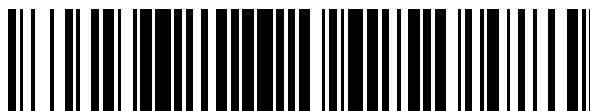


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 391 564**

51 Int. Cl.:
H02M 7/155 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **05783233 .9**
96 Fecha de presentación: **14.09.2005**
97 Número de publicación de la solicitud: **1811644**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **25.07.2007**

54 Título: **Procedimiento de control de convertidor y dispositivo de control de convertidor**

30 Prioridad:
14.10.2004 JP 2004300310

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
27.11.2012

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
27.11.2012

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:
**SAKAKIBARA, KENICHI y
MECHI, ABDAL**

74 Agente/Representante:
CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 391 564 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 y dispositivo de control de convertidor

Campo técnico

La presente invención se refiere a técnicas para controlar convertidores, y más en particular, a una técnica para controlar un convertidor que funciona en base a una señal de conmutación modulada por anchura de impulso.

Técnica anterior

En el documento JP 08228490, se describe un medio de generación de control de corriente que produce una orden de corriente de fuerza de onda sinusoidal sincronizada con la fase de tensión de potencia, con una orden de corriente I_q^* para potencia efectiva como la amplitud de una corriente. Un control de corriente y el medio de generación de señal PWM produce la señal PWM de un convertidor para que la corriente de fuerza detectada pueda concordar con la orden de corriente de fuerza I_q^* generado con un compensador de tensión cc. El modo se realiza en un modo de generación de potencia, haciendo que la mayoría de una señal de compuerta, en la región donde el valor de detección de tensión de condensador de aplanamiento V_{cc} es mayor que el valor límite superior de la tensión de un condensador de aplanamiento, y el modo se realiza en un modo de rectificación de diodo, interrumpiendo la señal PWM, en la región donde el valor de detección de tensión del condensador de aplanamiento V_{cc} es inferior al valor límite inferior de la tensión del condensador de aplanamiento.

Asimismo, según el documento JP 07200084, un detector de ángulo de fase descompone las señales de tensión para tres fases de un sistema ca en las componentes respectivas del eje real y el eje imaginario y detecta la fase de la secuencia de fase positiva de las respectivas componentes usando el procedimiento de coordenadas simétricas instantáneas. A continuación, la fase de la secuencia de fase positiva del detector de ángulo de fase es definida como la fase de tensión. De este modo, incluso cuando una línea en el interior del sistema CA comete una falta a tierra y la tensión se convierte en cero, la fase es detectada con mucha precisión y la operación sigue de manera estable sin para un convertidor de potencia que controla el convertidor de potencia basado en la fase detectada.

Esto es lo que se denomina un convertidor PMW que rectifica una tensión Ca obtenida a partir de una fuente de alimentación CA multifásica y produce la tensión rectificada. El convertidor PWM opera basado en una señal de conmutación modulada por anchura de impulso. Típicamente un reactor está interpuesto entre el convertidor PWM y la fuente de alimentación CA multifásica, y la tensión rectificada se aplica a un condensador de aplanamiento. Tal técnica se presenta por ejemplo en un documento de patente 1. Una carga CC está también típicamente conectada al condensador de aplanamiento. La carga CC puede incluir un par de un inversor y una carga CA.

Cuando un valor de pico de una tensión de alimentación es superior a la tensión rectificada (en lo sucesivo denominada "tensión extremo a extremo") soportada por el condensador de aplanamiento en el convertidor PWM, un diodo de marcha libre incluido en el convertidor PWM se vuelve conductor, creando distorsión en la entrada de corriente al convertidor PWM.

Para evitar tal situación, se propone un procedimiento que detecta un valor de pico de una tensión de alimentación, y controla una tensión de extremo a extremo para seguir el valor de pico. Tal técnica se presenta por ejemplo en un documento de patente 2.

Documento de patente 1: Solicitud de patente japonesa abierta a inspección pública número 1-298959

Documento de patente 2: Solicitud de patente japonesa abierta a inspección pública número 11-235068

Desafortunadamente, se necesita un mecanismo separado para detectar el valor de pico de la tensión de fuente de alimentación. El mecanismo incluyen medios para detectar una tensión CA, medios para detectar un valor de pico de la tensión AC detectada, y similares.

Alternativamente es posible preestablecer una tensión de extremo a extremo que coincida con un supuesto valor máximo para una tensión de fuente de alimentación conforme al intervalo de variación de la fuente de alimentación. En un convertidor que corresponde a una pluralidad de valores nominales, sin embargo, una tensión de extremo a extremo superior a lo necesario es generada cuando el convertidor opera con un valor nominal bajo. Esto aumenta las pérdidas en los elementos de conmutación del convertidor, dando como resultado una menor eficiencia.

Divulgación de la invención

Para resolver los problemas mencionados anteriormente, la presente invención tiene por objeto proporcionar una técnica para controlar un convertidor que no necesita un mecanismo separado para detectar un valor de pico de una tensión de fuente de alimentación, y se puede aplicar fácilmente a un convertidor que corresponde a una pluralidad de valores nominales.

Un procedimiento según la invención se define en la reivindicación 1.

- Según el procedimiento para controlar un convertidor de la invención, la componente (I_q) de la corriente (I) que pasa a través de la fuente de alimentación (1) CA multifásica, la componente que está en fase con la tensión de fuente de alimentación CA (V_s), y la tensión de extremo a extremo (V_{cc}) del condensador de aplanamiento no están controlados explícitamente por la adopción de valores de orden para ellos. En su lugar, el segundo valor de orden de tensión de fase (V_q^*) se determina basándose en la tensión de extremo a extremo. De este modo no se crea distorsión en la corriente que pasa a través de la fuente de alimentación CA multifásica cuando las variaciones en la tensión de fuente de alimentación CA implica variaciones en la tensión extremo a extremo. De este modo, esta técnica se puede aplicar fácilmente a un convertidor que corresponde a una pluralidad de valores nominales. Asimismo, no es necesario un mecanismo separado para detectar el valor de pico de la tensión de fuente de alimentación.
- En un primer aspecto del procedimiento para controlar un convertidor según la invención, el primer valor de orden de corriente de fase (I_d^*) se establece en cero.
- En un segundo aspecto del procedimiento para controlar un convertidor según la invención, en el primer aspecto del procedimiento para controlar un convertidor según la invención, el segundo valor de orden de tensión de fase (V_q^*) se obtiene multiplicando la tensión de extremo a extremo por una primera constante ($k_{inv}/\sqrt{2}$) y un valor límite superior de la primera constante está limitado por una tasa máxima de la corriente (I) que pasa a través de la fuente de alimentación CA multifásica.
- En un tercer aspecto del procedimiento para controlar un convertidor según la invención, en el segundo aspecto del procedimiento para controlar un convertidor según la invención, el primer valor de orden de tensión de fase (V_q^*) es corregido sustrayendo el producto ($\omega L I_d$) de la primera corriente de fase (I_d) y una impedancia (ωL) de un reactor (2) a partir de un valor de orden (V_s^*) para la tensión de fuente de alimentación CA (V_s).
- En un cuarto aspecto del procedimiento para controlar un convertidor según la invención, el segundo valor de orden de tensión (V_q^*) es corregido sustrayendo, además, un valor (ΔV_q^*) que es obtenido multiplicando la segunda corriente de fase por una segunda constante positiva (R_{dump}).
- En un quinto aspecto del procedimiento para controlar un convertidor según la invención, en el tercer aspecto del procedimiento para controlar un convertidor según la invención, el segundo valor de orden de tensión de fase (V_q^*) es corregido sustrayendo un valor (ΔV_q^*) que se obtiene multiplicando la tensión de extremo a extremo diferenciada (V_{cc}) por una tercera constante (T).
- En un sexto aspecto del procedimiento para controlar un convertidor según la invención, en el quinto aspecto del procedimiento para controlar un convertidor según la invención, la tercera constante se establece en el inverso de una frecuencia de resonancia (ω_n) de una función de transferencia de bucle abierto de un sistema de control relativo a la primera corriente de fase cuando la tercera constante es cero.
- Un dispositivo (6) según la invención, es definido en la reivindicación 8.
- Según la invención, la componente (I_q) de la corriente (I) que pasa a través de la fuente de alimentación CA multifásica (1), la componente que está en fase con la tensión de fuente de alimentación CA (V_s), y la tensión de extremo a extremo (V_{cc}) del condensador de aplanamiento no están controlados explícitamente adaptando valores de orden para ellos. En su lugar, el segundo valor de orden de tensión de fase (V_q^*) se determina basándose en la tensión de extremo a extremo. De este modo no se crea distorsión en la corriente que pasa a través de la fuente de alimentación CA multifásica cuando las variaciones en la tensión de fuente de alimentación CA implica variaciones en la tensión extremo a extremo. De este modo, se puede aplicar fácilmente a un convertidor que corresponde a una pluralidad de valores nominales. Asimismo, no es necesario un mecanismo separado para detectar el valor de pico de la tensión de fuente de alimentación.
- En un primer aspecto del dispositivo (6) para controlar un convertidor según la invención, el primer valor de orden de corriente de fase (I_d^*) se establece en cero.
- En un segundo aspecto del dispositivo (6) para controlar un convertidor según la invención, en el primer aspecto del dispositivo para controlar un convertidor según la invención, incluye, además, un primer multiplicador (607) para multiplicar la tensión de extremo a extremo (V_{cc}) por una primera constante ($k_{inv}/\sqrt{2}$) y producir un segundo valor de orden de tensión de fase (V_q^*) como un valor de orden para una componente de la tensión de entrada CA (V_i), estando la componente en fase con la tensión de fuente de alimentación CA. El modulador de anchura de impulso (605) controla el convertidor de modulación por anchura de impulso basándose en el primer valor de orden de tensión de fase (V_d^*) y el segundo valor de orden de tensión de fase (V_q^*). Un valor límite superior de la primera constante está limitado por una tasa máxima de la corriente (I) que pasa a través de la fuente de alimentación CA multifásica.
- En un tercer aspecto del dispositivo (6) para controlar un convertidor según la invención, el segundo aspecto del dispositivo para controlar un convertidor según la invención incluye, además, un segundo multiplicador (608) para obtener el producto ($\omega L I_d$) de la primera corriente de fase (I_d) y la impedancia (ωL) del reactor (2); y un primer sustractor (610) para sustraer una salida del segundo multiplicador de una salida del primer multiplicador, para corregir la salida del primer multiplicador (607).

