

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 944 136**

51 Int. Cl.:

H02M 7/493 (2007.01)

H02J 3/46 (2006.01)

H02J 9/06 (2006.01)

H02M 1/08 (2006.01)

H02M 1/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **14.09.2016** **PCT/JP2016/077129**

87 Fecha y número de publicación internacional: **22.03.2018** **WO18051433**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **14.09.2016** **E 16916217 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **08.03.2023** **EP 3514942**

54 Título: **Sistema de suministro de energía**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la
traducción de la patente:
19.06.2023

73 Titular/es:

**NATIONAL UNIVERSITY CORPORATION
YOKOHAMA NATIONAL UNIVERSITY (50.0%)
79-1, Tokiwadai Hodogaya-ku Yokohama-shi
Kanagawa 240-8501, JP y
TOSHIBA MITSUBISHI-ELECTRIC INDUSTRIAL
SYSTEMS CORPORATION (50.0%)**

72 Inventor/es:

**KAWAMURA, ATSUO;
SHAMSEH, MOHAMMAD BANI y
YOSHINO, TERUO**

74 Agente/Representante:

ISERN JARA, Jorge

ES 2 944 136 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

Sistema de suministro de energía

5 CAMPO TÉCNICO

La presente invención se refiere a un sistema de suministro de energía que comprende una pluralidad de convertidores de salida de CA conectados en paralelo para suministrar energía eléctrica a una carga de CA.

10 TÉCNICA ANTERIOR

Existe un sistema de suministro de energía conocido para suministrar energía eléctrica a una carga a través de una conexión en paralelo de una pluralidad de convertidores de salida de CA, cada uno configurado para realizar la conversión de energía de una corriente continua a una corriente alterna.

15 Con respecto a lo anterior, el documento JP H04 - 217 822 A divulga un sistema de suministro de energía en el que una pluralidad de convertidores de salida de CA (como un inversor) están conectados en paralelo y funcionan en paralelo a una carga común.

20 Como esquema para controlar el equilibrio de corriente entre una pluralidad de convertidores de salida de CA, el sistema de suministro de energía está configurado para obtener señales de detección de las corrientes de salida de la pluralidad de convertidores de salida de CA para adquirir una señal diferencial de los mismos, controlando así las tensiones de salida de los convertidores de salida de CA de acuerdo con la señal diferencial.

25 El sistema de suministro de energía en el documento JP H04 - 217 822 A emplea un esquema de adquisición de señales de detección de las corrientes de salida de los convertidores de salida de CA para controlar el balance de corriente. Por lo tanto, se hace necesario adquirir información de otros convertidores de salida de CA, lo que requiere que se proporcionen medios de transmisión de señales. Así, un fallo que se produzca en este medio de transmisión de señales puede impedir un control adecuado.

30 Además, cuando se separa un convertidor de salida de CA para mantenimiento o cuando se agrega un convertidor de salida de CA para expansión, se hace necesario realizar etapas complicadas de desconectar los medios de transmisión de señales, volver a conectar los medios de transmisión de señales y similares. Esto requiere que se detenga todo el sistema.

35 Shamseh Mohammad Bani y otros: "A Robust Equal-Load-Sharing Control Scheme for Parallel UPS Units with Time Delay Consideration", 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE ASIA), IEEE, 22 de mayo de 2016, páginas 3453-3460, XP032924836 divulga un esquema de control robusto para compartir la carga equitativamente entre n unidades UPS conectadas en paralelo con filtros de salida LCL. El control de lazo doble se usa con retroalimentación de tensión del capacitor en el lazo externo y retroalimentación de corriente del capacitor en el lazo interno. El tiempo de retardo en el intercambio de información entre las unidades UPS se tiene en cuenta en el análisis de estabilidad.

40 El documento JP 2009 141 997 A se refiere a un sistema de control de operación en paralelo para realizar una operación en paralelo con la misma carga compartida entre una pluralidad de convertidores de energía. Por esa razón, cada dispositivo de conversión de energía incluye un convertidor de energía y un dispositivo de control. Para calcular una referencia de tensión del convertidor de energía, se resta a la referencia de tensión un producto de una corriente de salida y una resistencia virtual.

50 Un objeto de la presente invención es resolver los problemas descritos anteriormente e implementar un sistema de suministro de energía capaz de equilibrar corrientes entre una pluralidad de convertidores de salida de CA mientras controla la pluralidad de convertidores de salida de CA de forma independiente.

55 Este objeto se resuelve mediante un sistema de suministro de energía como se define en la reivindicación independiente 1. Las realizaciones preferidas son objeto de las reivindicaciones dependientes.

EFFECTOS VENTAJOSOS DE LA INVENCION

60 El sistema de suministro de energía de la presente invención es capaz de equilibrar las corrientes entre una pluralidad de convertidores de salida de CA mientras controla la pluralidad de convertidores de salida de CA de forma independiente.

BREVE DESCRIPCION DE LOS DIBUJOS

65 La figura 1 es un diagrama que ilustra la configuración de un sistema de alimentación ininterrumpida 1 según la primera forma de realización.

La figura 2 es un diagrama que ilustra la configuración de un convertidor de salida de CA 10 de un circuito trifásico según la primera realización.

La figura 3 es un diagrama que muestra esquemáticamente el sistema de alimentación ininterrumpida 1 según la primera forma de realización.

La figura 4 es un diagrama que ilustra un circuito equivalente según la primera realización.

La figura 5 es un diagrama que ilustra el estado inicial del sistema de suministro de energía ininterrumpible 1 según la primera realización.

La figura 6 es un diagrama que ilustra el estado inmediatamente después de que se cierra un interruptor del sistema de suministro de energía ininterrumpible 1 de acuerdo con la primera realización.

La figura 7 es un diagrama que ilustra el resultado de la simulación del sistema de suministro de energía ininterrumpible 1 según la primera realización.

La figura 8 es un diagrama que ilustra la configuración de un sistema de alimentación ininterrumpida 1P según la primera modificación de la primera realización.

La figura 9 es un diagrama que ilustra la configuración de un sistema de alimentación ininterrumpida 1Q según la segunda modificación de la primera realización.

La figura 10 es un diagrama que ilustra la configuración de un sistema de alimentación ininterrumpida 1# según la segunda realización.

La figura 11 es un diagrama que ilustra la configuración de un circuito de generación de valor nominal de tensión de condensador 52A según la segunda realización.

La figura 12 es un diagrama que ilustra la configuración de un circuito de control de tensión de capacitor 55A de acuerdo con la segunda realización.

La figura 13 es un diagrama que muestra esquemáticamente el sistema de alimentación ininterrumpida 1# según la segunda realización.

La figura 14 es un diagrama que ilustra un circuito equivalente según la segunda realización.

La figura 15 es un diagrama que ilustra otro circuito equivalente según la segunda realización.

La figura 16 es un diagrama que ilustra el resultado de la simulación del sistema de suministro de energía ininterrumpible 1# de acuerdo con la segunda realización.

La figura 17 es un diagrama que ilustra la configuración de un sistema de alimentación ininterrumpida 1#P según la primera modificación de la segunda realización.

La figura 18 es un diagrama que ilustra la configuración de un sistema de alimentación ininterrumpida 1#Q según la segunda modificación de la segunda realización.

La figura 19 es un diagrama que muestra esquemáticamente la configuración de un sistema de suministro de energía ininterrumpible según la tercera realización.

La figura 20 es un diagrama que ilustra el resultado de la simulación de un sistema de suministro de energía ininterrumpible 1# según la tercera realización.

DESCRIPCIÓN DE REALIZACIONES

A continuación, se describirán las realizaciones con referencia a los dibujos adjuntos. En el presente ejemplo, un sistema de suministro de energía ininterrumpible (en lo sucesivo abreviado como UPS) se describirá como un sistema de suministro de energía a modo de ejemplo.

Primera Realización

En la presente realización, el sistema de alimentación ininterrumpida se describirá con referencia a una configuración en paralelo de dos convertidores de salida de CA.

La figura 1 es un diagrama que ilustra la configuración de un sistema de alimentación ininterrumpida 1 según la primera forma de realización.

Haciendo referencia a la figura 1, el sistema de alimentación ininterrumpida 1 incluye un convertidor de salida de CA (el primer convertidor de salida de CA) 10A y un convertidor de salida de CA (el segundo convertidor de salida de CA) 10B. Los convertidores de salida de CA 10A y 10B (que también se denominarán colectivamente convertidor de salida de CA 10) están conectados a una fuente de alimentación de CA 2 y funcionan en paralelo con una carga común 3.

Los convertidores de salida de CA 10A y 10B según la presente primera realización realizan un control autónomo sin entrada de los medios de transmisión de señales desde el convertidor de salida de CA del otro.

A continuación, se describirá la configuración de cada uno de los convertidores de salida de CA 10A y 10B.

El convertidor de salida de CA 10A incluye un transformador 12A, un rectificador 14A configurado para convertir una tensión de CA en una tensión de CC, un capacitor de CC 15A, un convertidor de modulación de ancho de pulso (PWM) 16A, una impedancia de salida 17A y un controlador 20A.

En la etapa posterior al rectificador 14A, se proporciona un condensador de CC 15A para mantener la tensión de CC aproximadamente constante. El rectificador 14A y el condensador de CC 15A forman un circuito de CC.

También en el presente ejemplo, el circuito de CC está conectado a una batería, aunque no se muestra. Por lo tanto, se puede suministrar energía eléctrica desde la batería a una carga en caso de pérdida de la fuente de alimentación de CA.

En el estado normal, la energía eléctrica de la fuente de alimentación de CA 2 se obtiene a través del rectificador 14A y se convierte en tensión de CC.

Además, el convertidor PWM 16A está conectado a la etapa siguiente al condensador de CC 15A.

El convertidor PWM 16A convierte la energía de CC en energía de CA de acuerdo con las señales de puerta del controlador 20A.

En el presente ejemplo, el circuito principal del convertidor de salida de CA se simplifica, pero en muchos casos se forma en un circuito trifásico.

El convertidor de salida de CA 10B es básicamente idéntico en configuración al convertidor de salida de CA 10A. El convertidor de salida CA 10B incluye un transformador 12B, un rectificador 14B configurado para convertir una tensión CA en una tensión CC, un condensador CC 15B, un convertidor PWM 16B, una impedancia de salida 17B y un controlador 20B.

La impedancia de salida está formada por un reactor.

La figura 2 es un diagrama que ilustra la configuración de un convertidor 10 de salida de CA de un circuito trifásico según la primera realización.

La figura 2 muestra el rectificador 14A que incluye: una pluralidad de (seis) elementos de conmutación (por ejemplo, IGBT); y elementos semiconductores formados por diodos conectados en antiparalelo a los mismos. Los elementos de conmutación están conectados en puente.

Además, el convertidor PWM 16A está provisto de una pluralidad de (seis) elementos de conmutación (por ejemplo, IGBT) y elementos semiconductores formados por diodos conectados en antiparalelo a los mismos.

Los elementos de conmutación se controlan para que estén ACTIVADOS y DESACTIVADOS de acuerdo con la señal de puerta del controlador 20A.

Para simplificar la explicación, el presente ejemplo se describirá con referencia a un diagrama unifilar y un diagrama fasorial (vectorial) mediante los cuales se puede representar colectivamente un circuito trifásico.

Refiriéndose nuevamente a la figura 1, el controlador 20A incluye un detector de tensión 21A, un circuito de generación de señal de fase de referencia 22A (un circuito PLL), una función de transformación dq 23A, un vector multiplicador 24A, una función de ganancia 25A, un vector sumador 26A, una función de transformación dq inversa 27A, un generador de impulsos PWM 28, registros 29A, 30A y un detector de corriente 31A.

El circuito de generación de señal de fase de referencia 22A genera una señal de fase de referencia según una señal de detección de tensión procedente del detector de tensión 21A.

El circuito de generación de señal de fase de referencia 22A envía una señal de fase de referencia a la función de transformación dq 23A.

Además, la función de transformación dq 23A recibe una entrada de la señal de detección de corriente del detector de corriente 31A.

Luego, la función de transformación dq 23A calcula la amplitud y la fase de la corriente basándose en la señal de fase de referencia y la señal de detección de corriente del detector de corriente 31A, para obtener información vectorial sobre la corriente.

El método de transformación dq es un método de transformación para obtener un componente de corriente del eje d en sincronización con la señal de fase de referencia y un componente de corriente del eje q desplazado 90 grados en función de la señal de valor instantáneo actual.

El multiplicador vectorial 24A calcula un producto vectorial del valor de la impedancia de salida (Z_1 valor de ajuste) almacenado en el registro 29A con respecto a la información vectorial obtenida por la función de transformación dq 23A.

La función de ganancia 25A multiplica el producto vectorial obtenido del multiplicador vectorial 24A por la ganancia

correspondiente a un coeficiente k_1 . El sumador vectorial 26A realiza la suma vectorial de la salida de la función de ganancia 25A y el valor de referencia de la tensión de carga (valor de ajuste E_{refL}) almacenado en el registro 30A.

La referencia de tensión de carga es una tensión requerida por la carga y normalmente es una tensión nominal de la misma, pero no se limita a ello y puede establecerse en un valor mayor o menor que la tensión nominal.

En el presente ejemplo, se describirá la configuración que incluye el registro 30A. Sin embargo, sin limitarse a un registro, se puede emplear cualquier medio de almacenamiento capaz de almacenar información, y la información también se puede almacenar en una memoria. Lo mismo también se aplica a otras configuraciones.

El sumador de vectores 26A genera la suma de vectores obtenida a través de la suma de vectores como un comando de tensión de carga.

Luego, la función de transformación dq inversa 27A realiza la transformación dq inversa del comando de tensión de carga del sumador vectorial 26A para generar una referencia de tensión. El generador de pulsos PWM 28A controla la tensión de salida del convertidor PWM 16A según la referencia de tensión obtenida por la transformación inversa dq.

Dado que el controlador 20B es el mismo que el controlador 20A, no se repetirá la descripción detallada del mismo.

A continuación, se describirá el efecto del convertidor de salida de CA según la primera realización.

La figura 3 es un diagrama que muestra esquemáticamente el sistema de alimentación ininterrumpida 1 según la primera forma de realización.

Como se muestra en la figura 3, el sistema de alimentación ininterrumpida 1 está formado por convertidores de salida de CA 10A y 10B conectados en paralelo a la carga común 3.

El convertidor PWM 16A y el control del mismo se representan como una fuente de tensión equivalente E_{ref1} , y la configuración de la fuente de tensión E_{ref1} y una impedancia de salida (Z_1) conectados en serie se muestra esquemáticamente.

De manera similar, también en el convertidor de salida de CA 10B, el convertidor PWM 16 y el control del mismo se representan como una fuente de tensión equivalente E_{ref2} , y la configuración de una fuente de tensión E_{ref2} y una impedancia de salida (Z_2) conectados en serie se muestra esquemáticamente.

