

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 616 032**

51 Int. Cl.:

**H02M 5/458** (2006.01)  
**H02M 7/48** (2007.01)  
**H02M 5/257** (2006.01)  
**H02M 5/297** (2006.01)  
**H02M 5/45** (2006.01)  
**H02M 5/22** (2006.01)  
**H02M 1/12** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **14.09.2012 PCT/JP2012/073609**
- 87 Fecha y número de publicación internacional: **04.04.2013 WO2013047236**
- 96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **14.09.2012 E 12836508 (7)**
- 97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **07.12.2016 EP 2763301**

54 Título: **Procedimiento de control de convertidor de potencia**

30 Prioridad:

**26.09.2011 JP 2011209176**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**09.06.2017**

73 Titular/es:

**DAIKIN INDUSTRIES, LTD. (100.0%)  
Umeda Center Building 4-12, Nakazaki-Nishi 2-  
chome  
Kita-ku, Osaka-shi, Osaka 530-8323, JP**

72 Inventor/es:

**FUJITA, TAKAYUKI**

74 Agente/Representante:

**MARTÍN BADAJOZ, Irene**

ES 2 616 032 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**

Procedimiento de control de convertidor de potencia

5 **Campo técnico**

La presente invención se refiere a una técnica de reducción de armónicos de una corriente de carga en un denominado convertidor de potencia de CA-CA.

10 **Técnica anterior**

Se muestra un inversor como un circuito que excita una carga de CA multifásica tal como un motor. Se sabe que este inversor emplea una configuración (denominada "inversor sin condensador" a continuación), que incluye un convertidor matricial o incluye un enlace de CC pero no un circuito de suavizado tal como un condensador más grande o un reactor como sistema de circuito que consigue una alta eficacia y miniaturización.

Los convertidores matriciales incluyen un convertidor matricial directo que no está dotado de un enlace de CC y un convertidor matricial indirecto que está dotado de un enlace de CC. Sin embargo, tal como se introduce en el documento de patente 3, incluso un convertidor matricial directo puede controlarse basándose en el funcionamiento de una configuración en la que un convertidor de CA-CC virtual y un convertidor de CC-CA virtual se acoplan a través de un enlace de CC virtual sin un circuito de suavizado.

Además, el documento de patente 4 introduce también el inversor sin condensador descrito anteriormente, que tiene un condensador en un enlace de CC pero la capacidad del condensador está diseñada para que sea menor que una capacidad para funcionar como circuito de suavizado. En esta técnica, se supone que la tensión del enlace de CC es pulsada.

Por tanto, un circuito que convierte potencia de CA sin un circuito de suavizado sustancial, independientemente de si se proporciona formalmente o no un enlace de CC o de si se proporciona o no un condensador, se denomina convertidor de potencia de CA-CA directo en la presente solicitud.

Una conversión de potencia de CA-CA directa no implica un amortiguador de energía, y por tanto las componentes armónicas producidas por una carga de CA multifásica se propagan a un lado de potencia, y aumentan los armónicos de una corriente de alimentación. La reducción de los armónicos de la corriente de alimentación se demanda para impedir influencias negativas en el entorno circundante. Un ejemplo específico de esta demanda es, por ejemplo, una regla de la norma IEC61000-3-2. Según esta regla, se regulan las componentes armónicas hasta el orden 40 con respecto a una frecuencia de alimentación.

El documento de patente 1 señala que, cuando se usa, por ejemplo, un motor para una carga de CA multifásica y se adopta un devanado concentrado como procedimiento de devanado de devanados de inducido del motor, una corriente (corriente de inducido) que fluye en los devanados de inducido incluye componentes armónicas y, más particularmente, la componente de orden 5 y la componente de orden 7 debido a una tensión diferencial entre una tensión emitida desde un inversor y una potencia inductiva de una máquina eléctrica rotativa. Tales componentes armónicas (con respecto a una componente de onda fundamental de una tensión emitida desde el inversor) provocan un aumento de armónicos de una corriente de alimentación.

El documento de patente 5 introduce una técnica de reducción de la componente de orden 5 y la componente de orden 7.

50 **Documentos de la técnica anterior**

**Documentos de patente**

55 Documento de patente 1: solicitud de patente japonesa abierta a consulta por el público n.º 2005-27422

Documento de patente 2: solicitud de patente japonesa abierta a consulta por el público n.º 2007-312589

Documento de patente 3: solicitud de patente japonesa abierta a consulta por el público n.º 2004-222338

60 Documento de patente 4: patente japonesa n.º 4067021

Documento de patente 5: patente japonesa n.º 4488122

**Documento no de patente**

65 Documento no de patente 1: Lixiang Wei, Thomas. A Lipo, "A Novel Matrix Converter Topology With Simple

Commutation", IEEE IAS2001, vol. 3, 2001, págs. 1749 a 1754.

**Sumario de la invención**

**5 Problemas que ha de resolver la invención**

Sin embargo, la técnica introducida en el documento de patente 5 no tiene en cuenta una diferencia de fase entre componentes armónicas para mayor simplificación, tiene un margen de mejora a tal efecto.

10 Por tanto, un objeto de la presente invención es reducir, cuando se emite una tensión de CA a una carga inductiva tal como un motor, la pulsación de la potencia efectiva provocada por las componentes armónicas de orden -ésimo impares de una corriente que fluye en la carga. Esto conduce a la supresión de la pulsación de la potencia efectiva de enlace de CC en un convertidor de potencia directo que no incluye un condensador de suavizado aunque el convertidor de potencia directo tenga el enlace de CC y, como resultado, a la supresión de un armónico de potencia.

**15 Medios para resolver los problemas**

Un procedimiento de control de convertidor de potencia según la presente invención, tal como se especifica en las reivindicaciones 1 o 2, es un procedimiento para controlar un convertidor de potencia de CA-CA directo (9) que incluye: un circuito rectificador (3) que introduce unas primeras tensiones de CA (Vr, Vs, Vt) y emite una tensión rectificadora (Vdc); y un inversor de fuente de tensión (4) que recibe una entrada de la tensión rectificadora, aplica unas segundas tensiones de CA trifásicas (Vu, Vv, Vw) a una carga inductiva, y emite unas corrientes de carga trifásicas (Iu, Iv, Iw) a la carga.

25 Además, según un primer aspecto de la invención, un factor de modulación (k) del inversor de fuente de tensión incluye una componente de CC (k<sub>0</sub>) y una componente de CA (k<sub>6n</sub> cos(6n · ω<sub>L</sub> · t + φ<sub>6n</sub>)) de una frecuencia angular (6n · ω<sub>L</sub>) que es un múltiplo 6n de una frecuencia angular fundamental de base (ω<sub>L</sub>) de la segunda tensión de CA.

30 Además, según un segundo aspecto de la invención, una orden de tensión (Vd\*\* y Vq\*\*) para el inversor de fuente de tensión incluye una componente de CC (Vd\* y Vq\*) y una componente de CA tal como se especifica en la reivindicación 2 de una frecuencia angular (6n · ω<sub>L</sub>) que es un múltiplo 6n de una frecuencia angular fundamental de base (ω<sub>L</sub>) de la segunda tensión de CA.

35 Según ambos de este primer aspecto y el segundo aspecto de la invención, cuando una componente de onda fundamental, una componente de orden (6n - 1) y una componente de orden (6n + 1) de la primera corriente de carga son I<sub>u1</sub>, I<sub>u<sub>6n-1</sub></sub> e I<sub>u<sub>6n+1</sub></sub>, respectivamente, y las diferencias de fase de la componente de onda fundamental, la componente de orden (6n - 1) y la componente de orden (6n + 1) de la corriente de carga de una componente de onda fundamental de la segunda tensión de CA son φ<sub>1</sub>, φ<sub>6n-1</sub> y φ<sub>6n+1</sub>, respectivamente, una razón (-k<sub>6n</sub>/k<sub>0</sub>) de la amplitud de la componente de CA con respecto a la componente de CC adopta una razón representada por

40

$$- [m_{6n}^2 + I_{uh6n}^2 + 2 \cdot m_{6n} \cdot I_{uh6n} \cos(\theta - \chi_{6n})]^{1/2} / [I_{u1} \cdot \cos(\varphi_1)]$$

$$(m_{6n} = [I_{(6n-1)}^2 + I_{(6n+1)}^2 + 2 \cdot I_{(6n-1)} \cdot I_{(6n+1)} \cos(\varphi_{6n-1} - \varphi_{6n+1})]^{1/2}).$$

La diferencia de fase (φ<sub>6n</sub>) de la componente de CA de la componente de onda fundamental de la segunda tensión de CA adopta un ángulo representado por:

45

$$\tan^{-1} \{ \{ m_{6n} \cdot \text{sen}(\chi_{6n}) + I_{uh6n} \cdot \text{sen}(\chi_{6n}) \} / \{ m_{(6n)} \cdot \cos(\chi_{6n}) + I_{uh6n} \cdot \cos(\chi_{6n}) \} \}$$

$$(\chi_{6n} = \tan^{-1} \{ \{ I_{(6n-1)} \cdot \text{sen}(\varphi_{6n-1}) + I_{(6n+1)} \cdot \text{sen}(\varphi_{6n+1}) \} / \{ I_{(6n-1)} \cdot \cos(\varphi_{6n-1}) + I_{(6n+1)} \cdot \cos(\varphi_{6n+1}) \} \})$$

En este caso, el ángulo tiene una relación de I<sub>uh6n</sub> < m<sub>6n</sub><sup>1/2</sup> y χ<sub>6n</sub>: arbitraria.

50 Según un tercer aspecto del procedimiento de control de convertidor de potencia según la presente invención que se basa en el primer aspecto o el segundo aspecto de la invención, la razón de la componente de CA con respecto a la componente de CC se calcula de antemano en función de una pluralidad de estados de funcionamiento de la carga antes de que se haga funcionar realmente la carga, y el convertidor de potencia de CA-CA directo (9) se controla basándose en la función en el momento del funcionamiento real.

55 Según un cuarto aspecto del procedimiento de control de convertidor de potencia según la presente invención que se basa en el tercer aspecto, los estados de funcionamiento incluyen una pluralidad de estados de potencia

consumidos por la carga, y se toma la razón correspondiente a los estados de potencia en el momento del funcionamiento real.

5 Un quinto aspecto del procedimiento de control de convertidor de potencia según la presente invención que se basa en uno cualquiera de los aspectos de la invención primero a cuarto, la amplitud de la componente de CA se aumenta en un intervalo predeterminado de la frecuencia angular fundamental de base ( $\omega_L$ ) de la segunda tensión de CA según una cantidad de sensibilización que aumenta cuando aumenta la frecuencia angular fundamental de base.

10 Por ejemplo,  $I_{uh6n} = 0$  es cierto en todo n.

**Efectos de la invención**

15 Según el primer aspecto o el segundo aspecto del procedimiento de control de convertidor de potencia según la presente invención, se reducen la componente de orden  $(6n - 1)$  y la componente de orden  $(6n + 1)$  de la carga, y entonces se reduce la propagación del armónico a una fuente de alimentación de la primera tensión de CA.

20 Según el tercer aspecto del procedimiento de control de convertidor de potencia según la presente invención, no es necesario calcular la razón de la componente de CA con respecto a la componente de CC basándose en la segunda tensión de CA y la corriente de carga en el momento del funcionamiento real, y se reduce el gasto aplicado para realizar el control en el momento del funcionamiento real.

25 Según el cuarto aspecto del procedimiento de control de convertidor de potencia según la presente invención, la dependencia de otros estados de funcionamiento distintos de los estados de potencia es pequeña, de modo que es posible proporcionar un efecto proporcionado por el primer aspecto y el segundo aspecto calculando solo una potencia basada en la segunda tensión de CA y la corriente de carga en el momento del funcionamiento real.

30 Según el quinto aspecto del procedimiento de control de convertidor de potencia según la presente invención, cuando aumenta la frecuencia angular fundamental de base de la segunda tensión de CA, la frecuencia angular, que es un múltiplo  $6n$  de la frecuencia angular fundamental de base, se vuelve próxima a la frecuencia a la que se controla el convertidor de potencia, de modo que la contribución de la componente de CA disminuye en su totalidad incluso cuando la componente de CA se refleja en un momento en el que se controla el convertidor de potencia. Por consiguiente, aumentando la amplitud de la componente de CA en el intervalo predeterminado cuando aumenta la frecuencia angular fundamental de base, se compensa esta disminución.

35 Un objeto, características, aspectos y ventajas de la presente invención resultarán evidentes mediante la siguiente descripción detallada y los dibujos adjuntos.

**Breve descripción de los dibujos**

40 [Figura 1] Un diagrama de circuito que ilustra una configuración de un convertidor de potencia directo al que puede aplicarse la presente invención.

[Figura 2] Un diagrama de bloques que ilustra una configuración de una unidad de control de inversor.

45 [Figura 3] Un gráfico que ilustra la relación entre un orden de tensión y una señal de puerta.

[Figura 4] Un gráfico que ilustra la dependencia de las componentes armónicas de una corriente de entrada de un orden con respecto a una frecuencia de alimentación.

50 [Figura 5] Un gráfico que ilustra la dependencia de las componentes armónicas de la corriente de entrada del orden con respecto a la frecuencia de alimentación.

55 [Figura 6] Un gráfico que ilustra la dependencia de una tasa de contenido de armónicos de una corriente de entrada de la potencia.

[Figura 7] Un gráfico que ilustra la dependencia de la tasa de contenido de armónicos de la corriente de entrada de la potencia.

60 [Figura 8] Un gráfico que ilustra la dependencia de una razón  $J_{u6}$  de la potencia en un motor cuyo procedimiento de devanado de devanados de inducido es un devanado distribuido.

[Figura 9] Un gráfico que ilustra la dependencia de la razón  $J_{u6}$  de la potencia en el motor cuyo procedimiento de devanado de devanados de inducido es un devanado distribuido.

65 [Figura 10] Un gráfico que ilustra la dependencia de una razón  $J_{u12}$  de la potencia en el motor cuyo procedimiento de devanado de devanados de inducido es un devanado distribuido.

[Figura 11] Un gráfico que ilustra la dependencia de la razón  $J_{U_{12}}$  de la potencia en el motor cuyo procedimiento de devanado de devanados de inducido es un devanado distribuido.

5 [Figura 12] Un gráfico que ilustra las curvas obtenidas aproximando linealmente valores promedio de las razones  $J_{U_6}$  y  $J_{U_{12}}$ .

[Figura 13] Un gráfico que ilustra una curva obtenida aproximando linealmente un valor promedio de las dependencias de la razón  $J_{U_6}$  de la potencia en el motor cuyo procedimiento de devanado de devanados de inducido es un devanado concentrado.

[Figura 14] Un gráfico que ilustra una relación entre una componente de frecuencia fundamental y una disminución.

15 [Figura 15] Un gráfico que ilustra el número de momentos en asociación con una velocidad de rotación.

[Figura 16] Un diagrama de circuito que ilustra una configuración de un convertidor matricial directo al que puede aplicarse la presente invención.

**Descripción del modo de realización**

20 A. Configuración del convertidor de potencia directo

La fig. 1 es un diagrama de circuito que ilustra una configuración de un convertidor de potencia directo 9 al que puede aplicarse la presente invención. El convertidor de potencia directo 9 tiene un convertidor 3, un inversor 4 y un par de líneas de potencia de CC L1 y L2 que conectan el convertidor 3 y el inversor 4.

El convertidor 3 funciona como circuito rectificador, rectifica unas tensiones de CA trifásicas (una fase R, una fase S y una fase T, en este caso)  $V_r$ ,  $V_s$  y  $V_t$  (denominadas también "primeras tensiones de CA" a continuación) obtenidas de una fuente de alimentación de CA 1, y emite una tensión rectificada  $V_{dc}$  para un par de líneas de potencia de CC L1 y L2.

El convertidor 3 es, por ejemplo, un rectificador de fuente de corriente, y funciona mediante modulación por ancho de impulso. El convertidor 3 incluye una pluralidad de trayectorias de corriente que están conectadas entre sí en paralelo entre las líneas de potencia de CC L1 y L2. Una de las trayectorias de corriente del convertidor 3 correspondiente a la fase R incluye un par de elementos de conmutación  $S_{rp}$  y  $S_{rn}$  conectados en serie entre las líneas de potencia de CC L1 y L2. La tensión  $V_r$  se aplica a un punto de conexión entre los elementos de conmutación  $S_{rp}$  y  $S_{rn}$ . Una de las trayectorias de corriente del convertidor 3 correspondiente a la fase S incluye un par de elementos de conmutación  $S_{sp}$  y  $S_{sn}$  conectados en serie entre las líneas de potencia de CC L1 y L2. La tensión  $V_s$  se aplica a un punto de conexión entre los elementos de conmutación  $S_{sp}$  y  $S_{sn}$ . Una de las trayectorias de corriente del convertidor 3 correspondiente a la fase T incluye un par de elementos de conmutación  $S_{tp}$  y  $S_{tn}$  conectados en serie entre las líneas de potencia de CC L1 y L2. La tensión  $V_t$  se aplica a un punto de conexión entre los elementos de conmutación  $S_{tp}$  y  $S_{tn}$ .