En un cuarto aspecto del dispositivo (6) para controlar un convertidor según la invención, en el tercer aspecto del dispositivo para controlar un convertidor según la invención, una componente de la corriente (I) que pasa a través de la fuente de alimentación CA multifásica es obtenido como una segunda corriente de fase (I_q) en el convertidor de coordenadas (603); estando la componente en fase con la tensión de fuente de alimentación CA (V_s). El dispositivo incluye, además, un tercer multiplicador (612) para obtener el producto (ΔV_q^*) de la segunda corriente de fase y una segunda constante positiva (R_{dump}), en el cual el primer sustractor (610) sustrae, además, la salida del tercer multiplicador (612) de una salida del primer multiplicador para corregir la salida del primer multiplicador (607).

En un quinto aspecto del dispositivo (6) para controlar un convertidor según la invención, el tercer aspecto del dispositivo para controlar un convertidor según la invención incluye, además, un diferenciador (613) para obtener un valor (ΔV_q^*) multiplicando la tensión de extremo a extremo diferenciada (V_{cc}) por una tercera constante (T), en el que el primer sustractor (610) sustrae, además, la salida del diferenciador (613) de una salida del primer multiplicador (607) para corregir la salida (T_s) del primer multiplicador (607).

En un séptimo aspecto del dispositivo (6) para controlar un convertidor según la invención, en el sexto aspecto del dispositivo para controlar un convertidor según la invención, la tercera constante se establece en el inverso de una frecuencia de resonancia (ω_n) de una función de transferencia de bucle abierto de un sistema de control relativo a la segunda corriente de fase (I_q) cuando la tercera constante es cero.

Estos y otros objetos, características, aspectos y ventajas de la presente invención se pondrán más de manifiesto en la siguiente descripción detallada de la presente invención cuando se toman conjuntamente con los dibujos anexos.

Breve descripción de los dibujos

La figura 1 es un diagrama de bloques que ilustra la estructura de un dispositivo de control de convertidor según una primera realización preferida de la presente invención.

La figura 2 es un diagrama de vectores que indica la relación entre la tensión de fuente de alimentación CA y una tensión de entrada.

La figura 3 es un diagrama de circuito que ilustra la estructura de un convertidor de modulación por anchura de impulso.

La figura 4 es un diagrama de bloques que ilustra un circuito equivalente de una fuente de alimentación cc y un reactor.

La figura 5 es un diagrama de bloques que ilustra parcialmente la estructura de un dispositivo de control de convertidor según una segunda realización preferida de la presente invención.

La figura 6 es un diagrama de bloques que ilustra un bucle cerrado para una corriente de eje q según la segunda realización preferida de la presente invención.

La figura 7 es un diagrama de bloques que ilustra la estructura del dispositivo de control de convertidor según la segunda realización preferida de la presente invención.

La figura 8 es un diagrama de bloques que ilustra el bucle cerrado para la corriente de eje q según la segunda realización preferida de la presente invención.

La figura 9 ilustra un bloque equivalente en el dispositivo de control de convertidor según la segunda realización preferida de la presente invención.

La figura 10 es un diagrama de Bode que demuestra el efecto de la segunda realización preferida de la presente invención.

La figura 11 es un gráfico que ilustra el funcionamiento según la primera realización preferida de la presente invención.

La figura 12 es un gráfico que ilustra el funcionamiento según la segunda realización preferida de la presente invención.

La figura 13 es un diagrama de bloques que ilustra la estructura de un dispositivo de control de convertidor según una tercera realización preferida de la presente invención.

La figura 14 es un diagrama de bloques que ilustra un bucle cerrado para una corriente de eje q según la tercera realización de la presente invención.

La figura 15 es un diagrama de Bode que demuestra el efecto de la segunda realización preferida de la presente invención.

La figura 16 es un diagrama de Bode que demuestra el efecto de la segunda realización preferida de la presente invención.

La figura 17 es un gráfico que ilustra el funcionamiento según la tercera realización preferida de la presente invención.

Mejores modos de realización de la invención

Primera realización preferida

La figura 1 es un diagrama de bloques que ilustra la estructura de un dispositivo de control de convertidor según una primera realización preferida de la presente invención. Un convertidor de modulación por anchura de impulso 3 está conectado a una fuente de alimentación CA multifásica 1 mediante un reactor 2 en su lado de entrada, y está conectado

a un condensador de aplanamiento 4 en su lado de salida. La fuente de alimentación CA multifásica 1 es una fuente de alimentación CA trifásica y el reactor 2 consiste en tres reactores, por ejemplo.

Una carga 5 está conectada al condensador de aplanamiento 4 en paralelo. Un inversor y un motor controlado por el inversor son utilizados para la carga 5, por ejemplo.

- 5 Al pasar una corriente I a través del reactor 2, se determina una tensión de entrada V_i al convertidor de modulación por anchura de impulso 3 respecto de una tensión V_s de fuente de alimentación CA producida a partir de la fuente de alimentación CA multifásica 1. La figura 2 es un diagrama de vectores que indica la relación entre estas tensiones, donde el convertidor de modulación por anchura de impulso 3 es controlado de manera que un factor de potencia llegue a ser 1. En este punto, el eje q y el eje d de coordenadas ortogonales representan la misma fase que la de la tensión V_s de fuente de alimentación CA y una fase ortogonal a la misma, respectivamente. El reactor 2 genera una tensión que tiene una fase que avanza en 90 grados respecto de la fase de la corriente que pasa a través del mismo, con impedancia "Z". De este modo, una tensión ZI llega a ser paralela al eje d . Existe una diferencia de fase ϕ entre la tensión V_s de fuente de alimentación CA y la tensión V_i .

