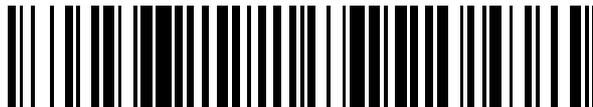


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 702 360**

51 Int. Cl.:

H02M 7/48	(2007.01)
H02P 21/00	(2006.01)
H02P 27/04	(2006.01)
H02P 27/06	(2006.01)
H02P 27/08	(2006.01)
H02M 5/458	(2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **12.06.2007 PCT/JP2007/061785**

87 Fecha y número de publicación internacional: **31.01.2008 WO08013000**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **12.06.2007 E 07745072 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **19.09.2018 EP 2051362**

54 Título: **Inversor**

30 Prioridad:
24.07.2006 JP 2006200584

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
28.02.2019

73 Titular/es:
**DAIKIN INDUSTRIES, LTD. (100.0%)
Umeda Center Bldg., 4-12, Nakazaki-Nishi 2-
chome Kita-ku
Osaka-shi, Osaka 530-8323, JP**

72 Inventor/es:
**SAKAKIBARA, KENICHI y
HAGA, HITOSHI**

74 Agente/Representante:
ELZABURU, S.L.P

ES 2 702 360 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

Inversor

Campo técnico

5 La presente invención se refiere a inversores y, en particular, a un inversor que tiene un filtro LC para suprimir sólo una componente de corriente portadora en una parte de enlace DC entre un puente de diodos y una sección de inversor.

Antecedentes de la técnica

10 Convencionalmente, como construcción típica de circuito principal de inversor, se emplea de manera general una construcción para convertir una vez una corriente alterna comercial en un voltaje DC a través de un circuito de rectificación y un circuito de filtrado y obtener un voltaje AC por una sección de inversor alimentado por voltaje. En este caso, el circuito de filtrado necesita un condensador y un reactor a gran escala para alisar las pulsaciones de voltaje a la frecuencia comercial, y esto, por lo tanto, causa un aumento en el volumen y un aumento de costes de la sección de inversor. Por lo tanto, se propone una construcción de circuito principal para compactar el filtro LC y suprimir sólo la componente de corriente portadora del inversor. (Consulte, por ejemplo, "3. Direct AC power converter circuit (present condition and problems of a direct AC power converter circuit technology and related technologies)" del 998º informe técnico del Instituto de Ingenieros Eléctricos de Japón (Documento de Referencia 1)).

20 Por otra parte, se sabe que el voltaje DC algunas veces vibra a la frecuencia de resonancia del filtro LC debido a fluctuaciones de carga y fluctuaciones de frecuencia de salida en el inversor que tiene el filtro LC en la parte de enlace DC, y se propone un inversor que detecta las componentes de vibración de un voltaje DC mediante un HPF (filtro paso alto) y suprime las vibraciones en un sistema de control de corriente en el lado del inversor. (Consulte, por ejemplo, el documento JP H09-172783 A (Documento de Referencia 2)).

25 El inversor que tiene el filtro LC compactado en la parte de enlace DC está condicionado previamente de modo que el voltaje DC se hace vibrar a una frecuencia de seis veces la frecuencia de potencia, y la frecuencia armónica más alta de la componente de pulsación de potencia y la frecuencia de resonancia del filtro llegan a ser cercanas entre sí mediante el método de supresión de vibraciones descrito anteriormente. Por consiguiente, es difícil separar ambas entre sí, y hay un problema de que las distorsiones de orden bajo ocurren en la corriente de entrada como consecuencia del alisamiento del voltaje DC.

30 Antecedentes de la técnica adicionales se describen en el documento US 2002/0141212 A1, específicamente un aparato de control de convertidor de potencia que envía un comando de voltaje de corriente alterna, sujeto a un comando de voltaje y un comando de frecuencia, a un convertidor de potencia para convertir un voltaje de corriente continua en un voltaje de corriente alterna variable de una frecuencia variable. El aparato de control del convertidor de potencia tiene: un detector para detectar la cantidad de electricidad generada en el lado de corriente continua del convertidor de potencia; un filtro paso alto para eliminar las componentes de corriente continua de la cantidad de electricidad detectada; un corrector de voltaje para corregir dicho comando de voltaje según una señal de salida de dicho filtro paso alto; y un corrector de frecuencia para corregir dicho comando de frecuencia según una señal de salida de dicho filtro paso alto. Se emite un comando de voltaje de corriente alterna según las señales de salida de dicho corrector de frecuencia y dicho corrector de voltaje.

Compendio de la invención

40 Es un objeto de la presente invención proporcionar un inversor capaz de suprimir las distorsiones de la corriente de entrada con las vibraciones suprimidas en el inversor que tiene el filtro LC en la parte de enlace DC.

La presente invención proporciona un inversor según la reivindicación 1, y un inversor según la reivindicación 2.

Breve descripción de los dibujos

La Fig. 1 es un diagrama de bloques de un inversor convencional;

45 La Fig. 2A es un gráfico que muestra el voltaje DC del inversor;

La Fig. 2B es un gráfico que muestra las corrientes de línea del inversor;

La Fig. 3 es un diagrama para explicar la característica de transferencia cuando se inserta un resistor de amortiguamiento en el inversor;

La Fig. 4 es un diagrama de bloques del inversor;

50 La Fig. 5A es un gráfico que muestra el resultado del análisis transitorio de la corriente de entrada del inversor;

- La Fig. 5B es un gráfico que muestra el resultado del análisis transitorio de la corriente de entrada del inversor;
La Fig. 5C es un gráfico que muestra el resultado del análisis transitorio de la corriente de entrada del inversor;
La Fig. 5D es un gráfico que muestra el resultado del análisis transitorio de la corriente de entrada del inversor;
La Fig. 6A es un gráfico que muestra el resultado del análisis transitorio del voltaje de DC del inversor;
5 La Fig. 6B es un gráfico que muestra el resultado del análisis transitorio del voltaje de DC del inversor;
La Fig. 6C es un gráfico que muestra el resultado del análisis transitorio del voltaje de DC del inversor;
La Fig. 6D es un gráfico que muestra el resultado del análisis transitorio del voltaje de DC del inversor;
La Fig. 7 es un diagrama de Bode del inversor;
La Fig. 8 es un diagrama que muestra un sistema de resonancia y una característica HPF;
- 10 La Fig. 9 es un diagrama para explicar la característica de transferencia cuando el control de supresión de vibraciones se realiza en un inversor según una realización de la invención;
La Fig. 10A es un diagrama de bloques del inversor;
La Fig. 10B es un diagrama de bloques del inversor;
La Fig. 10C es un diagrama de bloques del inversor;
- 15 La Fig. 10D es un diagrama de bloques del inversor;
La Fig. 11 es una expresión que muestra la función de transferencia del inversor;
La Fig. 12 es un diagrama de Bode que muestra la característica de transferencia del sistema de supresión de vibraciones del inversor;
- 20 La Fig. 13 es un diagrama de Bode que muestra la característica de transferencia del sistema de cables de fase de segundo orden del inversor;
La Fig. 14A es un gráfico que muestra el resultado del análisis transitorio de la corriente de entrada del inversor;
La Fig. 14B es un gráfico que muestra el resultado del análisis transitorio de la corriente de entrada del inversor;
La Fig. 14C es un gráfico que muestra el resultado del análisis transitorio de la corriente de entrada del inversor;
La Fig. 14D es un gráfico que muestra el resultado del análisis transitorio de la corriente de entrada del inversor;
- 25 La Fig. 15A es un gráfico que muestra el resultado del análisis transitorio del voltaje DC del inversor;
La Fig. 15B es un gráfico que muestra el resultado del análisis transitorio del voltaje DC del inversor;
La Fig. 15C es un gráfico que muestra el resultado del análisis transitorio del voltaje DC del inversor;
La Fig. 15D es un gráfico que muestra el resultado del análisis transitorio del voltaje DC del inversor;
- 30 La Fig. 16A es un diagrama para explicar la característica de transferencia del inversor usada para la supresión de resonancia por la relación de control de voltaje;
La Fig. 16B es un diagrama para explicar la característica de transferencia del inversor usada para la supresión de resonancia por la relación de control de voltaje;
La Fig. 16C es un diagrama para explicar la característica de transferencia del inversor usada para la supresión de resonancia por la relación de control de voltaje;
- 35 La Fig. 17 es un diagrama de bloques del inversor;
La Fig. 18 es un diagrama de bloques del inversor de la primera realización de la invención; y
La Fig. 19 es un diagrama de bloques del inversor de la segunda realización de la invención.

Descripción detallada de las realizaciones

A continuación se describe un inversor que comprende:

un puente de diodos que rectifica un voltaje AC trifásico de entrada en un voltaje DC;

una sección de inversor que convierte el voltaje DC convertido por el puente de diodos en un voltaje AC y emite el voltaje resultante;

5 un filtro LC que tiene un elemento de inductancia conectado entre un terminal de salida del puente de diodos y un terminal de entrada de la sección de inversor y un elemento de capacitancia conectado a través de los terminales de entrada de la sección de inversor;

una sección de detección de voltaje que detecta un voltaje terminal cruzado del elemento de inductancia del filtro LC; y

10 una sección de control que controla la sección de inversor de modo que una característica de transferencia de un voltaje I/O de la sección de inversor llega a ser una característica cercana a un sistema de retardo de primer orden sobre la base del voltaje terminal cruzado del elemento de inductancia detectado por la sección de detección de voltaje.

15 Según la construcción anterior del inversor que tiene el filtro LC en la parte de enlace DC, la sección de control controla la sección de inversor de modo que la característica de transferencia del voltaje I/O de la sección de inversor llega a ser una característica cercana al sistema de retardo de primer orden. De este modo, el inversor puede suprimir las vibraciones así como las distorsiones de la corriente de entrada. Además, las vibraciones se suprimen sobre la base del voltaje terminal cruzado del elemento de inductancia. Por lo tanto, el punto de ajuste de la corriente de salida del puente de diodos llega a ser una corriente continua, y el control llega a ser posible sin interferencia con la frecuencia de resonancia del filtro LC.

20 En una realización de la invención, la sección de control controla una corriente de entrada de la sección de inversor de modo que la característica de transferencia del voltaje I/O de la sección de inversor llega a ser una característica cercana al sistema de retardo de primer orden sobre la base del voltaje terminal cruzado del elemento de inductancia detectado por la sección de detección de voltaje.

25 Según la realización anterior, el coeficiente de atenuación se aumenta controlando la corriente de entrada de la sección de inversor mediante la sección de control sobre la base del voltaje terminal cruzado del elemento de inductancia detectado por la sección de detección de voltaje, y la estabilidad se mejora haciendo que el sistema de control tenga una característica cercana al sistema de retardo de primer orden mediante el ajuste de ganancia correspondiente a la constante del elemento de reactancia del filtro LC.