Los elementos de conmutación  $S_{rp}$ ,  $S_{sp}$  y  $S_{tp}$  se conectan al lado de la línea de potencia de CC L1, y los elementos de conmutación  $S_{rn}$ ,  $S_{sn}$  y  $S_{tn}$  se conectan al lado de la línea de potencia de CC L2.

El inversor 4 es, por ejemplo, un inversor de fuente de tensión, y se hace funcionar mediante modulación por ancho de impulso según, por ejemplo, un control de vector espacial instantáneo (denominado simplemente "control de vector" a continuación). El inversor 4 emite unas tensiones de CA trifásicas (la fase U, la fase V y la fase W en este caso)  $V_u$ ,  $V_v$  y  $V_w$  (denominadas "segundas tensiones de CA" a continuación).

El inversor 4 tiene una pluralidad de trayectorias de corriente conectadas en paralelo entre las líneas de potencia de CC L1 y L2.

Una de las trayectorias de corriente del inversor 4 que corresponde a la fase U incluye un par de elementos de conmutación  $S_{up}$  y  $S_{un}$  conectados en serie entre las líneas de potencia de CC L1 y L2. Una tensión de salida  $V_u$  se obtiene de un punto de conexión de los elementos de conmutación  $S_{up}$  y  $S_{un}$ . Una de las trayectorias de corriente del inversor 4 que corresponde a la fase V incluye un par de elementos de conmutación  $S_{vp}$  y  $S_{vn}$  conectados en serie entre las líneas de potencia de CC L1 y L2. Una tensión de salida  $V_v$  se obtiene de un punto de conexión entre los elementos de conmutación  $S_{vp}$  y  $S_{vn}$ . Una de las trayectorias de corriente del inversor 4 que corresponde a la fase W incluye un par de elementos de conmutación  $S_{wp}$  y  $S_{wn}$  conectados en serie entre las líneas de potencia de CC L1 y L2. Una tensión de salida  $V_w$  se obtiene de un punto de conexión entre los elementos de conmutación  $S_{wp}$  y  $S_{wn}$ .

Los elementos de conmutación  $S_{up}$ ,  $S_{vp}$  y  $S_{wp}$  se conectan al lado de la línea de potencia de CC L1. Estos elementos de conmutación se consideran elementos de conmutación de un lado de rama superior a continuación.

Los elementos de conmutación  $S_{un}$ ,  $S_{vn}$  y  $S_{wn}$  se conectan al lado de la línea de potencia de CC L2. Estos elementos de conmutación se consideran elementos de conmutación de un lado de rama inferior a continuación. Es decir, el potencial de la línea de potencia de CC L1 es mayor que el potencial de la línea de potencia de CC L2.

5 Se conocen configuraciones de los elementos de conmutación  $S_{rp}$ ,  $S_{sp}$ ,  $S_{tp}$ ,  $S_{rn}$ ,  $S_{sn}$ ,  $S_{tn}$ ,  $S_{up}$ ,  $S_{vp}$ ,  $S_{wp}$ ,  $S_{un}$ ,  $S_{vn}$  y  $S_{wn}$  anteriores, y también se divulgan, por ejemplo, en el documento no de patente 1.

10 La carga 2 es una carga inductiva, y se conecta al inversor 4. Más específicamente, la carga 2 es un motor que tiene unas bobinas trifásicas que se conectan por medio de una conexión Y y a las que se aplican las tensiones  $V_u$ ,  $V_v$  y  $V_w$ . Los componentes de resistencia de las bobinas trifásicas respectivas en un diagrama de circuito se ilustran como resistencias conectadas a las bobinas en serie. Las corrientes  $i_u$ ,  $i_v$  e  $i_w$  fluyen en las bobinas de estas bobinas correspondientes a la fase U, la fase V y la fase W. Estas corrientes se monitorizan mediante un sensor de corriente (no ilustrado).

15 B. Principio para reducir los armónicos

En primer lugar, se describirá un armónico de consumo de potencia de la carga 2. Cuando se analizan las segundas tensiones de CA  $V_u$ ,  $V_v$  y  $V_w$  que van a aplicarse a la carga 2 y las corrientes que fluyen  $i_u$ ,  $i_v$  e  $i_w$  (denominadas "corrientes de carga" a continuación), incluso si la tensión  $V_u$  y la corriente de carga  $i_u$  de una fase (fase U) se convierten en expresiones matemáticas como la expresión (1) y la expresión (2) siguientes, no se pierde la universalidad. Es suficiente suponer que las tres fases están en estados estacionarios mientras se mantiene el equilibrio. A continuación en el presente documento, solo se tendrán en cuenta el armónico de orden 5 y el armónico de orden 7 de la corriente de carga  $i_u$ . En vista del documento de patente 5, un coeficiente de una componente de onda fundamental de la segunda tensión de CA  $V_u$  incluye no solo una componente de CC sino también una

20 componente de CA. Solo se tendrá en cuenta como la componente de CA una componente armónica que es un múltiplo de 6 de la componente de onda fundamental de la segunda tensión de CA  $V_u$ .

25

[Expresión 1]

30 
$$V_u = 2^{1/2} [E_{u_1} - E_{u_6} \cdot \cos(6\omega_L t + \phi_6)] \cdot \cos(\omega_L t) \quad \dots (1)$$

[Expresión 2]

35 
$$i_u = 2^{1/2} [I_{u_1} \cdot \cos(\omega_L t + \phi_1) + I_{u_5} \cdot \cos(5\omega_L t + \phi_5) + I_{u_7} \cdot \cos(7\omega_L t + \phi_7)] \quad \dots (2)$$

Considerando lo anterior, se introducen una frecuencia angular  $\omega_L$  de la componente de onda fundamental de la corriente y la tensión emitidas desde el inversor 4 y un tiempo  $t$ . Además, los valores efectivos de la componente fundamental, la componente de orden 5 y la componente de orden 7 de la corriente de carga  $i_u$  son  $I_{u_1}$ ,  $I_{u_5}$  e  $I_{u_7}$ , respectivamente, y las diferencias de fase de la componente de onda fundamental, la componente de orden 5 y la

40 componente de orden 7 de la corriente de carga  $i_u$  con respecto a la componente de onda fundamental de la segunda tensión de CA  $V_u$  son  $\phi_1$ ,  $\phi_5$  y  $\phi_7$ , respectivamente. Además, los valores efectivos de la componente de CC y la componente de CA de la amplitud de la componente de onda fundamental de la segunda tensión de CA  $V_u$  son  $E_{u_1}$  y  $E_{u_6}$ , y la diferencia de fase de esta componente de CA con respecto a la componente de onda fundamental de la tensión  $V_u$  es  $\phi_6$ .

45

Una potencia instantánea  $P_u$  de la fase U se expresa mediante la expresión (3).

[Expresión 3]

$$P_u = V_u \cdot i_u$$

$$= E_{u_1} \cdot I_{u_1} [\cos(\phi_1) + \cos(2\omega_L t + \phi_1)]$$

$$+ E_{u_1} \cdot I_{u_5} [\cos(4\omega_L t + \phi_5) + \cos(6\omega_L t + \phi_5)]$$

$$+ E_{u_1} \cdot I_{u_7} [\cos(6\omega_L t + \phi_7) + \cos(8\omega_L t + \phi_7)]$$

$$- (1/2) E_{u_6} \cdot I_{u_1} [\cos(4\omega_L t + \phi_6 - \phi_1) + \cos(6\omega_L t + \phi_6 + \phi_1)]$$

$$- (1/2) E_{u_6} \cdot I_{u_5} [\cos(\phi_6 - \phi_5) + \cos(10\omega_L t + \phi_6 + \phi_5)]$$

$$- (1/2) E_{u_6} \cdot I_{u_7} [\cos(2\omega_L t + \phi_6 - \phi_7) + \cos(12\omega_L t + \phi_6 + \phi_7)]$$

$$- (1/2) E_{u_6} \cdot I_{u_1} [\cos(6\omega_L t + \phi_6 - \phi_1) + \cos(8\omega_L t + \phi_6 + \phi_1)]$$

$$- (1/2) E_{u_6} \cdot I_{u_5} [\cos(2\omega_L t + \phi_6 - \phi_5) + \cos(12\omega_L t + \phi_6 + \phi_5)]$$

50 
$$- (1/2) E_{u_6} \cdot I_{u_7} [\cos(\phi_6 - \phi_7) + \cos(14\omega_L t + \phi_6 + \phi_7)] \quad \dots (3)$$

El primer término en el lado derecho de la expresión (3) representa una potencia activa y una potencia inactiva, y los términos segundo y posteriores representan potencias de armónico. Las potencias de armónico distintas de las de los componentes de orden  $3n$  son 0 en los circuitos trifásicos, una potencia representada por un producto de las componentes armónicas es relativamente baja y, cuando se ignoran estas potencias, la potencia de armónico  $P_{uh}$  puede aproximarse mediante la siguiente expresión (4).

[Expresión 4]

$$\begin{aligned}
 P_{uh} &= E_{u_1} [ I_{u_5} \cdot \cos(6\omega_1 t + \phi_5) + I_{u_7} \cdot \cos(6\omega_1 t + \phi_7) ] \\
 &\quad - (1/2) E_{u_6} \cdot I_{u_1} [ \cos(6\omega_1 t + \phi_6 + \phi_1) + \cos(6\omega_1 t + \phi_6 - \phi_1) ] \\
 &= E_{u_1} [ I_{u_5} \cdot \cos(6\omega_1 t + \phi_5) + I_{u_7} \cdot \cos(6\omega_1 t + \phi_7) ] \\
 &\quad - E_{u_6} \cdot I_{u_1} \cdot \cos(\phi_1) \cdot \cos(6\omega_1 t + \phi_6) \quad \dots (4)
 \end{aligned}$$

Por tanto, solo es necesario calcular  $E_{u_6}$  y  $\phi_6$  que satisfacen la siguiente expresión (5) y emitir, desde el inversor 4, la tensión  $V_u$  definida por la expresión (2) usando estos valores para hacer que la potencia de armónico  $P_{uh}$  sea cero.

[Expresión 5]

$$\begin{aligned}
 E_{u_1} [ I_{u_5} \cdot \cos(6\omega_1 t + \phi_5) + I_{u_7} \cdot \cos(6\omega_1 t + \phi_7) ] \\
 = E_{u_6} \cdot I_{u_1} \cdot \cos(\phi_1) \cdot \cos(6\omega_1 t + \phi_6) \quad \dots (5)
 \end{aligned}$$

Ahora, estableciendo  $P_{u_5} = E_{u_1} \cdot I_{u_5}$ ,  $P_{u_7} = E_{u_1} \cdot I_{u_7}$  y  $P_{u_6} = E_{u_6} \cdot I_{u_1} \cdot \cos(\phi_1)$ , se permite que  $P_{u_5}$ ,  $P_{u_6}$  y  $P_{u_7}$  se usen como constantes. Y, la expresión (5) se deforma según la siguiente expresión.

[Expresión 6]

$$P_{u_5} \cdot \cos(6\omega_1 t + \phi_5) + P_{u_7} \cdot \cos(6\omega_1 t + \phi_7) = P_{u_6} \cdot \cos(6\omega_1 t + \phi_6) \quad \dots (6)$$

La expresión (6) puede deformarse además como la siguiente expresión (7).

[Expresión 7]

$$\begin{aligned}
 [P_{u_5} \cdot \cos(\phi_5) + P_{u_7} \cdot \cos(\phi_7)] \cos(6\omega_1 t) - [P_{u_5} \cdot \sin(\phi_5) + P_{u_7} \cdot \sin(\phi_7)] \\
 \sin(6\omega_1 t) = P_{u_6} \cdot \cos(\phi_6) \cdot \cos(6\omega_1 t) - P_{u_6} \cdot \sin(\phi_6) \cdot \sin(6\omega_1 t) \quad \dots (7)
 \end{aligned}$$

Las relaciones que satisfacen la expresión (7) son las expresiones (8) y (9) según la ortogonalidad de una función seno y una función coseno.

[Expresión 8]

$$P_{u_5} \cdot \cos(\phi_5) + P_{u_7} \cdot \cos(\phi_7) = P_{u_6} \cdot \cos(\phi_6) \quad \dots (8)$$

[Expresión 9]

$$P_{u_5} \cdot \sin(\phi_5) + P_{u_7} \cdot \sin(\phi_7) = P_{u_6} \cdot \sin(\phi_6) \quad \dots (9)$$

El valor efectivo  $E_{u_6}$  y la diferencia de fase  $\phi_6$  se calculan según las expresiones (10) y (11) basadas en las expresiones (8) y (9).

[Expresión 10]

$$E_{u_6} = E_{u_1} \cdot [ I_{u_5}^2 + I_{u_7}^2 + 2 \cdot I_{u_5} \cdot I_{u_7} \cos(\phi_5 - \phi_7) ]^{1/2} / [ I_{u_1} \cdot \cos(\phi_1) ] \quad \dots (10)$$

[Expresión 11]

$$\phi_6 = \tan^{-1} \left[ \frac{|u_6 \cdot \sin(\phi_6) + |u_7 \cdot \sin(\phi_7)|}{|u_6 \cdot \cos(\phi_6) + |u_7 \cdot \cos(\phi_7)|} \right] \dots (11)$$

Aunque el armónico de orden 5 y el armónico de orden 7 se han descrito anteriormente, pueden analizarse igualmente los demás armónicos de orden  $6n \pm 1$  ( $n$  es un número entero positivo). Además, incluso cuando la componente de CA de la amplitud de la componente de onda fundamental de la tensión  $V_u$  incluye una pluralidad de  $6n$  frecuencias angulares, se permite una aproximación de manera similar a la aproximación de la expresión (3) a la expresión (4). Por consiguiente, es posible reducir la potencia de armónico basándose en el armónico de orden  $6n \pm 1$  de la corriente de carga  $i_u$  adoptando las siguientes expresiones (12), (13) y (14) como la tensión  $V_u$ . Considerando lo anterior, el signo de sumatorio  $\Sigma$  se refiere a una suma de  $n$ .

[Expresión 12]

$$V_u = 2^{1/2} \cdot E_{u1} [1 - \Sigma J_{u_{6n}} \cdot \cos(6n\omega_L t + \phi_{6n})] \cdot \cos(\omega_L t) \dots (12)$$

[Expresión 13]

$$J_{u_{6n}} = \frac{[|u_{(6n-1)}|^2 + |u_{(6n+1)}|^2 + 2|u_{(6n-1)}| |u_{(6n+1)}| \cdot \cos(\phi_{6n-1} - \phi_{6n+1})]^{1/2}}{\times [|u_1 \cdot \cos(\phi_1)|]^{-1}} \dots (13)$$

[Expresión 14]

$$\phi_{6n} = \tan^{-1} \left[ \frac{|u_{(6n-1)} \cdot \sin(\phi_{6n-1}) + |u_{(6n+1)} \cdot \sin(\phi_{6n+1})|}{|u_{(6n-1)} \cdot \cos(\phi_{6n-1}) + |u_{(6n+1)} \cdot \cos(\phi_{6n+1})|} \right] \dots (14)$$

Tal como queda claro a partir de la forma de la expresión (12), la tensión  $V_u$  adopta un valor obtenido modulando  $2^{1/2} E_{u1} \cdot \cos \omega_L t$  en  $[1 - \Sigma J_{u_{6n}} (6n\omega_L t + \phi_{6n})]$ . Normalmente, se emite una tensión sinusoidal como tensión  $V_u$ , y un denominador factor de modulación para obtener una orden de tensión corresponde a  $k = (k_0 - \Sigma k_{6n} \cdot \cos(6n\omega_L t + \phi_{6n}))$ . Es decir, tomando tal factor de modulación  $k$ , es posible obtener una orden de tensión correspondiente a la tensión  $V_u$ . En este caso,  $J_{u_{6n}} = k_{6n}/k_0$  es cierto, y es una razón del factor de modulación con respecto a la componente de CC de la componente de orden  $6n$ .

Aunque se ha analizado la fase U, la fase V y la fase W pueden analizarse igualmente, y las expresiones (13) y (14) pueden adoptarse comúnmente para las dos fases. Dicho de otro modo, los valores calculados según las expresiones (13) y (14) son comunes para cada fase.

