al modo de modulación discontinua cuando el índice de modulación se vuelve más grande que el punto de inicio de modulación discontinua. Aplicando el esquema de control de PWM de acuerdo con una realización ilustrativa de la presente divulgación a un inversor para un ESS, un inversor para un módulo fotovoltaico, un inversor para accionamiento de motor, etc., la THD puede reducirse incluso en un periodo con un índice de modulación bajo mediante el ajuste del periodo de modulación discontinua en comparación con el esquema de modulación discontinua en la técnica relacionada. Además, también puede reducirse la pérdida por conmutación en comparación con el esquema de modulación continua en la técnica relacionada. En consecuencia, la THD en corriente no excede la tolerancia en cada uno de los puntos de accionamiento, mientras reduce la pérdida por conmutación. Variaciones y modificaciones son posibles dentro del alcance de las reivindicaciones adjuntas.

40

45

REIVINDICACIONES

1. Un generador de tensión de compensación (402) en un inversor trifásico (101, 102), operando el inversor trifásico (101, 102) en un modo de modulación continua o un modo de modulación discontinua, comprendiendo el generador de tensión de compensación (402):

5 un primer limitador (502(a)) configurado para comparar una primera señal de tensión de fase (V*as) con un valor límite máximo (kV_{cc}/2) y un valor límite mínimo (-kV_{cc}/2) para producir una primera señal de tensión límite (Vas);
 10 un segundo limitador (502(b)) configurado para comparar una segunda señal de tensión de fase (V*bs) con el valor límite máximo (kV_{cc}/2) y el valor límite mínimo (-kV_{cc}/2) para producir una segunda señal de tensión límite (Vbs);
 un tercer limitador (502(c)) configurado para comparar una tercera señal de tensión de fase (V*cs) con el valor límite máximo (kV_{cc}/2) y el valor límite mínimo (-kV_{cc}/2) para producir una tercera señal de tensión límite (Vcs); y
 15 un sumador (504) configurado para sumar una diferencia entre la primera señal de tensión de fase (V*as) y la primera señal de tensión límite (Vas), una diferencia entre la segunda señal de tensión de fase (V*bs) y la segunda señal de tensión límite (Vbs) y una diferencia entre la tercera señal de tensión de fase (V*cs) y la tercera señal de tensión límite (Vcs), para producir una tensión de compensación (V*sn),
 en el que el valor límite máximo (kV_{cc}/2) y el valor límite mínimo (-kV_{cc}/2) se determinan mediante una ponderación determinada (k) y una tensión de enlace de CC (V_{cc}/2) del inversor trifásico (101, 102), y
 20 en el que el modo de modulación de tensión del inversor trifásico (101, 102) puede conmutarse desde el modo de modulación continua al modo de modulación discontinua ajustando la ponderación (k), sin calcular adicionalmente otra tensión de compensación.

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

30 producir la primera señal de tensión de fase (V*as) como la primera señal de tensión límite (Vas), la segunda señal de tensión de fase (V*bs) como la segunda señal de tensión límite (Vbs) y la tercera señal de tensión de fase (V*cs) como la tercera señal de tensión límite (Vcs), 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 (-kV_{cc}/2) y el valor límite máximo (kV_{cc}/2);
 producir el valor límite mínimo (-kV_{cc}/2) como la primera señal de tensión límite (Vas), como la segunda señal de tensión límite (Vbs) y como la tercera señal de tensión límite (Vcs), 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 (-kV_{cc}/2); y
 35 producir el valor límite máximo (kV_{cc}/2) como la primera señal de tensión límite (Vas), como la segunda señal de tensión límite (Vbs) y como la tercera señal de tensión límite (Vcs), 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 (kV_{cc}/2).

3. El generador de tensión de compensación (402) de la reivindicación 1, en el que el inversor trifásico (101, 102) 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 (-kV_{cc}/2) y el valor límite máximo (kV_{cc}/2) y
 45 el inversor trifásico (101, 102) 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 (-kV_{cc}/2) o mayores que el valor límite máximo (kV_{cc}/2).

4. El generador de tensión de compensación (402) de la reivindicación 1, en el que el inversor trifásico (101, 102) opera en el modo de modulación discontinua si la ponderación (k) se encuentra dentro de un intervalo de operación discontinua predeterminado, y
 50 el inversor trifásico (101, 102) opera en el modo de modulación continua si la ponderación (k) no se encuentra dentro del intervalo de operación discontinua predeterminado.

5. El generador de tensión de compensación (402) de la reivindicación 4, en el que el intervalo de operación discontinua se define como:

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \leq \frac{k}{MI} \leq 1, \quad 0 \leq k \leq 1$$

60 donde k indica la ponderación y MI indica un índice de modulación.