- 15 La figura 3 es un diagrama de circuito que ilustra la estructura del convertidor de modulación por anchura de impulso 3. El convertidor de modulación por anchura de impulso 3 en este caso, por ejemplo, tiene una estructura que corresponde a la fuente de alimentación CA multifásica 1 que tiene tres fases. Tal estructura es bien conocida y de este modo no se describe en detalle. Sencillamente son elementos semiconductores 301 a 306 que tienen cada uno una conexión paralela de un transistor bipolar de puerta aislada que sirve como elemento de conmutación, y un diodo de marcha libre. Un par de estos elementos semiconductores se conecta en serie para cada fase, estando los nodos en las respectivas conexiones conectados a los tres elementos del reactor 2. Los nodos son entendidos como un grupo de extremo del lado de entrada 31 del convertidor de modulación por anchura de impulso 3.

Los elementos semiconductores 301 a 306 conectados en serie para cada fase tienen sus extremos conectados a ambos extremos del condensador de aplanamiento 4. Los extremos del convertidor de modulación por anchura de impulso 3 conectados al condensador de aplanamiento son entendidos como un grupo de extremo del lado de salida 32.

- 25 El funcionamiento del convertidor de modulación por anchura de impulso 3 está controlado por un dispositivo de control de convertidor 6. El dispositivo de control de convertidor 6 incluye un detector de corriente 601, un detector de fase 602, un convertidor de coordenadas 603, un controlador de corriente 604, un modulador de anchura de impulso 605, un sumador-sustractor 606, y un multiplicador 607. Aunque no se ilustra específicamente, el dispositivo de control de convertidor 6 puede incluir medios para medir una tensión de extremo a extremo V_{cc} .

- 30 El detector de corriente 601 detecta la corriente que pasa de la fuente de alimentación CA multifásica 1 al convertidor de modulación por anchura de impulso 3. El detector de fase 602 detecta una fase de la tensión V_s de fuente de alimentación CA proporcionada en salida de la fuente de alimentación CA multifásica 1. El convertidor de coordenadas 603 convierte la corriente I en el eje q y el eje d para tener tres/dos fases, para obtener una corriente de eje q I_q y una corriente de eje d I_d , respectivamente. El multiplicador 607 multiplica la tensión de extremo a extremo V_{cc} por una constante positiva $K_{inv}/\sqrt{2}$, para obtener una tensión V_s^* .

El sumador-sustractor 606 produce la desviación entre la corriente de eje d I_d y un valor de orden de corriente de eje d I_d^* como valor de orden para la misma. El controlador de corriente 604 obtiene un valor de orden de tensión de eje d V_d^* basado en la desviación. El valor de orden de tensión de eje d V_d^* es un valor de orden para una componente de eje d de la tensión de entrada V_i respecto del convertidor de modulación por anchura de impulso 3.

- 40 El modulador de anchura de impulso 605 lleva a cabo la modulación por anchura de impulso basada en el valor de orden de tensión de eje d V_d^* y un valor de orden de tensión de eje q V_q descrito más adelante, para generar una señal de pulso. La señal de pulso controla la conmutación del convertidor de modulación por anchura de impulso 3, más específicamente, de los elementos de conmutación de los elementos semiconductores 301 a 306.

- 45 Como consecuencia de la conmutación, el modulador de anchura de impulso 605 funciona de tal manera que la componente de eje d V_d y la componente de eje q V_q de la tensión de entrada V_i respecto del convertidor de modulación por anchura de impulso 3 satisfacen una ecuación (1) indicada a continuación. Las técnicas de modulación por ancho de banda basadas en el valor de orden de tensión de eje d V_d^* y el valor de orden de tensión de eje q V_q son bien conocidos y por lo tanto no se describen. Una relación K_s se denomina también tasa de control de tensión

[Número 1]

$$\begin{aligned} V_i &= \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \\ K_s &= \sqrt{2} V_i / V_{cc} \quad \dots (1) \\ \phi &= \tan^{-1}(V_d / V_q) \end{aligned}$$

En esta realización, la tensión V_s^* proporcionada en salida del multiplicador 607 se emplea como el valor de orden de tensión de eje q V_q^* . Mientras el eje q y la tensión V_s de tensión de fuente de alimentación CA son adoptados en la misma fase, la impedancia Z del reactor 2 avanza la fase de una tensión en 90 grados respecto de una corriente, como se describe en la figura 2. De este modo, la tensión de eje q V_q llega a ser idealmente igual a la tensión de fuente de alimentación CA V_s con la corriente de eje d I_d igual a cero, y la tensión V_s^* puede ser entendida como un valor de orden para la tensión de fuente de alimentación CA V_s .

La potencia reactiva llega a ser cero estableciendo la corriente de eje d I_d en cero, mejorando de este modo el factor de potencia. Más específicamente, el valor de orden de corriente de eje d I_d^* suministrado al sumador-sustractor 606 se establece en cero.

La potencia de carga es expresada por el producto de la tensión de extremo a extremo V_{cc} y una corriente que pasa a través de una carga, y es expresada también por el producto de la corriente de eje q I_q y la tensión de fuente de alimentación CA estableciendo la corriente de eje d I_d en cero. Usando esta relación, ha sido posible controlar la tensión de extremo a extremo V_{cc} en un valor prescrito por control basándose en la corriente de eje q I_q . No ha sido posible controlar, sin embargo, establecer un valor de orden para la tensión de extremo a extremo en un valor de pico de $\sqrt{2}V$ de la tensión de fuente de alimentación o menos, debido al hecho de que el convertidor de modulación por anchura de impulso 3 solo es capaz de elevar una tensión.

Por el contrario, el valor de $k_{inv}/\sqrt{2}$ se puede establecer en 1 o menos en la presente invención. Estos permiten establecer la tensión de extremo a extremo V_{cc} en un valor superior al valor de pico de la tensión de fuente de alimentación.

Como se ilustrado en la figura 2, la tensión de entrada V_i difiere de la tensión de fuente de alimentación CA V_s por la caída de tensión ZI en el reactor 2. Para mantener la relación descrita en el diagrama de vectores de la figura 2 incluso cuando un aumento de flujo de corriente aumenta la caída de tensión ZI y la diferencia de fase Φ , la constante k_{inv} se incrementa en algún grado para mantener el valor de V_q^* . En consecuencia, una diferencia entre la tensión de fuente de alimentación CA V_s y la tensión de entrada V_i puede ser atribuido a una tensión generada en un reactor de fuente de alimentación.

Como se ha descrito, la corriente de eje q I_q y la tensión de extremo a extremo V_{cc} no están controladas explícitamente adoptando valores de orden para las mismas en esta realización. Esto requiere una pequeña cantidad de cálculo para controlar, y reduce también la carga de cálculo en una unidad central de procesamiento (CPU).

En su lugar, el valor de orden de tensión de eje q V_q^* es determinado en proporción a la tensión de extremo a extremo V_{cc} . De este modo, no se crea distorsión en la corriente que pasa a través de la fuente de alimentación CA multifásica 1 cuando las variaciones en la tensión de fuente de alimentación CA V_s implican variaciones en la tensión de extremo a extremo V_{cc} . Esta técnica puede de este modo aplicarse fácilmente a un convertidor que corresponde a una pluralidad de valores nominales. Asimismo, solo se requiere una estructura simple porque no es necesario un mecanismo separado para detectar el valor de pico de la tensión de fuente de alimentación.

Segunda realización preferida

En esta realización, se añade un término de no interferencia al dispositivo de control de convertidor 6 y se mejoran las características transitorias. Inicialmente, se describen mejoras en la estructura ilustrada en la primera realización con la adición de un término de no interferencia.

Volviendo a la dirección de la corriente I en la figura 1, se obtiene una ecuación (2) relativa a la fuente de alimentación CA 1 y el reactor 2, así como a una ecuación característica fundamento de un motor. Los símbolos "r" y "L" representan una parte de resistencia y una parte de inductancia de la impedancia Z del reactor 2, respectivamente. El símbolo "s" representa un operador diferencial de tiempo.

[Número 2]

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q - V_s \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} r + Ls & -\omega L \\ \omega L & r + Ls \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad \dots(2)$$

La figura 4 es un diagrama de bloques que ilustra un circuito equivalente de la fuente de alimentación CA 1 y el reactor 2 basándose en la ecuación (2). Una diferencia entre el valor de orden de tensión de eje q V_q^* y la tensión de fuente de alimentación CA V_s se convierte en la corriente de eje q I_q usando una función de transferencia de retardo de primer orden por un bloque 101. Asimismo, el valor de orden de tensión de eje d V_d^* se convierte en la corriente de eje d I_d usando una función de transferencia de retardo de primer orden por un bloque 102.