Por tanto, solo es necesario multiplicar  $(1 - \Sigma J_{u_{6n}} \cdot \cos(6n\omega_L t + \phi_{6n}))$  por o adicionar  $-k_0 \Sigma J_{u_{6n}} \cdot \cos(6n\omega_L t + \phi_{6n})$  a un factor de modulación  $k_0$  antes de que se tenga en cuenta una reducción del armónico de orden  $6n \pm 1$ .

Los  $E_{u6}$  y  $\phi_6$  que satisfacen la expresión (5) se calculan anteriormente. Sin embargo, se usa la expresión (5) para hacer que la potencia de armónico  $P_{uh6}$  sea cero. Solo es necesario hacer que el valor de la expresión (4) sea pequeño en vez de hacer realmente que la potencia de armónico  $P_{uh6}$  sea cero. Más específicamente, solo es necesario reducir el valor absoluto en el lado izquierdo de la expresión (5).

Ahora, se supone que la potencia de armónico de orden 6  $P_{uh6}$  después de la supresión se expresa mediante la siguiente expresión (15). Considerando lo anterior, puede establecerse arbitrariamente una fase  $\phi_{uh6}$ ; un punto de vista para permitir cualquier diferencia de fase siempre que pueda suprimirse el valor absoluto de la potencia de armónico  $P_{uh6}$ . Considerando lo anterior, conociendo la fase  $\phi_{uh6}$  como diferencia de fase de la componente de onda fundamental de la corriente de carga  $i_u$  con respecto a la componente de onda fundamental de la tensión de CA  $V_u$ , y estableciendo un valor deseado en la siguiente expresión, es posible establecer a un valor deseado la fase de la potencia de armónico  $P_{uh6}$  que se deja sin suprimirse completamente.

[Expresión 15]

$$P_{uh6} = E_{u1} \cdot |u_{h6}| \cdot \cos(6\omega_L t + \phi_{uh6}) \dots (15)$$

Además, se desea que la corriente  $i_{uh6}$  sea más pequeña que el valor en el corchete en el lado izquierdo (correspondiente a la potencia de armónico antes de la supresión) de la expresión (5) desde un punto de vista de suprimir la potencia de armónico. Más específicamente, se calculan una amplitud  $P_{u57}$  y una diferencia de fase  $\phi_{u57}$

de la potencia de armónico antes de la supresión según las siguientes expresiones (16) y (17), respectivamente. Se desea que la corriente  $I_{u_{h6}}$  sea más pequeña que un valor  $I_{u_{57}}$ .

[Expresión 16]

$$\begin{aligned}
 P_{U_{57}} &= [ (P_{U_5} \cdot \cos(\phi_5) + P_{U_7} \cdot \cos(\phi_7))^2 + (P_{U_5} \cdot \sin(\phi_5) + P_{U_7} \cdot \sin(\phi_7))^2 ]^{1/2} \\
 &= [ P_{U_5}^2 + P_{U_7}^2 + 2 \cdot P_{U_5} \cdot P_{U_7} \cdot \cos(\phi_5 - \phi_7) ]^{1/2} \\
 &= E_{U_1} [ I_{U_5}^2 + I_{U_7}^2 + 2 \cdot I_{U_5} \cdot I_{U_7} \cdot \cos(\phi_5 - \phi_7) ]^{1/2} \\
 5 \quad &= E_{U_1} \cdot I_{U_{57}} \qquad \dots (16)
 \end{aligned}$$

[Expresión 17]

$$\begin{aligned}
 \phi_{U_{57}} &= \tan^{-1} [ (P_{U_5} \cdot \sin(\phi_5) + P_{U_7} \cdot \sin(\phi_7)) / (P_{U_5} \cdot \cos(\phi_5) + P_{U_7} \cdot \cos(\phi_7)) ] \\
 &= \tan^{-1} [ (I_{U_5} \cdot \sin(\phi_5) + I_{U_7} \cdot \sin(\phi_7)) / (I_{U_5} \cdot \cos(\phi_5) + I_{U_7} \cdot \cos(\phi_7)) ] \quad \dots (17)
 \end{aligned}$$

Se calculan los  $E_{U_6}$  y  $\phi_6$  para corregir la amplitud  $P_{U_{57}}$  de la potencia de armónico antes de la supresión tal como se describe a continuación. Considerando lo anterior, la amplitud  $P_{U_6}$  es una amplitud de una potencia (denominada también "potencia de corrección" a continuación) obtenida restando el lado derecho (correspondiente a una potencia de armónico después de la supresión) de la expresión (15) del lado izquierdo (correspondiente a la potencia de armónico antes de la supresión) de la expresión (6).

[Expresión 18]

$$\begin{aligned}
 P_{U_6} &= [ (P_{U_{57}} \cdot \cos \phi_{U_{57}} + P_{U_{h6}} \cdot \cos(\phi_{U_{h6}} + \pi))^2 + (P_{U_{57}} \cdot \sin \phi_{U_{57}} + P_{U_{h6}} \cdot \sin(\phi_{U_{h6}} + \pi))^2 ]^{1/2} \\
 &= [ P_{U_{57}}^2 + P_{U_{h6}}^2 + 2 \cdot P_{U_{57}} \cdot P_{U_{h6}} \cdot \cos(\phi_{U_{57}} - (\phi_{U_{h6}} + \pi)) ]^{1/2} \\
 20 \quad &= E_{U_1} [ I_{U_{57}}^2 + I_{U_{h6}}^2 + 2 \cdot I_{U_{57}} \cdot I_{U_{h6}} \cdot \cos(\phi_{U_{57}} - (\phi_{U_{h6}} + \pi)) ]^{1/2} \quad \dots (18)
 \end{aligned}$$

[Expresión 19]

$$\begin{aligned}
 E_{U_6} &= P_{U_6} / (I_{U_1} \cdot \cos \phi_1) \\
 &= E_{U_1} [ I_{U_{57}}^2 + I_{U_{h6}}^2 + 2 \cdot I_{U_{57}} \cdot I_{U_{h6}} \cdot \cos(\phi_{U_{57}} - (\phi_{U_{h6}} + \pi)) ]^{1/2} / (I_{U_1} \cdot \cos(\phi_1)) \\
 &= E_{U_1} [ I_{U_5}^2 + I_{U_7}^2 + 2 \cdot I_{U_5} \cdot I_{U_7} \cdot \cos(\phi_5 - \phi_7) + I_{U_{h6}}^2 \\
 &\quad + 2 [ I_{U_5}^2 + I_{U_7}^2 + 2 \cdot I_{U_5} \cdot I_{U_7} \cdot \cos(\phi_5 - \phi_7) ]^{1/2} \cdot I_{U_{h6}} \cdot \cos(\phi_{U_{57}} - (\phi_{U_{h6}} + \pi)) ]^{1/2} / (I_{U_1} \cdot \cos(\phi_1)) \\
 &\quad \dots (19)
 \end{aligned}$$

[Expresión 20]

Mediante esto, se obtienen las expresiones (21) y (22) de manera similar a las expresiones (13) y (14).

$$\begin{aligned}
 & \phi \tan^{-1} \left( \frac{P_{u_5} \cdot \text{sen } \phi_{u_5} + P_{u_6} \cdot \text{sen}(\phi_{u_6} + \pi)}{P_{u_7} \cdot \text{cos } \phi_{u_7} + P_{u_8} \cdot \text{cos}(\phi_{u_8} + \pi)} \right) \\
 &= \tan^{-1} \left( \frac{(u_5 \cdot \text{sen } \phi_{u_5} + u_6 \cdot \text{sen}(\phi_{u_6} + \pi)) / (u_5 \cdot \text{cos } \phi_{u_5} + u_6 \cdot \text{cos}(\phi_{u_6} + \pi))}{(u_7 \cdot \text{cos } \phi_{u_7} + u_8 \cdot \text{cos}(\phi_{u_8} + \pi))} \right) \\
 &= \tan^{-1} \left( \frac{(u_5^2 + u_7^2 + 2 \cdot u_5 \cdot u_7 \cdot \text{cos}(\phi_5 - \phi_7))^{1/2} \cdot \text{sen } \phi_{u_7} + (u_6^2 + u_8^2 + 2 \cdot u_6 \cdot u_8 \cdot \text{cos}(\phi_6 - \phi_8))^{1/2} \cdot \text{cos } \phi_{u_7} + (u_5 \cdot \text{cos } \phi_{u_6} + u_6 \cdot \text{cos}(\phi_{u_6} + \pi))}{(u_7 \cdot \text{cos } \phi_{u_7} + u_8 \cdot \text{cos}(\phi_{u_8} + \pi))} \right) + u_{u_6} \cdot \text{cos}(\phi_{u_6} + \pi) \\
 &= \tan^{-1} \left( \frac{(u_5^2 + u_7^2 + 2 \cdot u_5 \cdot u_7 \cdot \text{cos}(\phi_5 - \phi_7))^{1/2} \cdot \text{sen}(\phi_7) + (u_6^2 + u_8^2 + 2 \cdot u_6 \cdot u_8 \cdot \text{cos}(\phi_6 - \phi_8))^{1/2} \cdot \text{cos}(\phi_7) + (u_5 \cdot \text{cos } \phi_{u_6} + u_6 \cdot \text{cos}(\phi_{u_6} + \pi))}{(u_7 \cdot \text{cos } \phi_{u_7} + u_8 \cdot \text{cos}(\phi_{u_8} + \pi))} \right) + u_{u_6} \cdot \text{cos}(\phi_{u_6} + \pi) \dots (20)
 \end{aligned}$$

[Expresión 21]

$$\begin{aligned}
 \Delta u_{(n)} = & \left\{ u_{(n-1)}^2 + u_{(n-1)} \cdot u_{(n-1)} \cdot \cos(\phi_{(n-1)}) - \phi_{(n-1)}^2 + u_{(n-1)}^2 + 2 \cdot u_{(n-1)} \cdot u_{(n-1)} \cdot \cos(\phi_{(n-1)}) - \phi_{(n-1)}^2 \right\}^{1/2} \\
 \times & \left\{ u_{(n)} \cdot \cos(\tan^{-1} \left[ \frac{u_{(n-1)} \cdot \sin(\phi_{(n-1)}) + u_{(n-1)} \cdot \cos(\phi_{(n-1)})}{u_{(n-1)} \cdot \cos(\phi_{(n-1)}) - u_{(n-1)} \cdot \sin(\phi_{(n-1)})} \right] - (\phi_{n-1} \cdot \cos(\phi_{(n-1)})) \right\}^{1/2} / (u_{(n)} \cdot \cos(\phi_{(n)})) \dots (2)
 \end{aligned}$$

[Expresión 22]

$$\begin{aligned} \phi_{6n} = \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{I_{(6n-1)}^2 + I_{(6n+1)}^2 + 2 \cdot I_{(6n-1)} \cdot I_{(6n+1)} \cdot \cos(\phi_{(6n-1)} - \phi_{(6n+1)})}}{I_{(6n-1)} \cdot \cos(\phi_{(6n-1)}) + I_{(6n+1)} \cdot \cos(\phi_{(6n+1)})} \right) \times \tan^{-1} \left\{ \frac{I_{(6n-1)} \cdot \sin(\phi_{(6n-1)}) + I_{(6n+1)} \cdot \sin(\phi_{(6n+1)})}{I_{(6n-1)} \cdot \cos(\phi_{(6n-1)}) + I_{(6n+1)} \cdot \cos(\phi_{(6n+1)})} \right\}^{1/2} \\ \times \cos(\tan^{-1} \left\{ \frac{I_{(6n-1)} \cdot \sin(\phi_{(6n-1)}) + I_{(6n+1)} \cdot \sin(\phi_{(6n+1)})}{I_{(6n-1)} \cdot \cos(\phi_{(6n-1)}) + I_{(6n+1)} \cdot \cos(\phi_{(6n+1)})} \right\}) + \phi_{h_1(6n)} - \pi \right) \end{aligned} \quad \dots (22)$$

5

Tal como se describió anteriormente, la fase  $\phi_{u_{h6}}$  puede establecerse arbitrariamente, de modo que puede usarse  $\chi_6 = \phi_{u_{h6}} + \pi$  y puede establecerse arbitrariamente  $\chi_6$ . Además, cuando la corriente  $I_{u_{h6}}$  se describe de nuevo como  $m_6$ , esta manera de descripción se aplica igualmente al orden  $6n$  y puede describirse tal como sigue.

10

Es decir, estableciendo

$$m_{6n} = [I_{(6n-1)}^2 + I_{(6n+1)}^2 + 2 \cdot I_{(6n-1)} \cdot I_{(6n+1)} \cos(\phi_{6n-1} - \phi_{6n+1})]^{1/2}$$

$$\chi_{6n} = \tan^{-1} \left[ \frac{I_{(6n-1)} \cdot \sin(\phi_{6n-1}) + I_{(6n+1)} \cdot \sin(\phi_{6n+1})}{I_{(6n-1)} \cdot \cos(\phi_{6n-1}) + I_{(6n+1)} \cdot \cos(\phi_{6n+1})} \right]$$

15

$$I_{(6n+1)} \cdot \cos(\phi_{6n+1})$$

$$I_{u_{h6n}} < m_{6n}^{1/2}, \text{ y}$$

$\chi_{6n}$  es arbitrario ,

$$J_{u_{6n}} = [m_{6n}^2 + I_{u_{h6n}}^2 + 2 \cdot m_{6n} \cdot I_{u_{h6n}} \cos(\theta - \chi_{6n})]^{1/2} / [I_{u_1} \cdot \cos(\varphi_1)] \text{ es cierto y}$$

5

$$\chi_{6n} = \tan^{-1} [\{I_{(6n-1)} \cdot \text{sen}(\varphi_{6n-1}) + I_{(6n+1)} \cdot \text{sen}(\varphi_{6n+1})\} / \{I_{(6n-1)} \cdot \text{cos}(\varphi_{6n-1}) +$$

$$I_{(6n+1)} \cdot \text{cos}(\varphi_{6n+1})\}]$$

cierto.

es

10 De manera similar, el factor de modulación puede expresarse también como  $k_{6n}/k_0 = [m_{6n}^2 + I_{u_{h6n}}^2 + 2 \cdot m_{6n} \cdot I_{u_{h6n}} \cos(\theta - \chi_{6n})]^{1/2} / [I_{u_1} \cdot \cos(\varphi_1)]$ .

Naturalmente, haciendo  $I_{u_{h6n}} = 0$  para todo  $n$ , las expresiones (21) y (22) coinciden con las expresiones (13) y (14).

C. Configuración para reducir los armónicos

15

(c-1) Corrección de factor de modulación

20 La fig. 2 es un diagrama de bloques que ilustra una configuración de un circuito de control de inversor 7 que adopta el factor de modulación  $k$  para reducir los armónicos de orden  $6n \pm 1$ . El circuito de control de inversor 7 introduce la frecuencia angular  $\omega_L$  y un valor de orden  $\omega_L^*$  de la frecuencia angular  $\omega_L$ , la segunda tensión de CA  $V_u$ , las corrientes de carga  $i_u$ ,  $i_v$  e  $i_w$ , un valor de orden de control de fase  $\beta^*$  y un valor de estimación de ángulo de motor  $\theta$ , y emite las señales de puerta  $Sup^*$ ,  $Svp^*$ ,  $Swp^*$ ,  $Sun^*$ ,  $Svn^*$  y  $Swn^*$ .

25 Una unidad de extracción de amplitud/fase 701 introduce la corriente de carga  $i_u$ , y genera una componente de onda fundamental, la componente de orden  $6n-1$  y la componente de orden  $6n+1$  de la corriente de carga  $i_u$ . Esta computación se obtiene realizando la transformada de Fourier en la corriente de carga  $i_u$ . Mediante esto, se obtienen los valores efectivos  $I_{u_1}$ ,  $I_{u_{6n-1}}$  e  $I_{u_{6n+1}}$ . Además, la unidad de extracción de amplitud/fase 701 de salida introduce adicionalmente la tensión  $V_u$ , compara la fase de la tensión  $V_u$  y las fases de la componente de onda fundamental, la componente de orden  $6n-1$  y la componente de orden  $6n+1$  de la corriente de carga  $i_u$ , y genera y emite las diferencias de fase  $\varphi_1$ ,  $\varphi_{6n-1}$  y  $\varphi_{6n+1}$ .