30 En una realización de la invención, la sección de control controla una relación de control de voltaje de la sección de inversor, de modo que la característica de transferencia del voltaje I/O de la sección de inversor llega a ser una característica cercana al sistema de retardo de primer orden sobre la base del voltaje terminal cruzado del elemento de inductancia detectado por la sección de detección de voltaje.

35 Según la realización anterior, el coeficiente de atenuación se aumenta controlando la relación de control de voltaje de la sección de inversor por la sección de control sobre la base del voltaje terminal cruzado del elemento de inductancia detectado por la sección de detección de voltaje, y la estabilidad se mejora haciendo que el sistema de control tenga una característica cercana al sistema de retardo de primer orden mediante el ajuste de ganancia correspondiente a la constante del elemento de reactancia del filtro LC. Además, dado que la relación entre la corriente de carga AC y la corriente de carga DC se puede controlar directamente por la relación de control de voltaje, se puede lograr una respuesta de alta velocidad, y llega a ser posible una operación más estable.

40 En una realización de la invención, la sección de inversor está controlada vectorialmente por la sección de control.

Según la realización anterior, la sección de inversor está controlada vectorialmente por la sección de control y, por lo tanto, el control de velocidad se puede realizar fácilmente con una operación estable.

45 Como es evidente a partir de lo anterior, en el inversor que tiene el filtro LC en la parte de enlace DC, las distorsiones de la corriente de entrada se pueden suprimir con vibraciones suprimidas, y la supresión de vibraciones se realiza sobre la base del voltaje terminal cruzado del elemento de inductancia. Por lo tanto, el punto de ajuste de la corriente de salida del puente de diodos llega a ser una corriente continua, y el control llega a ser posible sin interferencia con la frecuencia de resonancia del filtro LC.

50 Además, según el inversor de una realización, el coeficiente de atenuación se aumenta controlando la corriente de entrada de la sección de inversor por la sección de control sobre la base del voltaje terminal cruzado del elemento de inductancia detectado por la sección de detección de voltaje, y la estabilidad se mejora haciendo que el sistema de control tenga una característica cercana al sistema de retardo de primer orden mediante el ajuste de ganancia correspondiente a la constante del elemento de reactancia del filtro LC.

Además, según el inversor de una realización, el coeficiente de atenuación se aumenta controlando la relación de control de voltaje de la sección de inversor por la sección de control sobre la base del voltaje terminal cruzado del

5 elemento de inductancia detectado por la sección de detección de voltaje, y la estabilidad se mejora haciendo que el sistema de control tenga una característica cercana al sistema de retardo de primer orden mediante el ajuste de ganancia correspondiente a la constante del elemento de reactancia del filtro LC. Además, la relación entre la corriente de carga AC y la corriente de carga DC se puede controlar directamente mediante la relación de control de voltaje, se puede lograr una respuesta de alta velocidad, y llega a ser posible una operación más estable.

Además, según el inversor de una realización, la sección de inversor está controlada vectorialmente por la sección de control, y por lo tanto, el control de velocidad se puede realizar fácilmente con una operación estable.

Antes de que el inversor de la invención se describa en detalle por las realizaciones mostradas en los dibujos, se describe el principio de operación del inversor.

10 La Fig. 1 muestra la construcción del circuito principal del inversor que tiene el filtro LC en la parte de enlace DC descrita en el Documento de Referencia 1 ("3. Direct AC power converter circuit (present condition and problems of a direct AC power converter circuit technology and related technologies)", 998° informe técnico del Instituto de Ingenieros Eléctricos de Japón, 25 de febrero de 2005). Como se muestra en la Fig. 1, el inversor tiene un puente de diodos 11 construido con seis diodos D1 hasta D6 que constituyen un circuito de puente trifásico y una sección 12 de inversor construida con seis elementos de conmutación S1 hasta S6 que constituyen un circuito de puente trifásico. Además, el inversor tiene un inductor L como ejemplo del elemento de inductancia conectado entre el terminal de salida del lado del polo positivo del puente de diodos 11 y el terminal de entrada del lado del polo positivo de la sección 12 de inversor, y un condensador C como ejemplo del elemento de capacitancia conectado a través de los terminales de entrada de la sección 12 de inversor. El inductor L y el condensador C constituyen un filtro LC. Un voltaje AC trifásico de una fuente de alimentación 10 AC trifásica se rectifica a una corriente continua por el puente de diodos 11, y el voltaje DC rectificado se convierte en un voltaje AC trifásico prescrito por la sección 12 de inversor y se emite a un motor 13.

25 Las componentes del inversor mostradas en la Fig. 1 son similares a las de un inversor alimentado por voltaje ordinario con un reactor DC. Se observa que el condensador C del filtro LC en la parte de enlace DC tiene una capacitancia pequeña no mayor que 1/100 que la de la convencional, la frecuencia de resonancia del filtro LC se establece en alrededor varios kilohercios, siendo un orden mayor que la de la convencional con el fin de atenuar la componente de corriente portadora del inversor y la inductancia del reactor L se establece en un valor pequeño. Por ejemplo, la capacitancia del condensador del filtro LC en la parte de enlace DC del inversor alimentado por voltaje ordinario con el reactor DC se establece en 2000 µF, la inductancia del reactor se establece en 1 mH, y la frecuencia de resonancia se establece en alrededor de 113 Hz. En contraste con esto, la capacitancia del condensador C del filtro LC en la parte de enlace DC del inversor mostrado en la Fig. 1 es 4.4 µF, la inductancia del reactor L es 0.5 mH, y la frecuencia de resonancia es 3.4 kHz.

30 Por lo tanto, el reactor L y el condensador C en la parte de enlace DC no tienen el efecto de alisar la componente de frecuencia comercial. Como se muestra en la forma de onda del voltaje DC (V_{dc}) de la Fig. 2A, un voltaje correspondiente a la diferencia entre una fase máxima y una fase mínima de los voltajes de fase aparece en la parte de enlace DC y el voltaje finalmente vibra a la frecuencia de seis veces la frecuencia comercial. Además, con respecto a la corriente de entrada, una corriente DC también fluye entre las líneas de la fase máxima y la fase mínima y, por lo tanto, las formas de onda de conducción de 120° resultan como se muestra en las formas de onda de la Fig. 2B cuando la corriente de entrada de la sección de inversor es constante.

35 Aquí, en el inversor anterior, la característica de transferencia del voltaje de salida con respecto al voltaje pulsante del filtro LC se puede expresar por el sistema secundario de las siguientes ecuaciones generalmente bien conocidas.

40 La Fig. 3 muestra un diagrama en el que se inserta un resistor de amortiguamiento R_d en el lado de la sección de inversor en el circuito equivalente del inversor de la Fig. 1. En la Fig. 3, el número de referencia 14 denota una fuente de corriente que simplemente expresa la sección de inversor.

45 Como se muestra en la Fig. 3, con el resistor de amortiguamiento R_d insertado, la función de transferencia G(s) del inversor se expresa como sigue, y la característica de atenuación ξ del filtro LC se puede mejorar ajustando el resistor de amortiguamiento R_d.

$$G(s) = \frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{s^2 + \frac{s}{CR_d} + \frac{1}{LC}}$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$\zeta = \frac{1}{2R_d} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

En las ecuaciones, V_s es el voltaje DC emitido desde el puente de diodos, V_o es el voltaje de salida de la sección de inversor, L es inductancia, C es capacitancia y s es la variable de Laplace.

5 En el Documento de Referencia 2 (JP H09-172783 A), se supone que el resistor de amortiguamiento se inserta de manera equivalente como en la siguiente ecuación detectando el voltaje de salida de la sección de inversor y cambiando una corriente de carga i_o por medio del sistema de control de corriente.

$$i_o = \frac{1}{R_d} V_o = G V_o$$

10 Además, dado que el voltaje de salida V_s del puente de diodos es una corriente continua en este caso, la resonancia se suprime insertando un HPF (filtro paso alto) en una trayectoria de realimentación y detectando sólo un voltaje atribuido a la resonancia.

La Fig. 4 muestra un diagrama de bloques del inversor del Documento de Referencia 2 (JP H09-172783 A) explicado en la técnica anterior.

15 A continuación, los resultados de la aplicación del sistema convencional al inversor se describen con referencia a las Fig. 5A hasta 5D y a las Fig. 6A hasta 6D. Las Fig. 5A hasta 5D y las Fig. 6A hasta 6D muestran los resultados de análisis transitorios cuando se establece la frecuencia de corte de HPF a 600 Hz y una ganancia G se cambia a 0, 0.2, 0.4 y 0.6. Además, simplemente se supone que la sección de inversor es una fuente de corriente, y se añade una componente de resonancia de voltaje a una instrucción de corriente a través del HPF y la ganancia G mostrada en la Fig. 4.

20 En el inversor anterior, el voltaje DC necesita tener una forma pulsante de la frecuencia de seis veces la frecuencia comercial. Sin embargo, dado que la componente de pulsación es una onda distorsionada que contiene armónicos más altos como se muestra en las formas de onda de las Fig. 6A hasta 6D, es difícil separar la componente armónica más alta de la componente de resonancia mediante el filtro LC cuando el control de supresión de resonancia se realiza mediante la detección de voltaje DC y ocurren distorsiones en la forma de onda de corriente.

25 Como se muestra en la Fig. 5B, aunque la corriente de resonancia se suprime cuando la ganancia es 0.2, ocurren distorsiones en el voltaje pulsante por la compensación de la forma de onda de voltaje como se muestra en las Fig. 6A hasta 6D, y, por lo tanto, ocurren en consecuencia vibraciones en la forma de onda en la temporización de cambio de fase. Además, cuando se intenta el control con una ganancia aumentada, se produce un polo en las inmediaciones de la frecuencia de corte de HPF (consulte la Fig. 8 para las características de HPF y el sistema de resonancia) como se muestra en el diagrama de Bode de la Fig. 7, a la inversa, degradando la forma de onda como resultado.

30 Como se describió anteriormente, es difícil aplicar la supresión de vibración mediante la detección de voltaje DC al inversor que necesita un voltaje pulsante.

35 Los resultados anteriores muestran el hecho de que una corriente de distorsión fluye a través del reactor L debido a una diferencia de voltaje entre el voltaje DC y la forma de onda del voltaje de línea, y la corriente que fluye a través del reactor L llega a ser una corriente continua en ausencia de resonancia. Por lo tanto, la resonancia se suprimió detectando el voltaje aplicado al reactor L en realizaciones de la invención.

La Fig. 9 muestra un diagrama para explicar la característica de transferencia del inversor que emplea el voltaje V_L terminal cruzado del reactor L para el control de resonancia, y el número de referencia 15 denota una fuente de corriente que simplemente expresa la sección de inversor en la Fig. 9.