El controlador 20A hace que la función de transformación dq 23 realice la transformación dq de la corriente que fluye a través de la impedancia de salida 17A (Z_1) para obtener información vectorial I_1 sobre la corriente. El multiplicador vectorial 24A realiza la multiplicación vectorial de este vector actual y la impedancia Z_1 para obtener un producto vectorial $Z_1 \cdot I_1$. También a modo de ejemplo, la función de ganancia 25A se utiliza aquí como medio para obtener una parte del producto vectorial para multiplicar un coeficiente escalar k_1 menor que uno y el producto vectorial para obtener así $k_1 \cdot Z_1 \cdot I_1$. El sumador vectorial 26 realiza la suma vectorial de un comando de tensión de carga E_{refL} , a $k_1 \cdot Z_1 \cdot I_1$, obteniendo así un valor de comando de tensión E_{ref1} del convertidor de salida de CA 10A. El valor de comando de tensión está representado por la siguiente ecuación (1).

$$\vec{E}_{ref1} = \vec{E}_{refL} + k_1 \cdot \vec{Z}_1 \cdot \vec{I}_1 \quad \dots (1)$$

De manera similar, se obtiene el valor de comando de tensión del convertidor de salida de CA 10B. El valor de comando de tensión está representado por la siguiente ecuación (2). En la ecuación (2), I_2 muestra una corriente que fluye a través de una impedancia de salida Z_2 del convertidor de salida de CA 10B. El convertidor de salida de CA 10B emplea un coeficiente de ganancia k_2 .

$$\vec{E}_{ref2} = \vec{E}_{refL} + k_2 \cdot \vec{Z}_2 \cdot \vec{I}_2 \quad \dots (2)$$

Por otro lado, un circuito eléctrico real está constituido por una fuente de tensión AC formada por un convertidor PWM, una impedancia de salida y una carga, como se muestra en la figura 2.

Suponiendo que la tensión de carga se define como V_L , la ecuación tensión/corriente del circuito eléctrico está representada por la siguiente ecuación. En este caso, se supone que el convertidor PWM está idealmente controlado, de modo que la tensión de salida real sea igual al valor del comando de tensión sin demora ni error.

$$\vec{E}_{ref1} = \vec{V}_L + \vec{Z}_1 \cdot \vec{I}_1 \quad \dots (3)$$

$$\vec{E}_{ref2} = \vec{V}_L + \vec{Z}_2 \cdot \vec{I}_2 \quad \dots (4)$$

En este caso, suponiendo que la impedancia de la carga se define como Z_L , tensión de carga V_L está representado por la siguiente ecuación.

$$\vec{V}_L = \vec{Z}_L (\vec{I}_1 + \vec{I}_2) \quad \dots (5)$$

Cuando el lado izquierdo de la ecuación (3) se reemplaza por el lado derecho de la ecuación (1), se obtiene la siguiente ecuación.

$$\vec{E}_{refL} + k \cdot \vec{Z}_1 \cdot \vec{I}_1 = \vec{V}_L + \vec{Z}_1 \cdot \vec{I}_1 \quad \dots (6)$$

Cuando se convierte la ecuación anterior, se obtiene la siguiente ecuación (7).

$$\vec{E}_{refL} = \vec{V}_L + (1 - k_1) \vec{Z}_1 \cdot \vec{I}_1 \quad \dots (7)$$

Lo mismo se aplica también a la ecuación (4) del convertidor de salida de CA 10B para obtener así la siguiente ecuación.

$$\vec{E}_{refL} = \vec{V}_L + (1 - k_2) \vec{Z}_2 \cdot \vec{I}_2 \quad \dots (8)$$

Las ecuaciones (3) y (4) están representadas por un circuito equivalente en el que se suministra corriente a una carga desde una fuente de alimentación de CA E_{refL} a través de un circuito paralelo que incluye dos impedancias de salida equivalentes de $(1 - k_1)Z_1$ y $(1 - k_2)Z_2$, como se muestra en la figura 3.

La figura 4 es un diagrama que ilustra un circuito equivalente según la primera realización.

Con referencia a la figura 4, se muestra un circuito equivalente de acuerdo con las ecuaciones (7) y (8) anteriores.

La relación de distribución de las corrientes I_1 y I_2 , suministradas a la carga 3 desde los convertidores de salida de CA 10A y 10B está determinada por la relación de las impedancias de salida equivalentes.

Específicamente, cuando las ecuaciones (7) y (8) se convierten de modo que los lados derechos de las ecuaciones (7) y (8) sean iguales, se obtiene la siguiente ecuación.

$$(1 - k_1) \vec{Z}_1 \cdot \vec{I}_1 = (1 - k_2) \vec{Z}_2 \cdot \vec{I}_2 \quad \dots (9)$$

Con base en la relación anterior, la proporción de participación de I_1 y I_2 está representado por la siguiente ecuación.

$$\frac{\vec{I}_2}{\vec{I}_1} = \frac{(1 - k_1) \vec{Z}_1}{(1 - k_2) \vec{Z}_2} \quad \dots (10)$$

Cuando los convertidores de salida de CA 10A y 10B están formados por el mismo tipo de circuito, el resultado es $Z_1 = Z_2$. Además, suponiendo que el coeficiente utilizado en el control es igual, en cuyo caso $k_1 = k_2$, resulta que las corrientes suministradas desde dos convertidores de salida de CA 10A y 10B a la carga 3 se comparten por igual en el estado estable, lo que da como resultado $I_1 = I_2$.

Como se describió anteriormente, mediante el uso de controladores 20A y 20B según la realización de la presente invención, las corrientes en dos convertidores de salida de CA 10A y 10B pueden equilibrarse o compartirse según corresponda.

Dado que se produce un retraso en el control real, lleva algún tiempo alcanzar el estado estacionario descrito anteriormente, que se describirá específicamente a continuación.

Para simplificar la explicación, se supone que los convertidores de salida de CA 10A y 10B tienen la misma impedancia de salida Z y se controlan usando el mismo coeficiente k .

En el estado en el que el convertidor de salida de CA 10A suministra toda la corriente a la carga 3 como estado inicial, se cierra un interruptor SW para que se conecte el convertidor de salida de CA 10B, lo que posteriormente conduce a un aumento gradual en la corriente de salida del convertidor de salida de CA 10A, de modo que la corriente sea equilibrada, lo que se describirá más adelante específicamente.

La figura 5 es un diagrama que ilustra el estado inicial del sistema de suministro de energía ininterrumpible 1 según la primera realización.

5 La figura 5 (A) muestra un diagrama de circuito equivalente en el estado inicial.

La figura 5 (B) muestra un diagrama vectorial (diagrama fasorial) en el estado inicial.

10 El diagrama vectorial se ilustra asumiendo que la impedancia de salida es un reactor y la impedancia de salida está formada principalmente por una inductancia.

Además, la carga se representa como una resistencia R de factor de energía unitario.

15 La ecuación de la corriente y la tensión antes de que se cierre el interruptor SW está representada por la siguiente ecuación.

$$\vec{E}_{ref1} = \vec{E}_{refL} + k \cdot \vec{Z} \cdot \vec{I}_1 = \vec{V}_L + \vec{Z} \cdot \vec{I}_1 \quad \dots (11)$$

$$\vec{V}_L = \vec{Z}_L \cdot \vec{I}_1 \quad \dots (12)$$

20 La referencia de tensión del convertidor de salida de CA está representada por la siguiente ecuación ya que la corriente de salida es cero (0).

$$\vec{E}_{ref2} = \vec{E}_{refL} \quad \dots (13)$$

25 Cuando el interruptor SW está cerrado, los convertidores de salida de CA 10A y 10B deben conectarse como fuentes de tensión a la carga.

30 En este momento, la tensión de carga y la corriente compartida cambian. Suponiendo que la tensión de carga cambiado se define como V'_L y las corrientes de los convertidores de salida de CA se definen como I'_1 y I'_2 , se establece la siguiente ecuación. Cabe señalar que las referencias de tensión E_{ref1} y E_{ref2} no cambie ya que se produce un retraso en el control.

$$\vec{E}_{ref1} = \vec{E}_{refL} + k \cdot \vec{Z} \cdot \vec{I}_1 = \vec{V}'_L + \vec{Z} \cdot \vec{I}'_1 \quad \dots (14)$$

$$\vec{E}_{ref2} = \vec{E}_{refL} = \vec{V}'_L + \vec{Z} \cdot \vec{I}'_2 \quad \dots (15)$$

$$\vec{V}'_L = \vec{Z}_L (\vec{I}'_1 + \vec{I}'_2) \quad \dots (16)$$

40 La suma de las ecuaciones (14) y (15) conduce a la siguiente ecuación.

$$2\vec{E}_{refL} + k \cdot \vec{Z} \cdot \vec{I}_1 = 2\vec{V}'_L + \vec{Z} (\vec{I}'_1 + \vec{I}'_2) \quad \dots (17)$$

45 Con base en la ecuación (16),

$$\vec{I}'_1 + \vec{I}'_2 = \frac{\vec{V}'_L}{\vec{Z}_L}$$

50 se sustituye en la ecuación anterior (17) y se ordena, lo que lleva a la siguiente ecuación.

$$\vec{V}'_L = \frac{2\vec{E}_{refL} + k \cdot \vec{Z} \cdot \vec{I}_1}{2 + \vec{Z}/\vec{Z}_L} \quad \dots (18)$$

55 La corriente \vec{I}'_2 del convertidor de salida de CA 10B se obtiene dividiendo la diferencia entre la tensión de carga cambiado V'_L y fuente de tensión E_{ref2} por la impedancia.

$$I'_2 = \frac{\vec{V}_{ref2} - \vec{V}_L}{\vec{Z}} = \frac{1}{\vec{Z}} \left\{ \frac{2\vec{E}_{refL} + \frac{\vec{Z}}{\vec{Z}_L} \vec{E}_{refL} - 2\vec{E}_{refL} - k \cdot \vec{Z} \cdot \vec{I}_1}{2 + \vec{Z}/\vec{Z}_L} \right\} = \frac{\frac{\vec{E}_{refL}}{\vec{Z}_L} - k\vec{I}_1}{2 + \vec{Z}/\vec{Z}_L} \quad \dots$$

(19)

- 5 En este caso, el vector de la tensión de carga es aproximado al vector de referencia de la tensión de carga. Por lo tanto, se considera que la corriente de carga no cambia significativamente de un valor inicial I_1 antes y después de que se cierre el interruptor SW. En otras palabras, desde

$$\frac{\vec{V}_{refL}}{\vec{Z}_L} \approx \vec{I}_1$$

10

se supone establecido, una corriente I_2 se obtiene mediante la siguiente ecuación aproximada.

$$I'_2 \approx \frac{\vec{I}_1 - k\vec{I}_1}{2 + \vec{Z}/\vec{Z}_L} = \frac{1 - k}{2 + \vec{Z}/\vec{Z}_L} \vec{I}_1 \quad \dots (20)$$

15

En este caso, $1 - k > 0$ se establece. Así, una corriente I_2 es tener un valor finito distinto de cero (0).

Dado que la corriente debe suministrarse desde el convertidor de salida de CA 10B a la carga 3, la corriente \vec{I}'_1 del convertidor de salida de CA 10A disminuye de I_1 .

20

Tras un lapso de la operación demora en el control, nueva E'_{ref2} del convertidor de salida de CA 10B se vuelve a calcular mediante el aumento de la corriente \vec{I}'_2 , lo que da como resultado un vector que tiene una fase ligeramente adelantada de $E_{ref2} = E_{refL}$ en el estado inicial.

25

Dado que la referencia de tensión E'_{ref1} del convertidor de salida de CA 10A se vuelve a calcular utilizando la corriente reducida \vec{I}'_1 , muestra un vector retrasado desde el estado inicial.

La figura 6 es un diagrama que ilustra el estado inmediatamente después de que se cierra el interruptor del sistema de alimentación ininterrumpida 1 según la primera realización.

30

La figura 6 (A) muestra un diagrama de circuito equivalente en el estado inmediatamente posterior al cierre del interruptor.

La figura 6 (B) muestra un diagrama vectorial (diagrama fasorial) en el estado en el que el interruptor está cerrado.

35

Tal movimiento se repite. Luego, en el momento en que la referencia de tensión E'_{ref2} del convertidor de salida de CA 10B se vuelve igual a la referencia de tensión E'_{ref1} del convertidor de salida de CA 10A, las corrientes de los convertidores de salida de CA 10A y 10B se equilibran para alcanzar el estado estable.

40

La figura 7 es un diagrama que ilustra el resultado de la simulación del sistema de suministro de energía ininterrumpible 1 según la primera realización.

La figura 7 (A) muestra valores instantáneos de las corrientes de salida de los convertidores de salida de CA 10A y 10B.

45

La figura 7 (B) muestra formas de onda de los componentes en paralelo a las tensiones de referencia de carga de las corrientes de salida de los convertidores de salida de CA 10A y 10B.

La figura 7 (C) muestra la tensión de salida y la tensión de carga de cada uno de los convertidores de salida de CA 10A y 10B.

50

En el presente ejemplo, la simulación se realizó en el modelo utilizando dos fuentes de tensión monofásicas que emiten valores de referencia de tensión calculados por los controladores 20A y 20B, como un sistema simple. Suponiendo que se utiliza un reactor como impedancia de salida, se muestra la forma de onda del resultado de la simulación.

Para simplificar el cálculo, en la figura 7 (B), las referencias de tensión E_{ref1} y E_{ref2} de los convertidores de salida de CA se calculan utilizando una extracción de solo un componente del eje d de cada corriente de salida.

5 Incluso el cálculo descrito anteriormente no es diferente del cálculo que utiliza una parte de la caída de tensión que se produce debido a la impedancia de salida.

10 En la simulación, se supone que se produce un retardo de control de unos varios cientos de ms. Por lo tanto, el resultado muestra que las corrientes de dos convertidores de salida de CA se equilibran gradualmente a unos cientos de ms. De esta forma, la simulación también muestra que se logra el efecto indicado por la ecuación de cálculo.

Aunque en el presente ejemplo se ha descrito la configuración en paralelo de dos convertidores de salida de CA, también pueden aplicarse de forma similar tres o más convertidores de salida de CA.

15 De acuerdo con la configuración en la presente primera realización, los convertidores de salida de CA 10A y 10B realizan el control utilizando solo las señales que pueden observar sus respectivos dispositivos, de modo que la corriente compartida o el balance de corriente entre los convertidores de salida de CA 10A y 10B pueden controlarse. Además, el control solo puede ser realizado por los controladores 20A y 20B proporcionados en los convertidores de salida de CA 10A y 10B, respectivamente. Así, se hace posible eliminar la necesidad de proporcionar: un controlador
20 común a una pluralidad de convertidores de salida de CA; y medios de transmisión/recepción de señales entre los convertidores de salida de CA.

25 En consecuencia, se aumenta la independencia de cada convertidor de salida de CA, lo que también puede reducir la influencia ejercida sobre todo el sistema cuando los convertidores de salida de CA se detienen parcialmente, cuando se añade un convertidor de salida de CA para expansión, y similares.