6. Un dispositivo de control de inversor trifásico (104) para controlar operaciones de conmutación de una pluralidad de elementos de conmutación (a1, a2, b1, b2, c1, c2) en un inversor trifásico (101,102) comprendiendo el dispositivo de control de inversor trifásico (104):

5 un generador de señal de tensión de polo configurado para generar una tensión de compensación (V^{*sn}) usando un generador de tensión de compensación (402) de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, y añadir la tensión de compensación (V^{*sn}) a 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}) 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

10 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 señales de control para la pluralidad de elementos de conmutación (a1, a2, b1, b2, c1, c2), en el que el valor límite máximo ($kV_{cc}/2$) y el valor límite mínimo ($-kV_{cc}/2$) se determinan mediante una ponderación determinada (k) y una tensión de enlace de CC ($V_{cc}/2$) del inversor trifásico (101, 102), y

15 en el que el modo de modulación de tensión del inversor trifásico (101, 102) puede conmutarse desde el modo de modulación continua al modo de modulación discontinua ajustando la ponderación (k), sin calcular adicionalmente otra tensión de compensación.

FIG. 1

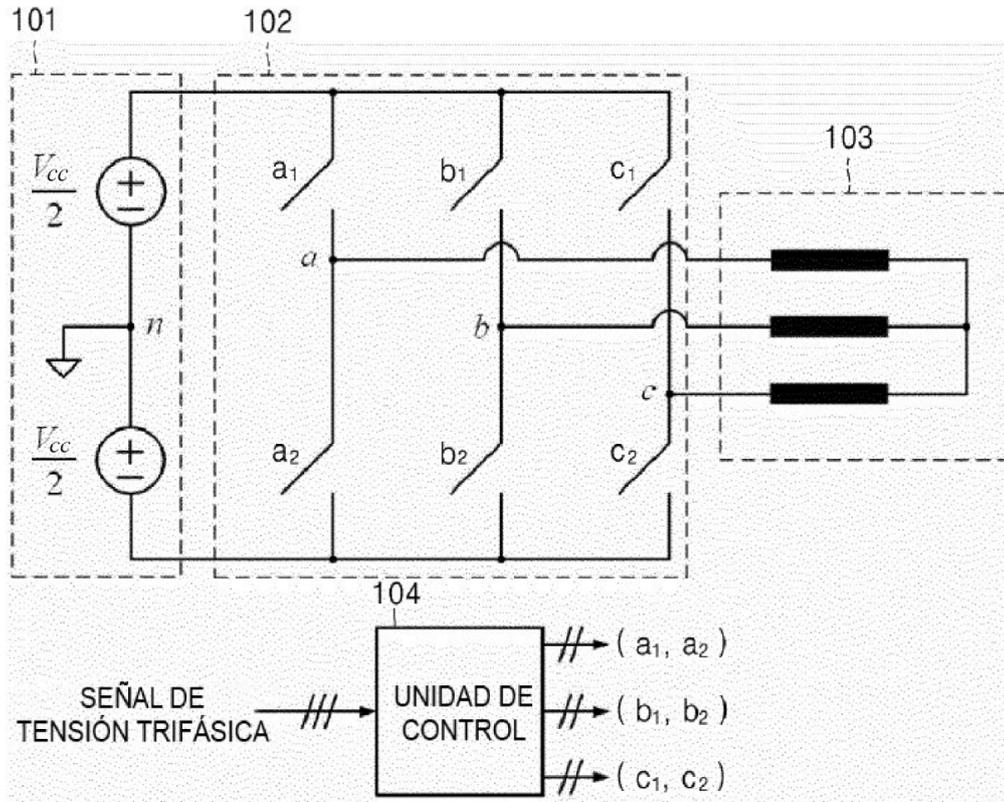


FIG. 2