40 Las Fig. 10A hasta 10D son diagramas de bloques en los que la característica del sistema de resonancia se obtiene cuando el voltaje terminal cruzado del reactor L se usa para el control de resonancia. Si el sistema de control se somete a transformación equivalente en el orden de la Fig. 10A a la Fig. 10D, se puede descubrir que finalmente resultan un sistema en serie constituido por el sistema secundario mostrado en la Fig. 10D y el avance de fase.

45 La Fig. 11 expresa los diagramas de bloques de las Fig. 10A hasta 10D mediante la función de transferencia, en la que la característica de atenuación se puede mejorar mediante la ganancia k , dado que el segundo término representa el sistema secundario, y el primer término representa el avance de la fase. Por lo tanto, una característica cercana a un sistema de retardo de primer orden estable se puede lograr por ambos de ellos. La función de transferencia mostrada en la Fig. 11 tiene sustancialmente una característica del sistema de retardo de primer orden.

La Fig. 13 es un diagrama de Bode que muestra la característica de transferencia del sistema secundario y del avance de fase cuando la ganancia se establece en 0.03 a 0.09, y se puede entender que el polo y la frecuencia de corte casi presentan coincidencias.

5 La Fig. 12 es un diagrama de Bode que muestra la característica de transferencia del sistema de supresión de vibraciones. La característica de atenuación se mejora cuando la ganancia es baja, y se puede lograr una característica estable cercana al sistema de retardo de primer orden cuando la ganancia se aumenta aún más.

10 Las Fig. 14A hasta 14D y las Fig. 15A hasta 15D muestran resultados de análisis transitorios cuando la ganancia G se cambia a 0, 0.03, 0.06 y 0.09. Las Fig. 14A hasta 14D y las Fig. 15A hasta 15D muestran los resultados del análisis transitorio del inversor en el que se usa el voltaje V_L terminal cruzado del reactor L para la supresión de resonancia. Como se muestra en las Fig. 14A hasta 14D y las Fig. 15A hasta 15D, se observan ligeras distorsiones tanto en la corriente de entrada como en el voltaje DC cuando la ganancia es baja. Sin embargo, si la ganancia se aumenta de modo que se obtiene una característica cercana al retardo de primer orden, se obtiene una forma de onda de conducción de 120° libre de resonancia como la corriente de entrada, y el voltaje DC coincide con la componente de pulsación atribuida al voltaje de línea con respecto al voltaje.

15 Según los resultados del análisis transitorio de las Fig. 14A hasta 14D y las Fig. 15A hasta 15D, la sección de inversor se simuló por la fuente de corriente, pero es aplicable cuando la corriente media de entrada llega a ser una corriente continua y también aplicable al sistema de control de corriente del motor síncrono mostrado en la Fig. 18, así como al control vectorial de un motor de inducción. Puede ser un seccionador DC.

20 A continuación, la Fig. 16A muestra un diagrama de bloques para explicar la característica de transferencia de un inversor en el que se usa la relación de control de voltaje de la invención para control de resonancia. En la Fig. 16A, el número de referencia 16 denota una sección de inversor que tiene una fuente de corriente en el lado de entrada y una fuente de alimentación dc en el lado de salida, y el número de referencia 17 denota una fuente de corriente (carga) conectada a la fuente de alimentación dc de la sección 16 de inversor. En este caso, se supone que una corriente de carga es I_{Ld} , y la relación de control de voltaje de la sección 16 de inversor es D.

25 En el sistema de supresión de vibraciones mediante la relación de control de voltaje mostrada en la Fig. 16A, suponiendo que un valor inicial de la relación de control de voltaje $D^* = 1$, entonces, como se muestra en la Fig. 16B, la fuente de corriente en el lado de entrada de la sección de inversor llega a tener las relaciones representadas por:

$$D = 1 - kV_L$$

$$DI_{Ld} = I_{Ld} - I_{Ld}kV_L$$

30 Por lo tanto, el circuito mostrado en la Fig. 16B se puede sustituir por el circuito equivalente mostrado en la Fig. 16C.

35 Por lo tanto, la Fig. 16C se expresa por el diagrama de bloques mostrado en la Fig. 17, y suponiendo que la fuente de corriente en el lado secundario de la sección de inversor es constante, se puede entender que se da una constante correspondiente a la resistencia R y la ganancia de control k en la construcción del diagrama de bloques mostrado en Fig. 10A. Por lo tanto, se puede entender que el sistema, en el que el valor de supresión se añade a la relación de control de voltaje del inversor mostrado en las Fig. 16A hasta la Fig. 16C y la Fig. 17, llega a tener una función de transferencia correspondiente a la función de transferencia mostrada en la Fig. 11, aunque el método para añadir el valor de supresión al sistema de control de corriente así como la ganancia de control difieren de los del inversor mostrado en la Fig. 9 y las Fig. 10A hasta 10D.

40 El diagrama de bloques mostrado en la Fig. 17 se expresa simplemente por la fuente de voltaje y LCR bajo la suposición de que el sistema de control de corriente se controla a alta velocidad, de este modo, la Fig. 17 llega a ser similar a la Fig. 10A.

45 Con respecto al control de corriente del inversor mostrado en la Fig. 9 y las Fig. 10A hasta 10D, la supresión de amortiguamiento del filtro LC se realiza controlando la componente de corriente eficaz de la carga AC usando un sistema de control de eje q y variando la corriente DC. En contraste con esto, con respecto a la relación de control de voltaje del inversor que se muestra en las Fig. 16A hasta 16C y la Fig. 17, se controla una relación de un voltaje (corriente) entre la carga AC y la carga DC. Variando de este modo la relación de control de voltaje, la potencia DC se puede variar de manera similar.

50 Por lo tanto, ocurre un retardo en la respuesta debido a restricciones en la banda de frecuencia del sistema de control de corriente del inversor mostrado en la Fig. 9 y las Fig. 10A hasta 10D. Sin embargo, el inversor mostrado en las Fig. 16A hasta 16C y la Fig. 17 usa la relación de control de voltaje para suprimir la resonancia y puede controlar directamente la relación entre la corriente de carga AC y la corriente de carga DC y, de este modo, es de alta velocidad.

Según el inversor de una realización de la invención que tiene el filtro LC en la parte de enlace DC puede suprimir la vibración así como la distorsión de la corriente de entrada.

Además, el coeficiente de atenuación se aumenta proporcionando la sección de detección de voltaje que detecta el voltaje terminal cruzado del elemento de inductancia del filtro LC y controlando la corriente de entrada de la sección de inversor mediante la sección de control sobre la base del voltaje terminal cruzado del elemento de inductancia detectado por la sección de detección de voltaje, y la estabilidad se puede mejorar haciendo que el sistema de control tenga una característica cercana al sistema de retardo de primer orden mediante el ajuste de ganancia correspondiente a la constante del elemento de reactancia del filtro LC.

De lo contrario, el coeficiente de atenuación se aumenta proporcionando la sección de detección de voltaje que detecta el voltaje terminal cruzado del elemento de inductancia del filtro LC y controlando la relación de control de voltaje de la sección de inversor por la sección de control sobre la base del voltaje terminal cruzado del elemento de inductancia detectado por la sección de detección de voltaje, y la estabilidad se puede mejorar haciendo que el sistema de control tenga una característica cercana al sistema de retardo de primer orden mediante el ajuste de ganancia correspondiente a la constante del elemento de reactancia del filtro LC. Además, dado que la relación entre la corriente de carga AC y la corriente de carga DC se puede controlar directamente mediante la relación de control de voltaje, se puede lograr una respuesta de alta velocidad, y llega a ser posible una operación más estable.

Además, aplicando las enseñanzas anteriores al inversor en el que la sección de inversor está controlada vectorialmente por la sección de control, el control de velocidad se puede realizar fácilmente con una operación estable.

A continuación, el inversor de la invención se describe en detalle mediante las realizaciones mostradas en los dibujos.

(Primera realización)

La Fig. 18 muestra un diagrama de bloques del inversor de la primera realización de la invención.

Como se muestra en la Fig. 18, el inversor tiene un puente de diodos 21 construido con seis diodos D11 hasta D16 que constituyen un circuito de puente de diodos trifásico, una sección 22 de inversor construida con seis elementos de conmutación S11 hasta S16 que constituyen un circuito de puente trifásico, y una sección 100 de control que controla la sección 22 de inversor. Además, el inversor tiene un inductor L_{dc} como ejemplo del elemento de inductancia conectado entre el terminal de salida del lado del polo positivo del puente de diodos 21 y el terminal de entrada del lado del polo positivo de la sección 22 de inversor, un condensador C_{dc} como ejemplo del elemento de capacitancia conectado a través de los terminales de entrada de la sección 22 de inversor, y una sección 24 de detección de voltaje que detecta el voltaje V_L terminal cruzado del inductor L_{dc} . El inductor L_{dc} y el condensador C_{dc} constituyen un filtro LC. Un voltaje AC trifásico de una fuente de alimentación AC trifásica (no mostrada) se rectifica en una corriente continua por el puente de diodos 21, y el voltaje DC rectificado se convierte en el voltaje AC trifásico deseado por la sección 22 de inversor y se emite a un motor 23.

Además, la sección 100 de control del inversor tiene:

un sumador-restador 101 que resta una velocidad angular de rotación ω_{re} de un punto de ajuste de velocidad angular de rotación ω_{re}^* y emite una señal de diferencia;

un controlador 102 PI que realiza el control PI de la señal de diferencia del sumador-restador 101;

un multiplicador 103 que multiplica el voltaje V_L terminal cruzado del inductor L_{dc} detectado por el detector 24 de voltaje por la ganancia k ;

un sumador-restador 104 que resta una señal del multiplicador 103 de una señal del controlador 102 PI y emite un punto de ajuste de corriente I_a^* ;

una sección 105 de conversión que multiplica el punto de ajuste de corriente I_a^* del sumador-restador 104 por $-\sin\beta^*$ (β^* : punto de ajuste de fase de corriente) y emite un punto de ajuste de corriente de eje d I_d^* ;

un sumador-restador 106 que resta un valor de corriente de eje d I_d del punto de ajuste de corriente de eje d I_d^* de la sección 105 de conversión;

una sección 107 de conversión que multiplica el punto de ajuste de corriente I_a^* del sumador-restador 104 por $\cos\beta^*$ (β^* : punto de ajuste de fase de corriente) y emite un punto de ajuste de corriente de eje q I_q^* ;

un sumador-restador 108 que resta un valor de corriente de eje q I_q del punto de ajuste de corriente de eje q I_q^* de la sección 107 de conversión;

un controlador 109 PI que realiza el control PI de una señal del sumador-restador 106;

una sección 110 de multiplicación que multiplica el valor de corriente de eje d I_d por $\omega_{re}L_d$ (L_d : inductancia de eje d);

una sección 111 de multiplicación que multiplica el valor de corriente de eje q I_q por $\omega_{re}L_q$ (L_q : inductancia de eje q);