Primera Modificación de la Primera Realización

30 La configuración que utiliza un reactor como impedancia de salida se ha explicado en la descripción anterior. Por un lado, también en la configuración en la que se prevé un transformador en el lado de salida, se puede lograr un efecto similar ya que la impedancia de cortocircuito (impedancia de fuga) del transformador de salida es equivalente a la del reactor.

35 La figura 8 es un diagrama que ilustra la configuración de un sistema de alimentación ininterrumpida 1P según la primera modificación de la primera realización.

40 Como se muestra en la figura 8, el sistema de suministro de energía ininterrumpible 1P es diferente del sistema de suministro de energía ininterrumpible 1 en que el convertidor de salida de CA 10A se reemplaza por un convertidor de salida de CA 10PA mientras que el convertidor de salida de CA 10B se reemplaza por un convertidor de salida de CA 10PB.

45 El convertidor de salida de CA 10PA es diferente del convertidor de salida de CA 10A en que se proporciona un transformador 18A en lugar de la impedancia 17A. El detector de corriente 31A se proporciona entre el convertidor PWM 16A y el transformador 18A. Dado que otras configuraciones son las mismas que las descritas en la figura 1, no se repetirá la descripción detallada de las mismas.

50 Además, el convertidor de salida de CA 10PB es diferente del convertidor de salida de CA 10B en que se proporciona un transformador 18B en lugar de la impedancia 17B. El detector de corriente 31B se proporciona entre el convertidor PWM 16B y el transformador 18B. Dado que otras configuraciones son las mismas que las descritas en la figura 1, no se repetirá la descripción detallada de las mismas.

La configuración mencionada anteriormente también puede lograr el mismo efecto que en la primera realización.

55 Además, el detector de corriente 31A se puede proporcionar entre la carga de CA 3 y el transformador 18A, mientras que el detector de corriente 31B se puede proporcionar entre la carga de CA 3 y el transformador 18B.

Segunda Modificación de la Primera Realización

60 La figura 9 es un diagrama que ilustra la configuración de un sistema de alimentación ininterrumpida 1Q según la segunda modificación de la primera realización.

65 Con referencia a la figura 9, el sistema de suministro de energía ininterrumpible 1Q es diferente del sistema de suministro de energía ininterrumpible 1 en que el convertidor de salida de CA 10A se reemplaza por un convertidor de salida de CA 10QA mientras que el convertidor de salida de CA 10B se reemplaza por un convertidor de salida de CA 10QB.

El convertidor de salida de CA 10QA es diferente del convertidor de salida de CA 10A en que se obtiene una fase de referencia a partir de una tensión en el bus al que está conectada la carga 3. Dado que otras configuraciones son iguales, no se repetirá la descripción detallada de las mismas.

5 Además, el convertidor de salida de CA 10QB es diferente del convertidor de salida de CA 10B en que se obtiene una fase de referencia a partir de una tensión en el bus al que está conectada la carga 3. Dado que otras configuraciones son iguales, no se repetirá la descripción detallada de las mismas. La configuración mencionada anteriormente también logra el mismo efecto que en la primera realización.

10 Además, la tensión en el bus al que está conectada la carga también es información común a dos convertidores de salida de CA, y también es información detectable independientemente por dos convertidores de salida de CA. Por lo tanto, se puede lograr el mismo efecto que en la primera realización.

Segunda Realización

15 En la segunda realización, se describirá otro sistema de alimentación ininterrumpida 1#.

La figura 10 es un diagrama que ilustra la configuración del sistema de suministro de energía ininterrumpible 1# de acuerdo con la segunda realización.

20 Haciendo referencia a la figura 10, el sistema de alimentación ininterrumpida 1# incluye un convertidor de salida de CA 11A y un convertidor de salida de CA 11B. Los convertidores de salida de CA 11A y 11B (que también se denominarán colectivamente convertidor de salida de CA 11) están conectados a la fuente de alimentación de CA 2 y funcionan en paralelo con la carga común 3.

25 El presente ejemplo muestra una configuración que incluye un filtro LCL proporcionado como impedancia de salida. El filtro LCL sirve para reducir el componente de frecuencia portadora del convertidor PWM y suministrar una tensión de CA de onda fundamental a la carga.

30 El presente ejemplo es diferente de la primera realización en que la señal de fase de referencia se obtiene de la tensión en el bus al que está conectada la carga 3.

Uno de los convertidores de salida de CA 11A y 11B según la presente segunda realización realiza un control autónomo sin entrada de los medios de transmisión de señales del otro de los convertidores de salida de CA 11A y 11B.

35 La siguiente es una explicación sobre la configuración de cada convertidor de salida de CA 11.

40 El convertidor de salida CA 11A incluye un transformador 12A, un rectificador 14A configurado para convertir una tensión CA en una tensión CC, un condensador CC 15A, un convertidor PWM 16A, un filtro LCL 18A y un controlador 50A.

45 El controlador 50A incluye un detector de tensión 21A, un circuito de generación de señal de fase de referencia 22A (un circuito PLL), una función de transformación dq 23A, un circuito de generación de valor de comando de tensión de capacitor 52A, un circuito de control de tensión de capacitor 55A, un detector de tensión 53A, un circuito de corriente detector 54A, y un registro 56A.

50 El circuito de control de tensión del capacitor 55A en el controlador 50A controla la tensión del capacitor en el filtro LCL 18A.

El detector de tensión 53A detecta una tensión de condensador. Además, el detector de corriente 54A detecta una corriente de condensador que fluye a través del condensador.

55 El detector de corriente 31A mide la corriente de salida del convertidor de salida de CA 11A e introduce la corriente medida en el controlador 50A.

60 El circuito de control de tensión del capacitor 55A está configurado para obtener una tensión del capacitor a través del detector de tensión 53A para realizar un control de retroalimentación de modo que el valor de la tensión del capacitor obtenido sea igual a la señal de referencia de tensión.

La señal de tensión del capacitor se convierte en un componente del eje d y un componente del eje q a través de la transformación dq. La tensión de salida del convertidor PWM 16A se controla de tal manera que la diferencia entre estas señales y un componente del eje d E_{refd} y un componente del eje q E_{refq} de la señal de referencia de tensión se vuelve cero.

65 La figura 11 es un diagrama que ilustra la configuración del circuito de generación de valor nominal de tensión de

condensador 52A según la segunda realización.

Como se muestra en la figura 11, el circuito de generación de valor nominal de tensión del condensador 52A incluye un vector multiplicador 60 y un vector sumador 70.

Usando la señal de corriente medida por el detector de corriente 31A, el controlador 50A produce un valor de comando de tensión del capacitor mediante el cálculo mostrado por la siguiente ecuación, y controla la tensión del capacitor en base al valor producido.

$$\vec{E}_{ref1} = \vec{E}_{refL} + \vec{Z}_1 \cdot \vec{I}_1 \quad \dots (21)$$

Mediante el cálculo de la ecuación (21), se obtiene el valor nominal de tensión del condensador. En el presente ejemplo, una impedancia Z_1 es una impedancia del reactor del lado de carga en el filtro LCL 18A, y representada por una inductancia L_1 y una parte de resistencia R_1 . Inductancia L_1 y resistencia parte R_1 deben almacenarse en el registro 56A por adelantado.

Además, la función de transformación dq 23A recibe una entrada de la señal de detección de corriente del detector de corriente 31A.

Luego, la función de transformación dq 23A calcula la amplitud y la fase de la corriente según la señal de fase de referencia y la señal de detección de corriente del detector de corriente 31A, para obtener la información vectorial sobre la corriente.

El multiplicador vectorial 60 realiza la multiplicación vectorial para multiplicar la parte de resistencia R_1 y una impedancia ωL_1 , que se obtiene por la inductancia en el reactor del lado de la carga en el filtro LCL 18A, por el componente del eje dq de la información vectorial sobre la corriente, para obtener así un producto vectorial.

El sumador de vectores 70 realiza la suma de vectores del comando de tensión de carga E_{refL} a la salida del multiplicador vectorial 60 para obtener un valor de comando de tensión del condensador del convertidor de salida de CA 11A. En el presente ejemplo, el comando de tensión de carga E_{refL} se supone que está formado únicamente por el componente en sincronización con la fase de referencia. El comando de tensión del capacitor está formado por una señal de referencia de tensión E_{refd} del componente del eje d y una señal de referencia de tensión E_{refq} del componente del eje q.

La figura 12 es un diagrama que ilustra la configuración del circuito de control de tensión del capacitor 55A según la segunda realización.

Como se muestra en la figura 12, el circuito de control de tensión del capacitor 55A incluye funciones de transformación dq 86 y 87, ganancia (coeficiente k_i) 80 y 81, función de transferencia 82 y 83, función de transferencia 90 y 91, una función de transformación dq inversa 92, un PWM generador de impulsos 93, unidades diferenciales 84 y 85 y sumadores 88 y 89.

La unidad diferencial 84 calcula la diferencia entre la señal de referencia de tensión del componente del eje d y la señal de tensión del capacitor del componente del eje d, y envía la diferencia calculada a la función de transferencia 82. La función de transferencia 82 amplifica el error en la unidad diferencial 84 y envía el error amplificado al sumador 88.

El sumador 88 suma la señal de referencia de tensión proporcional al coeficiente k_1 y la salida de la función de transferencia 82, y calcula la diferencia de la señal de corriente del capacitor del componente del eje d. Luego, el sumador 88 envía la diferencia calculada a la función de transferencia 90. La función de transferencia 90 amplifica el error en el sumador 88 y envía el error amplificado a la función de transformación inversa dq 92.

Lo mismo también se aplica al componente del eje q.

Específicamente, la unidad diferencial 85 calcula la diferencia entre la señal de referencia de tensión del componente del eje q y la señal de tensión del capacitor del componente del eje q, y luego envía la diferencia calculada a la función de transferencia 83. La función de transferencia 83 amplifica el error en la unidad diferencial 85 y envía el error amplificado al sumador 89.

El sumador 89 suma la señal de referencia de tensión proporcional al coeficiente k_1 y la salida de la función de transferencia 83 y también calcula la diferencia de la señal de corriente del capacitor del componente del eje q. Luego, el sumador 89 envía el resultado a la función de transferencia 91. La función de transferencia 91 amplifica el error en el sumador 89 y envía el error amplificado a la función de transformación inversa dq 92.

Luego, la función de transformación dq inversa 92 realiza la transformación dq inversa de la salida en una señal

trifásica y envía el resultado al generador de impulsos PWM 93.

El generador de pulsos PWM 93A controla la tensión de salida del convertidor PWM 16A según la referencia de tensión obtenida por la transformación inversa dq.

Dado que el controlador 50B es el mismo que el controlador 50A, no se repetirá la descripción detallada del mismo.

A continuación, se describirá el efecto del convertidor de salida de CA según la segunda realización.

La figura 13 es un diagrama que muestra esquemáticamente el sistema de alimentación ininterrumpida 1# según la segunda realización.

Como se muestra en la figura 13, el sistema de alimentación ininterrumpida 1# incluye convertidores de salida de CA 11A y 11B conectados en paralelo a la carga común 3.

La tensión del capacitor en el filtro LCL 18A se controla para que sea constante. Por lo tanto, el circuito en el lado del convertidor PWM 16A que incluye un capacitor puede mostrarse mediante el circuito equivalente de Thevenin que incluye una fuente de tensión formada por una señal de referencia de tensión E_{ref1} y una impedancia equivalente conectada en serie.

En la configuración que se muestra en la figura 11, se supone que la tensión de salida del convertidor PWM se define como E_{01} , la tensión del capacitor se define como E_1 , la corriente del condensador se define como I_{C1} , y la admitancia del condensador se define como Y_{C1} . Así, se obtiene la expresión relacional de la siguiente ecuación respecto a la corriente que circula por una impedancia $Z_{01}(L_{01}, R_{01})$ del circuito eléctrico y la corriente del condensador.

$$\vec{E}_{01} - \vec{E}_1 = \vec{Z}_{01}(\vec{I}_1 + \vec{I}_{C1}) \quad \dots (22)$$

$$\vec{I}_{C1} = \vec{Y}_{C1} \vec{E}_1 \quad \dots (23)$$

Una tensión de salida E_{01} del convertidor PWM se representa usando una ganancia K_1 y funciones de transferencia G_1 y H_1 en el control de tensión del capacitor, como en la siguiente ecuación.

La señal de control formada por ganancia K_1 y funciones de transferencia G_1 y H_1 es una señal de referencia de tensión del convertidor PWM. En este caso, la ganancia entre la señal de referencia de tensión y la tensión del circuito principal es 1. En otras palabras, se considera que la ganancia entre la señal de referencia de tensión y la tensión del circuito principal ya está incluida en la ganancia K_1 y funciones de transferencia G_1 y H_1 .

$$\vec{E}_{01} = \vec{H}_1 \{ K_1 \vec{E}_{ref1} + \vec{G}_1 (\vec{E}_{ref1} - \vec{E}_1) - \vec{I}_{C1} \} = \vec{H}_1 \{ (K_1 + \vec{G}_1) \vec{E}_{ref1} - \vec{G}_1 \vec{E}_1 - \vec{I}_{C1} \} \quad \dots (24)$$

Cuando se aplica y se ordena la ecuación (23), se obtiene la siguiente ecuación.

$$\vec{E}_{01} = \vec{H}_1 \{ (K_1 + \vec{G}_1) \vec{E}_{ref1} - (\vec{G}_1 + \vec{Y}_{C1}) \vec{E}_1 \} \quad \dots (25)$$

La ecuación anterior se sustituye en la ecuación (22) para representar E_1 como una función de E_{ref1} y I_1 .

$$\begin{aligned} \vec{H}_1 \{ (K_1 + \vec{G}_1) \vec{E}_{ref1} - (\vec{G}_1 + \vec{Y}_{C1}) \vec{E}_1 \} - \vec{E}_1 &= \vec{Z}_{01} (\vec{I}_1 + \vec{Y}_{C1} \vec{E}_1) \\ \vec{H}_1 (K_1 + \vec{G}_1) \vec{E}_{ref1} - \vec{H}_1 (\vec{G}_1 + \vec{Y}_{C1}) \vec{E}_1 - \vec{E}_1 &= \vec{Z}_{01} \vec{I}_1 + \vec{Z}_{01} \vec{Y}_{C1} \vec{E}_1 \\ \{ \vec{H}_1 (\vec{G}_1 + \vec{Y}_{C1}) + 1 + \vec{Z}_{01} \vec{Y}_{C1} \} \vec{E}_1 &= \vec{H}_1 (K_1 + \vec{G}_1) \vec{E}_{ref1} - \vec{Z}_{01} \vec{I}_1 \\ \vec{E}_1 &= \frac{\vec{H}_1 (K_1 + \vec{G}_1) \vec{E}_{ref1} - \vec{Z}_{01} \vec{I}_1}{\vec{H}_1 (\vec{G}_1 + \vec{Y}_{C1}) + 1 + \vec{Z}_{01} \vec{Y}_{C1}} \\ \vec{E}_1 &= \frac{\vec{H}_1 (K_1 + \vec{G}_1)}{\vec{H}_1 (\vec{G}_1 + \vec{Y}_{C1}) + 1 + \vec{Z}_{01} \vec{Y}_{C1}} \vec{E}_{ref1} - \frac{\vec{Z}_{01}}{\vec{H}_1 (\vec{G}_1 + \vec{Y}_{C1}) + 1 + \vec{Z}_{01} \vec{Y}_{C1}} \vec{I}_1 \quad \dots (26) \end{aligned}$$

En este caso, suponiendo que el coeficiente de E_{ref1} se define como A_1 y el coeficiente de I_1 se define como B_1 , se obtiene la siguiente ecuación.

$$\vec{E}_1 = \vec{A}_1 \vec{E}_{ref1} + \vec{B}_1 \vec{I}_1 \quad \dots (27)$$

Además, cuando la ecuación (21) se sustituye en E_{ref1} , se obtiene la siguiente ecuación.

$$\vec{E}_1 = \vec{A}_1 (\vec{E}_{refL} + \vec{Z}_1 \vec{I}_1) + \vec{B}_1 \vec{I}_1$$

En consecuencia, se calcula la siguiente ecuación.

$$\vec{E}_1 = \vec{A}_1 (\vec{E}_{refL} + \vec{Z}_1 \vec{I}_1) + \vec{B}_1 \vec{I}_1 = \vec{A}_1 \vec{E}_{refL} + (\vec{A}_1 \vec{Z}_1 + \vec{B}_1) \vec{I}_1 \quad \dots (28)$$

Cuando el circuito equivalente de la figura 9 se representa mediante la ecuación anterior, el circuito se puede describir como se muestra en la figura 13.