Además, con la existencia de una parte de reactancia ωL en el reactor 2, la corriente de eje d I_d y la corriente de eje q I_q varían sustancialmente, en las cantidades convertidas por los bloques 103 y 104, respectivamente, la tensión de eje q V_q y la tensión de eje d V_d . Las cantidades variadas $\omega L I_d$ y $(-\omega L I_q)$ se denominan en lo sucesivo término de interferencia de eje q y término de interferencia de eje d, respectivamente.

- 5 Sustrayendo estos términos de interferencia por adelantado de la tensión de eje q V_q y la tensión de eje d V_d generados por el dispositivo de control de convertidor 6 para su compensación, respectivamente, el eje q y el eje d pueden ser tratados como sistemas de control independientes en la estructura de la figura 1.

10 La figura 5 ilustra parcialmente la estructura de la figura 1 incluyendo los bloques 608 y 609 para generar el término de interferencia de eje q $\omega L I_d$ y el término de interferencia de eje d $(-\omega L I_q)$, respectivamente, y los sustractores 610 y 611 para realizar la compensación con los términos de interferencia.

El sustractor 610 sustrae el término de interferencia de eje q $\omega L I_d$ de la tensión V_s^* , para generar el valor de orden de tensión de eje q V_q^* . El valor de orden de tensión de eje q V_q^* así generado no es la propia tensión V_s^* empleada en la primera realización preferida, sino un valor de orden de tensión de eje q compensado V_q^* obtenido sustrayendo el término de interferencia para su corrección.

- 15 Asimismo, el sustractor 611 sustrae el término de interferencia de eje d $(-\omega L I_q)$ de la salida del controlador de corriente 604, para generar el valor de orden de tensión de eje d V_d^* . El valor de orden de tensión de eje d V_d^* así generado no es la propia tensión del controlador de corriente 604 empleada en la primera realización preferida, sino un valor de orden de tensión de eje d compensado V_d^* obtenido sustrayendo el término de interferencia para su corrección.

20 Como se ha descrito anteriormente la tensión de eje q V_q llega a ser idealmente igual a la tensión de fuente de alimentación CA V_s con la corriente de eje d I_d igual a cero, y la tensión V_s^* puede ser entendida como un valor de orden para la tensión de fuente de alimentación CA V_s . La tensión de fuente de alimentación CA V_s (figura 4) en la fuente de alimentación CA 1 y el reactor 2 y la tensión V_s^* (figura 5) en el dispositivo de control de convertidor 6 se cancelan de este modo entre sí. Asimismo, los términos de interferencia de eje q $\omega L I_d$ generados por los bloques 103 y 608 se cancelan entre sí, y los términos de interferencia de eje d $(-\omega L I_q)$ generados por los bloques 104 y 609 se cancelan entre sí. Como
25 consecuencia, se obtiene un bucle cerrado independiente del eje d para la corriente de eje q I_q .

La figura 6 es un diagrama de bloques que ilustra el bucle cerrado para la corriente de eje q I_q . La función de transferencia de un bloque 45 representa la conductancia de la conexión paralela del condensador de aplanamiento 4 y la carga 5. El símbolo "C" representa la capacitancia del condensador de aplanamiento 4, el símbolo " R_{cc} " representa una parte de resistencia de la carga 5, y una parte de reactancia de la carga 5 está incluida en la contribución a la reactancia de la capacitancia C.
30

Una porción de variación de corriente de carga I_{cc} es sustraída de la corriente de eje q I_q , que es introducida en el bloque 45. La parte de variación de corriente de carga I_{cc} indica una corriente sustraída, además, del condensador de aplanamiento 4 cuando la carga 5 es considerada como carga estable. La salida del bloque 45 es de este modo la tensión extremo a extremo V_{cc} .

- 35 Como se ha descrito en la figura 1, el multiplicador 607 multiplica la tensión de extremo a extremo por una constante positiva $k_{inv}/\sqrt{2}$, para producir el valor de orden de tensión de eje q V_q^* . A continuación como se ha descrito en la figura 4, la corriente de eje q I_q es obtenida a partir del bloque 101.

De este modo, el efecto de la tensión de la componente de eje q generada por la corriente de eje d en el reactor 2 se puede retirar del valor de orden de tensión de eje q V_q^* . Esto permite que la corriente de eje q I_q sea controlada
40 independientemente de la componente de eje d.

El bloque 45 es similar al bloque 101 aunque incluye un elemento de retardo de primer orden. De este modo cuando se produce un fenómeno transitorio, en concreto cuando la parte de variación de corriente de carga I_{cc} es considerable, la corriente de eje q I_q será alterada considerablemente en un punto de resonancia.

- 45 Una ecuación (3) representa una función de transferencia global del sistema de bucle cerrado mostrado en la figura 6. En aras de brevedad, $k_{inv}/\sqrt{2}$ se establece en 1. Como la parte de resistencia r del reactor 2 está generalmente considerada insignificante respecto de la parte de resistencia R_{cc} de la carga 5, una frecuencia de resonancia ω_c se calcula aproximadamente como una ecuación (4)

[Número 3]

$$G(s) = \frac{I_q(s)}{I_{dc}(s)} = \frac{1}{LCs^2 + (rC + L/R_{cc})s + r/R_{cc} + 1} = \frac{1/LC}{s^2 + (r/L + 1/R_{cc}C)s + (r/R_{cc} + 1)/LC} \quad \dots(3)$$

[Número 4]

$$\omega_c = \sqrt{\frac{1}{LC} (r/R_{cc} + 1)} \cong \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad \dots(4)$$

- 5 Para prevenir tal alteración en la corriente de eje q en el fenómeno transitorio, la parte de resistencia r del reactor 2 se incrementa aparentemente para funcionar como una supuesta resistencia de descarga en esta realización.

La figura 7 es un diagrama de bloques que ilustra la estructura de un dispositivo de control de convertidor según una segunda realización preferida de la presente invención. Los bloques 608 y 609, y los sustractores 610 y 611 mostrados en la figura 5, y además, un bloque 612, se añaden al dispositivo de control de convertidor según la primera realización preferida.

El sustractor 610 se transforma a partir de la función mostrada en la figura 5, y sustrae el término de interferencia de eje q $\omega L I_d$ y sustrae, además, una cantidad de corrección ΔV_q^* de la tensión V_s^* , para obtener el valor de orden de tensión de eje q V_q^* . La cantidad de corrección ΔV_q^* es generada por el bloque 612 que multiplica la corriente de eje q I_q por una constante positiva R_{dump} en esta realización.

- 15 La figura 8 es un diagrama de bloques que ilustra, como en la figura 6, el bucle cerrado para la corriente de eje q I_q según esta realización. El sustractor 610 y los bloques 101 y 612 forman el bucle cerrado, que se ilustra de manera equivalente como bloque 201 en la figura 9. En concreto, cuando se concibe como una estructura similar a la mostrada en la figura 6, la parte de resistencia del reactor 2 es incrementada aparentemente por la constante R_{dump} .

- 20 La figura 10 es un diagrama de Bode que demuestra el efecto de esta realización. La ganancia G_c y una fase ϕ_c se obtienen con $R_{dump} = 0$, la ganancia G_1 y una fase ϕ_1 se obtienen con $R_{dump} = 0$ r, y la ganancia G_5 y una fase ϕ_5 se obtienen con $R_{dump} = 5r$. El diagrama muestra que un aumento de ganancia y un cambio súbito de fase en la proximidad de la frecuencia de resonancia ω_c calculada aproximadamente por la ecuación (4) se pueden suprimir por el efecto de la resistencia de descarga.

- 25 Las figuras 11 y 12 son gráficos que ilustran las operaciones ($R_{dump} = 5r$) según la primera y la segunda realizaciones preferidas. Los gráficos muestran variaciones en tensiones y corrientes con una reducción y recuperación en tensión de fuente de alimentación. Está demostrado que la tensión de extremo a extremo V_{cc} y la corriente de eje q I_q , que oscilan significativamente en el funcionamiento según la primera realización preferida, varían sin oscilación en el funcionamiento según la segunda realización preferida.