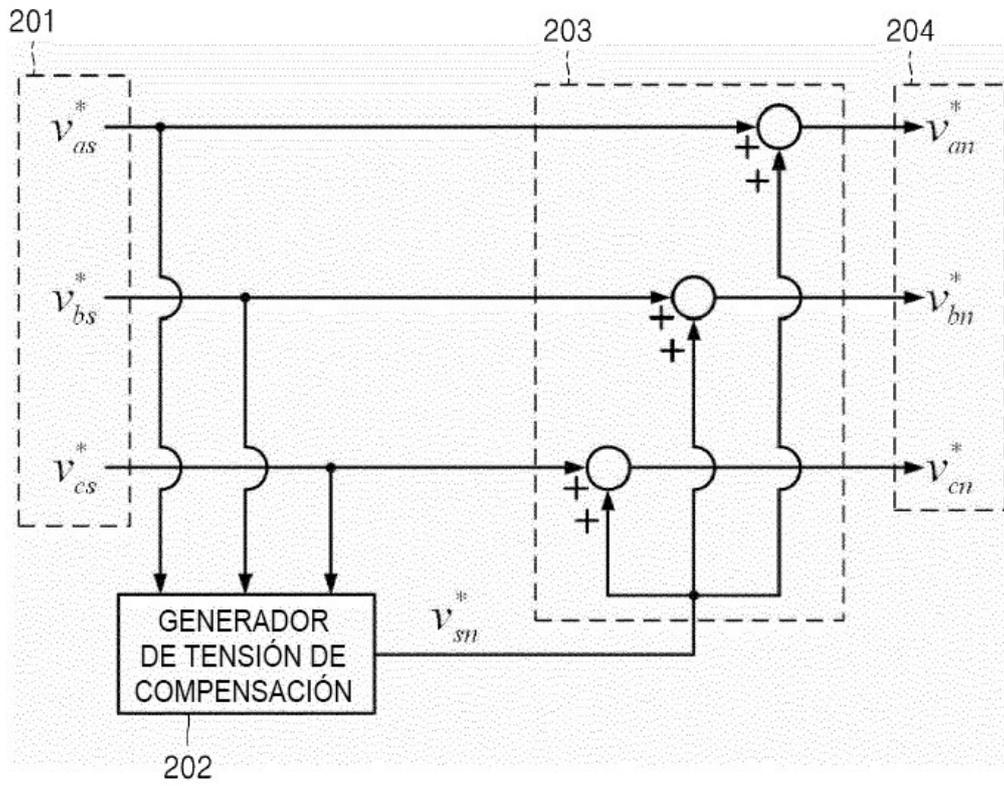


FIG. 3

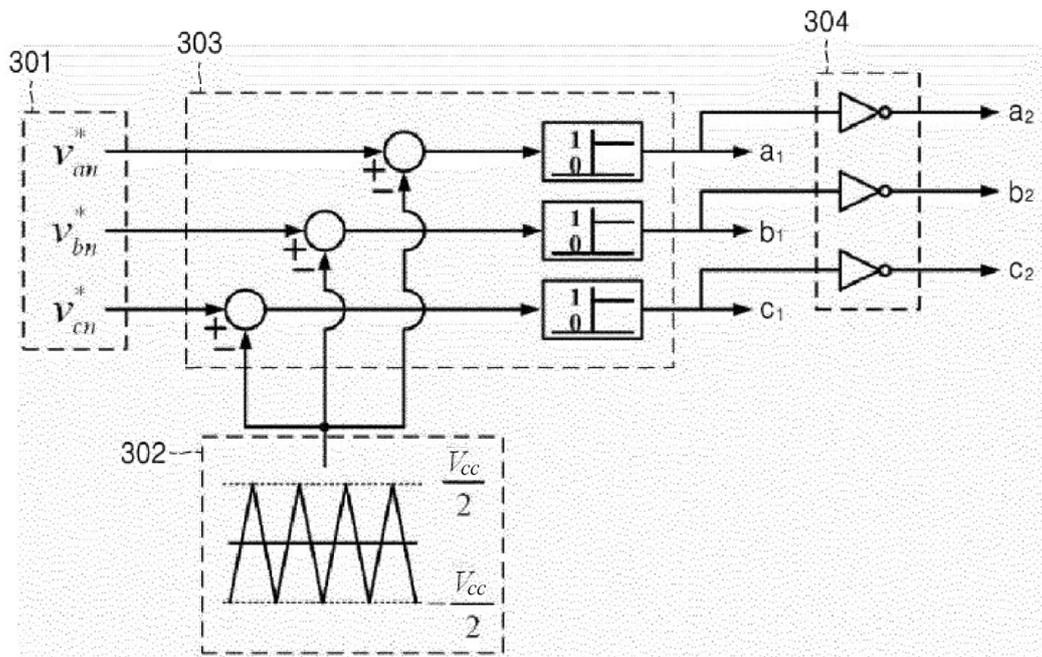


FIG. 4

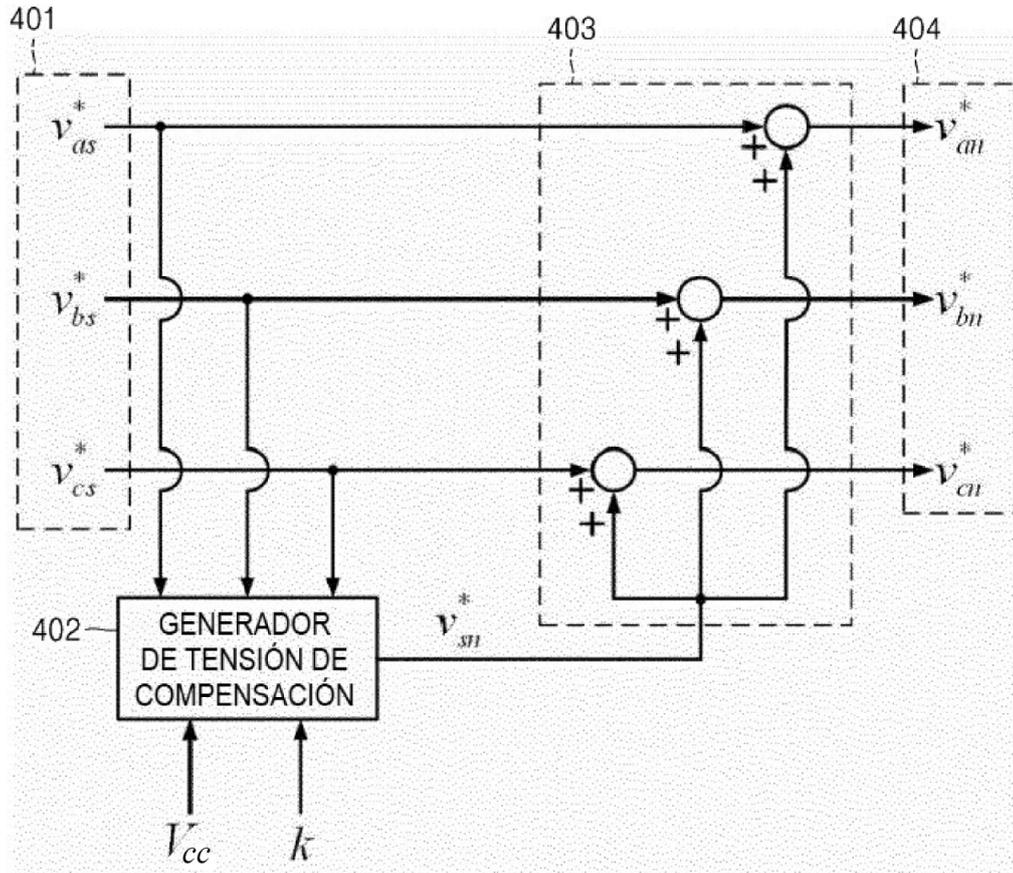


FIG. 5

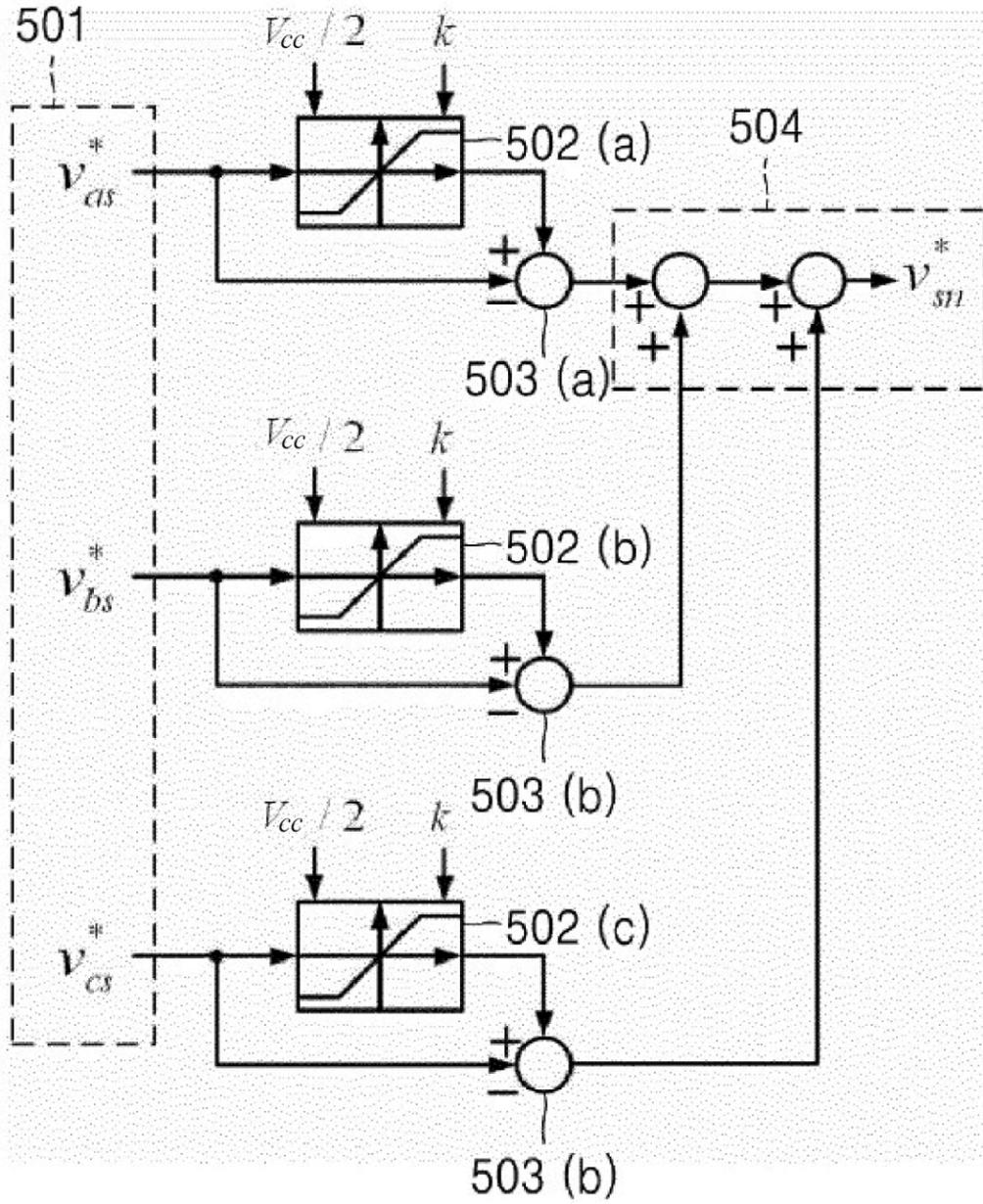


FIG. 6

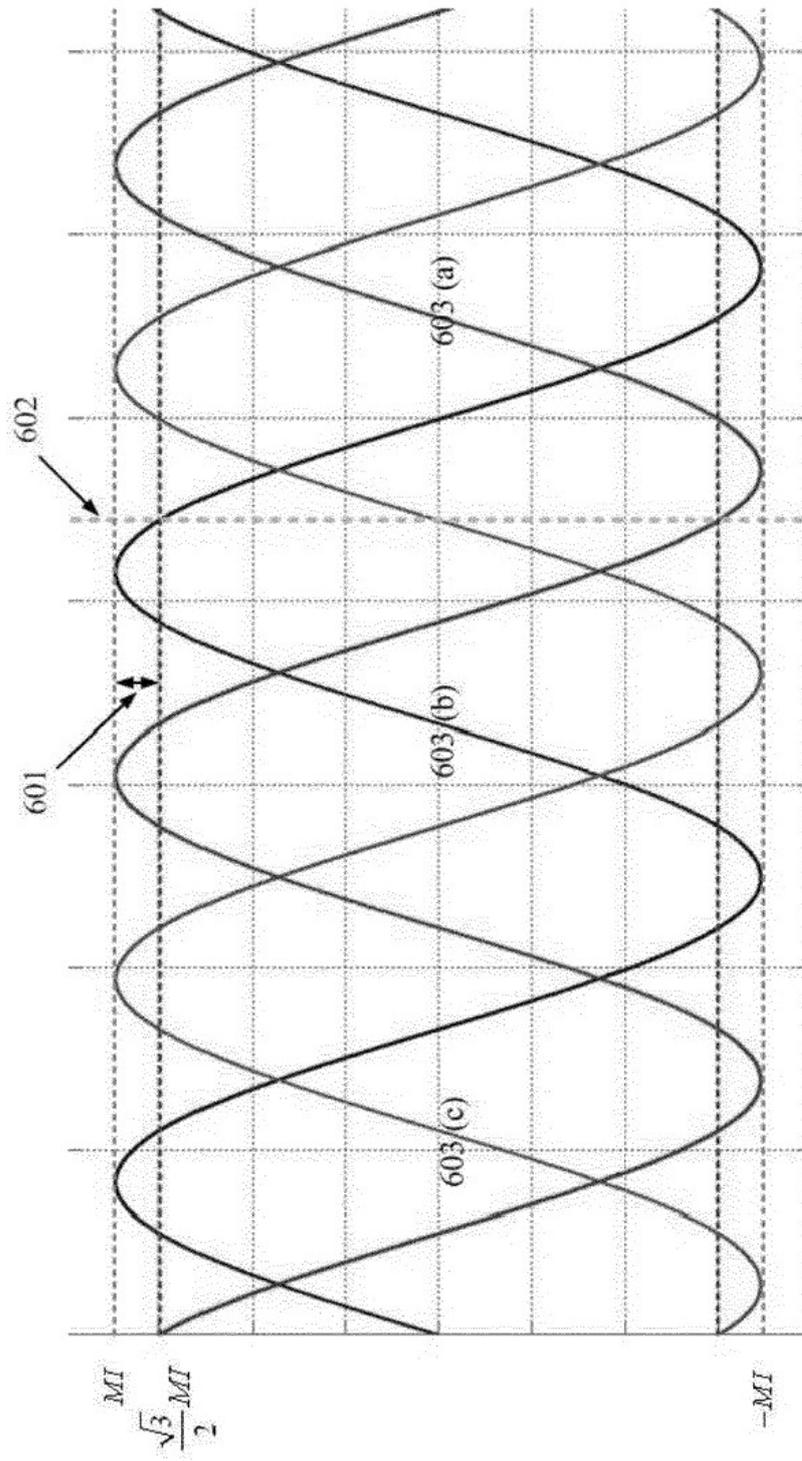


FIG. 7

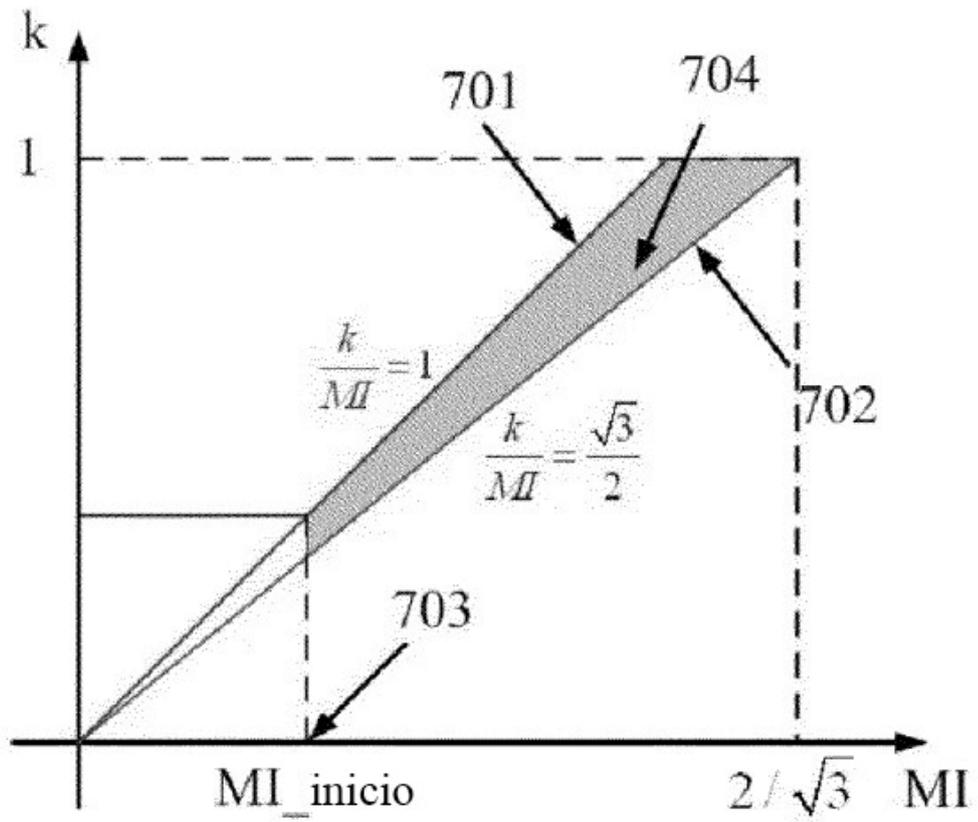