La figura 13 muestra la configuración que es básicamente la misma que la de la figura 3 descrita anteriormente.

La figura 13 tiene una configuración diferente de la figura 3 en que, como fuente de tensión, un coeficiente A_1 formado por una constante de circuito y una función de ganancia/transferencia de control se multiplica por un comando de tensión de carga E_{refL} .

Además, la figura 13 es diferente de la figura 3 en que $A_1 Z_1 + B_1$ está conectado como una impedancia equivalente en serie a la impedancia de la fuente de tensión y la carga.

La figura 14 es un diagrama que ilustra un circuito equivalente según la segunda realización.

Como se muestra en la figura 14, cuando dos convertidores de salida de CA son iguales en función de ganancia/transferencia de control e impedancia del circuito en la configuración que se muestra en la figura 13, $Z_1 = Z_2$, $A_1 = A_2 = A$, y $B_1 = B_2 = B$ están establecidos.

De manera similar a la descripción en la primera realización, también como en la segunda realización, la corriente compartida puede controlarse entre dos convertidores de salida de CA, de modo que la corriente pueda equilibrarse.

Además, al mantener la relación de la siguiente ecuación con respecto a la impedancia del circuito y la función de ganancia/transferencia de control, la participación actual se puede establecer en una relación opcional h entre dos convertidores de salida de CA.

$$\vec{Z}_2 = h \vec{Z}_1, \vec{Z}_{02} = h \vec{Z}_{01}, C_2 = C_1 / h (\vec{Y}_{C2} = \vec{Y}_{C1} / h), K_2 = K_1 / h, \vec{H}_2 = h \vec{H}_1, \vec{G}_2 = \vec{G}_1 / h \quad \dots (29)$$

Cuando se establece esta relación, los coeficientes A_2 y B_2 del segundo convertidor de salida de CA se calculan.

$$\begin{aligned} \vec{A}_2 &= \frac{\vec{H}_2 (\vec{K}_2 + \vec{G}_2)}{\vec{H}_2 (\vec{G}_2 + \vec{Y}_{C2}) + 1 + \vec{Z}_{02} \vec{Y}_{C2}} = \frac{h \vec{H}_1 (\vec{K}_1 / h + \vec{G}_1 / h)}{h \vec{H}_1 (\vec{G}_1 / h + \vec{Y}_{C1} / h) + 1 + h \vec{Z}_{01} \cdot \vec{Y}_{C1} / h} \quad \dots (30) \\ &= \frac{\vec{H}_1 (\vec{K}_1 + \vec{G}_1)}{\vec{H}_1 (\vec{G}_1 + \vec{Y}_{C1}) + 1 + \vec{Z}_{01} \vec{Y}_{C1}} = \vec{A}_1 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \vec{B}_2 &= \frac{\vec{Z}_{02}}{\vec{H}_2 (\vec{G}_2 + \vec{Y}_{C2}) + 1 + \vec{Z}_{02} \vec{Y}_{C2}} = \frac{h \vec{Z}_{01}}{h \vec{H}_1 (\vec{G}_1 / h + \vec{Y}_{C1} / h) + 1 + h \vec{Z}_{01} \cdot \vec{Y}_{C1} / h} \quad \dots (31) \\ &= \frac{h \vec{Z}_{01}}{\vec{H}_1 (\vec{G}_1 + \vec{Y}_{C1}) + 1 + \vec{Z}_{01} \cdot \vec{Y}_{C1}} = h \vec{B}_1 \end{aligned}$$

La ecuación (30) muestra que las magnitudes de las fuentes de tensión en los circuitos equivalentes de dos convertidores de salida de CA son iguales entre sí cuando se establece la relación de la ecuación (29).

Además, la ecuación (31) muestra que la impedancia equivalente del segundo convertidor de salida de CA es h veces

mayor que la del primer convertidor de salida de CA.

La figura 15 es un diagrama que ilustra otro circuito equivalente según la segunda realización.

- 5 Como se muestra en la figura 14, se establece la siguiente ecuación entre I_1 y I_2 cuando se establece la relación de la ecuación (28).

$$\vec{A}_1 \vec{E}_{refL} + (\vec{A}_1 \vec{Z}_1 + \vec{B}_1 + \vec{Z}_1) \vec{I}_1 = \vec{A} \vec{E}_{refL} + h(\vec{A}_1 \vec{Z}_1 + \vec{B}_1 + \vec{Z}_1) \vec{I}_2$$

$$\vec{I}_1 = h \vec{I}_2 \quad \dots (32)$$

- 10 En consecuencia, ajustando la impedancia del circuito y la función de ganancia/transferencia de control según corresponda, se puede ajustar la corriente compartida entre dos convertidores de salida de CA.

La figura 16 es un diagrama que ilustra el resultado de la simulación del sistema de suministro de energía ininterrumpible 1# de acuerdo con la segunda realización.

- 15 La figura 16 (A) muestra el valor efectivo y la fase de la fase representativa de la corriente de salida de cada uno de los convertidores de salida de CA 11A y 11B. Muestra que, después de que dos convertidores de salida de CA se inician en cero en el eje de tiempo, la participación actual se iguala en aproximadamente 0,3 segundos a 0,4 segundos. También muestra que la cuota actual se mantiene a partir de entonces incluso cuando la carga se reduce después de un lapso de 0,5 segundos o cuando la carga se cambia al valor original nuevamente después de un lapso de 0,8 segundos.

- 25 La figura 16 (B) muestra el valor efectivo y la fase de la tensión de carga. Muestra que la tensión de la carga se mantiene a una tensión aproximadamente fijo en el estado estacionario, aunque ocurran fluctuaciones de la carga.

- En la presente simulación, dado que los convertidores de salida de CA 11A y 11B están provistos del mismo circuito de control de tensión del capacitor, estos convertidores de salida son operados por el mismo comando de tensión del capacitor. Por lo tanto, las tensiones de los capacitores en dos convertidores de salida de CA 11A y 11B se controlan para que sean iguales. Incluso si las corrientes de salida de dos convertidores de salida de CA 11A y 11B están desequilibradas debido a algunos factores, las corrientes de salida se controlan para equilibrarse finalmente.

- Además, la tensión en el bus conectado a la carga es información común a dos convertidores de salida de CA y también se puede detectar de forma independiente. Mediante la fase de referencia obtenida de esta manera, se pueden lograr las mismas funciones y efectos que los de la primera realización.

- 35 Por lo tanto, también en la presente realización, los convertidores de salida de CA pueden realizar el control utilizando solo las señales que pueden observar sus respectivos dispositivos, de modo que se puede controlar el equilibrio de corriente entre los convertidores de salida de CA. Además, dado que el control lo realizan únicamente los controladores incluidos en sus respectivos convertidores de salida de CA, se hace posible eliminar la necesidad de proporcionar: un controlador común a una pluralidad de convertidores de salida de CA; y los medios de transmisión/recepción de señales entre los convertidores de salida de CA.

Primera Modificación de la Segunda Realización

- 45 La configuración que usa el reactor del lado de la carga en el filtro LCL como impedancia de salida se ha explicado en la descripción anterior. En este caso, incluso en la configuración que incluye un transformador provisto en lugar del reactor del lado de carga, la impedancia de cortocircuito (impedancia de fuga) del transformador de salida es equivalente a la del reactor, por lo que se puede lograr un efecto similar.

- 50 La figura 17 es un diagrama que ilustra la configuración de un sistema de alimentación ininterrumpida 1#P según la primera modificación de la segunda realización.

- Como se muestra en la figura 17, el sistema de suministro de energía ininterrumpible 1#P es diferente del sistema de suministro de energía ininterrumpible 1# en que el convertidor de salida de CA 11A se reemplaza con un convertidor de salida de CA 11#PA mientras que el convertidor de salida de CA 11B se reemplaza con un convertidor de salida de CA 11#PB.

- El convertidor de salida de CA 11#PA es diferente del convertidor de salida de CA 11A en que se elimina el reactor del filtro LCL 18A y se proporciona el transformador 18A en lugar del reactor. El detector de corriente 31A se proporciona entre el filtro y el transformador 18A. Dado que otras configuraciones son las mismas que las descritas en la figura 1, no se repetirá la descripción detallada de las mismas.

Además, el convertidor de salida de CA 11#PB es diferente del convertidor de salida de CA 11B en que se elimina el

reactor del filtro LCL 18B y se proporciona el transformador 18B en lugar del reactor. El detector de corriente 31B se proporciona entre el filtro y el transformador 18B. Dado que otras configuraciones son las mismas que las descritas en la figura 1, no se repetirá la descripción detallada de las mismas.

- 5 La presente configuración también puede lograr el mismo efecto que en la primera realización. Además, el detector de corriente 31A se puede proporcionar entre la carga de CA 3 y el transformador 18A, mientras que el detector de corriente 31B se puede proporcionar entre la carga de CA 3 y el transformador 18B.

Segunda Modificación de la Segunda Realización

- 10 La figura 18 es un diagrama que ilustra la configuración de un sistema de alimentación ininterrumpida 1#Q según la segunda modificación de la segunda realización.

- 15 Con referencia a la figura 18, el sistema de suministro de energía ininterrumpible 1#Q es diferente del sistema de suministro de energía ininterrumpible 1# en la figura 10 en que el convertidor de salida de CA 11A se reemplaza con un convertidor de salida de CA 11#QA mientras que el convertidor de salida de CA 11B se reemplaza con un convertidor de salida de CA 11#QB.

- 20 El convertidor de salida de CA 11#QA es diferente del convertidor de salida de CA 11A en que la fase de referencia se obtiene de la tensión en el bus conectado a la carga 3. Dado que otras configuraciones son iguales, no se repetirá la descripción detallada de las mismas.

- 25 Además, el convertidor de salida de CA 11#QB es diferente del convertidor de salida de CA 11B en que la fase de referencia se obtiene de la tensión en el bus conectado a la carga 3. Dado que otras configuraciones son iguales, no se repetirá la descripción detallada de las mismas. El mismo efecto que el de la primera realización se consigue también en la presente configuración.

El mismo efecto que el de la segunda realización se consigue también en la presente configuración.

- 30 Además, la tensión en el bus conectado a la carga también se considera como información que es común a dos convertidores de salida de CA y que es detectable por dos convertidores de salida de CA de forma independiente.

En consecuencia, se puede lograr el mismo efecto que en la segunda realización.

35 Tercera Realización

La figura 19 es un diagrama que muestra esquemáticamente la configuración de un sistema de suministro de energía ininterrumpible según la tercera realización.

- 40 La figura 19 muestra esquemáticamente el caso en el que se aplican tres convertidores de salida de CA diferentes. Por ejemplo, se describirá el caso en el que se proporcionan convertidores de salida de CA 11A, 11B y 11C.

- 45 El presente ejemplo muestra una configuración en la que tres convertidores de salida de CA 11A, 11B y 11C tienen una capacidad diferente entre sí, y las impedancias del reactor del lado de carga L_1 en el filtro LCL 18 se definen como Z_1 , Z_2 y Z_3 .

- 50 Por ejemplo, a continuación, se dará una explicación con respecto al caso en el que la relación de impedancia de los convertidores de salida de CA 11A, 11B y 11C se establece en $Z_1:Z_2:Z_3 = 1:1,25:1,5$ y también el caso en el que la relación de las funciones de transferencia se ajusta de manera similar.

- La figura 20 es un diagrama que ilustra el resultado de la simulación de un sistema de suministro de energía ininterrumpible 1# según la tercera realización.

- 55 Como se muestra en la figura 20, se confirmó que, en esta configuración, la relación de las corrientes de salida de los convertidores de salida de CA 11A, 11B y 11C es inversamente proporcional a la relación de impedancia y se controla para que sea $I_1:I_2:I_3 = 1,5:1,25:1$.

- 60 Por lo tanto, también en la presente realización, los convertidores de salida de CA pueden realizar el control usando solo las señales que pueden observar sus respectivos dispositivos, de manera que se puede controlar el equilibrio de corriente entre los convertidores de salida de CA.

- 65 Además, incluso cuando los valores de las impedancias de los reactores del lado de la carga en los convertidores de salida de CA son diferentes, los valores de comando de tensión se producen en consecuencia, de modo que la corriente puede controlarse para distribuirse de acuerdo con cada uno de los convertidores de salida de CA incluso en el caso de que los convertidores de salida de CA que tengan diferentes capacidades estén dispuestos en paralelo.

LISTA DE SEÑALES DE REFERENCIA

- 1, 1P, 1#, 1#P sistema de alimentación ininterrumpida, 2 fuente de alimentación CA, 3 cargas, 10, 10A, 10B, 11, 11A, 11B convertidor de salida CA, 12A, transformador 12B, 14A, rectificador 14B, 15A, Condensador de CC 15B, 5 convertidor PWM 16A, 16B, impedancia de salida 17A, 17B, filtro LCL 18A, 18B, controlador 20A, 20B, 50A, 50B, detector de tensión 21A, 21B, 53A, 53B, circuito de generación de señal de fase de referencia 22A, 22B, 23A, 23B función de transformación dq, 24A, 24B, 60 multiplicador vectorial, 25A, 25B función de ganancia, 26A, 26B, 70 sumador vectorial, 27A, 27B, 92 función de transformación inversa dq, 28A, 28B, 93 generador de impulsos PWM, 29A, 29B, 30A, 30B, 56A, registro 56B, detector de corriente 31A, 31B, 54A, 54B, circuito de generación de valor de 10 comando de tensión de condensador 52A, 52B, circuito de control de tensión de condensador 55A, 55B.