- 30 Tal efecto puede asimismo explicarse por lo general por el hecho de que la oscilación puede ser evitada estableciendo una constante de atenuación ζ igual a 1 o más en una función de transferencia $F(s)$ indicada como una ecuación (5).

[Número 5]

$$F(s) = \frac{\omega^2}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2} \quad \dots(5)$$

Tercera realización preferida

La figura 13 es un diagrama de bloques que ilustra la estructura de un dispositivo de control de convertidor según una tercera realización preferida de la presente invención. Los bloques 608 y 609, y los sustractores 610 y 611 mostradas en la figura 5, y además, un bloque 613, se adaptan al dispositivo de control de convertidor según la primera realización preferida.

El bloque 613 es un elemento de adelanto de primer orden T_s , y diferencia temporalmente la tensión de extremo a extremo V_{cc} introducida en el mismo, multiplica, además, V_{cc} por una constante T , para producir la cantidad de corrección ΔV_q^* . El sustractor 610 se transforma a partir de la función mostrada en la figura 5, y sustrae el término de interferencia de eje q $\omega L I_q$ y sustrae, además, la cantidad de corrección ΔV_q^* de la tensión V_s^* , para obtener el valor de comando de tensión de eje q V_q^* .

Como consecuencia, el diagrama de bloques mostrado en la figura 6 se sustituye por uno mostrado en la figura 14. En el diagrama de bloques del bucle cerrado para la corriente de eje q I_q según esta realización, un bloque 202 sustituye el bloque 607 mostrado en la figura 6. El bloque 202 convierte la tensión de extremo a extremo V_{cc} usando una función de transferencia de adelanto de primer orden $k_{inv}/\sqrt{2+T_s}$, para obtener el valor de orden de tensión de eje q V_q^* . Esto hace que el bucle cerrado para la corriente de eje q I_q sea una función de transferencia de retardo de primer orden. Por lo tanto, la oscilación en la corriente I se puede suprimir.

La figura 15 es un diagrama de Bode que demuestra el efecto de esta realización, relativa a un bucle abierto del diagrama de bloques mostrado en la figura 14. La ganancia G_0 y una fase ϕ_0 son obtenidas con $T = 0$ y la ganancia G_T y una fase ϕ_T son obtenidas con $T = 1/\omega_n$. El símbolo ω_n indica una frecuencia de resonancia de una función de transferencia de bucle abierto con $T = 0$, y se expresa como una ecuación (6). Avanzando la fase en la proximidad de la frecuencia de resonancia en el bucle abierto de esta manera, la oscilación en el caso de una resonancia en el bucle cerrado se puede suprimir efectivamente.

[Ecuación 6]

$$\omega_n = \sqrt{\frac{r}{RLC}} \quad \dots(6)$$

En la figura 15, el valor absoluto de inclinación de una asíntota de alta frecuencia lateral de la ganancia se reduce desde 40 dB/década a 20 dB/década, y el valor absoluto de retardo de fase en ω_n se reduce de 90 grados a 45 grados, dando como resultado mejoras en una función de transferencia de retardo de primer orden.

La figura 16 es un diagrama de Bode que demuestra el efecto de esta realización, relativa al diagrama de bloques mostrado en la figura 14 (bucle cerrado). La ganancia G_c y una fase Φ_c son obtenidas con $T = 0$ y la ganancia G_n y una fase Φ_n son obtenidas con $T = 1/\omega_n$. Se muestra que un incremento en ganancia y un cambio súbito en fase en la proximidad de la frecuencia de resonancia ω_n de la función de transferencia de bucle cerrado que corresponde a la primera realización preferida son mitigados en la tercera realización preferida (debido a un incremento en frecuencia de resonancia de la función de transferencia de bucle cerrado).

La figura 17 es un gráfico que ilustra el funcionamiento ($T = 1/\omega_n$) según la tercera realización preferida. El gráfico muestra variaciones en tensiones y corrientes con una reducción y recuperación en tensión de fuente de alimentación. Se ha demostrado que la tensión de extremo a extremo V_{cc} y la corriente de eje q I_q varían sin oscilación, como en la segunda realización preferida.

De esta manera, una respuesta rápida a las variaciones de carga es posible con una estructura simple en la segunda y tercera realizaciones preferidas sin tener que llevar a cabo un control basado en un valor de orden de corriente de eje q .

REIVINDICACIONES

1.- Un procedimiento para controlar un convertidor de modulación por anchura de impulso (3) que tiene un primer grupo de extremo (31) conectado a una fuente de alimentación ca multifásica (1) mediante un reactor (2) y un segundo grupo de extremo (32) conectado a un condensador de aplanamiento (4), comprendiendo dicho procedimiento las etapas de:

5 detectar una tensión de extremo a extremo (V_{dc}) de dicho condensador de aplanamiento (4);
obtener (603) una componente de una corriente (I_d) que pasa a través de dicha fuente de alimentación CA multifásica (1) como primera corriente de fase (I_d), siendo dicha componente una fase ortogonal a una tensión de fuente de alimentación CA (V_s) proporcionada en salida de dicha fuente de alimentación CA multifásica (1);
10 obtener un primer valor de valor de orden de tensión de fase (V_d^*) como valor de orden para una componente (V_d) de una tensión de entrada CA (V_i) basada en dicha primera corriente de fase (I_d) y un primer valor de orden de corriente de fase (I_d^*) como valor de orden para dicha primera corriente de fase (I_d), siendo dicha componente (V_{dc}) una fase ortogonal a dicha tensión de fuente de alimentación CA; y
controlar dicho convertidor de modulación por anchura de impulso (3) basado en dicho primer valor de orden de tensión de fase (V_{dc}) y un segundo valor de orden de tensión de fase (V_q^*);
15 **caracterizado por**
obtener dicho segundo valor de orden de tensión de fase (V_q^*) como valor de orden para un componente (V_q) de dicha tensión de entrada CA (V_i) introducida en dicho convertidor de modulación por anchura de impulso (3) multiplicando dicha tensión de extremo a extremo (V_{dc}) por una primera constante (607) sin usar un valor de orden para la tensión de extremo a extremo (V_{dc}), estando dicha componente (V_q) en fase con dicha tensión de
20 fuente de alimentación CA.

2.- El procedimiento para controlar un convertidor según la reivindicación 1, en el cual dicho primer valor de orden de fase (I_d^*) se establece en cero.

3.- El procedimiento para controlar un convertidor según la reivindicación 1 o 2, en el cual un valor límite superior de dicha primera constante (607) está imitado por un calibre máximo de dicha corriente (I) que pasa a través de dicha
25 fuente de alimentación AC multifásica.

4.- El procedimiento para controlar un convertidor según la reivindicación 2, en el cual dicho segundo valor de orden de tensión de fase (V_q^*) es corregido sustrayendo (610) el producto ($\omega L I_d$) de la primera corriente de fase (I_d) y una impedancia (ωL) de dicho reactor (2) a partir de un valor de orden (V_s^*) para la tensión de fuente de alimentación CA (V_s).

5.- El procedimiento para controlar un convertidor según la reivindicación 4, estando dicha segunda componente en fase con dicha tensión de fuente de alimentación CA (V_s), en el cual dicha segundo valor de orden de tensión de fase (V_q^*) es corregido sustrayendo, además, un valor (ΔV_q^*), siendo dicho valor obtenido multiplicando dicha segunda corriente de fase por una segunda constante positiva (R_{dump}).

6.- El procedimiento para controlar un convertidor según la reivindicación 4, en el cual dicho segundo valor de orden de tensión de fase (V_q^*) es corregido sustrayendo un valor (ΔV_q^*), siendo obtenido dicho valor multiplicando la tensión de
35 extremo a extremo diferenciada (V_{cc}) por una tercera constante (T).

7.- El procedimiento para controlar un convertidor según la reivindicación 6, en el cual dicha tercera constante (T) se establece como el inverso de una frecuencia de resonancia (ω_n) de una función de transferencia de bucle abierto de un sistema de control relativo a dicha segunda corriente de fase (I_q) cuando dicha tercera constante es cero.