30 Una unidad de computación de componentes de orden  $6n$  702 obtiene los valores efectivos  $I_{u_1}$ ,  $I_{u_{6n-1}}$  e  $I_{u_{6n+1}}$  y las diferencias de fase  $\varphi_1$ ,  $\varphi_{6n-1}$  y  $\varphi_{6n+1}$  de la unidad de extracción de amplitud/fase 701, y calcula una razón  $J_{u_{6n}}$  y una diferencia de fase  $\varphi_{6n}$  según las expresiones (13) y (14). Por ejemplo, se selecciona  $n = 1, 2$ . Alternativamente, la unidad de computación de componentes de orden  $6n$  702 calcula y emite la razón  $J_{u_{6n}}$  y la diferencia de fase  $\varphi_{6n}$  según las expresiones (21) y (22) usando también la diferencia de fase  $\chi_{6n}$  y la corriente  $I_{u_{h6n}}$ . La diferencia de fase  $\chi_{6n}$  y la corriente  $I_{u_{h6n}}$  pueden introducirse externamente en o establecerse en el interior de la unidad de computación de componentes de orden  $6n$  702.

35 Una unidad de computación de suma de producto 713 calcula  $[1 - \sum J_{u_{6n}} \cdot \cos(6n\omega_L t + \varphi_{6n})]$  a partir de la razón  $J_{u_{6n}}$  y la diferencia de fase  $\varphi_{6n}$  obtenida de la unidad de computación de componentes de orden  $6n$  702.

40 Un multiplicador 715 multiplica el factor de modulación  $k_0$  para emitir simplemente una tensión sinusoidal y  $[1 - \sum J_{u_{6n}} \cdot \cos(6n\omega_L t + \varphi_{6n})]$ , y emite el resultado de multiplicación como nuevo factor de modulación  $k$ . Adoptando el factor de modulación  $k$  tal como se describió anteriormente, es posible reducir la potencia de armónico basándose en el armónico de orden  $6n \pm 1$  de la corriente de carga  $i_u$  (igualmente las corrientes de carga  $i_v$  e  $i_w$ ).

45 Una unidad de modulación PWM 714 genera las señales de puerta  $Sup^*$ ,  $Svp^*$ ,  $Swp^*$ ,  $Sun^*$ ,  $Svn^*$  y  $Swn^*$  usando un valor de orden de tensión de eje  $d$   $V_d^*$ , un valor de orden de tensión de eje  $q$   $V_q^*$  y el factor de modulación  $k$ . Estas señales de puerta se generan adoptando una técnica conocida, y por tanto no se describirán detalles de esta computación. Dicho de otro modo, sustituyendo solo el factor de modulación  $k_0$  por el factor de modulación  $k$ , es posible desviar una técnica conocida y reducir la potencia de armónico basándose en los armónicos de orden  $6n \pm 1$ .

50 Una técnica para obtener los valores de orden  $V_d^*$  y  $V_q^*$  también es una técnica conocida, y se describirá brevemente a continuación sin detalles.

55 Un restador 705 calcula una desviación de la frecuencia angular  $\omega_L$  y el valor de orden  $\omega_L^*$  de la frecuencia angular  $\omega_L$  para introducirlos en una unidad de control de PI 706. La unidad de control de PI 706 genera un valor de orden de corriente  $I_a^*$  realizando un control de PI (control de proporción/integración) conocido. Una unidad de generación de

valores de orden de corriente de eje d 707 y una unidad de generación de valores de orden de corriente de eje q 708 introducen el valor de orden de corriente  $I_a^*$  y el valor de orden de control de fase  $\beta^*$ , y calculan una componente de seno y una componente de coseno del valor de orden de corriente  $I_a^*$  como valor de orden de corriente de eje d  $I_d^*$  y una orden de corriente de eje q  $I_q^*$ , respectivamente, para  $(-\beta^*)$ , que tiene signo negativo con los valores de orden de control de fase  $\beta^*$ .

Una unidad de conversión de sistema de coordenadas 704 calcula la corriente de eje d  $I_d$  y la corriente de eje q  $I_q$  basándose en las corrientes de carga  $i_u, i_v$  e  $i_w$  y el valor de estimación de ángulo de motor  $\theta$  para emitirlo a los restadores 709 y 710, respectivamente.

El restador 709 emite una desviación  $\Delta I_d$  de la corriente de eje d  $I_d$  y el valor de orden  $I_d^*$  de la corriente de eje d  $I_d$ . El restador 710 emite una desviación  $\Delta I_q$  de la corriente de eje q  $I_q$  y el valor de orden  $I_q^*$  de la corriente de eje q  $I_q$ .

Una unidad de compensación de interferencia 711 realiza una computación para compensar una interferencia mutua entre el eje d y el eje q según las impedancias  $\omega_L \cdot L_d$  y  $\omega_L \cdot L_q$  basadas en las inductancias  $L_d$  y  $L_q$  de un motor. Al introducirse la corriente de eje d  $I_d$ , la corriente de eje q  $I_q$ , las desviaciones  $\Delta I_d$  y  $\Delta I_q$  y la frecuencia angular  $\omega_L$ , se generan la orden de tensión de eje d  $V_d^*$  y la orden de tensión de eje q  $V_q^*$ . Esta computación es una técnica conocida, y no se describirá en detalle.

(c-2) Corrección de orden de tensión

La fig. 3 es un diagrama de bloques que ilustra parte de los demás componentes del circuito de control de inversor 7. A diferencia del circuito de control de inversor 7 ilustrado en la fig. 2, no se corrige un factor de modulación usando el multiplicador 715, y la unidad de modulación PWM 714 genera señales de puerta basándose en el factor de modulación  $k_0$ . Sin embargo, en este caso, la unidad de modulación PWM 714 adopta una orden de tensión de eje d  $V_d^{**}$  y una orden de tensión de eje q  $V_q^{**}$  corregidas, no la orden de tensión de eje d  $V_d^*$  y la orden de tensión de eje q  $V_q^*$  descritas usando la fig. 2.

Aunque la fig. 3 no ilustra una configuración para obtener la razón  $J_{U_{6n}}$ , la diferencia de fase  $\varphi_{6n}$ , la orden de tensión de eje d  $V_d^*$  y la orden de tensión de eje q  $V_q^*$ , es obvio que puede emplearse la misma configuración que la configuración ilustrada en la fig. 2.

Además, el circuito de control de inversor 7 ilustrado en la fig. 3 tiene unos dispositivos de adición 716 y 717 y una unidad de generación de orden de corrección 703 en vez de la unidad de computación de suma de producto 713 y el multiplicador 715 en el circuito de control de inversor 7 ilustrados en la fig. 2.

A continuación en el presente documento, se describirá la generación de la orden de tensión de eje d  $V_d^{**}$  y la orden de tensión de eje q  $V_q^{**}$  corregidas. En primer lugar, de manera similar al circuito de control de inversor 7 ilustrado en la fig. 2, se obtienen la razón  $J_{U_{6n}}$ , la diferencia de fase  $\varphi_{6n}$ , la orden de tensión de eje d  $V_d^*$  y la orden de tensión de eje q  $V_q^*$ .

La unidad de generación de orden de corrección 703 introduce la razón  $J_{U_{6n}}$  y la diferencia de fase  $\varphi_{6n}$ , y genera un valor de corrección de orden de tensión de eje d  $\Delta V_d^*$  y un valor de corrección de orden de tensión de eje q  $\Delta V_q^*$ .

El dispositivo 716 de adición adiciona la orden de tensión de eje d  $V_d^*$  y el valor de corrección de orden de tensión de eje d  $\Delta V_d^*$  para emitir la orden de tensión de eje d  $V_d^{**}$  corregida. El dispositivo de 717 adición adiciona la orden de tensión de eje q  $V_q^*$  y el valor de corrección de orden de tensión de eje q  $\Delta V_q^*$  para emitir la orden de tensión de eje q conocida  $V_q^{**}$ .

La unidad de generación de orden de corrección 703 tiene un multiplicador 703a, una unidad de computación de suma de producto 703b, un calculador de valor de seno 703c, un calculador de valor de coseno 703d, unos multiplicadores 703e y 703f y unos calculadores de suma total 703g y 703i.

El multiplicador 703a introduce la frecuencia angular  $\omega_L$ , multiplica la frecuencia angular  $\omega_L$  por un múltiplo  $6n$  y emite la frecuencia angular de orden  $6n \cdot 6n \omega_L$ . En este caso,  $n$  es un número entero positivo, y el hecho de que se emitan  $n$  frecuencias angulares  $6n \omega_L$  se indica adicionando una línea diagonal a una flecha desde el multiplicador 703a hasta la unidad de computación de suma de producto 703b, y "n" se indica cerca de la flecha. Es decir, esta línea diagonal y "n" indican que se transmiten  $n$  partes de información. Lo mismo se aplica a las líneas diagonales adicionadas a otras flechas, y a "n".

La unidad de computación de suma de producto 703b adiciona la diferencia de fase  $\varphi_{6n}$  del mismo orden a un resultado obtenido multiplicando la frecuencia angular  $6n \omega_L$  por el tiempo  $t$ . Es decir, la unidad de computación de suma de producto 703b realiza  $n$  pares de multiplicación y adición por frecuencia angular correspondiente. Mediante esto, la unidad de computación de suma de producto 703b alimenta la fase  $(6n \omega_L + \varphi_{6n})$  tanto al calculador de valor

de seno 703c como al calculador de valor de coseno 703d. El calculador de valor de seno 703c y el calculador de valor de coseno 703d emiten un valor obtenido multiplicando un valor de seno con un múltiplo (-1) y un valor obtenido multiplicando un valor de coseno con un múltiplo (-1) como fases introducidas, respectivamente. Más específicamente, el calculador de valor de seno 703c y el calculador de valor de coseno 703d emiten  $-\text{sen}(6n\omega_L + \varphi_{6n})$  y  $-\text{cos}(6n\omega_L + \varphi_{6n})$ , respectivamente.

Cada uno de los n valores emitidos desde el calculador de valor de seno 703c se multiplica por la razón  $J_{u_{6n}}$  correspondiente a cada valor n, la componente de CC  $Eu_1$  de la amplitud de la componente de onda fundamental de la segunda tensión de CA  $Vu$  y un coeficiente  $\sqrt{3/2}$  en el multiplicador 703e, y entonces se emite como valor  $\sqrt{3/2}(-J_{u_{6n}} \cdot Eu_1) \cdot \text{sen}(6n\omega_L + \varphi_{6n})$ . De manera similar, el multiplicador 703f emite  $\sqrt{3/2}(-J_{u_{6n}} \cdot Eu_1) \cdot \text{cos}(6n\omega_L + \varphi_{6n})$ .

La componente de CC  $Eu_1$  puede obtenerse realizando la transformada de Fourier en la segunda tensión de CA  $Vu$  en, por ejemplo, la unidad de extracción de amplitud/fase 701 ilustrada en la fig. 2. El coeficiente  $\sqrt{3/2}$  es un coeficiente necesario en vista de que, mientras que las órdenes de tensión para los ejes d y q determinan tensiones de línea, la componente de CC  $Eu_1$  corresponde a una tensión de fase.

El calculador de suma total 703g calcula una suma total de valores  $\sqrt{3/2}(-J_{u_{6n}} \cdot Eu_1) \cdot \text{sen}(6n\omega_L + \varphi_{6n})$  para n para emitirla como valor de corrección de orden de tensión de eje d  $\Delta Vd^*$ . El calculador de suma total 703i calcula una suma total de valores  $\sqrt{3/2}(-J_{u_{6n}} \cdot Eu_1) \cdot \text{cos}(6n\omega_L + \varphi_{6n})$  para cada n para emitirla como valor de corrección de orden de tensión de eje q  $\Delta Vq^*$ .

Tal como se describió anteriormente, la orden de tensión de eje d (corregida)  $Vd^{**}$  se obtiene adicionando el valor de corrección de orden de tensión de eje d  $\Delta Vd^*$  a la orden de tensión de eje  $Vd^*$ , y la orden de tensión de eje q (corregida)  $Vq^{**}$  se obtiene adicionando el valor de corrección de orden de tensión de eje q  $\Delta Vq^*$  a la orden de tensión de eje q  $Vq^*$ .

Generalmente, el factor de modulación k es proporcional a una razón de una tensión de línea de las segundas tensiones de CA con respecto a la tensión rectificadora  $V_{dc}$ , y la tensión de línea es proporcional a la raíz cuadrada de la suma de cuadrados de la orden de tensión de eje d y la orden de tensión de eje q.

Por tanto, realizar el procesamiento basándose en el factor de modulación  $k_0$  y la orden de tensión de eje d  $Vd^{**}$  y la orden de tensión de eje q  $Vq^{**}$  corregidas tras la generación de las señales de puerta  $Sup^*$ ,  $Svp^*$ ,  $Swp^*$ ,  $Sun^*$ ,  $Svn^*$  y  $Swn^*$  por la unidad de modulación PWM 714 es equivalente a realizar el procesamiento basándose en el factor de modulación k, y la orden de tensión de eje d  $Vd^*$  y la orden de tensión de eje q  $Vq^*$  que no se corrigen.

Además, tanto la orden de tensión de eje d  $Vd^*$  como la orden de tensión de eje q  $Vq^*$  pueden conocerse como fasores que son ortogonales en un sistema de coordenadas rotatorio que rota a la frecuencia angular fundamental de base  $\omega_L$  de la segunda tensión de CA, y las dos corresponden a  $\sqrt{3/2}Eu_1$ . Por tanto, en la orden de tensión de eje d  $Vd^{**}$  corregida, la orden de tensión de eje d  $Vd^*$  antes de la corrección puede conocerse como componente de CC, y el valor de corrección de orden de tensión de eje d  $\Delta Vd^*$  puede conocerse como componente de CA que incluye la frecuencia angular de orden  $6n$ . En la orden de tensión de eje q  $Vq^{**}$ , la orden de tensión de eje q  $Vq^*$  antes de la corrección puede conocerse como componente de CC, y el valor de corrección de orden de tensión de eje q  $\Delta Vq^*$  puede conocerse como componente de CA que incluye la frecuencia angular de orden  $6n$ .

Por consiguiente, independientemente del eje d o el eje q, la razón de la amplitud de la componente de CA con respecto a la componente de CC es  $[\sqrt{3/2}(-J_{u_{6n}} \cdot Eu_1)]/[\sqrt{3/2}Eu_1] = J_{u_{6n}}$ , y es igual a la razón en el caso en el que se corrige un factor de modulación.

#### D. Efecto para reducir armónicos

Mientras tanto, se describirá un caso en el que el efecto para reducir armónicos es notable. Es decir, se describirá un caso en el que una corriente  $I_{u_{h6n}} = 0$  en todo n. Las figs. 4 y 5 son gráficos que ilustran la dependencia de componentes armónicas de una corriente de entrada  $I_r$  suministrada desde la fuente de alimentación 1 al convertidor de potencia directo 9, de un orden con respecto a una frecuencia de alimentación. En cada gráfico, el eje horizontal toma el orden basándose en una frecuencia de alimentación y un eje vertical indica la amplitud de una componente armónica de corriente con respecto a una componente de onda fundamental de una segunda tensión de CA.

La fig. 4 ilustra que se adopta el devanado concentrado como procedimiento de devanado de devanados de inducido de un motor que es la carga 2. La fig. 5 ilustra que se adopta el devanado distribuido como procedimiento de devanado de devanados de inducido de un motor que es la carga 2. Un gráfico L10 en la fig. 4 y un gráfico L20 en la fig. 5 indican la relación entre un orden y una componente armónica cuando el inversor 4 se hace funcionar usando el factor de modulación  $k_0$ , la orden de tensión de eje d  $Vd^*$  y la orden de tensión de eje q  $Vq^*$  sin reducir los armónicos. Además, en ambas figs. 4 y 5, los gráficos R indican los límites superiores de las componentes armónicas basándose en la regla de la norma IEC61000-3-2.

Tal como se observa a partir de la fig. 4, el gráfico L10 aumenta en el orden 21 y en el orden 23, y no satisfacen la regla de la norma IEC61000-3-2 indicada por el gráfico R. Esto se debe al siguiente motivo.

5 Tal como se entiende a partir de la expresión (4) anterior, la potencia de armónico  $P_{uh}$  es pulsada a una frecuencia angular que es un múltiplo  $6n$  de la frecuencia angular (que es también una frecuencia angular de la segunda tensión de CA)  $\omega_L$  de la corriente de carga  $i_u$ . Por tanto, incluso cuando la tensión rectificadora  $V_{dc}$  se controla para mantenerse constante, la corriente que fluye en el enlace de CC fluctúa a  $\cos(6n \cdot \omega_L t)$ .