- un controlador 112 PI que realiza el control PI de una señal del sumador-restador 108;
- un sumador-restador 113 que resta una señal de la sección 111 de multiplicación de una señal del controlador 109 PI y emite un voltaje de eje d V_{id} ;
- 5 un sumador-restador 114 que añade una señal de la sección 110 de multiplicación a una señal del controlador 112 PI;
- un multiplicador 115 que multiplica la velocidad angular de rotación ω_{re} por un coeficiente de voltaje de inducción k_e ;
- un sumador-restador 116 que añade una señal del multiplicador 115 a una señal del sumador-restador 114 y emite un voltaje de eje q V_{iq} ; y
- 10 una sección 117 de modulación PWM que emite una señal de control PWM a la sección 22 de inversor sobre la base del voltaje de eje d V_{id} del sumador-restador 113 y el voltaje de eje q V_{iq} del sumador-restador 116.
- El inversor de la construcción anterior es un sistema en el que se añade un valor de supresión al sistema de control de corriente y la supresión de amortiguamiento del filtro LC se realiza controlando la componente de corriente eficaz de la carga AC y variando la corriente DC.
- (Segunda realización)
- 15 La Fig. 19 muestra un diagrama de bloques del inversor de la segunda realización de la invención. El inversor tiene una construcción idéntica a la del inversor de la primera realización excepto para la sección de control.
- La sección 200 de control del inversor tiene:
- un sumador-restador 101 que resta la velocidad angular de rotación ω_{re} del punto de ajuste de velocidad angular de rotación ω_{re}^* y emite una señal de diferencia;
- 20 un controlador 102 PI que realiza el control PI de una señal de diferencia del sumador-restador 101;
- un multiplicador 103 que multiplica el voltaje V_L terminal cruzado del inductor L_{dc} detectado por el detector 24 de voltaje por la ganancia k ;
- una sección 105 de conversión que multiplica el punto de ajuste de corriente I_a^* del controlador 102 PI por $-\text{sen}\beta^*$ (β^* : punto de ajuste de fase de corriente) y emite un punto de ajuste de corriente de eje d I_d^* ;
- 25 un sumador-restador 106 que resta el valor de corriente del eje d I_d del punto de ajuste de corriente del eje d I_d^* de la sección 105 de conversión;
- una sección 107 de conversión que multiplica el punto de ajuste de corriente I_a^* del controlador 102 PI por $\text{cos}\beta^*$ (β^* : punto de ajuste de fase de corriente) y emite un punto de ajuste de corriente de eje q I_q^* ;
- 30 un sumador-restador 108 que resta el valor de corriente de eje q I_q del punto de ajuste de corriente de eje q I_q^* de la sección 107 de conversión;
- un controlador 109 PI que realiza el control PI de una señal del sumador-restador 106;
- una sección 110 de multiplicación que multiplica el valor de corriente de eje d I_d por $\omega_{re}L_d$ (L_d : inductancia de eje d);
- una sección 111 de multiplicación que multiplica el valor de corriente de eje q I_q por $\omega_{re}L_q$ (L_q : inductancia de eje q);
- un controlador 112 PI que realiza el control PI de una señal del sumador-restador 108;
- 35 un sumador-restador 113 que resta una señal de la sección 111 de multiplicación de una señal del controlador 109 PI y emite un voltaje de eje d V_{id} ;
- un sumador-restador 114 que añade una señal de la sección 110 de multiplicación a una señal del controlador 112 PI;
- un multiplicador 115 que multiplica la velocidad angular de rotación ω_{re} por un coeficiente de voltaje de inducción k_e ;
- 40 un sumador-restador 116 que añade una señal del multiplicador 115 a una señal del sumador-restador 114 y emite un voltaje de eje q V_{iq} ;
- un sumador-restador 121 que resta una señal (kV) del multiplicador 103 de un valor inicial k_s de la relación de control de voltaje y emite un punto de ajuste de la relación de control de voltaje k_s^* ; y

una sección 120 de modulación PWM que emite una señal de control PWM a la sección 22 de inversor sobre la base del voltaje de eje d V_{id} del sumador-restador 113, el voltaje de eje q V_{iq} del sumador-restador 116 y el punto de ajuste de la relación de control de voltaje k_s^* del sumador-restador 121.

5 El inversor de la construcción anterior es un sistema en el que se añade un valor de supresión a la relación de control de voltaje y la supresión de amortiguamiento del filtro LC se realiza variando la relación de control de voltaje y variando de manera similar la potencia DC.

10 Detectando el voltaje terminal cruzado del elemento de inductancia del filtro LC en el inversor que tiene el filtro LC en la parte de enlace DC de la primera y segunda realizaciones, el control de supresión de resonancia se habilita sin contener la componente de pulsación de potencia y la componente de onda fundamental de la fuente de alimentación, y se pueden mejorar la mejora de fiabilidad (evitando la sobrecorriente y el sobrevoltaje) estabilizando el sistema de control y la forma de onda de corriente.

Además, aunque el inversor del control vectorial del motor DC se ha descrito en la primera y segunda realizaciones, es aceptable un inversor que emplea un motor AC como carga. Además, el inversor de la invención puede no tener un motor en el lado de carga, y la carga sólo se requiere para alimentar una potencia eficaz.

15

REIVINDICACIONES

1. Un inversor que comprende:
 - un puente de diodos (21) dispuesto para rectificar un voltaje AC trifásico de entrada a un voltaje DC;
 - 5 una sección (22) de inversor dispuesta para convertir el voltaje DC convertido por el puente de diodos (21) a un voltaje AC y emitir el voltaje resultante;
 - un filtro LC que tiene un elemento de inductancia (L_{dc}) conectado entre un terminal de salida del puente de diodos (21) y un terminal de entrada de la sección (22) de inversor y un elemento de capacitancia (C_{dc}) conectado a través de los terminales de entrada de la sección (22) de inversor;
 - 10 una sección (24) de detección de voltaje dispuesta para detectar un voltaje terminal cruzado (V_L) del elemento de inductancia (L_{dc}) del filtro LC; y
 - una sección (100) de control dispuesta para controlar una corriente de entrada de la sección (22) de inversor en base a un punto de ajuste de corriente (I_a^*) de modo que una característica de transferencia de un voltaje I/O de la sección (22) de inversor llega a ser una característica cercana a un sistema de retardo de primer orden, la sección (100) de control que comprende:
 - 15 un sumador-restador (101) dispuesto para restar una velocidad angular de rotación (ω_{re}) de una carga (23) desde un punto de ajuste de velocidad angular de rotación (ω_{re}^*) y emite una señal de diferencia;
 - un controlador (102) PI dispuesto para realizar control PI de la señal de diferencia del sumador-restador (101) y emitir una señal;
 - 20 un multiplicador (103) dispuesto para multiplicar el voltaje de terminal cruzado (V_L) del elemento de inductancia (L_{dc}) detectado por el detector (24) de voltaje por una ganancia (k) y emitir una señal; y
 - un sumador-restador (104) dispuesto para restar la señal del multiplicador (103) de la señal del controlador (102) PI para generar el punto de ajuste de corriente (I_a^*).
2. Un inversor que comprende:
 - un puente de diodos (21) dispuesto para rectificar un voltaje AC trifásico de entrada a un voltaje DC;
 - 25 una sección (22) de inversor dispuesta para convertir el voltaje DC convertido por el puente de diodos (21) a un voltaje AC y emitir el voltaje resultante;
 - un filtro LC que tiene un elemento de inductancia (L_{dc}) conectado entre un terminal de salida del puente de diodos (21) y un terminal de entrada de la sección (22) de inversor y un elemento de capacitancia (C_{dc}) conectado a través de terminales de entrada de la sección (22) de inversor;
 - 30 una sección (24) de detección de voltaje dispuesta para detectar un voltaje terminal cruzado (V_L) del elemento de inductancia (L_{dc}) del filtro LC; y
 - una sección (200) de control dispuesta para controlar una relación de control de voltaje (D) de la sección (22) de inversor en base a un punto de ajuste de relación de control de voltaje (k_s^*) de modo que la característica de transferencia del voltaje I/O de la sección (22) de inversor llega a ser una característica cercana al sistema de retardo de primer orden, la sección (200) de control que comprende:
 - 35 un multiplicador (103) dispuesto para multiplicar el voltaje terminal cruzado (V_L) del elemento de inductancia (L_{dc}) detectado por el detector (24) de voltaje por una ganancia (k) y emitir una señal (kV); y
 - un sumador-restador (121) dispuesto para restar la señal (kV) del multiplicador (103) de un valor inicial (k_s) de la relación de control de voltaje (D) para generar el punto de ajuste de relación de control de voltaje (k_s^*).
- 40 3. El inversor según la reivindicación 1 o la reivindicación 2, en donde la sección (100; 200) de control está dispuesta para controlar de forma vectorial la sección (22) de inversor.