REIVINDICACIONES

1. Un sistema de suministro de energía (1) que comprende:

5 una pluralidad de convertidores de salida de CA (10, 10A, 10B, 11, 11A, 11B) conectados en paralelo y configurados para suministrar energía eléctrica a una carga de CA, cada uno de la pluralidad de convertidores de salida de CA (10, 10A, 10B, 11, 11A, 11B) que incluyen

10 una impedancia de salida (Z1, Z2) conectable a la carga de CA,
un convertidor PWM (16A, 16B) configurado para convertir la alimentación de CC en alimentación de CA, y
un controlador (20A, 20B, 50A, 50B) configurado para enviar un valor de comando de tensión (Eref1, Eref2) al convertidor PWM (16A, 16B),

15 el controlador (20A, 20B, 50A, 50B) incluyendo

un sumador vectorial (70) configurado para realizar la suma vectorial de una parte de una caída de tensión que ocurre debido a una corriente que fluye a través de la impedancia de salida (Z1, Z2) y un valor de comando de tensión de carga (ErefL) de la carga de CA, y
20 un convertidor configurado para enviar el valor de comando de tensión al convertidor PWM (16A, 16B) en base a una suma de vectores obtenida a través de la suma de vectores de tal manera que una salida de tensión real de cada uno de la pluralidad de convertidores de salida de CA (10, 10A, 10B, 11, 11A, 11B) es igual al valor de comando de tensión (Eref1, Eref2), en el que

25 los valores de comando de tensión de carga (ErefL) de la pluralidad de convertidores de salida de CA (10, 10A, 10B, 11, 11A, 11B) son iguales,
el controlador (20A, 20B, 50A, 50B) incluye un vector multiplicador (24A, 24B), y
el multiplicador vectorial (24A, 24B) está configurado para calcular una parte de la caída de tensión multiplicando un producto de un valor de la impedancia de salida (Z1, Z2) y la corriente que fluye a través de la impedancia de salida (Z1, Z2) por un coeficiente menor que aproximadamente uno.

30 2. El sistema de suministro de energía (1) según la reivindicación 1, en el que la impedancia de salida (Z1, Z2) está formada por un reactor.

35 3. El sistema de suministro de energía (1) según la reivindicación 1, en el que la impedancia de salida (Z1, Z2) está formada por una inductancia de fuga de un transformador.

4. El sistema de suministro de energía (1) según la reivindicación 1, en el que

40 el controlador (20A, 20B, 50A, 50B) incluye un primer detector de tensión (21A, 21B) configurado para detectar una tensión de una fuente de alimentación de CA, y
un circuito de generación de señal de fase de referencia (22A, 22B) configurado para generar una señal de fase de referencia en sincronización con una señal de detección de tensión del primer detector de tensión (21A, 21B).

45 5. El sistema de suministro de energía (1) según la reivindicación 1, en el que

el controlador (20A, 20B, 50A, 50B) incluye un detector de corriente (31A, 31B) configurado para detectar la corriente que fluye a través de la impedancia de salida (Z1, Z2),
un primer detector de tensión (21A, 21B) configurado para detectar una tensión de un bus de CA del sistema de suministro de energía (1) conectable a la carga de CA (3), y
50 un circuito de generación de señal de fase de referencia (22A, 22B) configurado para generar una señal de fase de referencia en sincronización con una tensión detectada por el primer detector de tensión (21A, 21B).

55 6. El sistema de suministro de energía (1) según la reivindicación 1, en el que cada uno de la pluralidad de convertidores de salida de CA (10, 10A, 10B, 11, 11A, 11B) incluye

un filtro LCL que tiene un condensador y un reactor conectable a la carga de CA, y en el que la impedancia de salida incluye dicho reactor del filtro LCL,
el controlador (20A, 20B, 50A, 50B) incluyendo

60 un segundo detector de tensión (53A) configurado para detectar una tensión del condensador del filtro LCL,
un detector de corriente (31A, 31B) configurado para detectar una corriente que fluye a través del reactor del filtro LCL,

65 un circuito de control de tensión del capacitor (55A) configurado para obtener una tensión del capacitor a través de dicho segundo detector de tensión (53A) y para realizar un control de retroalimentación de manera que el valor de la tensión del capacitor obtenido sea igual a la señal de referencia de tensión (Erefd1, Erefq1), y en el que el valor de la impedancia de salida comprende una resistencia (R11) y una inductancia (L11) de dicho

reactor del filtro LCL.

7. El sistema de suministro de energía (1) según la reivindicación 6, en el que el reactor del filtro LCL está formado por una inductancia de fuga de un transformador.

5 8. El sistema de suministro de energía (1) según la reivindicación 6, en el que el controlador (20A, 20B, 50A, 50B) incluye

10 un primer detector de tensión (21A, 21B) configurado para detectar una tensión de una fuente de alimentación de CA, y
un circuito de generación de señal de fase de referencia (22A, 22B) configurado para generar una señal de fase de referencia en sincronización con una señal de detección de tensión del primer detector de tensión (21A, 21B).

15 9. El sistema de suministro de energía (1) según la reivindicación 6, en el que el controlador (20A, 20B, 50A, 50B) incluye

20 un primer detector de tensión (21A, 21B) configurado para detectar una tensión de un bus de CA del sistema de suministro de energía (1) conectable a la carga de CA (3), y
un circuito de generación de señal de fase de referencia configurado para generar una señal de fase de referencia en sincronización con una tensión detectada por el primer detector de tensión (21A, 21B).