10 A propósito, cuando se usa un rectificador de fuente de corriente como convertidor 3, es posible hacer que la corriente de entrada sea una onda sinusoidal modulando la corriente que fluye en el enlace de CC mediante una onda sinusoidal teniendo en cuenta la razón de conducción de cada fase (véase, por ejemplo, el documento no de patente 1 y el documento de patente 2). Más específicamente, la corriente se modula mediante  $\cos(\omega_S t)$  usando las frecuencias angulares  $\omega_S$  de las tensiones  $V_r$ ,  $V_s$  y  $V_t$ . Por tanto, la corriente de entrada  $I_r$  es pulsada a  $\cos(\omega_S t) \cdot \cos(6n \cdot \omega_L t)$ . Esta componente de pulsación se deforma como  $(1/2)(\cos(6n \cdot \omega_L t - \omega_S t) + \cos(6n \cdot \omega_L t + \omega_S t))$ . Por tanto, las componentes armónicas de la corriente de entrada  $I_r$  llegan a máximos a la frecuencia  $6n \cdot f_L \pm f_S$  ( $f_L = \omega_L/2\pi$  y  $f_S = \omega_S/2\pi$ ).

20 En la fig. 4, la frecuencia de alimentación  $f_S$  es de 50 Hz, y la frecuencia  $f_L$  de la segunda tensión de CA  $V_u$  se establece en 180 Hz. Por tanto,  $180 \times 6 \pm 50 = 1030$  y  $1130$  [Hz] de las componentes armónicas de la corriente de entrada  $I_r$  tienen máximos. Cuando 1030 y 1130 se convierten en frecuencias de alimentación  $f_S = 50$  Hz,  $1030/50 \approx 21$  [de orden] y  $1130/50 \approx 23$  [de orden] son ciertas.

25 De manera similar, en la fig. 5, el gráfico L20 aumenta en el orden 18, el orden 20 y los órdenes 37 a 40, y no satisface la regla de la norma IEC61000-3-2 indicada por el gráfico R. En este caso, la frecuencia de alimentación  $f_S$  es de 50 Hz y la frecuencia  $f_L$  de la segunda tensión de CA  $V_u$  se establece en 160 Hz, y por tanto las frecuencias de los armónicos que van a producirse son de  $160 \times 6 \pm 50 = 910$  y  $1010$  y corresponden al orden 18 y al orden 20 de la frecuencia de alimentación. Además, las frecuencias son  $160 \times 12 \pm 50 = 1870$  y  $1970$ , y corresponden a los órdenes 37 a 40 de la frecuencia de alimentación. Cuando se adopta el devanado distribuido como procedimiento de devanado de devanados de inducido tal como se describió anteriormente, una componente armónica de un orden superior tiende a producir un problema en comparación con el devanado concentrado.

30 Un gráfico L11 en la fig. 4 indica componentes armónicas de la corriente de entrada  $I_r$  cuando se incluye como factor de modulación  $k$  la componente de CA de orden 6 descrita en la sección B anterior. Las componentes armónicas de orden 21 a 23 de una frecuencia de alimentación en particular se reducen en comparación con el gráfico L10. Tal como se sabe a partir de la descripción anterior, esto está provocado por la reducción en las componentes armónicas de orden 5 y orden 7 en una corriente de carga en comparación con la componente de frecuencia fundamental de la segunda tensión de CA.

40 De manera similar, un gráfico L21 en la fig. 5 indica componentes armónicas de la corriente de entrada  $I_r$  cuando se incluye como factor de modulación  $k$  la componente de CA de orden 6 descrita en la sección B anterior. Las componentes armónicas de orden 18 y de orden 20 de una frecuencia de alimentación en particular se reducen en comparación con el gráfico L10. Tal como se sabe a partir de la descripción anterior, esto está provocado por la reducción de las componentes armónicas de orden 5 y de orden 7 de la corriente de carga con respecto a la frecuencia fundamental de la segunda tensión de CA. Mientras tanto, no se reducen las componentes armónicas de orden 37 a 40 de una frecuencia de alimentación.

50 Un gráfico L22 en la fig. 5 indica componentes armónicas de la corriente de entrada  $I_r$  cuando se incluyen como factor de modulación  $k$  las componentes de CA de orden 6 y de orden 12 descritas en la sección B anterior. No solo se reducen las componentes armónicas de orden 18 y de orden 20 sino también las de orden 37 a 40 de una frecuencia de alimentación en particular en comparación con el gráfico L10. Tal como se sabe a partir de la descripción anterior, esto está provocado por la reducción de no solo las componentes armónicas de orden 5 y de orden 7 sino también las componentes armónicas de orden 11 y de orden 13 de una componente de frecuencia fundamental de una corriente de carga con respecto a la segunda tensión de CA.

55 Para reducir las componentes armónicas de este modo, se establecen una razón  $J_{u6n}$  y una diferencia de fase  $\phi_{6n}$  adecuadas dependiendo de la potencia de armónico  $P_{uh}$  tal como se describió en la sección B anterior (expresiones (4) a (14) en particular). Dicho de otro modo, estos valores dependen de la potencia.

60 Las figs. 6 y 7 son gráficos que ilustran la dependencia de la tasa de contenido de armónicos [%] en la corriente de entrada  $I_r$ , de la potencia (consumo de potencia de carga: se aplica lo mismo a continuación) en motores correspondientes en las figs. 4 y 5. Considerando lo anterior, se convierte el orden basándose en la frecuencia fundamental de la segunda tensión de CA.

65 Tal como se sabe a partir de la fig. 6, cuando se adopta el devanado concentrado, la componente de orden 5 disminuye en respuesta a un aumento de la potencia, y la componente de orden 7 no aumenta mucho. Además, lo

que se sabe a partir de la fig. 7 es que, cuando se adopta el devanado distribuido, la componente de orden 5 aumenta ligeramente, la componente de orden 7 disminuye significativamente y la componente de orden 11 y la componente de orden 13 aumentan ambas en respuesta a un aumento de la potencia. Además, cuando se adopta el devanado distribuido, la componente de orden 5 es muy pequeña en comparación con el devanado concentrado.

En vista de lo anterior y basándose en el análisis de la sección B, se predice que la razón  $Ju_6$  disminuye tras un aumento de la potencia, y la razón  $Ju_6$  en el caso en el que se adopta el devanado distribuido es menor que la razón  $Ju_6$  en el caso en el que se adopta el devanado concentrado. Además, cuando la potencia es la misma, también se predice que existe escasa dependencia de parámetros distintos del procedimiento de devanado (devanado concentrado/devanado distribuido) de devanados de inducido. A continuación en el presente documento, se describirá la validez de estas predicciones usando resultados experimentales.

Las figs. 8 y 9 son ambos gráficos que ilustran la dependencia de la razón  $Ju_6$  [%] de la potencia en un motor cuyo procedimiento de devanado de devanados de inducido es un devanado distribuido. Las figs. 10 y 11 son ambos gráficos que ilustran la dependencia de la razón  $Ju_{12}$  [%] de la potencia en un motor cuyo procedimiento de devanado de devanados de inducido es un devanado distribuido. Cada figura ilustra la dependencia de tres tipos de pares de torsión de carga T1, T2 y T3 ( $T1 < T2 < T3$ ). Considerando lo anterior, el motor del que se obtiene el resultado en la fig. 8 y el motor del que se obtiene el resultado en la fig. 10 son el mismo, y el motor del que se obtiene el resultado en la fig. 9 y el motor del que se obtiene el resultado en la fig. 11 son el mismo. Además, los flujos de campo magnético de los motores de los que se obtienen los resultados en las figs. 8 y 10 son menores que los flujos de campo magnético de los motores de los que se obtienen los resultados en las figs. 9 y 11.

Tal como se entiende a partir de las figs. 8 y 11, la razón  $Ju_6$  tiende a disminuir en respuesta a un aumento de la potencia. Además, la razón  $Ju_{12}$  tiende a aumentar en respuesta a un aumento de la potencia. Además, las razones  $Ju_6$  y  $Ju_{12}$  apenas dependen ambas de los pares de torsión de carga o de si los flujos de campo magnético son mayores o menores.

Por tanto, obteniendo las dependencias de las razones  $Ju_6$  y  $Ju_{12}$  de las potencias en un motor que incluye devanados de inducido para los que se adopta el devanado distribuido como procedimiento de devanado, es posible tomar las razones  $Ju_6$  y  $Ju_{12}$  comúnmente entre estados de funcionamiento de motores tales como pares de torsión distintos de la potencia o tipos de motores de un procedimiento de devanado distinto de devanados de inducido tal como flujos de campo magnético.

La fig. 12 es un gráfico que ilustra una curva obtenida aproximando linealmente un valor promedio de las razones  $Ju_6$  obtenidas a partir de las figs. 8 y 9 y una curva obtenida aproximando linealmente un valor promedio de la razón  $Ju_{12}$  obtenida a partir de las figs. 10 y 11. Midiendo y almacenando de antemano las dependencias de las razones  $Ju_6$  y  $Ju_{12}$  indicadas por estas curvas, de las potencias, se obtienen las razones  $Ju_6$  y  $Ju_{12}$  en el momento del funcionamiento real calculando solo potencias basándose en tensiones de salida y corrientes de carga.

Más específicamente, pueden calcularse las razones  $Ju_6$  y  $Ju_{12}$  de una pluralidad de estados de potencia antes de que la carga 2 se haga funcionar realmente, y almacenarse la relación entre una pluralidad de estados de potencia y las razones  $Ju_6$  y  $Ju_{12}$  en una tabla o como una expresión numérica. Esta tabla o expresión numérica puede almacenarse por la unidad de computación de componentes de orden 6n 702 o la unidad de extracción de amplitud/fase 701.

La fig. 13 es un gráfico que ilustra una curva obtenida aproximando linealmente un valor promedio de dependencias de la razón  $Ju_6$  [%] de la potencia en un motor cuyo procedimiento de devanado de devanados de inducido es devanado concentrado. De manera similar a la fig. 12, la razón  $Ju_6$  tiende a disminuir tras un aumento de la potencia, y es alta en comparación con el motor cuyo procedimiento de devanado de devanados de inducido es un devanado distribuido tal como se predijo anteriormente.

Por tanto, es deseable calcular y almacenar de antemano las razones  $Ju_6$  y  $Ju_{12}$  según el procedimiento de devanado de devanados de inducido o según la potencia antes de que se haga funcionar realmente una carga. Mediante esto, se reduce el gasto de la cantidad de cálculo en el momento del funcionamiento real.

Aunque el análisis anterior se ha realizado con la razón  $Ju_{6n}$ , no hace falta decir que este análisis también se aplica de forma válida al valor de corrección de orden de tensión de eje d  $\Delta Vd^*$  y la orden de tensión de eje q  $Vq^*$  en vista del principio descrito en la sección B. Es decir, es deseable calcular y almacenar de antemano el valor de corrección de orden de tensión de eje d  $\Delta Vd^*$  y la orden de tensión de eje q  $Vq^*$  según el procedimiento de devanado de devanados de inducido o según la potencia antes de que se haga funcionar realmente una carga. Mediante esto, se reduce la cantidad de cálculo en el momento del funcionamiento real.

Naturalmente, pueden obtenerse las dependencias de la razón  $Ju_{6n}$  o el valor de corrección de orden de tensión de eje d  $\Delta Vd^*$  y la orden de tensión de eje q  $Vq^*$  no solo de un estado de potencia y un procedimiento de devanado de devanados de inducido sino también de una pluralidad de estados de funcionamiento tales como la magnitud de un par de torsión de motor o una velocidad de rotación de motor y almacenarse como una tabla o función. También

puede conocerse el estado de potencia como un tipo de estado de funcionamiento.

E. Corrección que acompaña a una elevación de la frecuencia de una segunda tensión de CA

5 La unidad de modulación PMW 714 genera las señales de puerta  $Sup^*$ ,  $Svp^*$ ,  $Swp^*$ ,  $Sun^*$ ,  $Svn^*$  y  $Swn^*$  en momentos temporalmente discretos usando el valor de orden de corriente de eje d  $Id^*$ , el valor de orden de corriente de eje q  $Iq^*$  y el factor de modulación  $k$  o la orden de tensión de eje d  $Vd^{**}$  y la orden de tensión de eje q  $Vq^{**}$  corregidas y el factor de modulación  $k_0$ . Se determina un ciclo de los momentos según una frecuencia de portadora que sirve como base de la comparación cuando, por ejemplo, se adopta un procedimiento de comparación de portadoras en la unidad de modulación PMW 714.

10 Normalmente, se fija la frecuencia de portadora, de modo que, cuando aumenta una componente de frecuencia fundamental de una segunda tensión de CA, disminuye el número de señales de puerta que han de actualizarse para la frecuencia fundamental.

15 Particularmente, el factor de modulación  $k$  y la orden de tensión de eje d  $Vd^{**}$  y la orden de tensión de eje q  $Vq^{**}$  corregidas incluyen frecuencias que son un múltiplo  $6n$  de la frecuencia fundamental, y que no es probable que se vean reflejadas en momentos adecuados para actualizar señales de puerta.

20 Es decir, cuando aumenta la componente de frecuencia fundamental de la segunda tensión de CA, disminuyen sustancialmente la razón  $Ju_{6n}$ , el valor de corrección de orden de tensión de eje d  $\Delta Vd^*$  y el valor de corrección de orden de tensión de eje q  $\Delta Vq^*$ . Además, esta tendencia se vuelve notable cuando aumenta el orden de un armónico, es decir, el valor  $n$ .

25 La fig. 14 es un gráfico que ilustra esquemáticamente esta disminución. Una curva L3 indica que fluctúan el valor  $Ju_{6n} \cdot \cos(6n\omega_L t + \varphi_{6n})$ , y el valor de corrección de orden de tensión de eje d  $\Delta Vd^*$  y el valor de corrección de orden de tensión de eje q  $\Delta Vq^*$  (también denominados "componentes de reducción de armónicos" a continuación) como componentes armónicas de orden  $6n$ . Además, una línea discontinua indica momentos para generar las señales de puerta  $Sup^*$ ,  $Svp^*$ ,  $Swp^*$ ,  $Sun^*$ ,  $Svn^*$  y  $Swn^*$ . Por tanto, entre estos momentos, las componentes de reducción de armónicos continúan tomando valores de círculos cerrados que indican intersecciones entre la línea discontinua y la curva L3. Es decir, las componentes de reducción de armónicos que se indican por la curva de forma de onda sinusoidal L3 de manera ideal (cuando los intervalos entre estos momentos son lo suficientemente cortos; dicho de otro modo, cuando la frecuencia fundamental de la segunda tensión de CA es lo suficientemente pequeña), forman una curva escalonada L4.

30 Por tanto, es deseable establecer una cantidad de sensibilización para aumentar la razón  $Ju_{6n}$ , el valor de corrección de orden de tensión de eje d  $\Delta Vd^*$  y el valor de corrección de orden de tensión de eje q  $\Delta Vq^*$ , y aumentar la cantidad de sensibilización cuando aumentan las componentes de frecuencia fundamental de las segundas tensiones de CA  $Vu$ ,  $Vv$  y  $Vw$ . Esto es para compensar la disminución.

35 La fig. 15 es un gráfico que ilustra el número de momentos en asociación con velocidades de rotación cuando se usa un motor para la carga 2. El número de momentos indica el número de momentos para generar señales de puerta según un ciclo de una componente de reducción de armónicos (la componente de orden 12 en este caso).

40 La velocidad de rotación se indica con el número de rotaciones (rps) por segundo, y, cuando el número de pares de polos de un motor es de 2,  $50 \times 2 = 100$  [Hz] obtenido convirtiendo la velocidad de rotación de 50 rps en una frecuencia, corresponde a la frecuencia fundamental de la segunda tensión de CA. Por tanto, la componente de orden 12 de la componente de reducción de armónicos es de 1200 Hz. Ahora, cuando la frecuencia de portadora es de 6 kHz y cuando la velocidad de rotación es de 50 rps, el número de momentos es de  $6000/1200 = 5$ .

45 La fig. 15 también ilustra la cantidad de sensibilización. Mientras tanto, la cantidad de sensibilización se ilustra como un valor que es necesario multiplicar por una componente de reducción de armónicos establecida basándose en el análisis de la sección B. La cantidad de sensibilización aumenta a de 50 a 88 rps de la velocidad de rotación (que corresponde a de 100 a 1400 Hz de la frecuencia fundamental) cuando aumenta la velocidad de rotación. Es decir, en un intervalo predeterminado de una frecuencia angular fundamental de base de una segunda tensión de CA, la amplitud de la componente de reducción de armónicos se aumenta según la cantidad de sensibilización que aumenta cuando aumenta la frecuencia fundamental. Tomar el factor de modulación  $k$  da como resultado el aumento de la razón de modulación  $Ju_{6n}$ .