Fig.1 TÉCNICA ANTERIOR

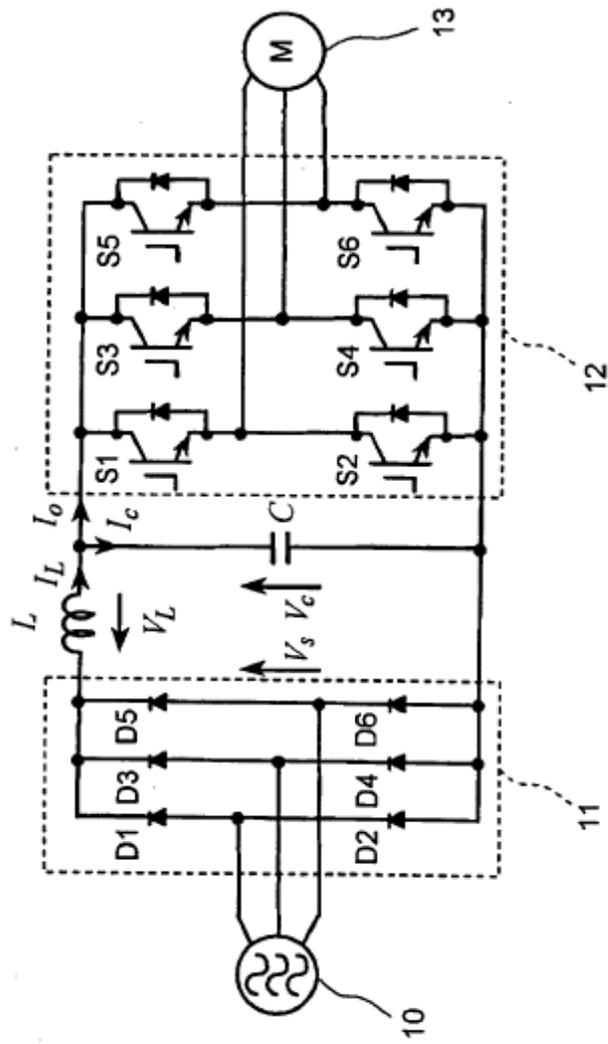


Fig. 2A TÉCNICA ANTERIOR

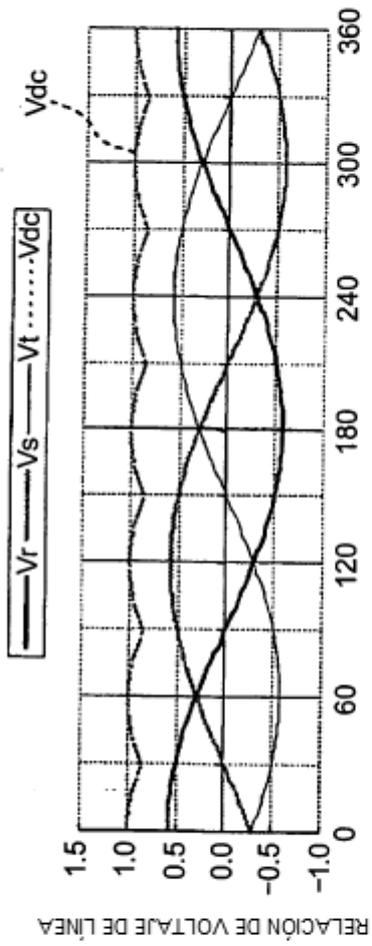


Fig. 2B TÉCNICA ANTERIOR

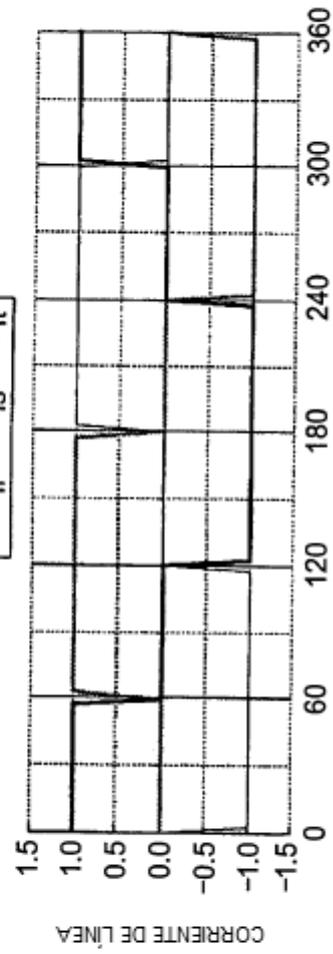


Fig.3 TÉCNICA ANTERIOR

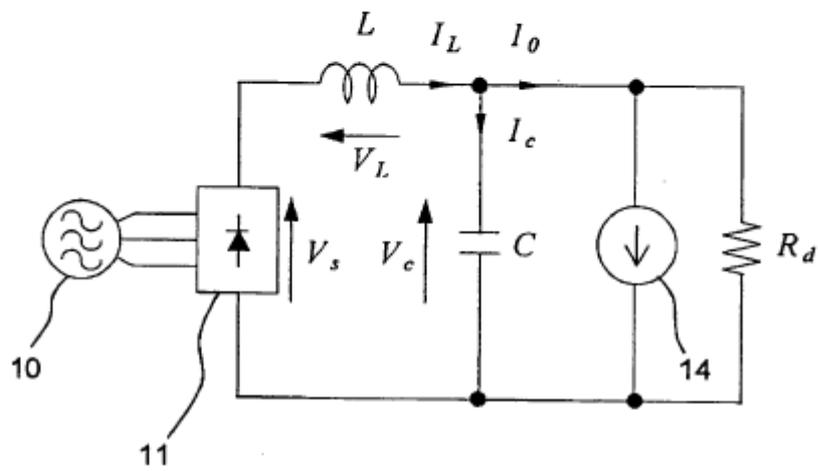


Fig.4 TÉCNICA ANTERIOR

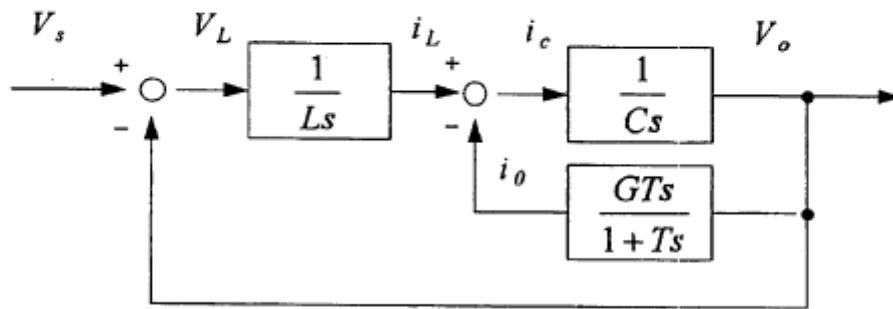


Fig.5A TÉCNICA ANTERIOR

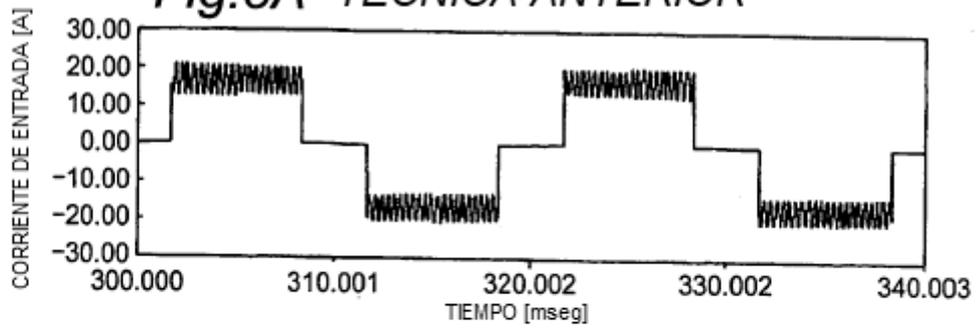


Fig.5B TÉCNICA ANTERIOR

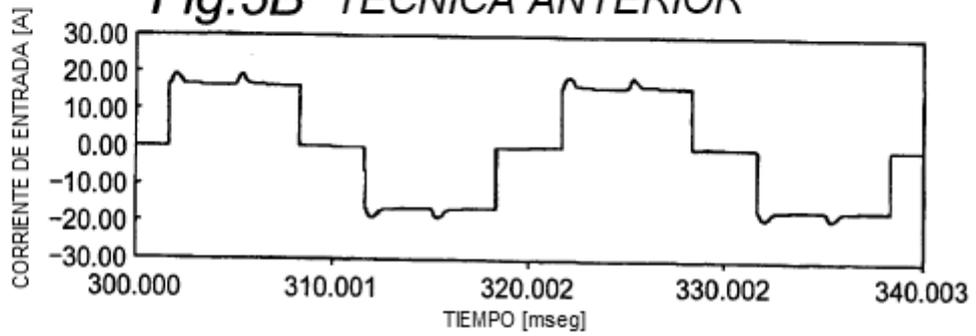


Fig.5C TÉCNICA ANTERIOR

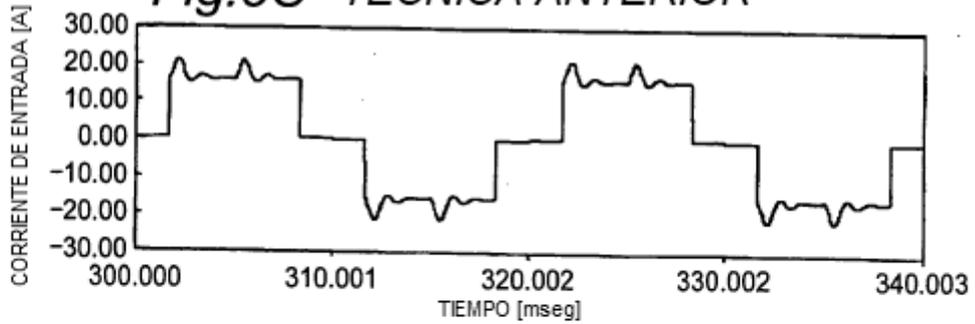


Fig.5D TÉCNICA ANTERIOR

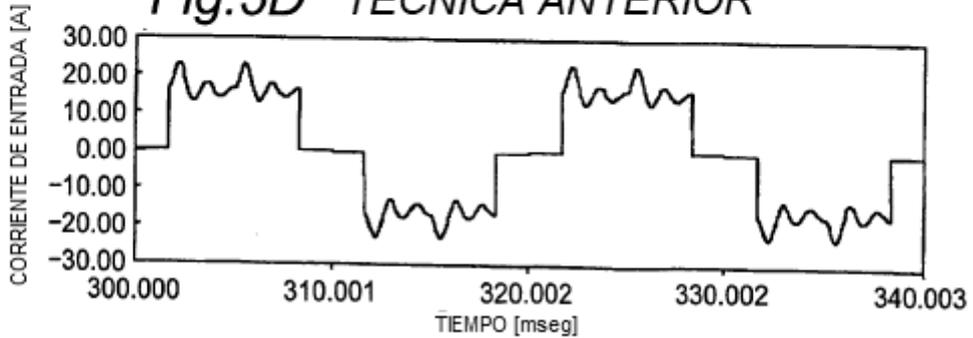


Fig.6A TÉCNICA ANTERIOR

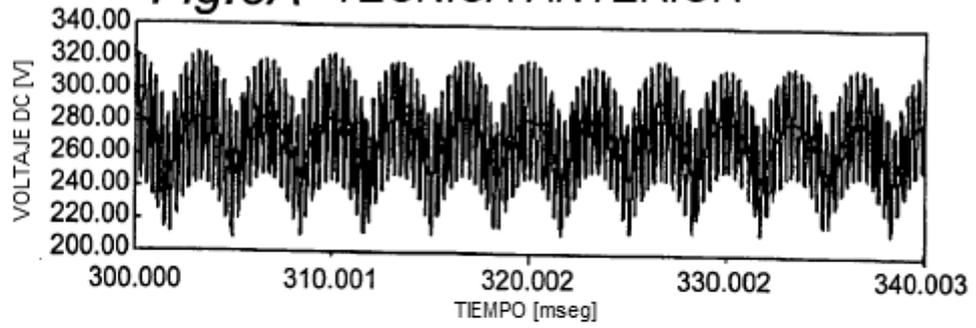


Fig.6B TÉCNICA ANTERIOR

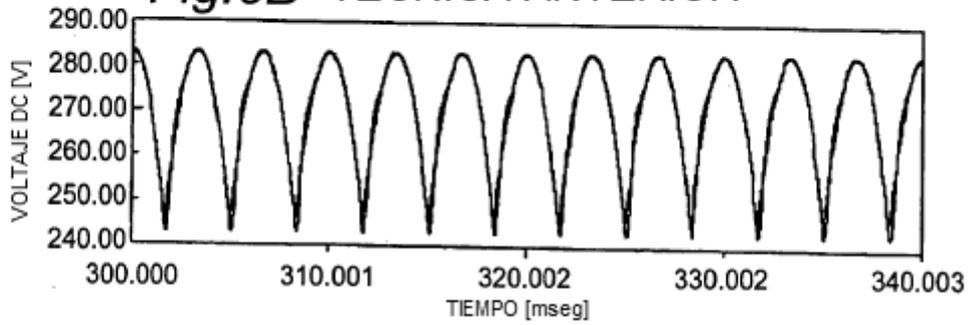


Fig.6C TÉCNICA ANTERIOR

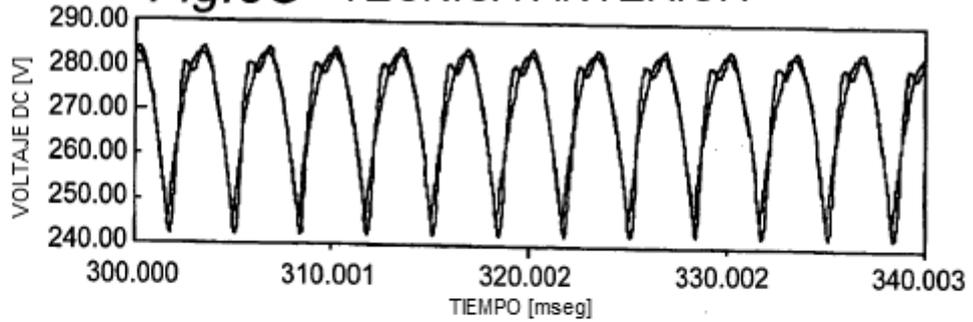
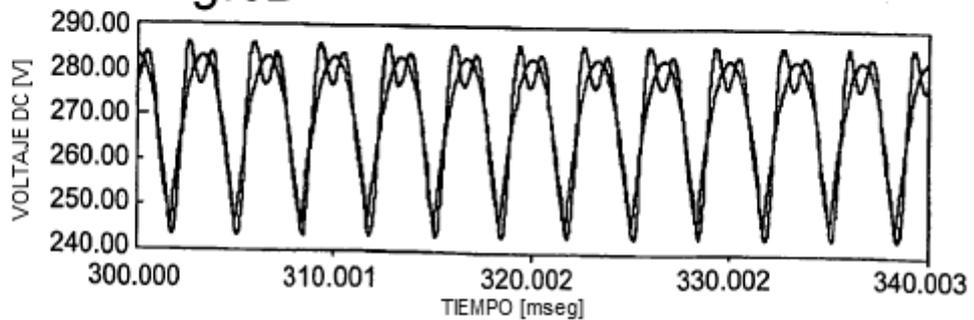
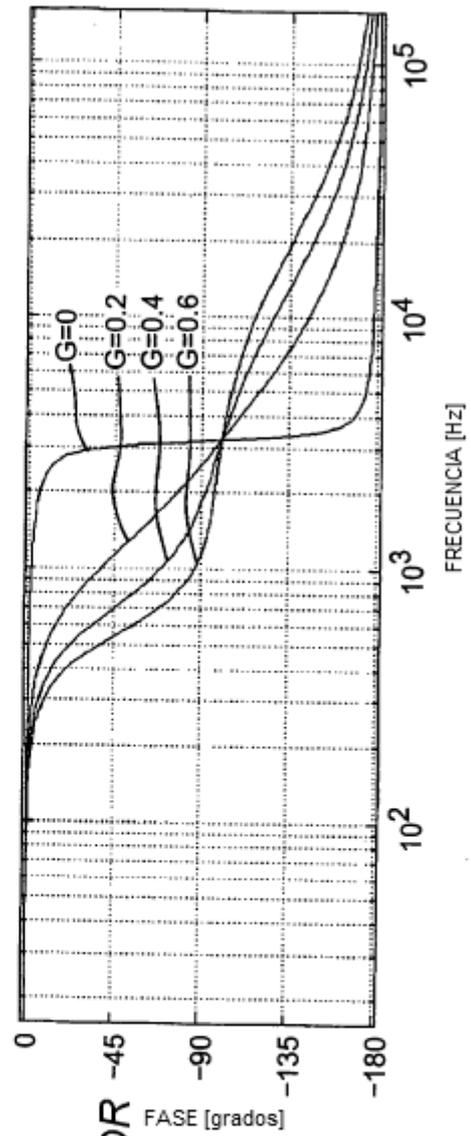
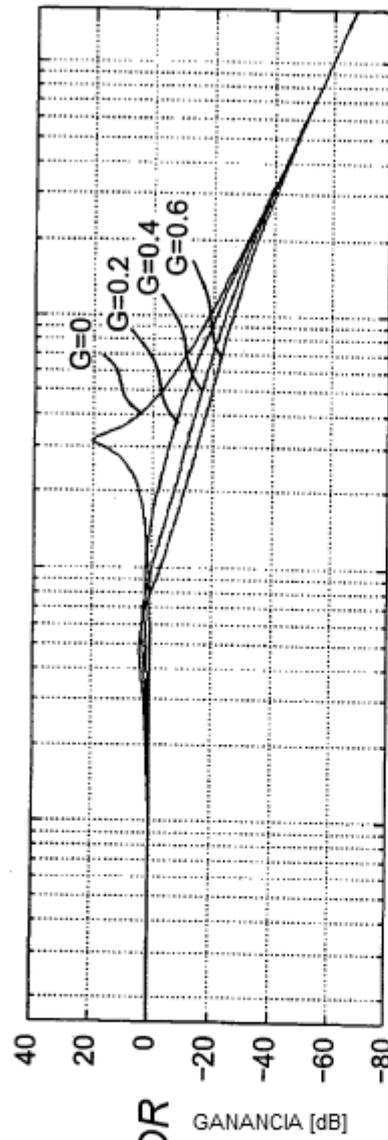