FIG. 8

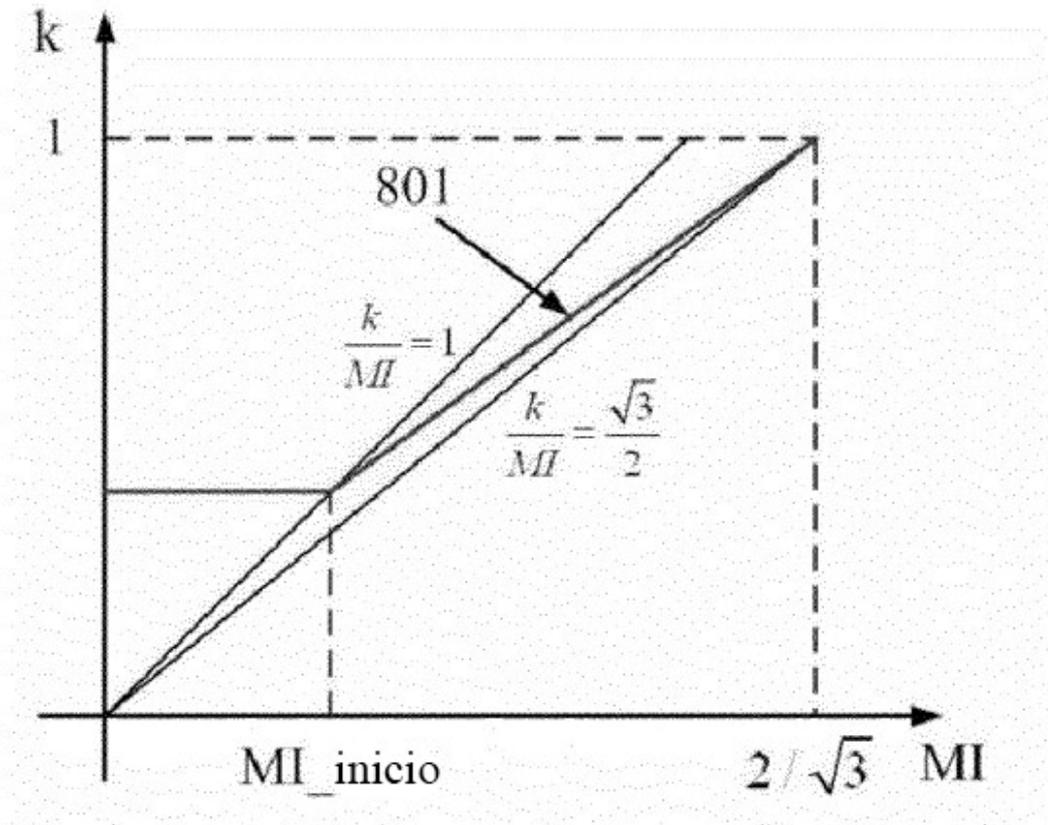


FIG. 9

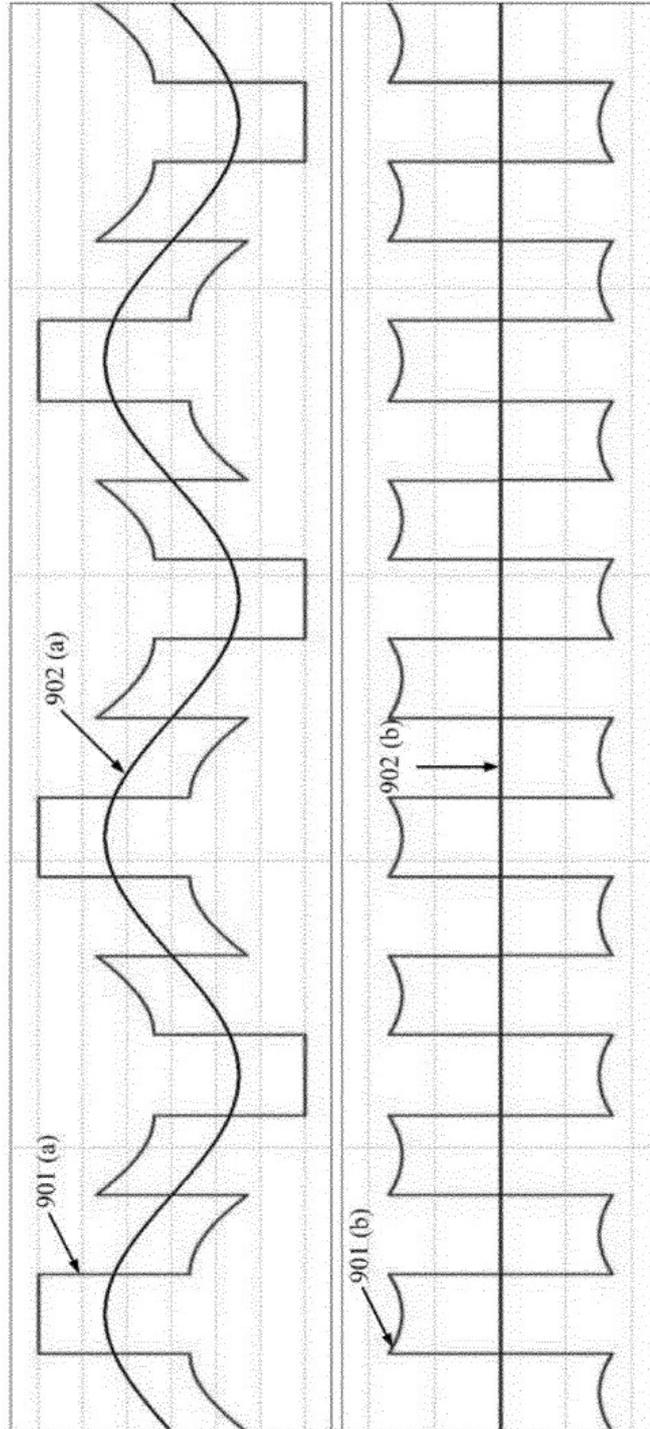


FIG. 10

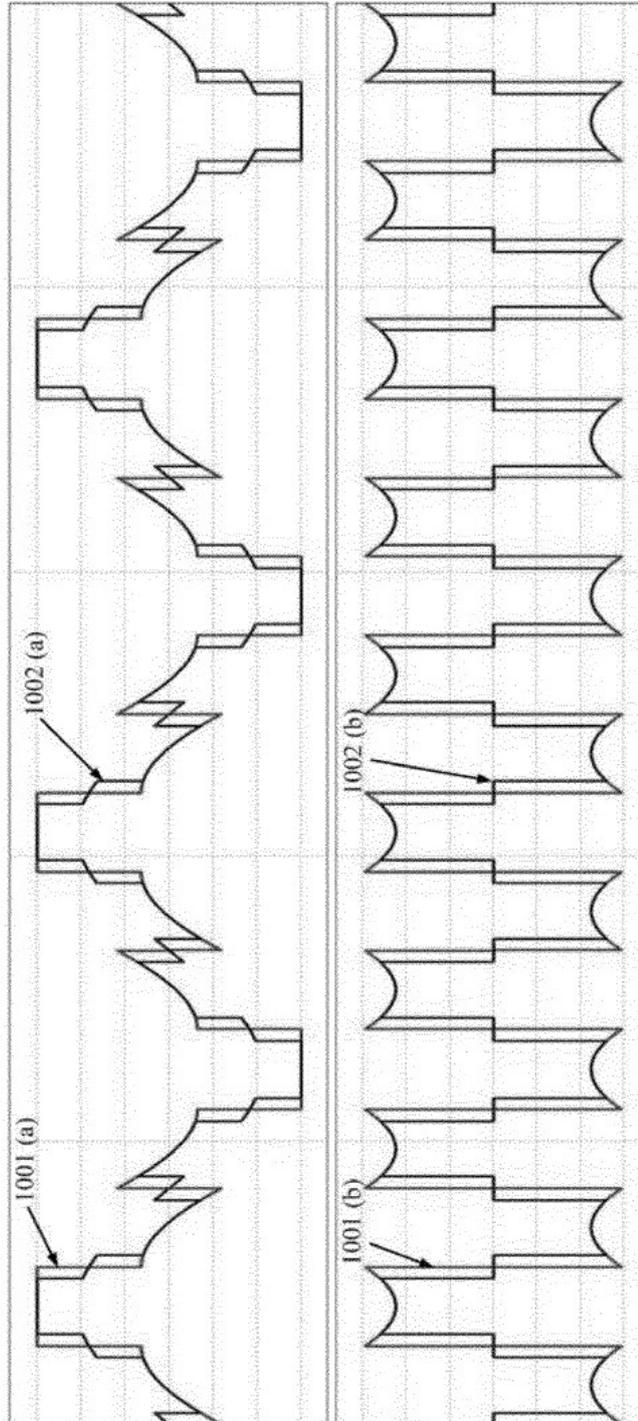


FIG. 11

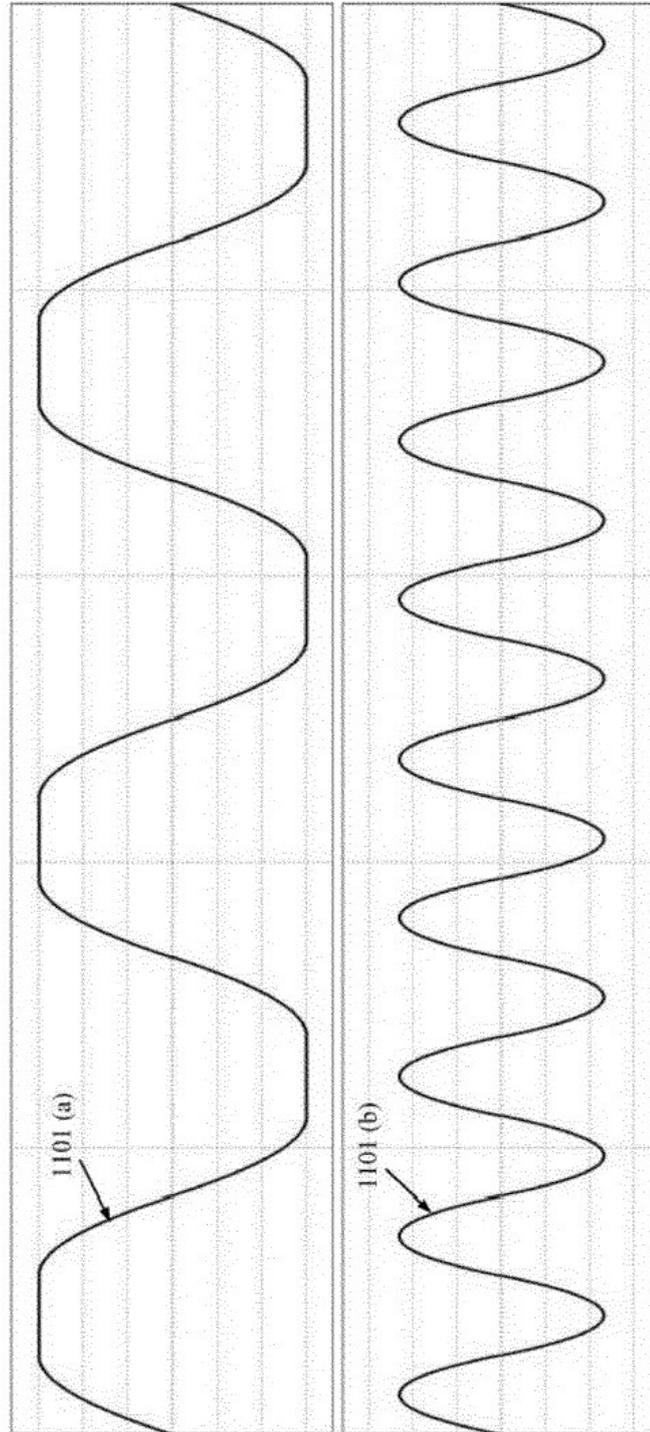


FIG. 12

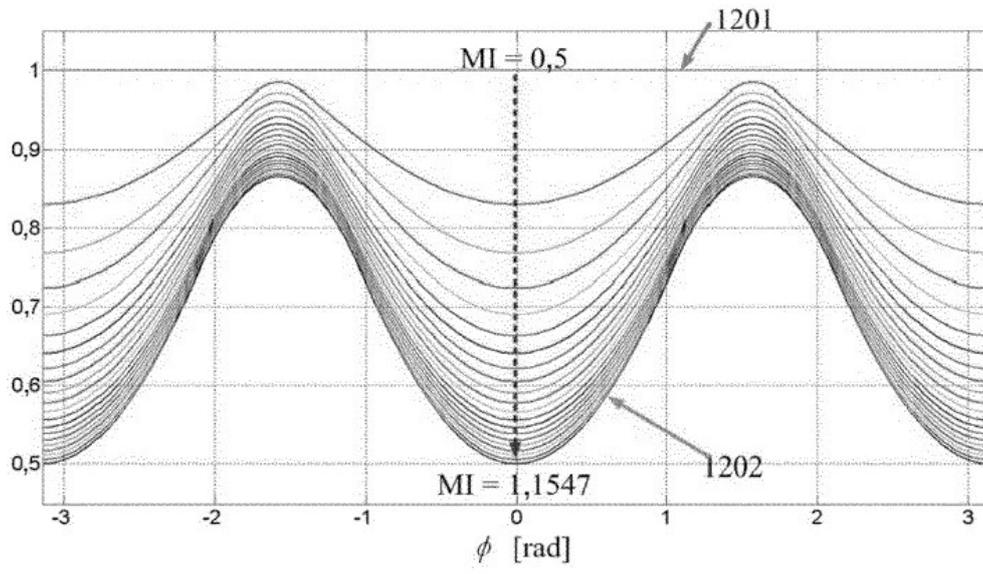


FIG. 13