50 Además, la cantidad de sensibilización es cero cuando la velocidad de rotación es menor de 50 rps, la componente de reducción de armónicos no se usa sustancialmente (lo que se indica como "OFF" en la fig. 15). Esto se debe a que, cuando el orden de un armónico de una frecuencia de alimentación es menor, el límite superior de una corriente de armónico es mayor según la regla de la norma IEC61000-3-2. Más específicamente, esto se debe, en un ejemplo ilustrado en la fig. 15, a que un múltiplo de 12 de la frecuencia angular fundamental de base de la segunda tensión de CA es de 1200 Hz, la componente de  $1200 \pm 50$  Hz en una corriente de entrada es menor que la regla y no es

necesario suprimir un armónico de una corriente de carga.

Además, la cantidad de sensibilización es cero cuando la velocidad de rotación es de 88 rps o más, y la componente de reducción de armónicos no se usa sustancialmente (lo que se indica como "OFF" en la fig. 15). Esto se debe a que no se establece un límite superior para el armónico de orden 40 o más de una frecuencia de alimentación según la regla de la norma IEC61000-3-2. Más específicamente, un valor que es un múltiplo de 12 de una frecuencia correspondiente a 88 rps de la velocidad de rotación es de 2112 Hz, 2062 Hz de una frecuencia que es 50 Hz de una frecuencia de alimentación menor que estos 2112 Hz corresponde al orden 41 de la frecuencia de alimentación y no está limitado por la regla de la norma IEC61000-3-2. Por consiguiente, la componente de reducción de armónicos no puede usarse cuando la velocidad de rotación es de 88 rps o más.

De manera similar a la razón  $J_{u_{6n}}$ , el valor de corrección de orden de tensión de eje d  $\Delta V_d^*$  y el valor de corrección de orden de tensión de eje q  $\Delta V_q^*$ , tal cantidad de sensibilización puede obtenerse también de antemano según el estado de potencia y el procedimiento de devanado de devanados de inducido, o además, según la magnitud de un par de torsión o una velocidad de rotación de motor, y puede almacenarse como una tabla o una función.

Además, es posible aumentar el número de momentos con respecto a la velocidad de rotación aumentando una frecuencia de portadora y, por consiguiente, elevar el intervalo de una velocidad de rotación que requiere una cantidad de sensibilización. Dicho de otro modo, cuando la frecuencia de portadora es mayor, es menos necesario establecer la cantidad de aumento hasta un intervalo de una alta velocidad de rotación. Pueden usarse elementos que pueden aumentar las frecuencias de conmutación tales como elementos de banda prohibida ancha compuestos por SiC o GaN para los elementos de conmutación Srp, Ssp, Stp, Srm, Ssn, Stn, Sup, Svp, Swp, Sun, Svn y Swn para respaldar un aumento de una frecuencia de portadora.

#### F. Modificación

Además, un sistema de circuito principal al que se aplica el presente modo de realización no se limita a un sistema dotado del enlace de CC ilustrado en la fig. 1. Es decir, el sistema de circuito principal puede aplicarse a un convertidor de potencia de CA-CA directo de un sistema de enlace de CC virtual introducido en el documento de patente 3.

La fig. 10 es un diagrama de circuito que ilustra una configuración de otro convertidor de potencia directo al que se le aplica el presente modo de realización. En este caso, se describirá un convertidor matricial directo MCV como convertidor de potencia directo.

El convertidor matricial directo MCV tiene terminales de entrada Pr, Ps y Pt y terminales de salida Pu, Pv y Pw. Los terminales de entrada Pr, Ps y Pt introducen tensiones de CA Vr, Vs y Vt, y los terminales de salida Pu, Pv y Pw emiten tensiones de salida de CA trifásicas Vu, Vv y Vw.

El convertidor matricial directo MCV tiene elementos de conmutación Sur, Sus, Sut, Svr, Svs, Svt, Swr, Sws y Swt. Los tres elementos de conmutación Sur, Sus y Sut se conectan entre cada uno de los terminales de entrada Pr, Ps y Pt y el terminal de salida Pu. Los tres elementos de conmutación Svr, Svs y Svt se conectan entre cada uno de los terminales de entrada Pr, Ps y Pt y el terminal de salida Pv. Los tres elementos de conmutación Swr, Sws y Swt se conectan entre cada uno de los terminales de entrada Pr, Ps y Pt y el terminal de salida Pw.

Cuando se aplica un procedimiento de control según el presente modo de realización al convertidor matricial directo MCV, se adopta un control de CA/CC/CA virtual. En el control de CA/CC/CA virtual, por ejemplo, se suponen virtualmente un convertidor 3 y un inversor 4, que se muestran en la fig. 1. Como enlace de CC virtual, puede suponerse un par de líneas de potencia de CC L1 y L2 que conectan el convertidor 3 y el inversor 4. Es decir, en el control de CA/CC/CA virtual adoptado por el convertidor matricial directo MCV, se suponen, respectivamente, el convertidor 3 como circuito rectificador virtual que rectifica de manera virtual las tensiones de CA Vr, Vs y Vt y obtiene una tensión rectificada virtual Vdc, y el inversor 4 como inversor de fuente de tensión virtual que obtiene tensiones de CA Vu, Vv y Vw a partir de la tensión rectificada virtual Vdc. Además, de manera similar al contenido que ya se ha descrito, se generan señales de puerta Sup\*, Svp\*, Swp\*, Sun\*, Svn\* y Swn\* para incluir una componente de CC  $k_0$  y una componente de CA  $(-k_0 \sum J_{u_{6n}} \cos(6n\omega_L t + \varphi_{6n}))$  de una frecuencia angular  $6n\omega_L$  que es un múltiplo  $6n$  de las frecuencias angulares de base  $\omega_L$  de las segundas tensiones de CA Vu, Vv y Vw en el factor de modulación k del inversor de fuente de tensión virtual. Estas señales de puerta controlan el funcionamiento del inversor 4 que es un inversor de fuente de tensión virtual.

Para conmutar el convertidor 3 como circuito rectificador virtual, de manera similar a la conmutación del convertidor 3 real, haciendo referencia, por ejemplo, al documento no de patente 1 o el documento de patente 2, se obtienen señales de puerta Srp\*, Ssp\*, Stp\*, Srm\*, Ssn\* y Stn\* que controlan la conducción/no conducción de los elementos Srp, Ssp, Stp, Srm, Ssn y Stn de conmutación.

Además, se realiza transformación matricial según la siguiente ecuación para obtener señales de conmutación del convertidor Matricial directo MCV a partir de las señales de puerta Srp\*, Ssp\*, Stp\*, Srm\*, Ssn\*, Stn\*, Sup\*, Svp\*,

Swp\*, Sun\*, Svn y Swn\*.

[Expresión 23]

$$\begin{matrix}
 5 \\
 10 \\
 15 \\
 20 \\
 25 \\
 30
 \end{matrix}
 \begin{matrix}
 \left[ \begin{array}{ccc}
 S13 & S23 & S33 \\
 S12 & S22 & S32 \\
 S11 & S21 & S31
 \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{cc}
 \text{Sup}^* & \text{Sun}^* \\
 \text{Svp}^* & \text{Svn}^* \\
 \text{Swp}^* & \text{Swn}^*
 \end{array} \right] \left[ \begin{array}{ccc}
 \text{Srp}^* & \text{Ssp}^* & \text{Stp}^* \\
 \text{Srn}^* & \text{Srn}^* & \text{Srn}^*
 \end{array} \right] \dots (23)
 \end{matrix}$$

Las señales de conmutación S11, S12, S13, S21, S22, S23, S31, S32 y S33 son señales de conmutación para los elementos de conmutación Sur, Sus, Sut, Svr, Svs, Svt, Swr, Sws y Swt, respectivamente. Ya se sabe que esta transformación matricial es válida a partir del documento de patente 3.

Además, tal como se introduce en el documento de patente 4, está permitida la aplicación a un circuito de conversión que usa un condensador muy pequeño. Alternativamente, un lado de entrada del convertidor 3 que alimenta una salida al enlace de CC puede ser una entrada monofásica o una entrada multifásica.

Aunque se ha descrito en detalle la presente invención, la descripción anterior es a modo de ejemplo en todos los aspectos y la presente invención no se limita en modo alguno a esto. Se entiende que se supone un número infinito de ejemplos modificados que no se han descrito, siempre que los ejemplos modificados no se desvíen del alcance de la presente invención.

Lista de símbolos de referencia

2 CARGA

3 CONVERTIDOR

4 INVERSOR

9 CONVERTIDOR DE POTENCIA DE CA-CA DIRECTO

Vr, Vs, Vt, Vu, Vv, Vw TENSIÓN DE CA

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de control de convertidor de potencia de controlar un convertidor de potencia de CA-CA directo (9), que comprende: un circuito rectificador (3) que introduce unas primeras tensiones de CA (Vr, Vs, Vt) y emite una tensión rectificada (Vdc); y un inversor de fuente de tensión (4) que obtiene tensión de salida obtenida modulando la tensión rectificada (Vdc) en un factor de modulación (k), aplica unas segundas tensiones de CA trifásicas (Vu, Vv, Vw) a una carga inductiva, y emite corrientes de carga trifásicas (Iu, Iv, Iw) a dicha carga inductiva, en el que

el factor de modulación (k) de dicho inversor de fuente de tensión (4) incluye una componente de CC (k<sub>0</sub>) y una componente de CA (k<sub>6n</sub>·cos(6n·ω<sub>L</sub>t + φ<sub>6n</sub>)) que es una frecuencia angular (6n·ω<sub>L</sub>) que es un múltiplo 6n (n es un número natural) de una frecuencia angular fundamental de base (ω<sub>L</sub>) de dicha segunda tensión de CA, y

cuando una componente de onda fundamental, una componente de orden (6n - 1) y una componente de orden (6n + 1) de dicha corriente de carga son Iu<sub>1</sub>, Iu<sub>6n-1</sub> e Iu<sub>6n+1</sub>, respectivamente, y las diferencias de fase de dicha componente de onda fundamental, dicha componente de orden (6n - 1) y dicha componente de orden (6n + 1) de dicha corriente de carga con respecto a una componente de onda fundamental de dicha segunda tensión de CA son φ<sub>1</sub>, φ<sub>6n-1</sub> y φ<sub>6n+1</sub>, respectivamente,

una razón (-k<sub>6n</sub>/k<sub>0</sub>) de la amplitud de dicha componente de CA con respecto a dicha componente de CC adopta una razón representada por

$$(m_{6n} = [Iu_{6n-1}^2 + Iu_{6n+1}^2 + 2 \cdot Iu_{6n-1} \cdot Iu_{6n+1} \cdot \cos(\varphi_{6n-1} - \varphi_{6n+1})]^{1/2}), \text{ y}$$

una diferencia de fase (φ<sub>6n</sub>) de dicha componente de CA con respecto a la componente de onda fundamental de dicha segunda tensión de CA adopta un ángulo representado por

$$\tan^{-1} \left[ \frac{m_{6n} \cdot \sin(\chi_{6n}) + Iu_{h6n} \cdot \sin(\chi_{6n})}{m_{6n} \cdot \cos(\chi_{6n}) + Iu_{h6n} \cdot \cos(\chi_{6n})} \right]$$

$$(\chi_{6n} = \tan^{-1} \left[ \frac{Iu_{6n-1} \cdot \sin(\varphi_{6n-1}) + Iu_{6n+1} \cdot \sin(\varphi_{6n+1})}{Iu_{6n-1} \cdot \cos(\varphi_{6n-1}) + Iu_{6n+1} \cdot \cos(\varphi_{6n+1})} \right]),$$

con una relación de Iu<sub>h6n</sub> < m<sub>6n</sub><sup>1/2</sup> y θ: arbitraria, comprendiendo dicho procedimiento las etapas de:

(a) extraer, de corrientes de carga monitorizadas, valores de: dicha componente de onda fundamental, dicha componente de orden (6n-1), y dicha componente de orden (6n+1) de dicha corriente de carga; y las diferencias de fase de dicha componente de onda fundamental, dicha componente de orden (6n-1), y dicha componente de orden (6n+1) de dicha corriente de carga con respecto a dicha componente de onda fundamental de dicha segunda tensión de CA;

(b) calcular dicha razón (-k<sub>6n</sub>/k<sub>0</sub>) usando los valores extraídos en dicha etapa (a);

(c) calcular dicha diferencia de fase (φ<sub>6n</sub>) de dicha componente de CA con respecto a la componente de onda fundamental de dicha segunda tensión de CA usando los valores extraídos en dicha etapa (a); y

(d) calcular dicho factor de modulación (k), a partir de dicha razón (-k<sub>6n</sub>/k<sub>0</sub>) y dicha diferencia de fase (φ<sub>6n</sub>) calculadas en dichas etapas (b) y (c), respectivamente.

2. Procedimiento de control de convertidor de potencia de controlar un convertidor de potencia de CA-CA directo (9), que comprende: un circuito rectificador (3) que introduce unas primeras tensiones de CA (Vr, Vs, Vt) y emite una tensión rectificada (Vdc); y un inversor de fuente de tensión (4) que introduce dicha tensión rectificada (Vdc), aplica unas segundas tensiones de CA trifásicas (Vu, Vv, Vw) a una carga inductiva, y emite corrientes de carga trifásicas (Iu, Iv, Iw) a dicha carga inductiva, en el que

una orden de tensión (Vd\*\*, Vq\*\*) para dicho inversor de fuente de tensión incluye una componente de CC (Vd\*, Vq\*) y una componente de CA ((-Ju<sub>6n</sub>·Eu<sub>1</sub>) sen(6nω<sub>L</sub> + φ<sub>6n</sub>), (-Ju<sub>6n</sub>·Eu<sub>1</sub>) cos(6nω<sub>L</sub> + φ<sub>6n</sub>)) de una frecuencia angular (6n·ω<sub>L</sub>) que es un múltiplo 6n (n es un número natural) de una frecuencia angular fundamental de base (ω<sub>L</sub>) de dicha segunda tensión de CA, y

cuando una componente de onda fundamental, una componente de orden (6n - 1) y una componente de

orden  $(6n + 1)$  de dicha corriente de carga son  $Iu_1$ ,  $Iu_{6n-1}$  e  $Iu_{6n+1}$ , respectivamente, y las diferencias de fase de dicha componente de onda fundamental, dicha componente de orden  $(6n - 1)$  y dicha componente de orden  $(6n + 1)$  de dicha corriente de carga con respecto a una componente de onda fundamental de dicha segunda tensión de CA son  $\varphi_1$ ,  $\varphi_{6n-1}$  y  $\varphi_{6n+1}$ , respectivamente,

5 una razón  $(-Ju_{6n})$  de la amplitud de dicha componente de CA con respecto a dicha componente de CC adopta una razón representada por

$$10 \quad -[m_{6n}^2 + Iu_{h6n}^2 + 2 \cdot m_{6n} \cdot Iu_{h6n} \cos(\theta - \chi_{6n})]^{1/2} / [Iu_1 \cdot \cos(\varphi_1)]$$

$$(m_{6n} = [Iu_{6n-1}^2 + Iu_{6n+1}^2 + 2 \cdot Iu_{6n-1} \cdot Iu_{6n+1} \cdot \cos(\varphi_{6n-1} - \varphi_{6n+1})]^{1/2}), \text{ y}$$

una diferencia de fase  $(\varphi_{6n})$  de dicha componente de CA con respecto a la componente de onda fundamental de dicha segunda tensión de CA adopta un ángulo representado por

$$15 \quad \tan^{-1}[\{m_{6n} \cdot \text{sen}(\chi_{6n}) + Iu_{h6n} \cdot \text{sen}(\chi_{6n})\} / \{m_{6n} \cdot \cos(\chi_{6n}) + Iu_{h6n} \cdot \cos(\chi_{6n})\}]$$

$$(\chi_{6n} = \tan^{-1}[\{Iu_{6n-1} \cdot \text{sen}(\varphi_{6n-1}) + Iu_{6n+1} \cdot \text{sen}(\varphi_{6n+1})\} / \{Iu_{6n-1} \cdot \cos(\varphi_{6n-1}) + Iu_{6n+1} \cdot \cos(\varphi_{6n+1})\}])$$

con una relación de  $Iu_{h6n} < m_{6n}^{1/2}$  y  $\theta$ : arbitraria, comprendiendo dicho procedimiento las etapas de:

20 (a) extraer, de corrientes de carga monitorizadas, valores de: dicha componente de onda fundamental, dicha componente de orden  $(6n-1)$ , y dicha componente de orden  $(6n+1)$  de dicha corriente de carga; y las diferencias de fase de dicha componente de onda fundamental, dicha componente de orden  $(6n-1)$ , y dicha componente de orden  $(6n+1)$  de dicha corriente de carga con respecto a dicha componente de onda fundamental de dicha segunda tensión de CA;

25 (b) calcular dicha razón  $(-Ju_{6n})$  usando los valores extraídos en dicha etapa (a);

30 (c) calcular dicha diferencia de fase  $(\varphi_{6n})$  de dicha componente de CA con respecto a la componente de onda fundamental de dicha segunda tensión de CA usando los valores extraídos en dicha etapa (a); y

(d) calcular dicha orden de tensión, a partir de dicha razón  $(-Ju_{6n})$  y dicha diferencia de fase  $(\varphi_{6n})$  calculadas en dichas etapas (b) y (c), respectivamente.