8.-Un dispositivo (6) para controlar un convertidor demodulación por anchura de impulso (3) que tiene un primer grupo de extremo (31) conectado a una fuente de alimentación CA multifásica (1) mediante un reactor (2) y un segundo grupo de extremo (32) conectado a un condensador de aplanamiento (4), comprendiendo dicho dispositivo

un convertidor de coordenadas (603) para obtener una componente de una corriente (I) que pasa a través de dicha fuente de alimentación CA multifásica como primera corriente de fase (I_d), siendo dicha componente una fase ortogonal a una tensión de fuente de alimentación CA (V_s) proporcionada en salida de dicha fuente de alimentación Ca multifásica (1);
45 un controlador de corriente (604) para obtener un primer valor de orden de tensión de fase (V_d^*) como valor de orden para una componente de una tensión de entrada CA (V_i) introducida en dicho convertidor de modulación por anchura de impulso (3) basado en dicha primera corriente de fase (I_d), siendo dicha componente una fase ortogonal a dicha tensión de fuente de alimentación de potencia CA; y
50 un modulador de anchura de impulso (605) para controlar dicho convertidor de modulación por anchura de impulso (3) basado en una tensión de extremo a extremo (V_{cc}) de dicho condensador de aplanamiento (4) y dicho primer valor de orden de tensión de fase (V_d^*);
caracterizado por
un primer multiplicador (607) para multiplicar dicha tensión de extremo a extremo (V_{dc}) por una primera constante (607) y producir en salida un segundo valor de orden de tensión de fase (V_q^*) como un valor de orden para una componente (V_q) de dicha tensión de entrada CA (V_i), estando dicha componente (V_q) en fase con dicha tensión de fuente de alimentación CA, y controlando dicho modulador de anchura de impulso (605)
55

dicho convertidor de modulación por anchura de impulso (3) sin usar un valor de orden para la tensión de extremo a extremo (V_{dc}).

9.- El dispositivo (6) para controlar un convertidor según la reivindicación 8, en el cual dicho primer valor de orden de corriente de fase (I_d) se establece en cero.

5 10.- El dispositivo (6) para controlar un convertidor según la reivindicación 8 o 9, en el cual dicho modulador de anchura de impulso (605) controla dicho convertidor de modulación por anchura de impulso (3) basado en dicho primer valor de orden de tensión de fase (V_d) y dicho segundo valor de orden de tensión de fase (V_q); y un valor límite de dicha primera constante (607) está limitado por un calibre máximo de dicha corriente (I) que pasa a través de dicha fuente de alimentación CA multifásica.

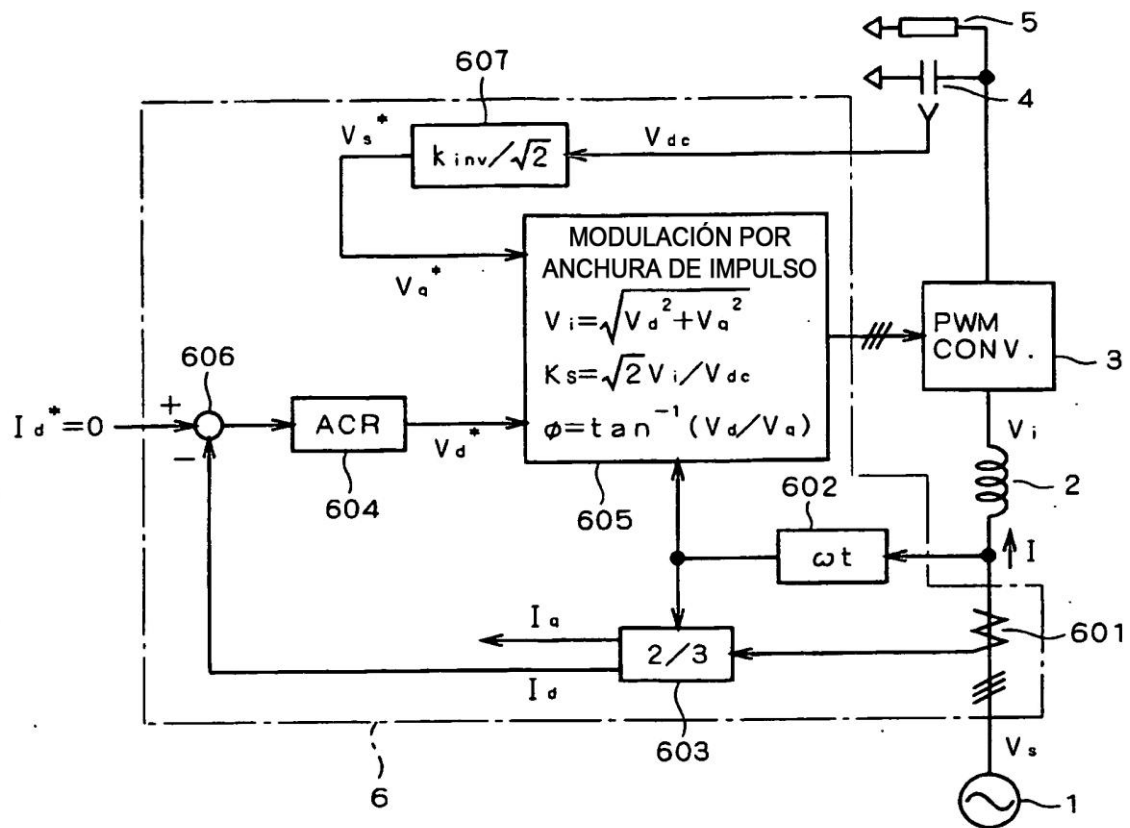
10 11.- El dispositivo (6) para controlar un convertidor según la reivindicación 10, que comprende, además:
un segundo multiplicador (608) para obtener el producto $(\omega L I_d)$ de dicha primera corriente de fase (I_d) y la impedancia (ωL) del reactor (2); y
un primer sustractor (610) para sustraer una salida del segundo multiplicador (608) de una salida (V_s) de dicho primer multiplicador (607), para corregir dicha salida (V_s) de dicho primer multiplicador (607).

15 12.- El dispositivo (6) para controlar un convertidor según la reivindicación 11, en el cual dicha segunda corriente de fase (I_q) es obtenida en dicho convertidor de coordenadas (603); y comprendiendo, además, dicho dispositivo (6)
un tercer multiplicador (612) para obtener el producto (ΔV_q^*) de dicha segunda corriente de fase y una segunda constante positiva (R_{dump}), en el cual
20 dicho primer sustractor (610) sustrae, además, dicha salida de dicho tercer multiplicador (612) de una salida de dicho primer multiplicador (607) para corregir dicha salida de dicho primer multiplicador.

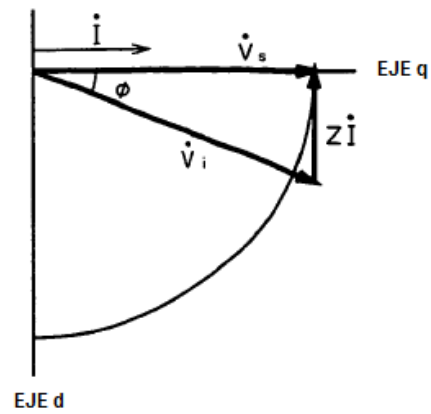
25 13.- El dispositivo (6) para controlar un convertidor según la reivindicación 11, que comprende, además:
un diferenciador (613) para obtener un valor (ΔV_q^*) multiplicando dicha tensión de extremo a extremo diferenciada (V_{cc}) por una tercera constante (T), en el que
dicho primer sustractor (610) sustrae, además, una salida (T_s) de dicho diferenciador (613) de una salida (V_s) de dicho primer multiplicador (607) para corregir dicha salida (V_s^*) de dicho primer multiplicador (607).

30 14.- El dispositivo (6) para controlar un convertidor según la reivindicación 13, en el que dicha tercera constante (T) se establece en el inverso de una frecuencia de resonancia (ω_n) de una función de transferencia de bucle abierto de un sistema de control relativo a dicha segunda corriente de fase (I_q) cuando la tercera constante es cero.