Fig.6D TÉCNICA ANTERIOR





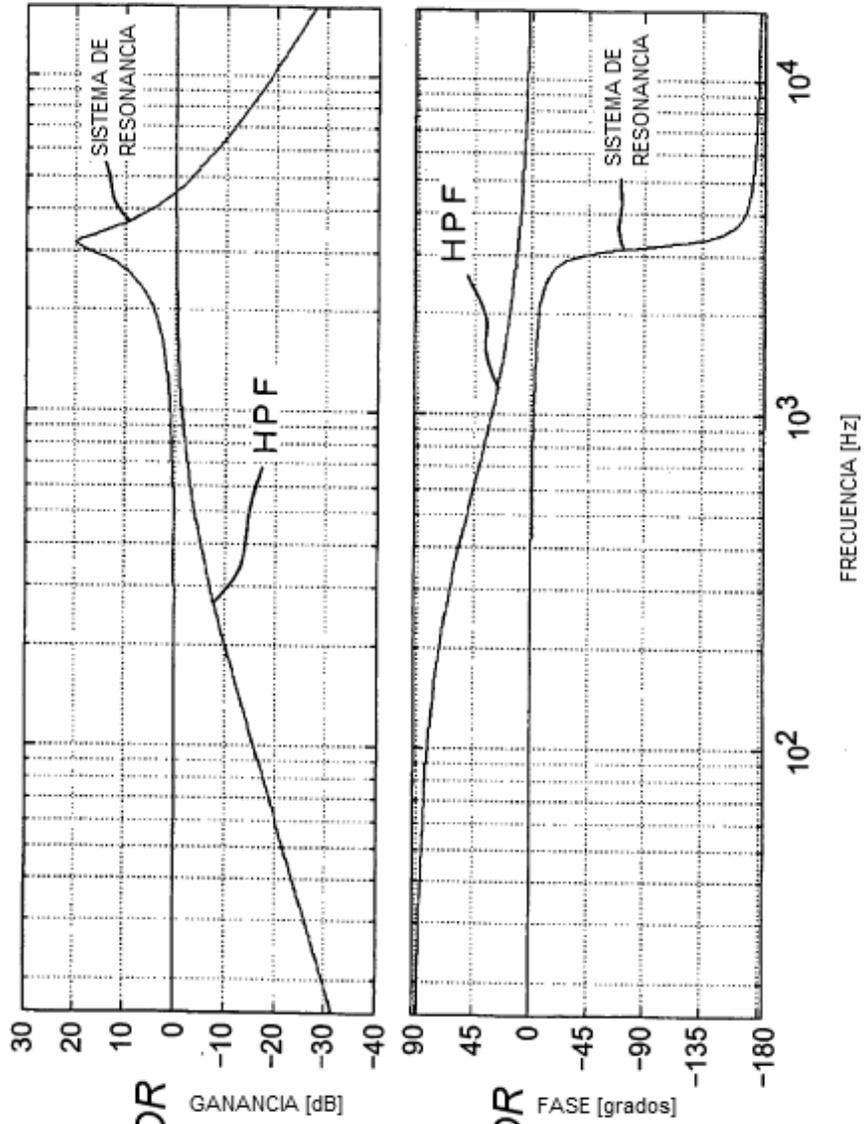


Fig.8A
TÉCNICA ANTERIOR

Fig.8B
TÉCNICA ANTERIOR

Fig.9

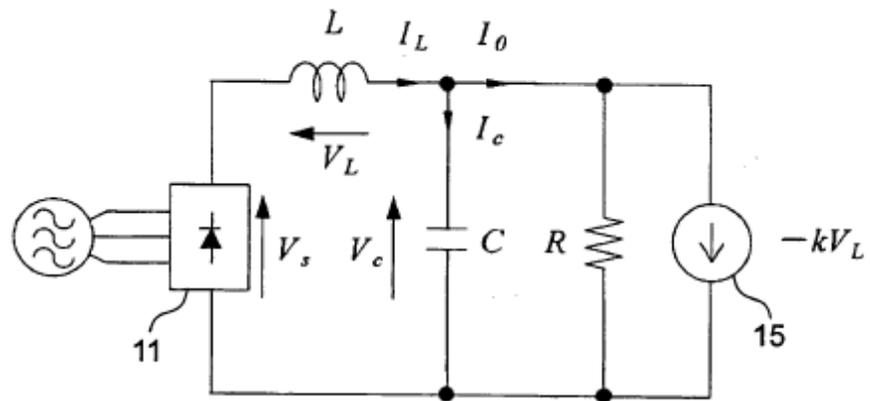


Fig.10A

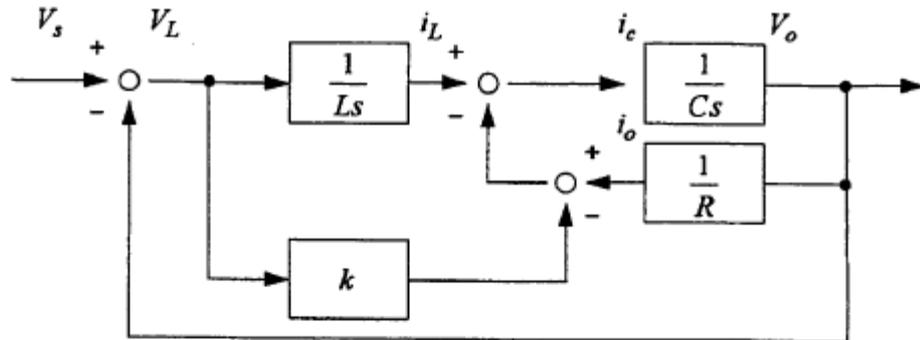


Fig.10B

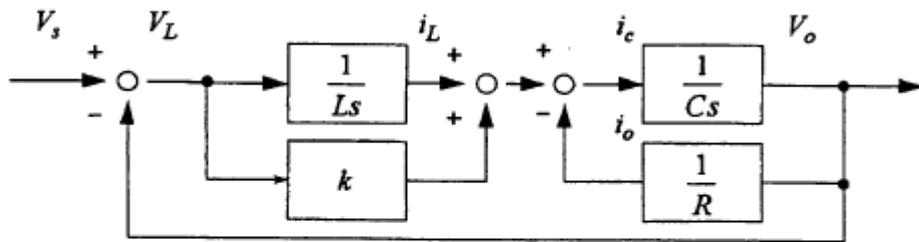


Fig.10C

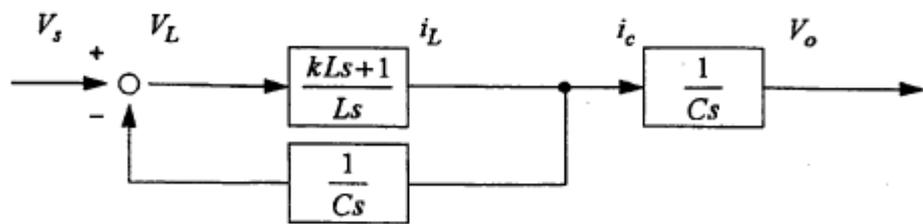


Fig.10D

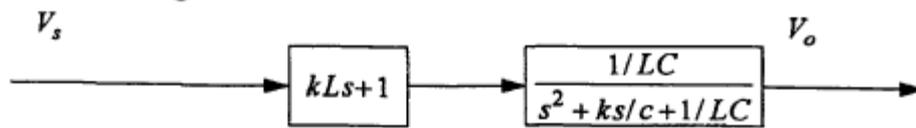


Fig.11

$$\begin{aligned}
 G(s) &= \frac{V_o}{V_s} = \frac{\frac{kLs+1}{Ls}}{1 + \frac{kLs+1}{Ls} \frac{1}{Cs}} = \frac{kLs+1}{LCs^2 + kLs+1} \\
 &= \frac{ks/C + 1/LC}{s^2 + ks/C + 1/LC} = (kLs+1) \frac{1/LC}{s^2 + ks/C + 1/LC}
 \end{aligned}$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi kL}$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \zeta = \frac{k}{2}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