35 3. El procedimiento de control de convertidor de potencia según la reivindicación 1, en el que

la razón de dicha componente de CA con respecto a dicha componente de CC se calcula de antemano como función de una pluralidad de estados de funcionamiento de dicha carga inductiva antes de que dicha carga inductiva se haga funcionar realmente, y

40 dicho convertidor de potencia de CA-CA directo (9) se controla basándose en dicha función en dicho momento de funcionamiento real.

45 4. El procedimiento de control de convertidor de potencia según la reivindicación 2, en el que

la razón de dicha componente de CA con respecto a dicha componente de CC se calcula de antemano como función de una pluralidad de estados de funcionamiento de dicha carga inductiva antes de que dicha carga inductiva se haga funcionar realmente, y

50 dicho convertidor de potencia de CA-CA directo (9) se controla basándose en dicha función en dicho momento de funcionamiento real.

55 5. El procedimiento de control de convertidor de potencia según la reivindicación 3, en el que

dichos estados de funcionamiento incluyen una pluralidad de estados de potencia consumidos por dicha carga inductiva, y

se toma dicha razón correspondiente a dichos estados de potencia en dicho momento de funcionamiento real.

60 6. El procedimiento de control de convertidor de potencia según la reivindicación 4, en el que

dichos estados de funcionamiento incluyen una pluralidad de estados de potencia consumidos por dicha carga inductiva, y

- 5 se toma dicha razón correspondiente a dichos estados de potencia en dicho momento de funcionamiento real.
7. El procedimiento de control de convertidor de potencia según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6, en el que  $u_{h6n} = 0$  es cierto en todo n.
- 10 8. El procedimiento de control de convertidor de potencia según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6, en el que se aumenta la amplitud de dicha componente de CA en un intervalo predeterminado de dicha frecuencia angular fundamental de base ( $\omega_L$ ) de dicha segunda tensión de CA según la cantidad de sensibilización que aumenta cuando aumenta dicha frecuencia angular fundamental de base.
- 15 9. El procedimiento de control de convertidor de potencia según la reivindicación 8, en el que  $u_{h6n} = 0$  es cierto en todo n.

FIG. 1

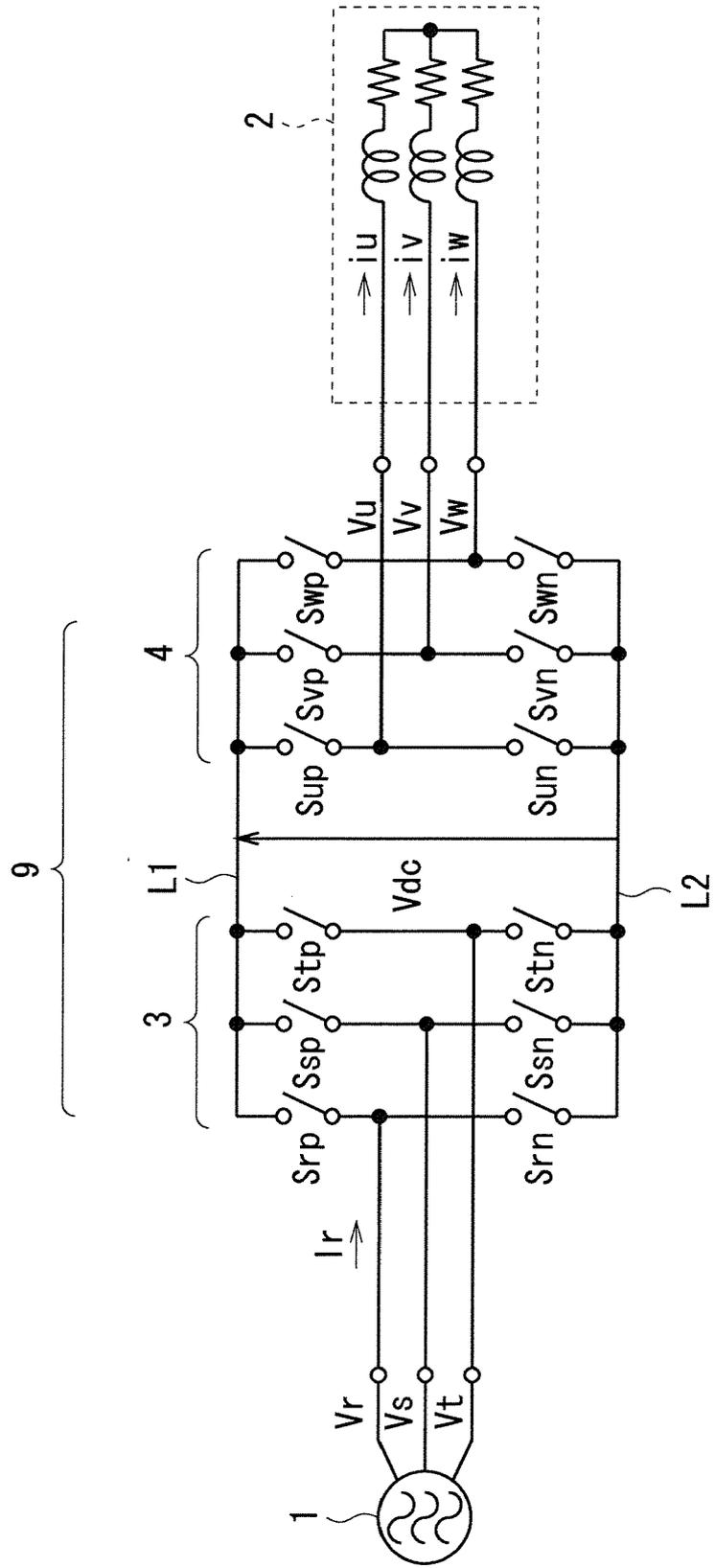


FIG. 2

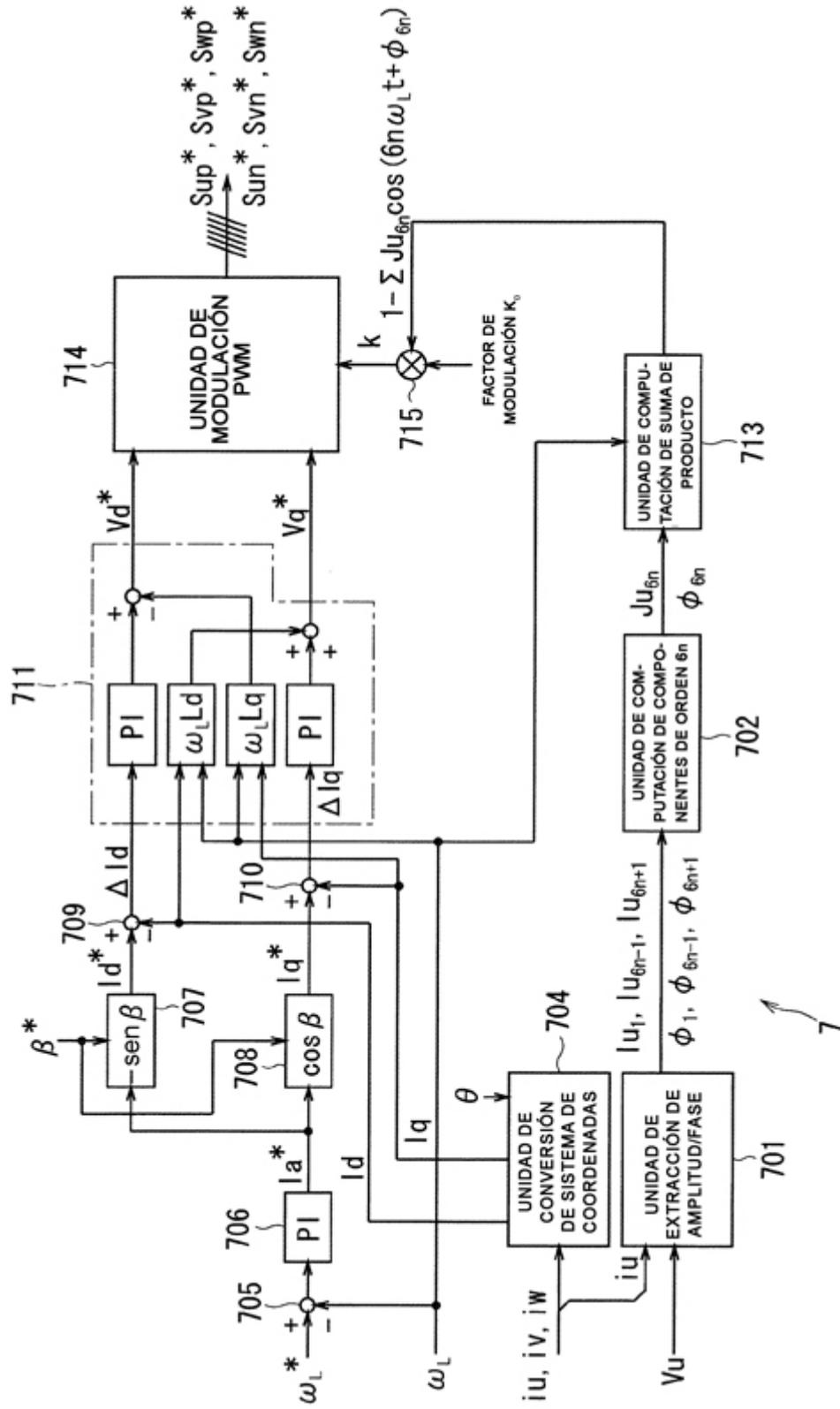
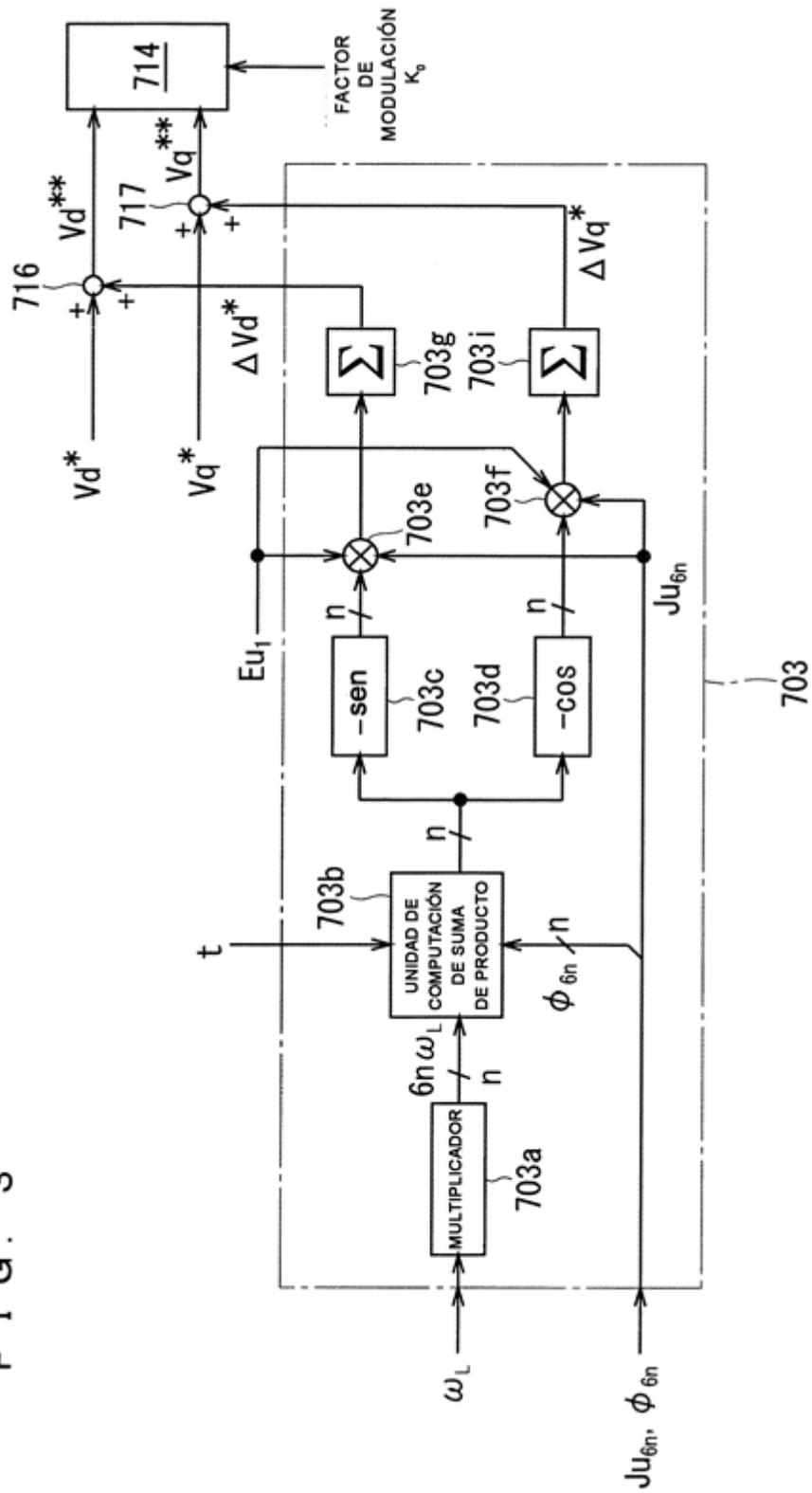
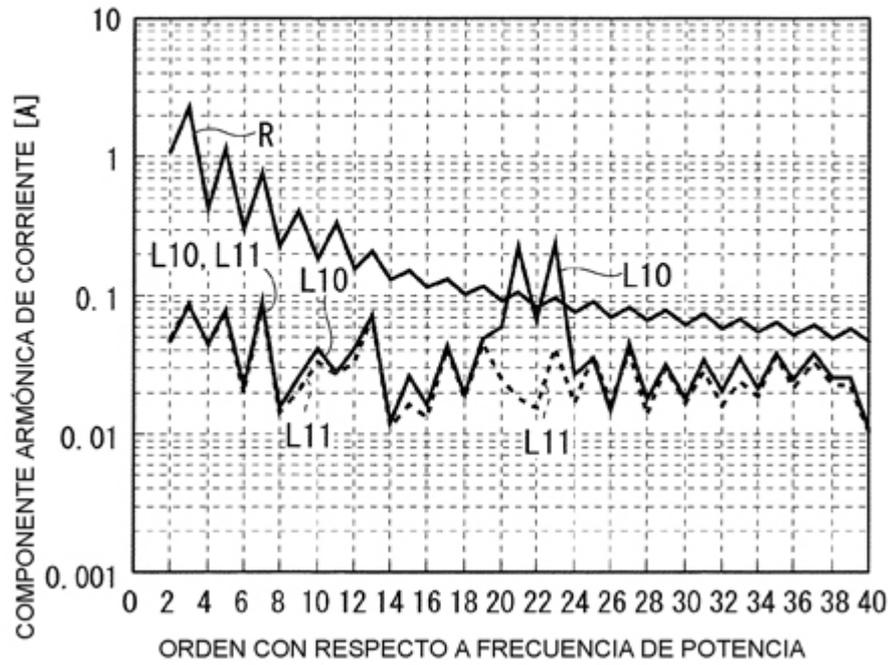