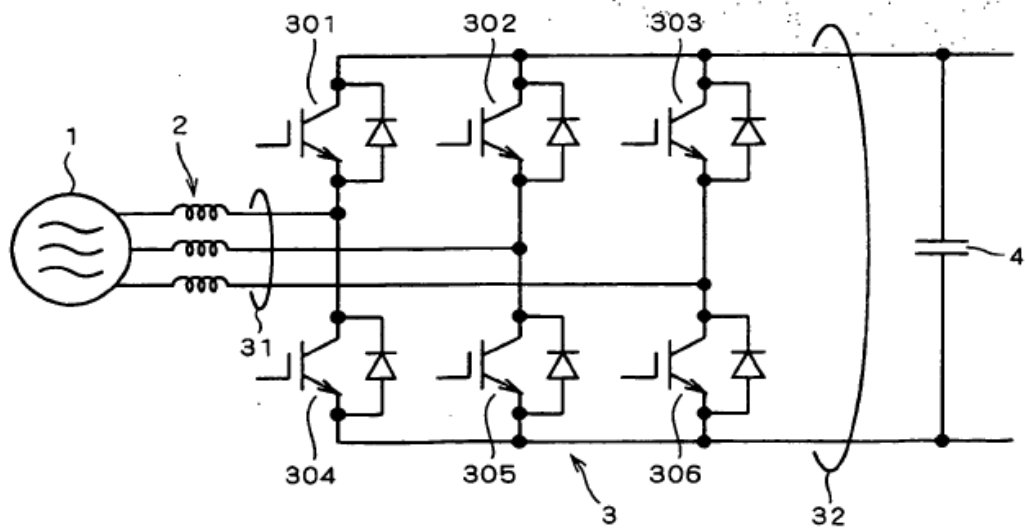
F I G . 1



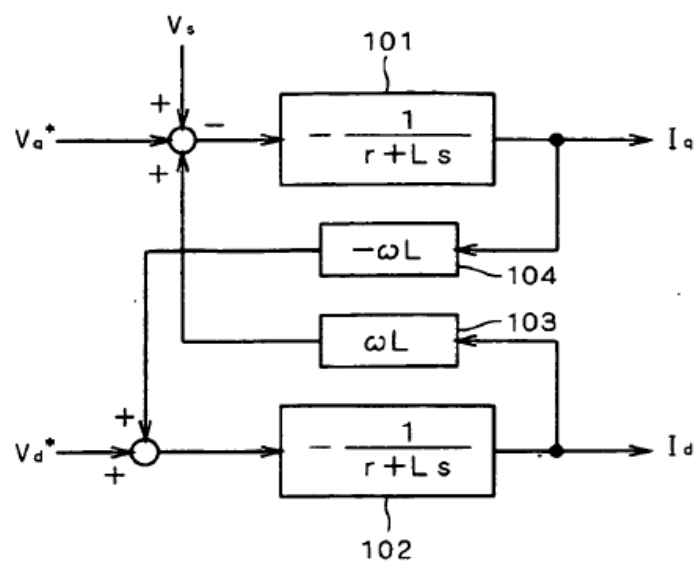
F I G . 2



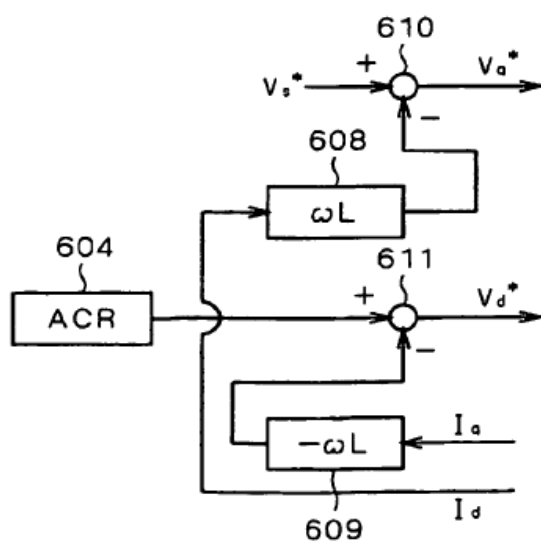
F I G . 3



F I G . 4



F I G . 5



F I G . 6

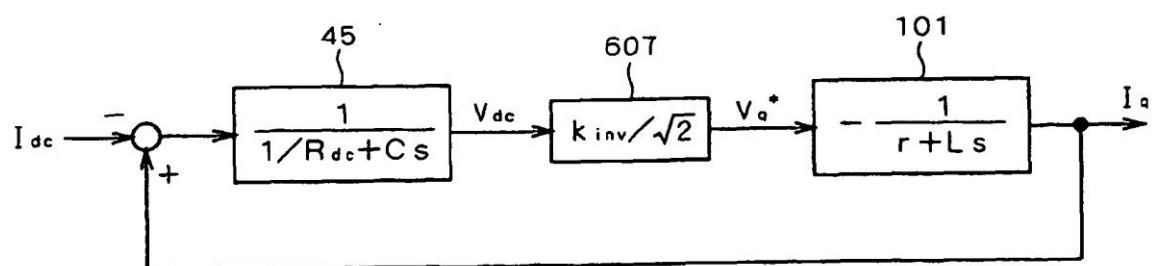
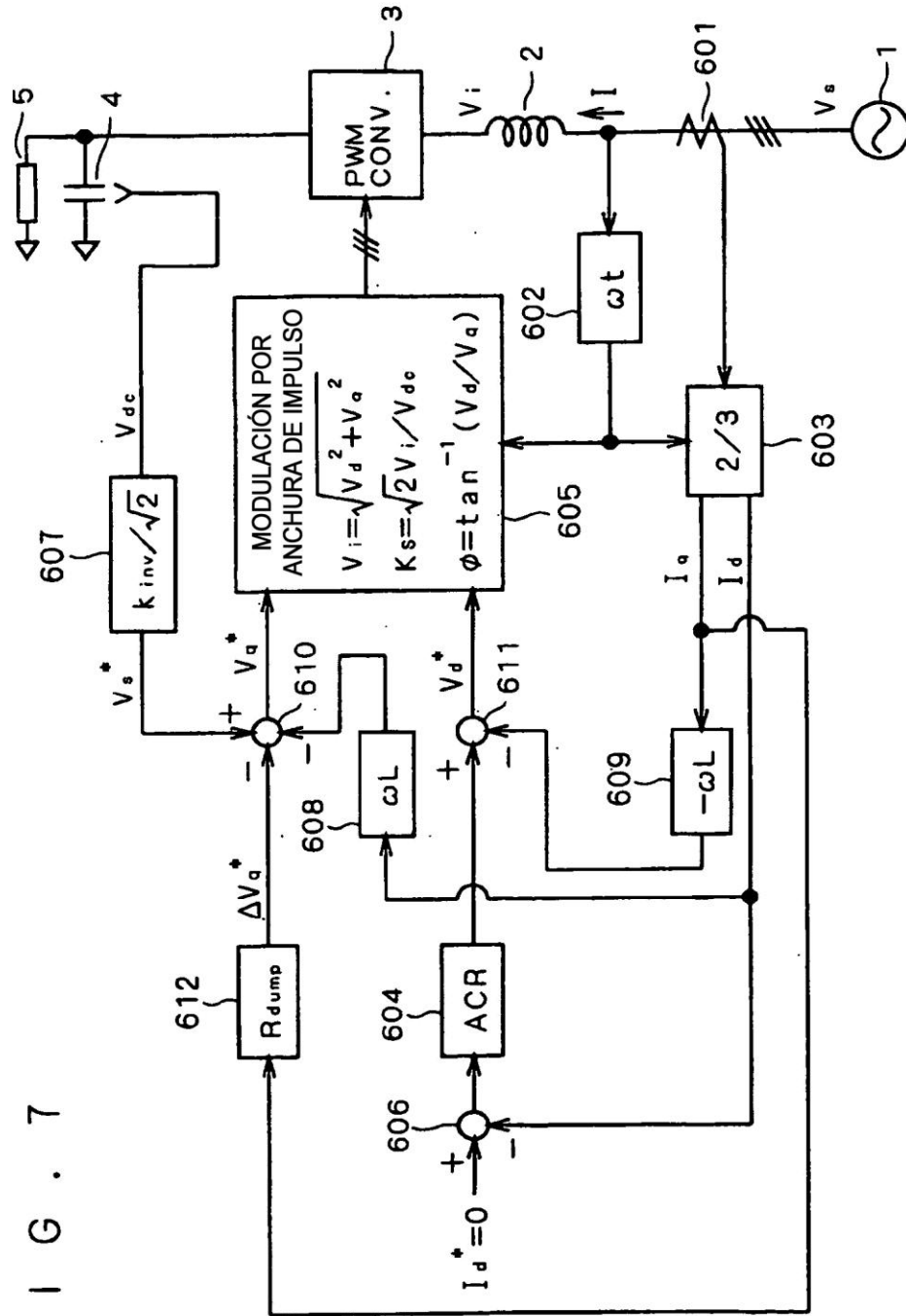
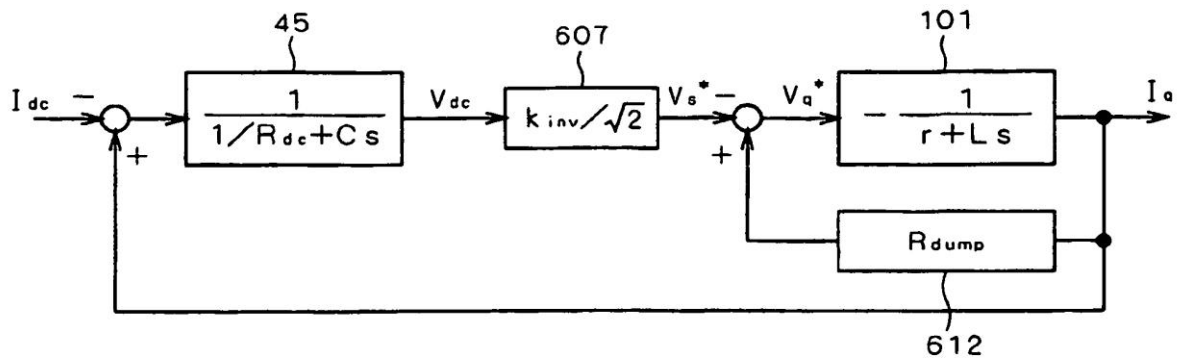