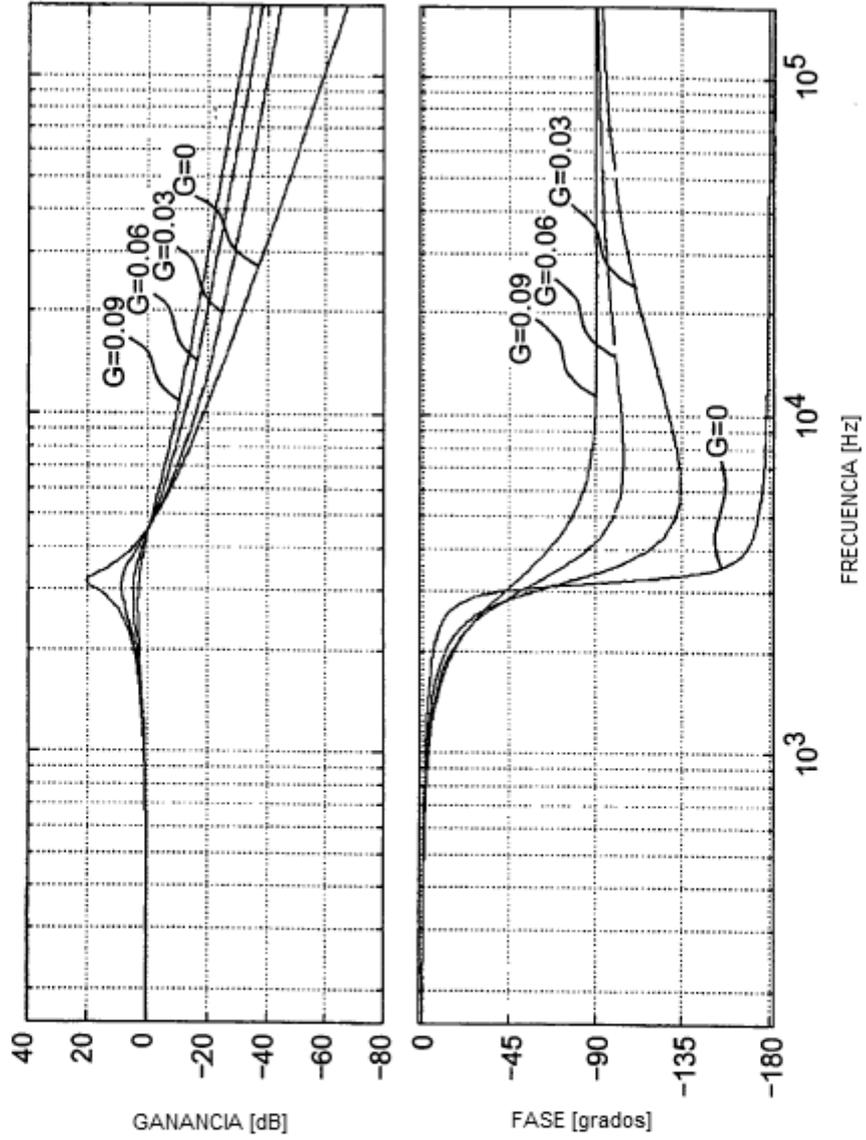


Fig. 12A

Fig. 12B

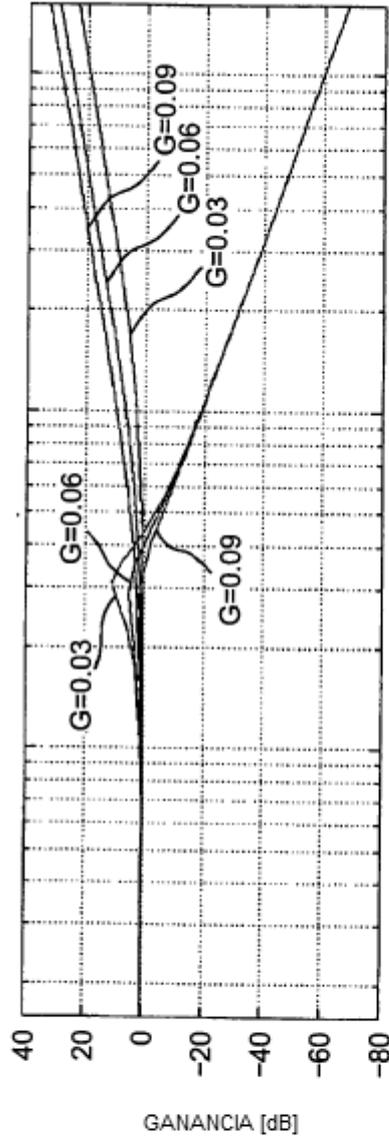


Fig. 13A

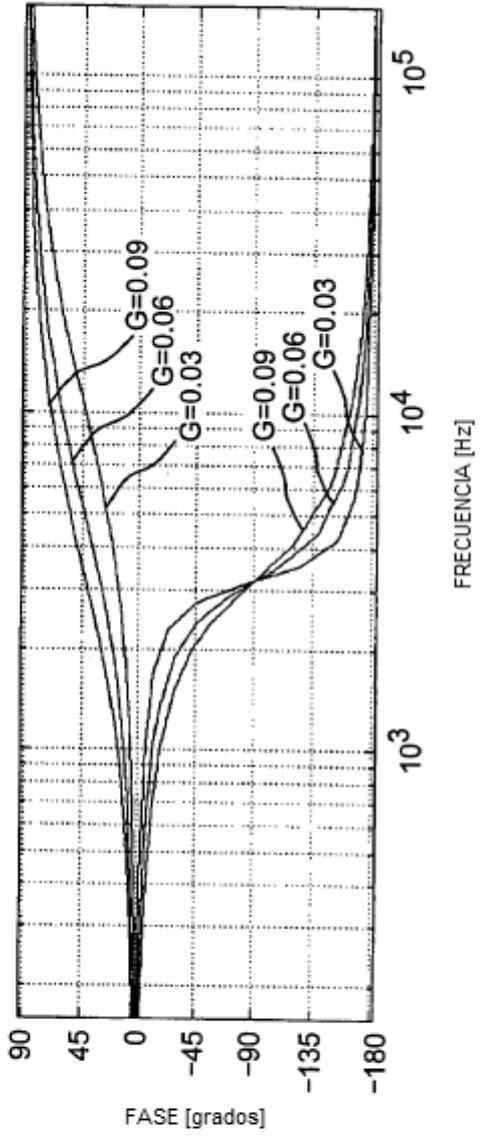


Fig. 13B

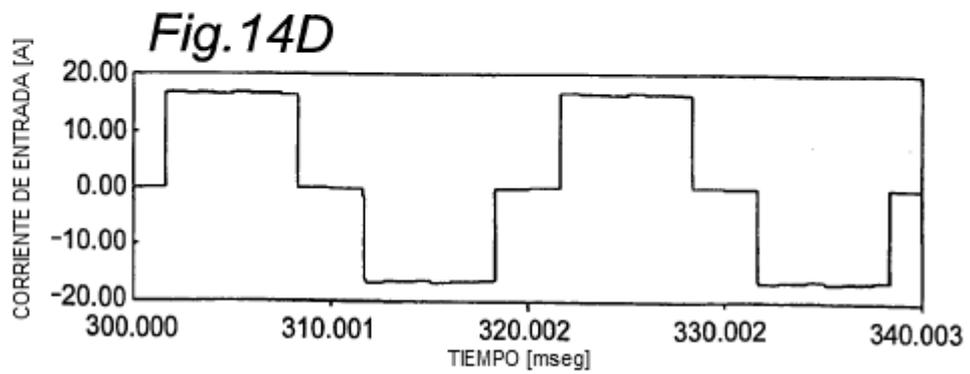
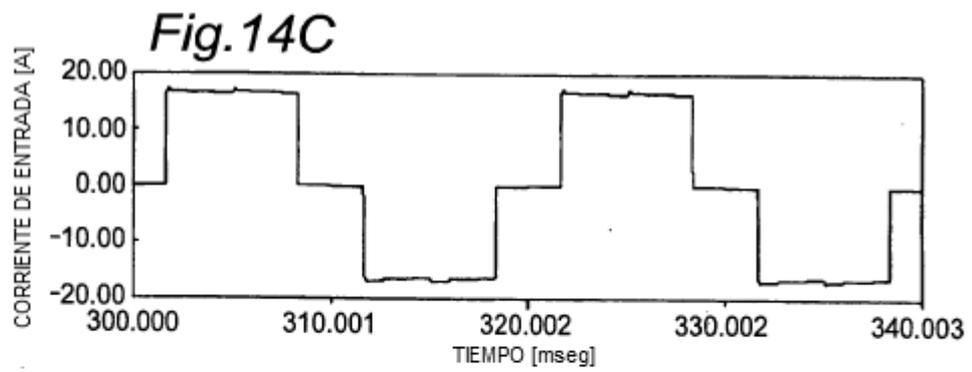
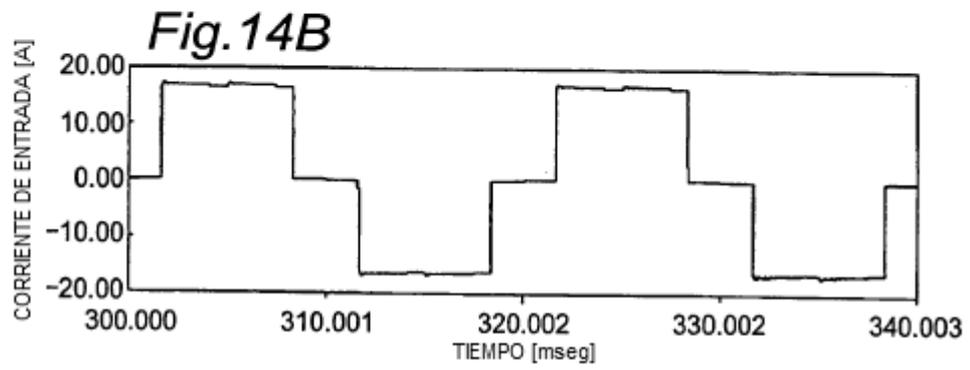
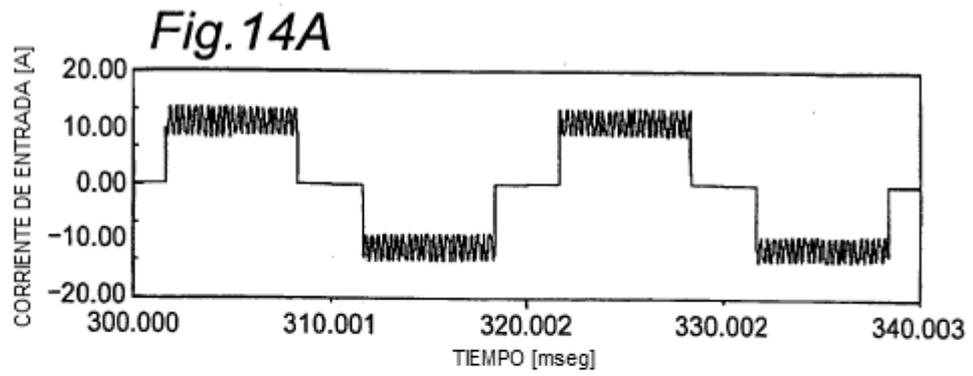


Fig.15A