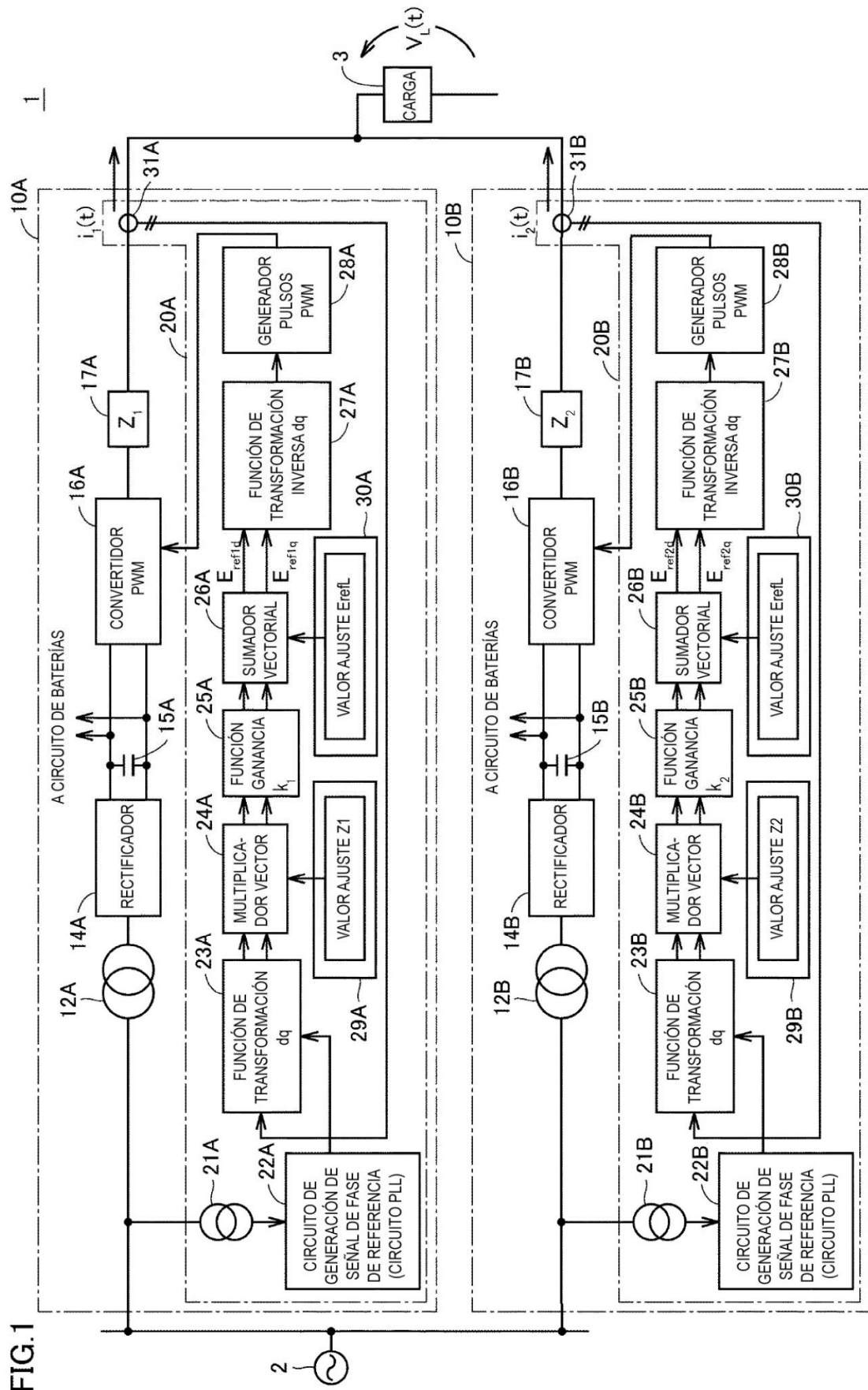


FIG.2

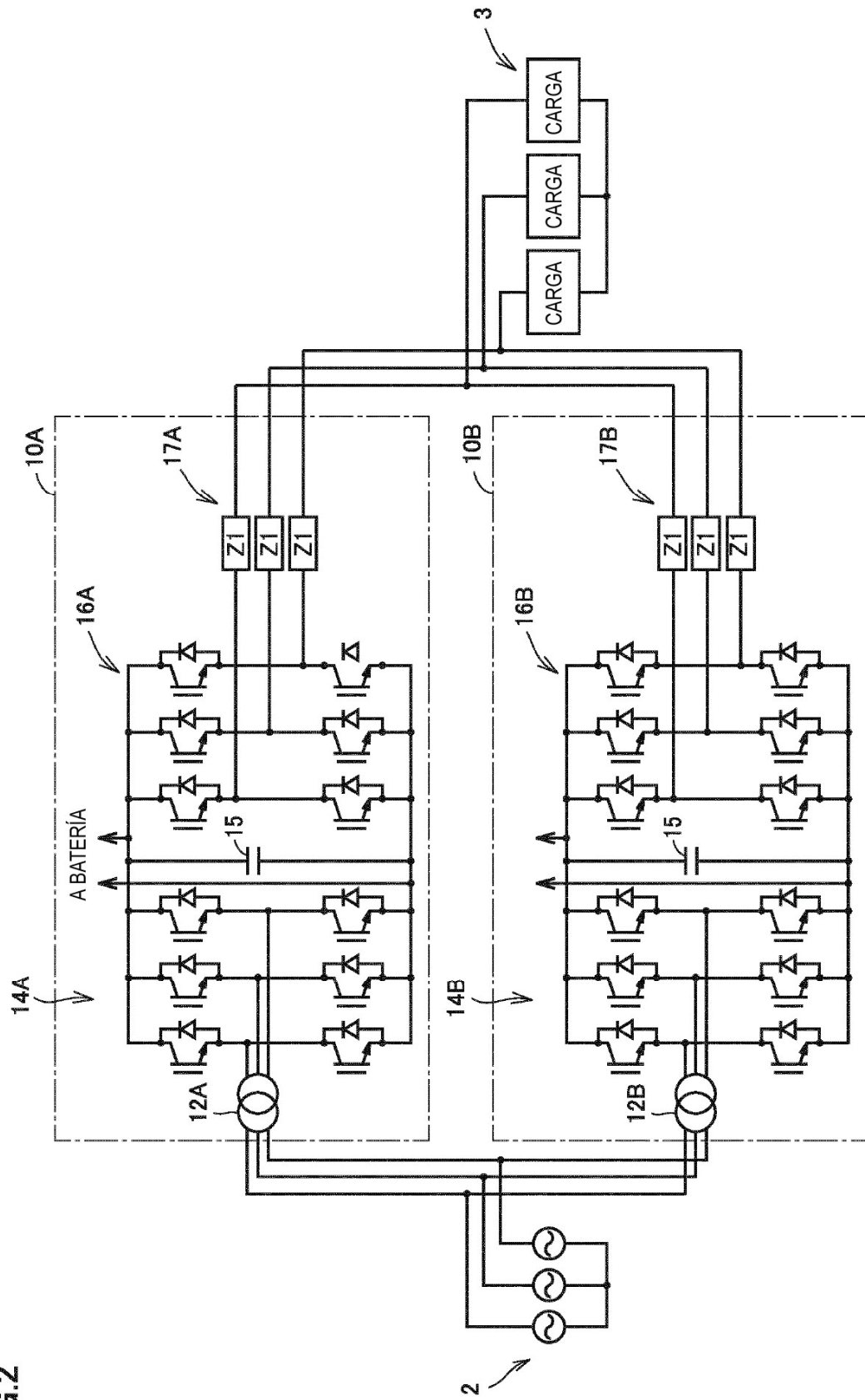


FIG.3

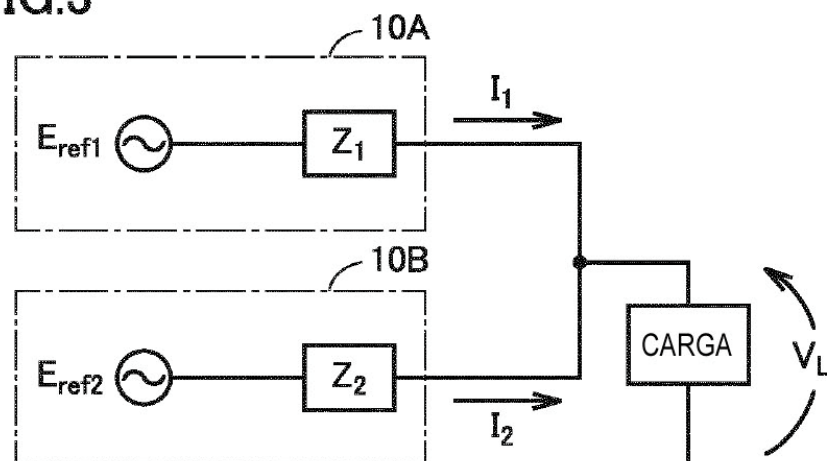


FIG.4

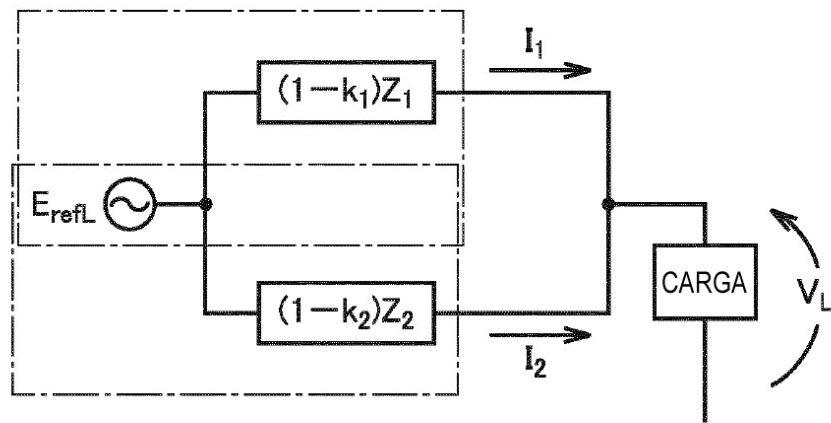


FIG.5

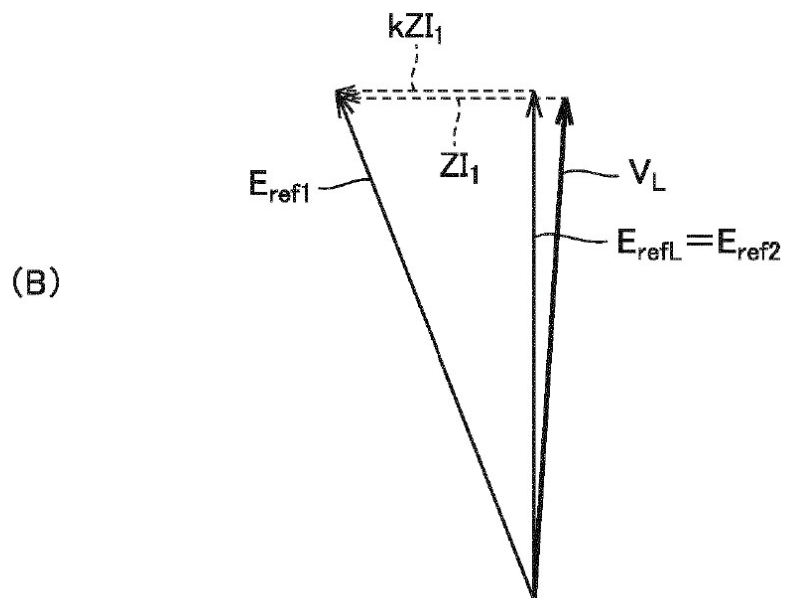
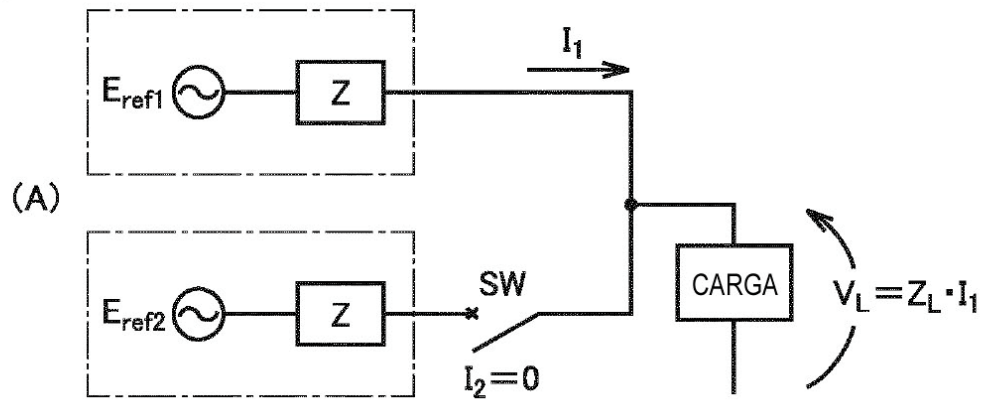
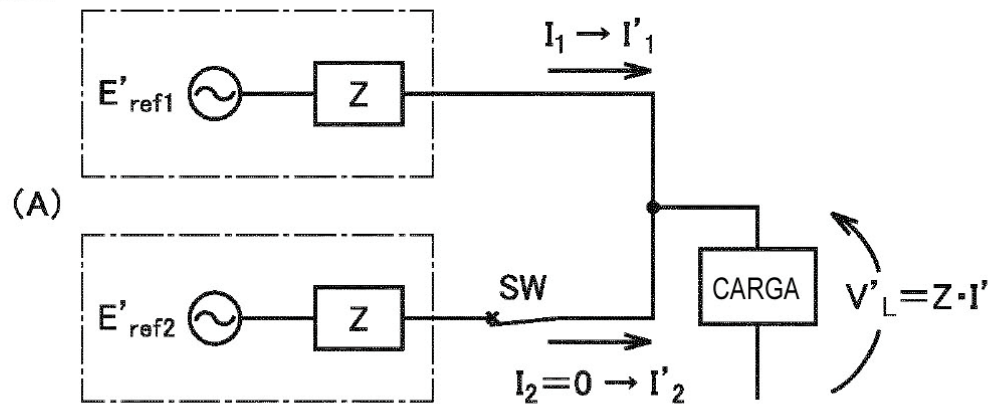


FIG.6



(B)

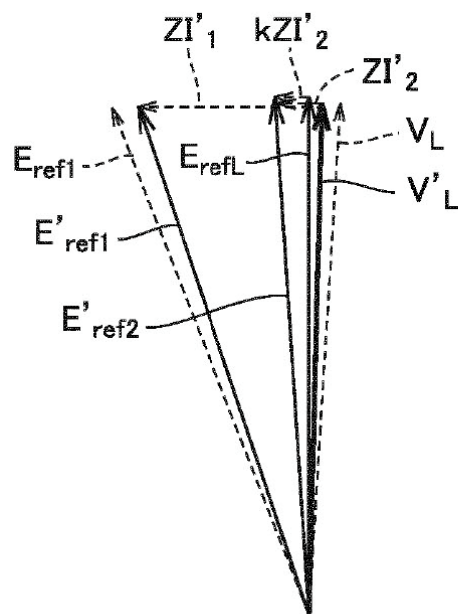
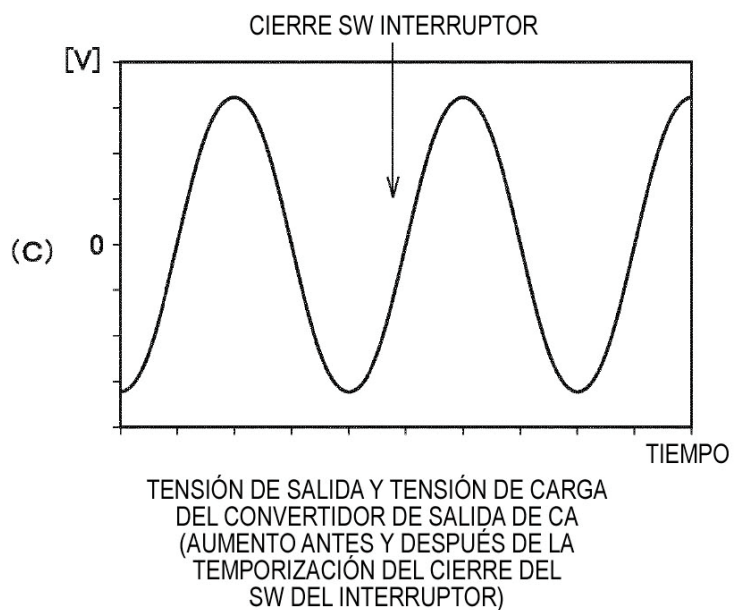
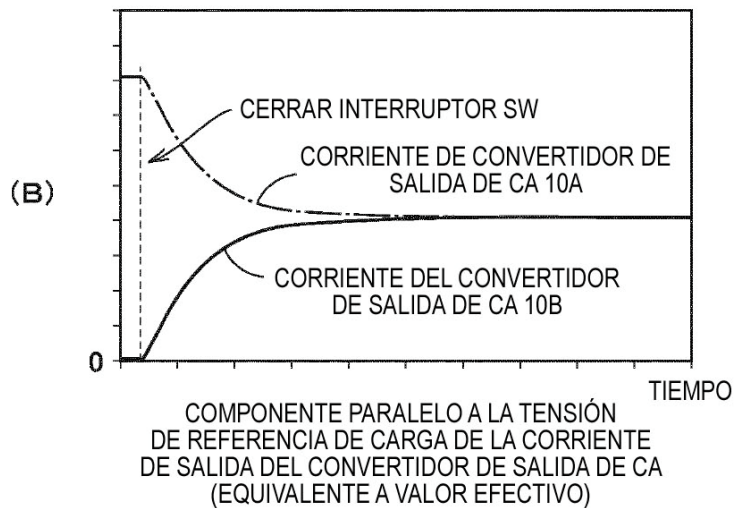
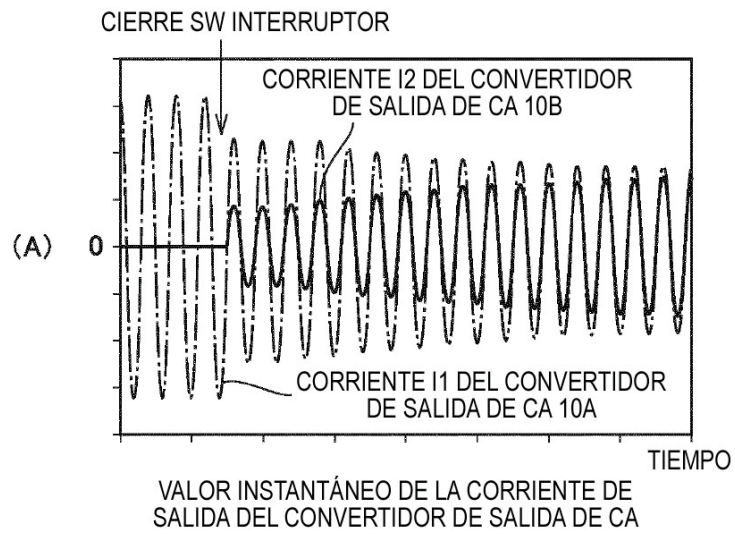


FIG.7



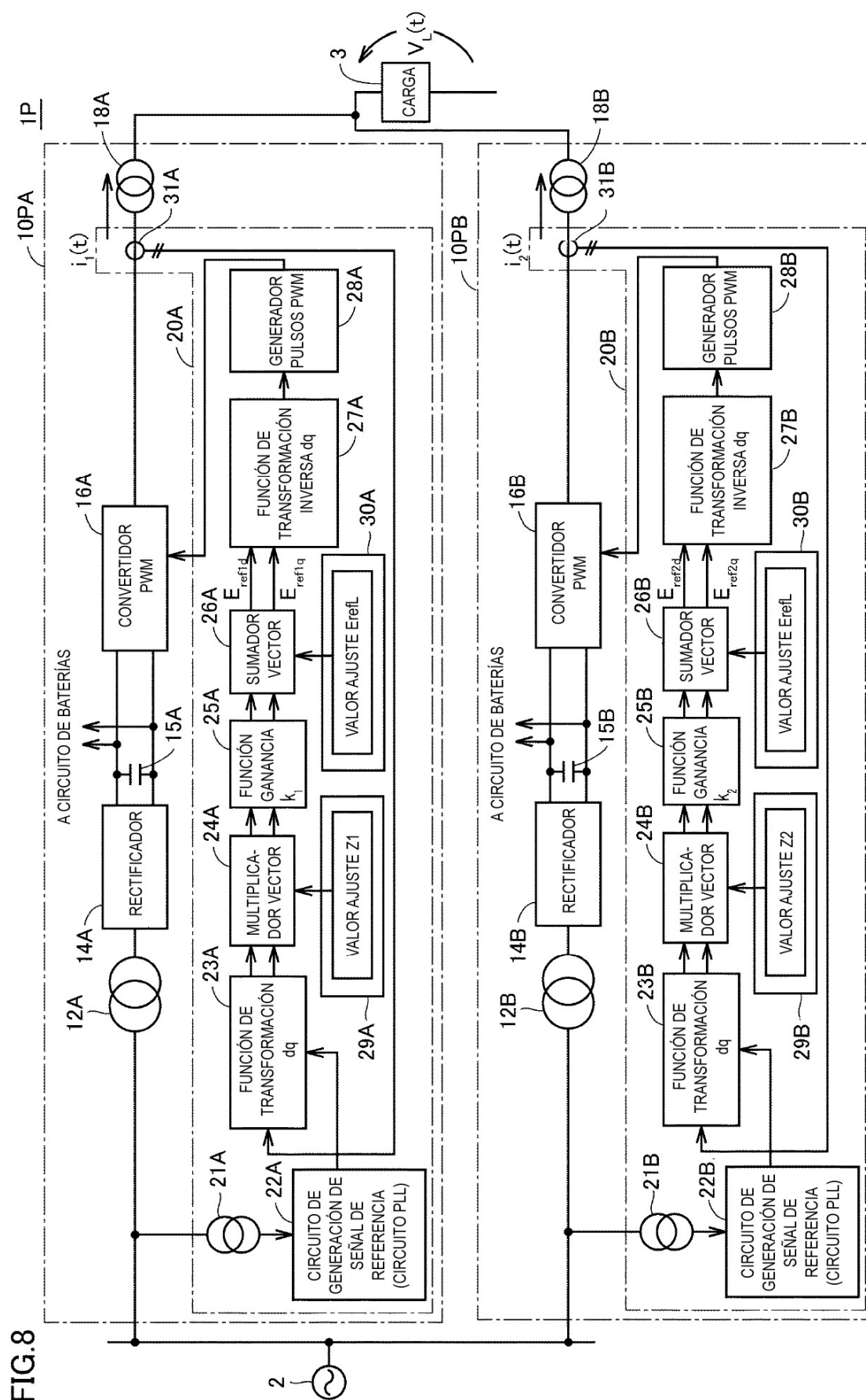
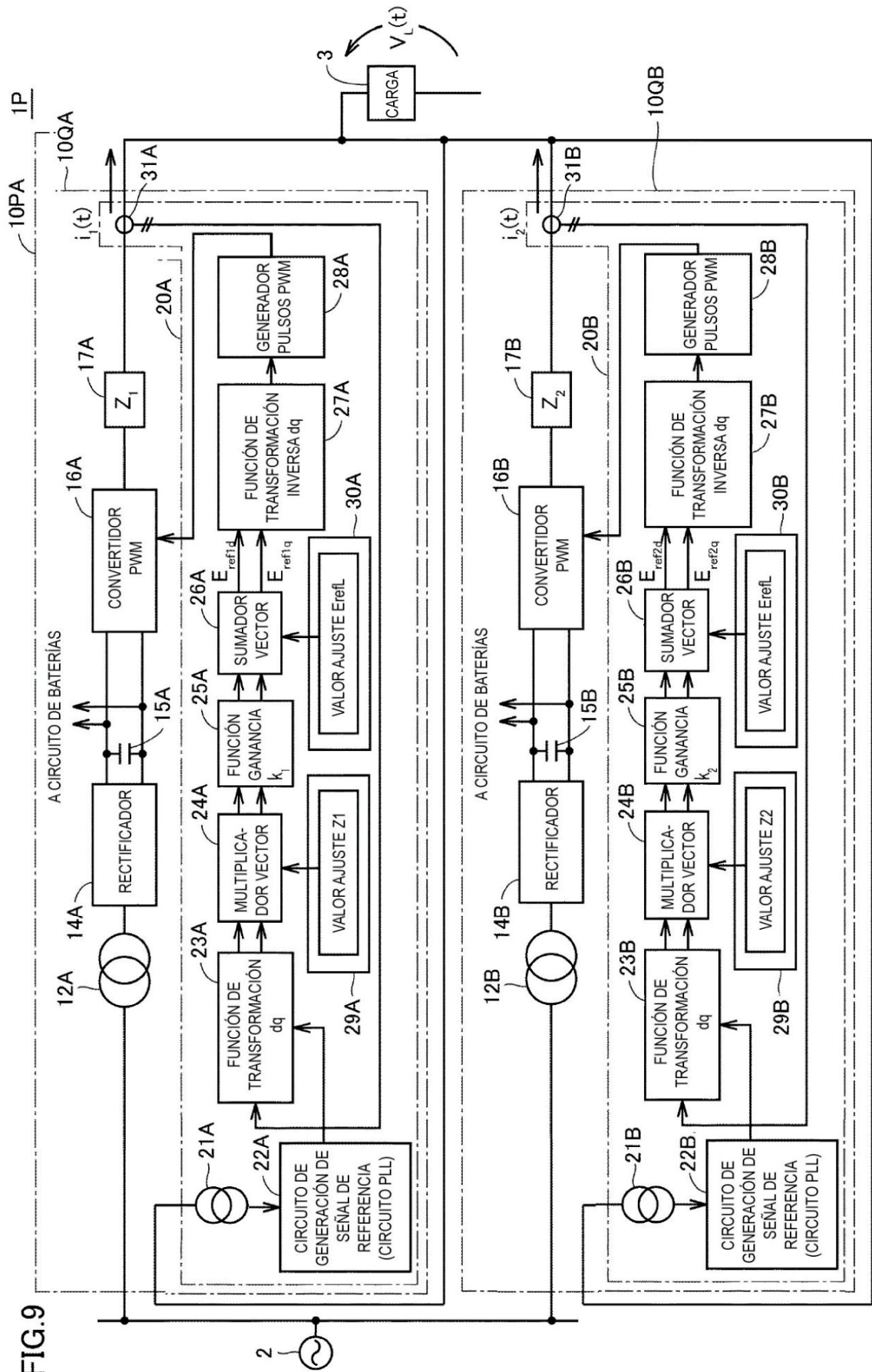