FIG. 3



F I G . 4



F I G . 5

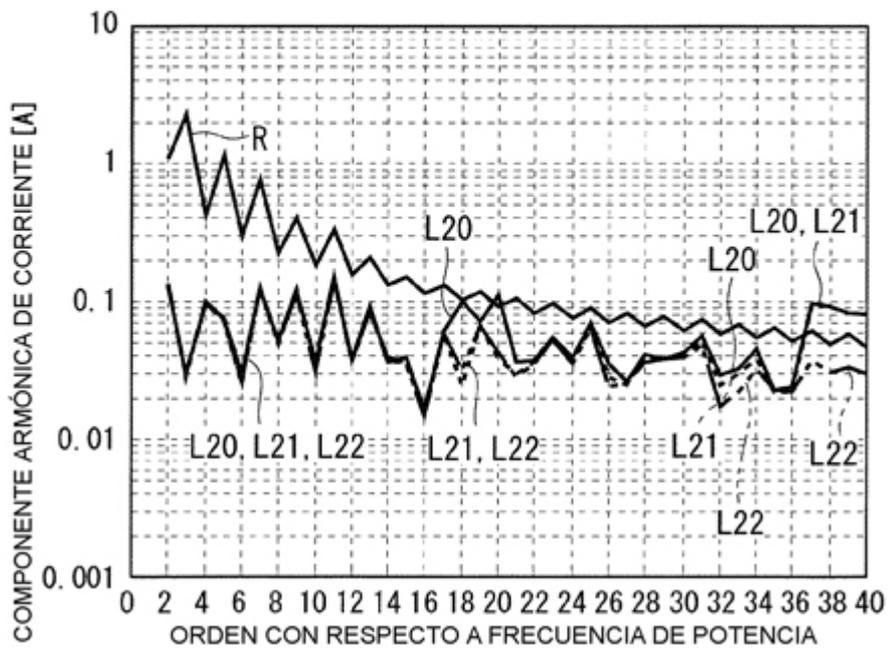


FIG. 6

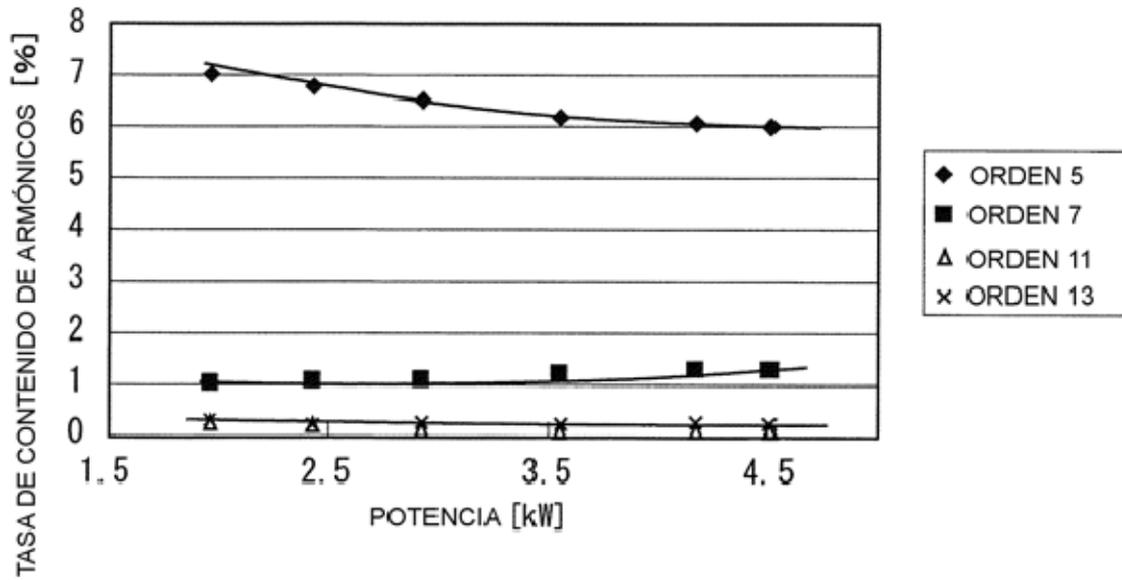
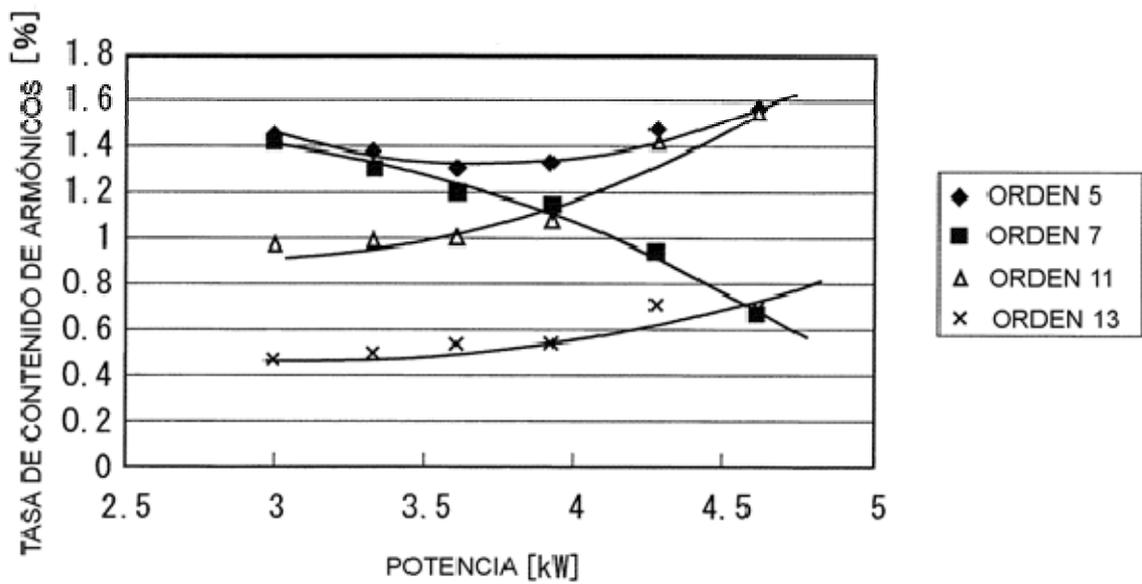
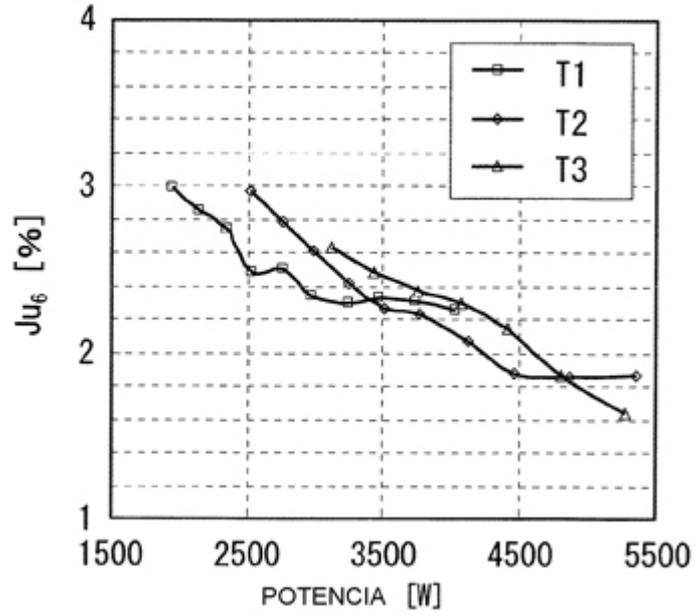


FIG. 7



F I G . 8



F I G . 9

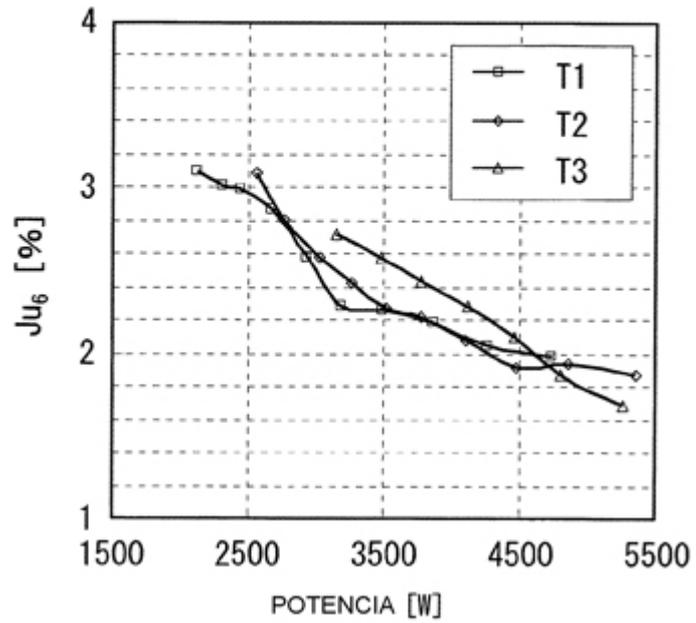


FIG. 10

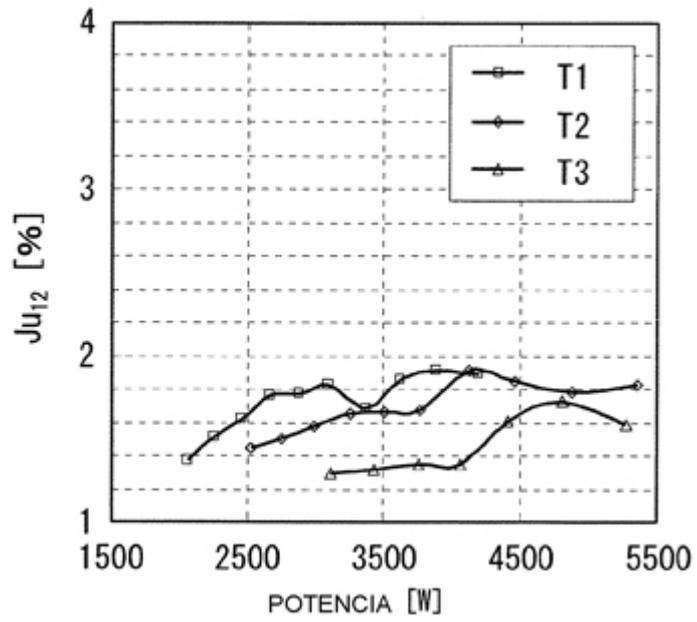


FIG. 11

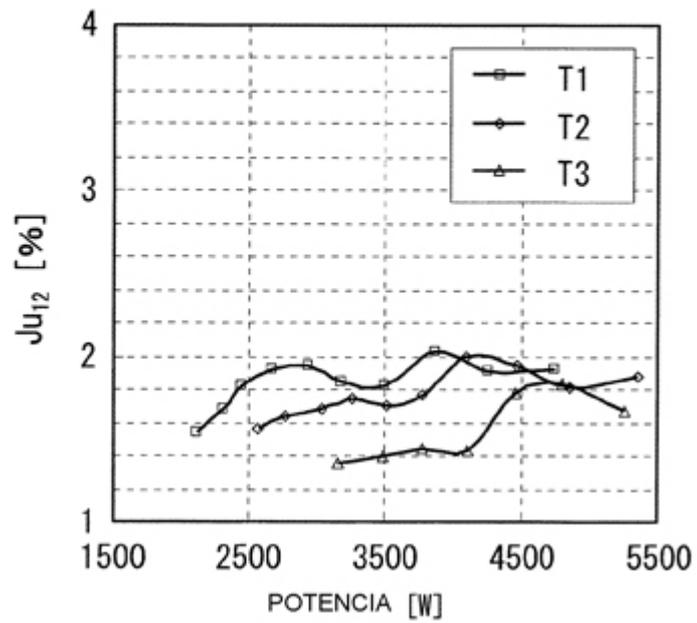


FIG. 12

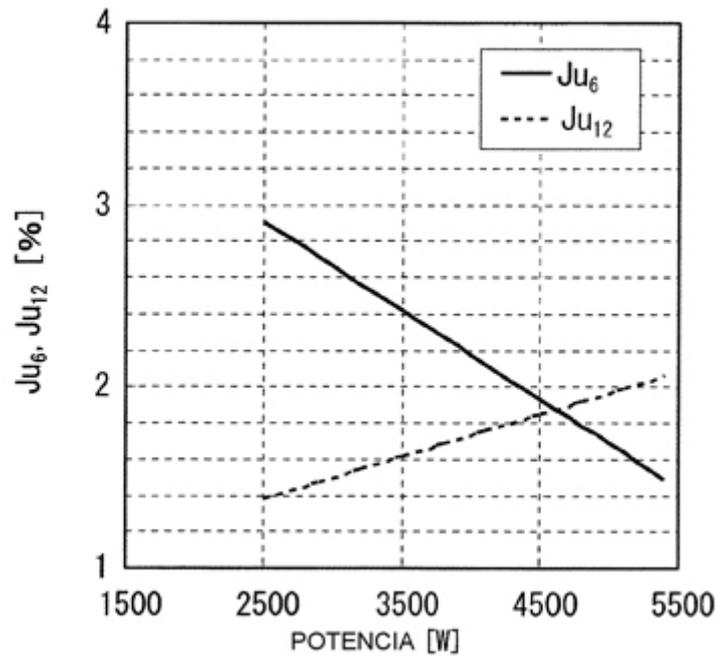
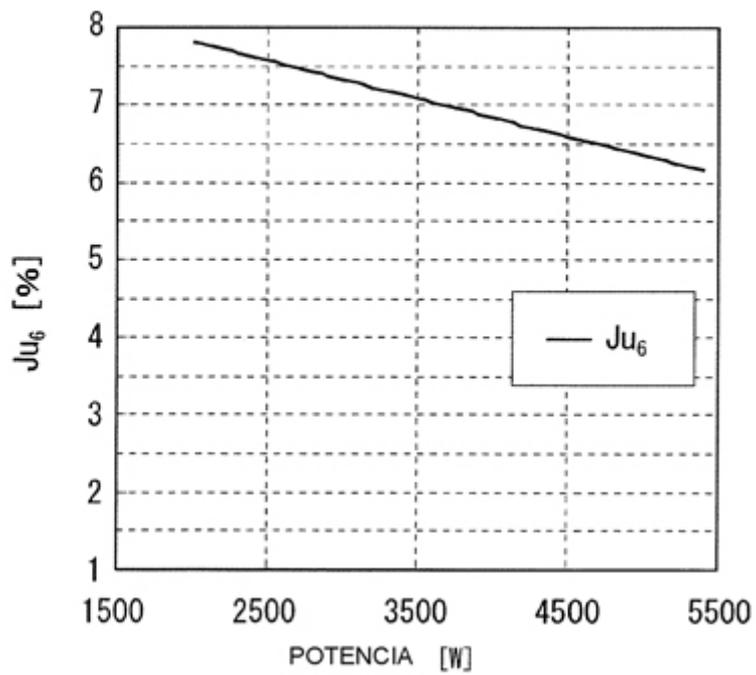
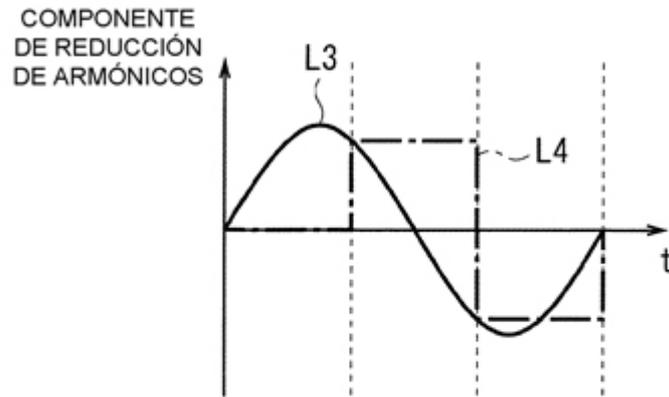


FIG. 13



F I G . 1 4



F I G . 1 5

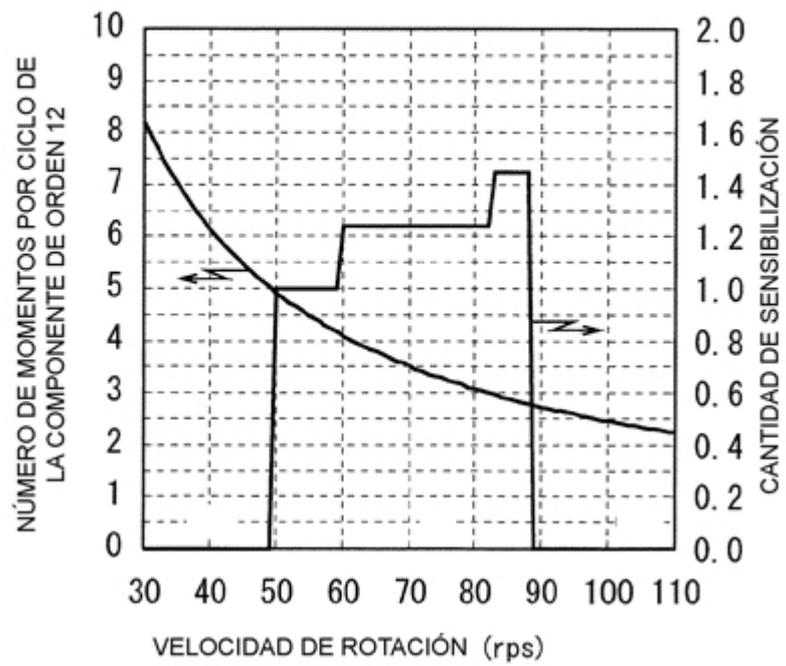


FIG. 16