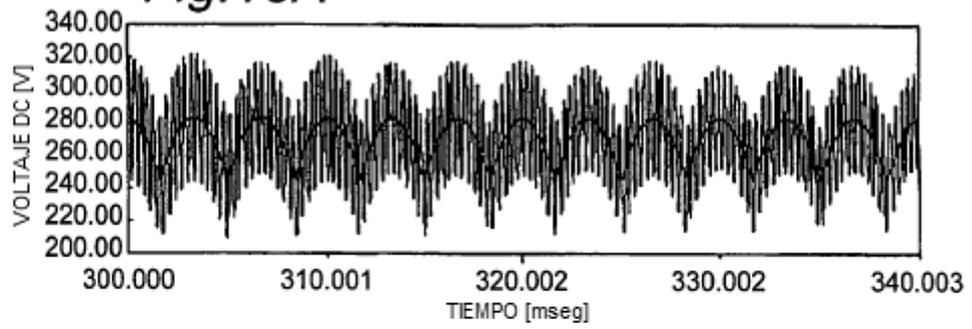


Fig.15B

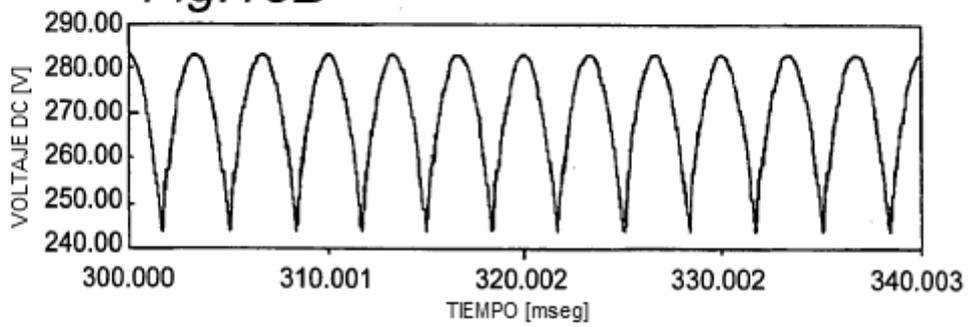


Fig.15C

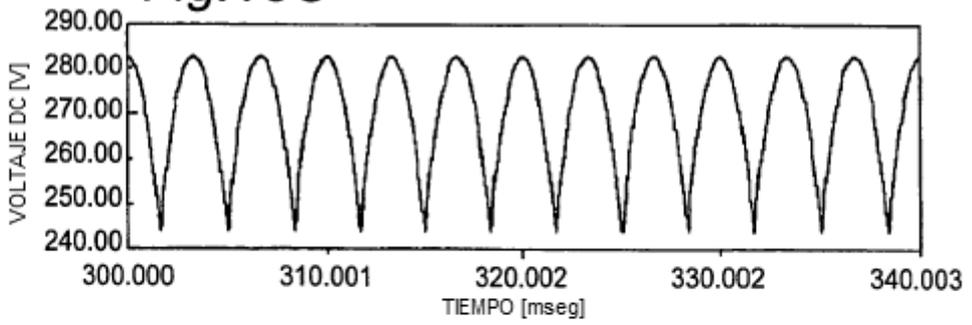


Fig.15D

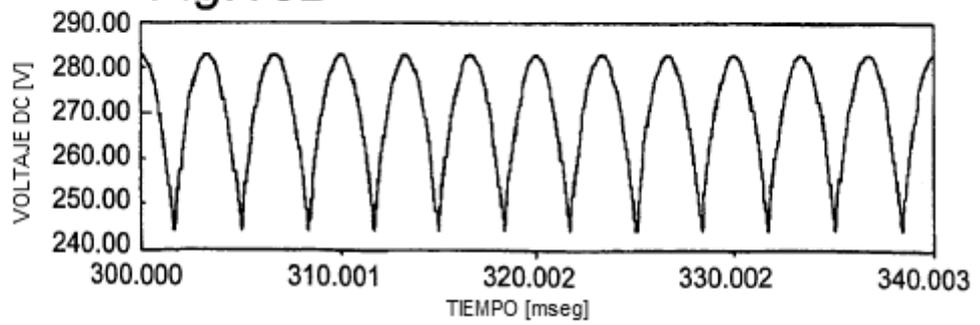


Fig.16A

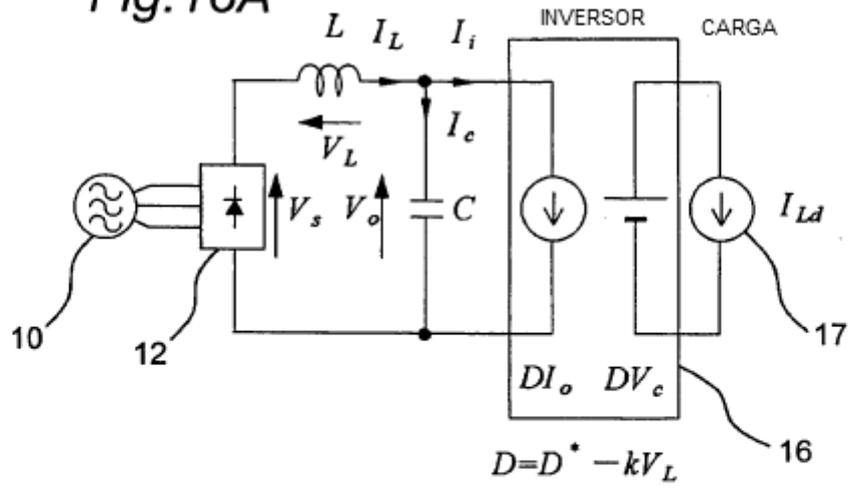


Fig.16B

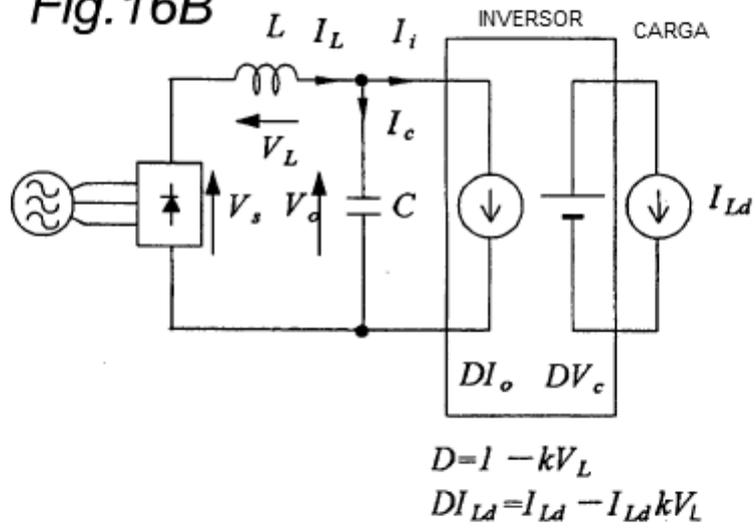


Fig.16C

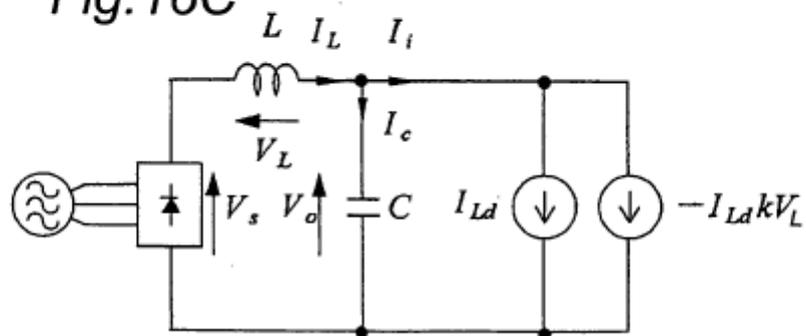


Fig.17