FIG.9



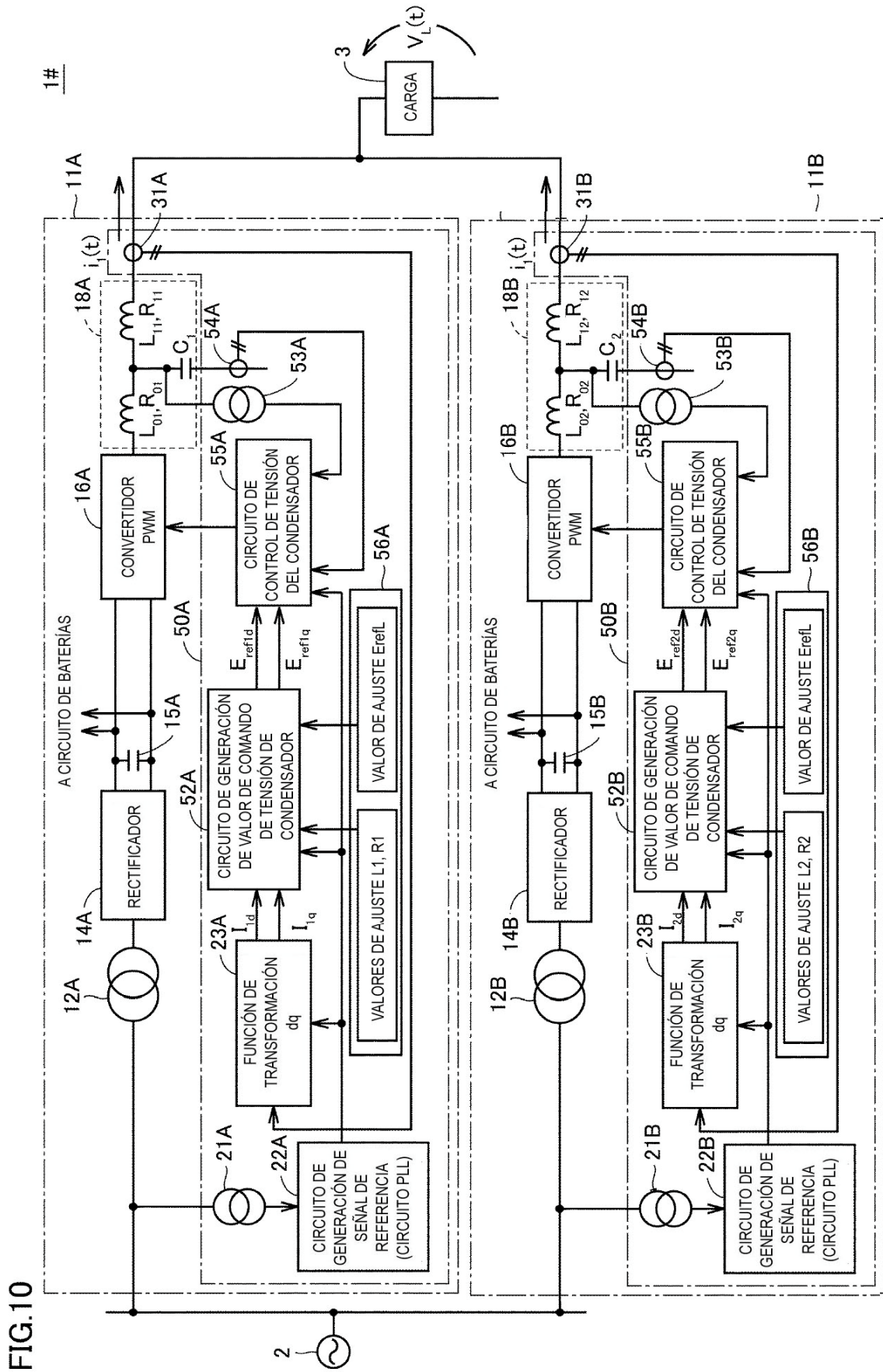


FIG.11

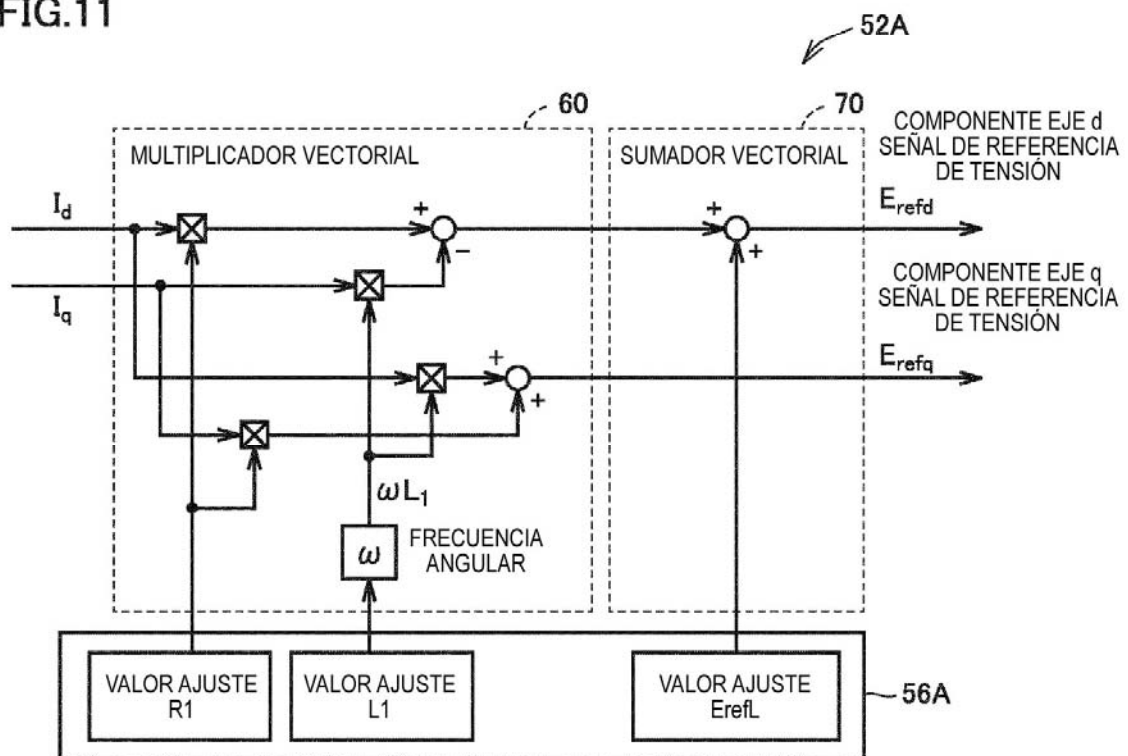


FIG.12

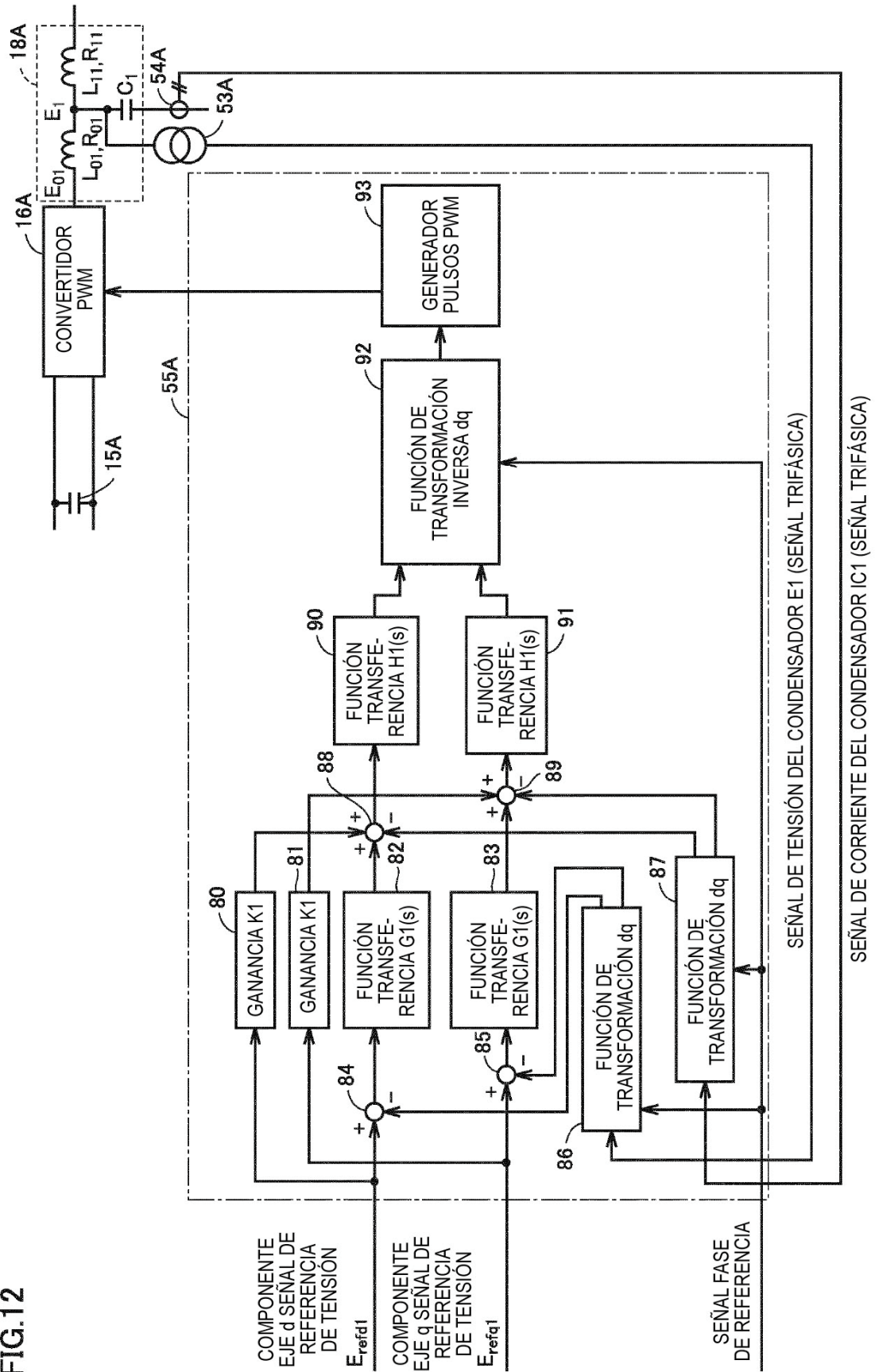


FIG.13

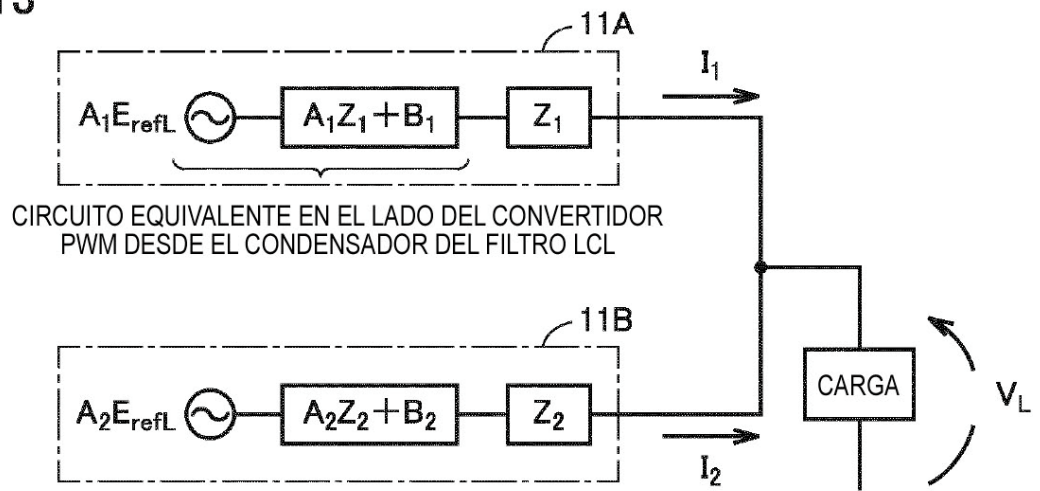


FIG.14

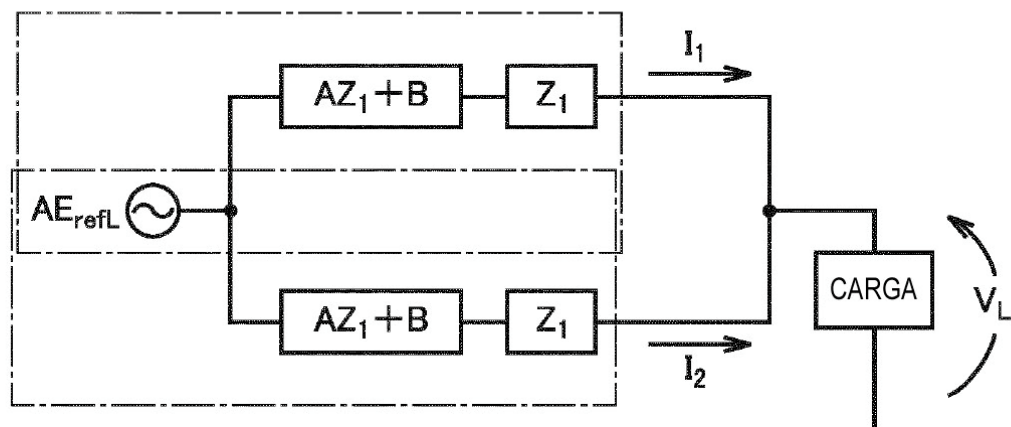


FIG.15

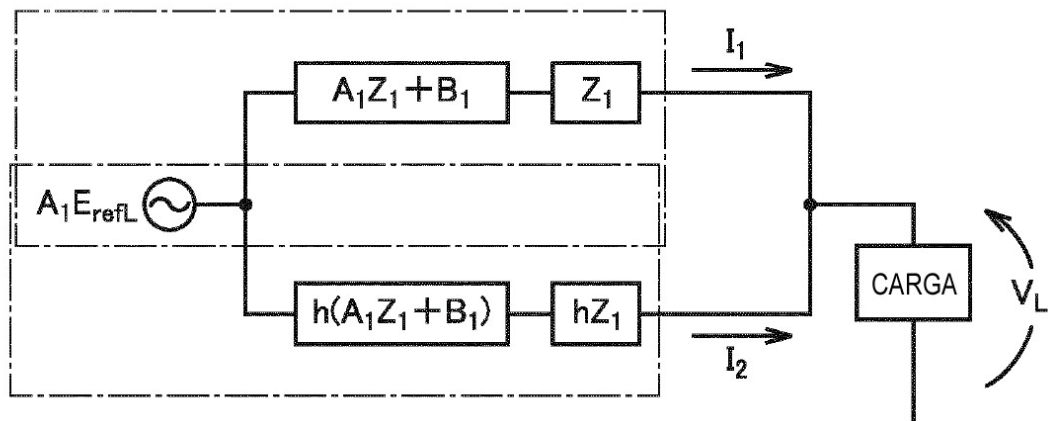


FIG.16

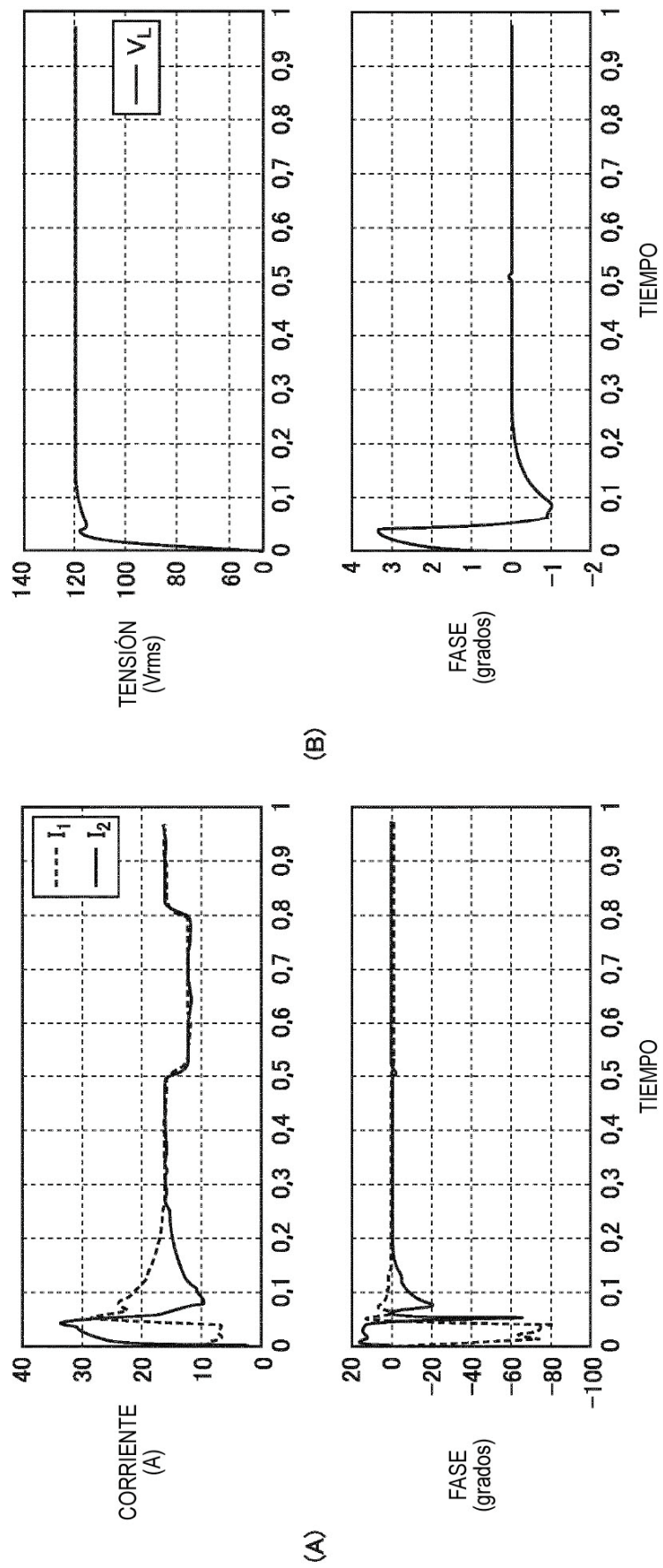


FIG.17

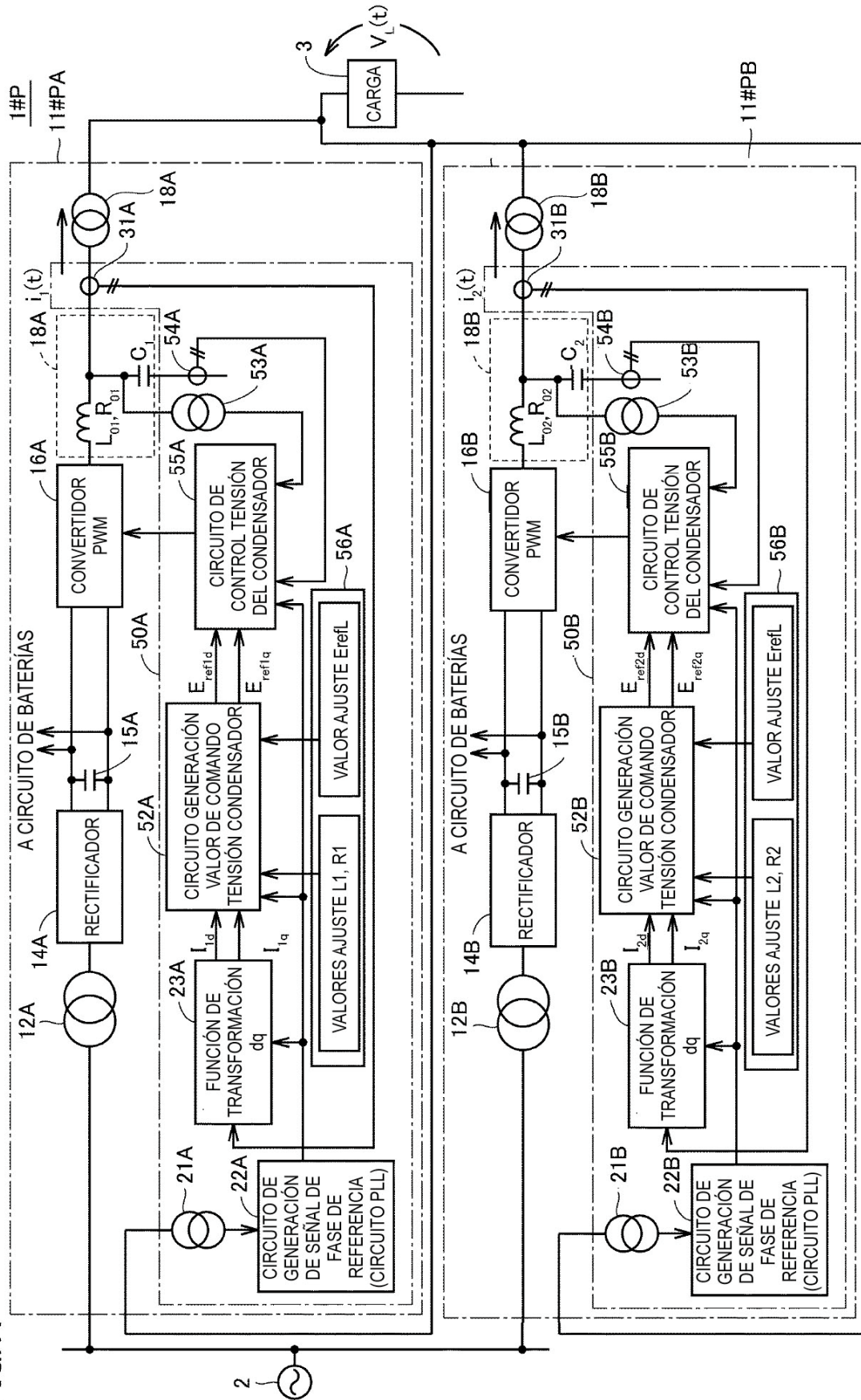


FIG.18

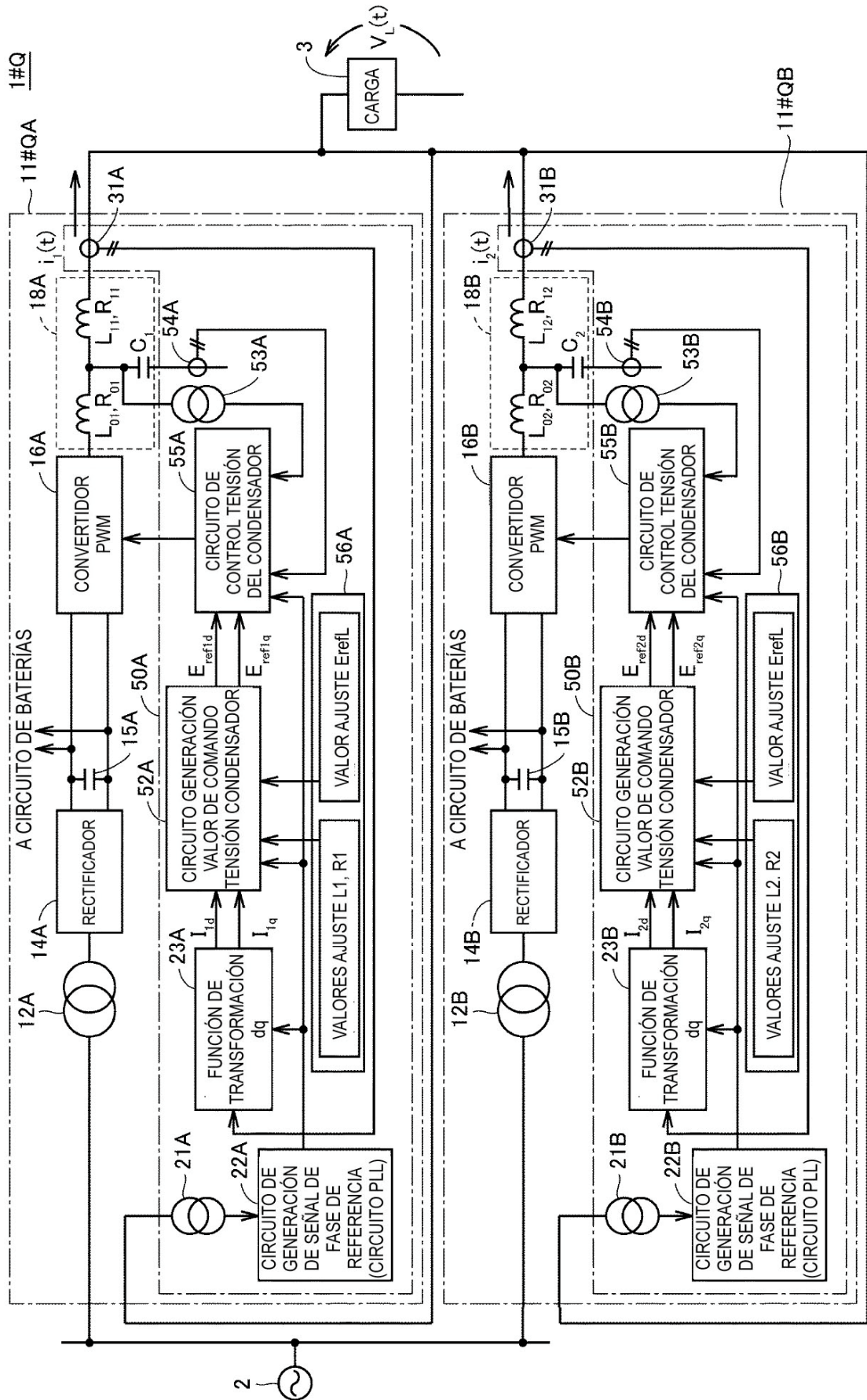


FIG.19

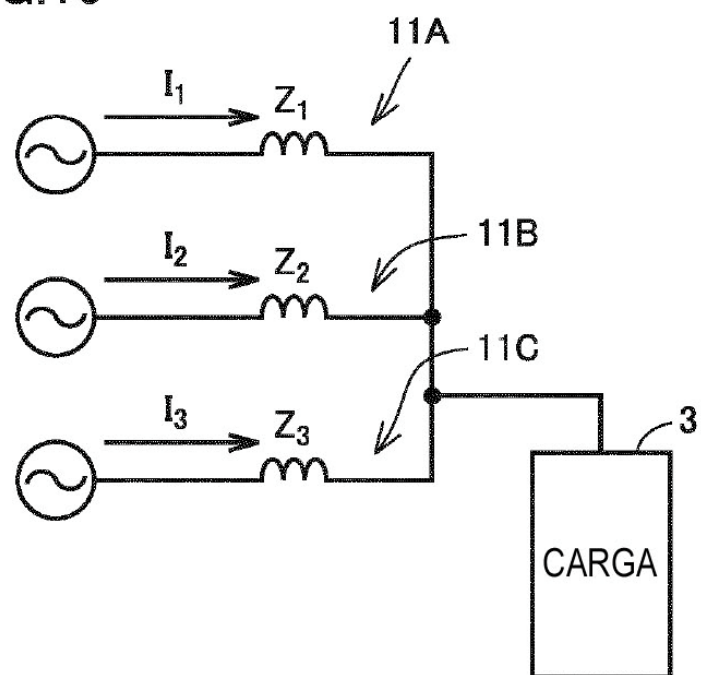


FIG.20