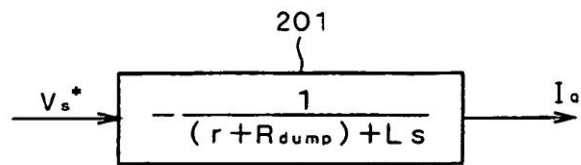
FIG. 7



F I G . 8



F I G . 9



F I G . 1 0

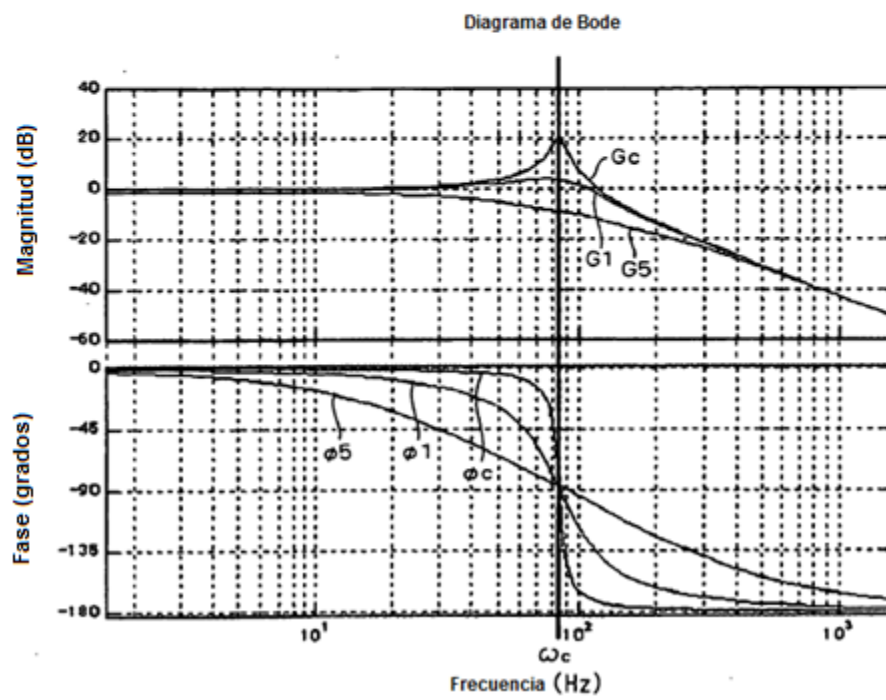


FIG. 11

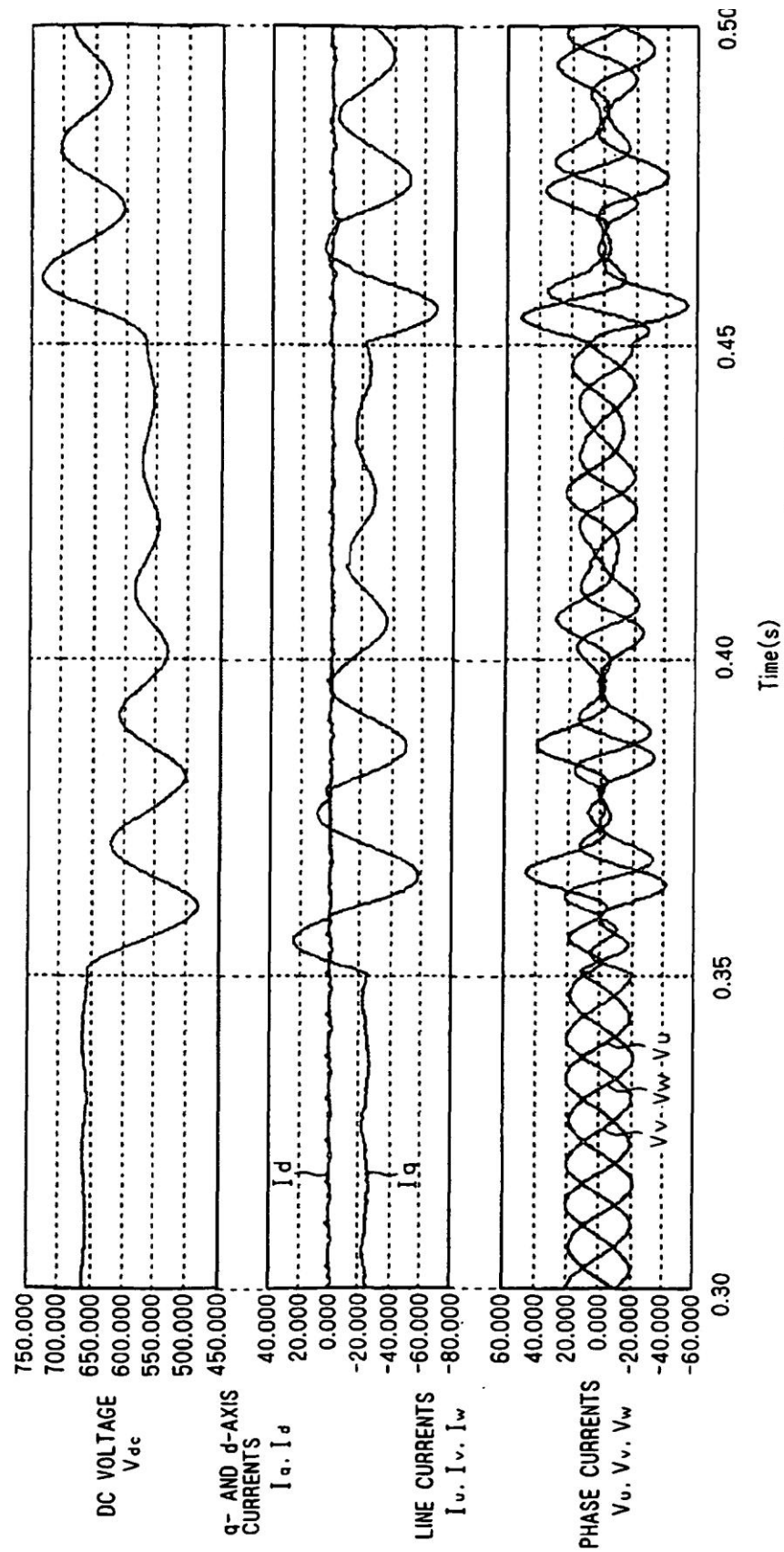


FIG. 12

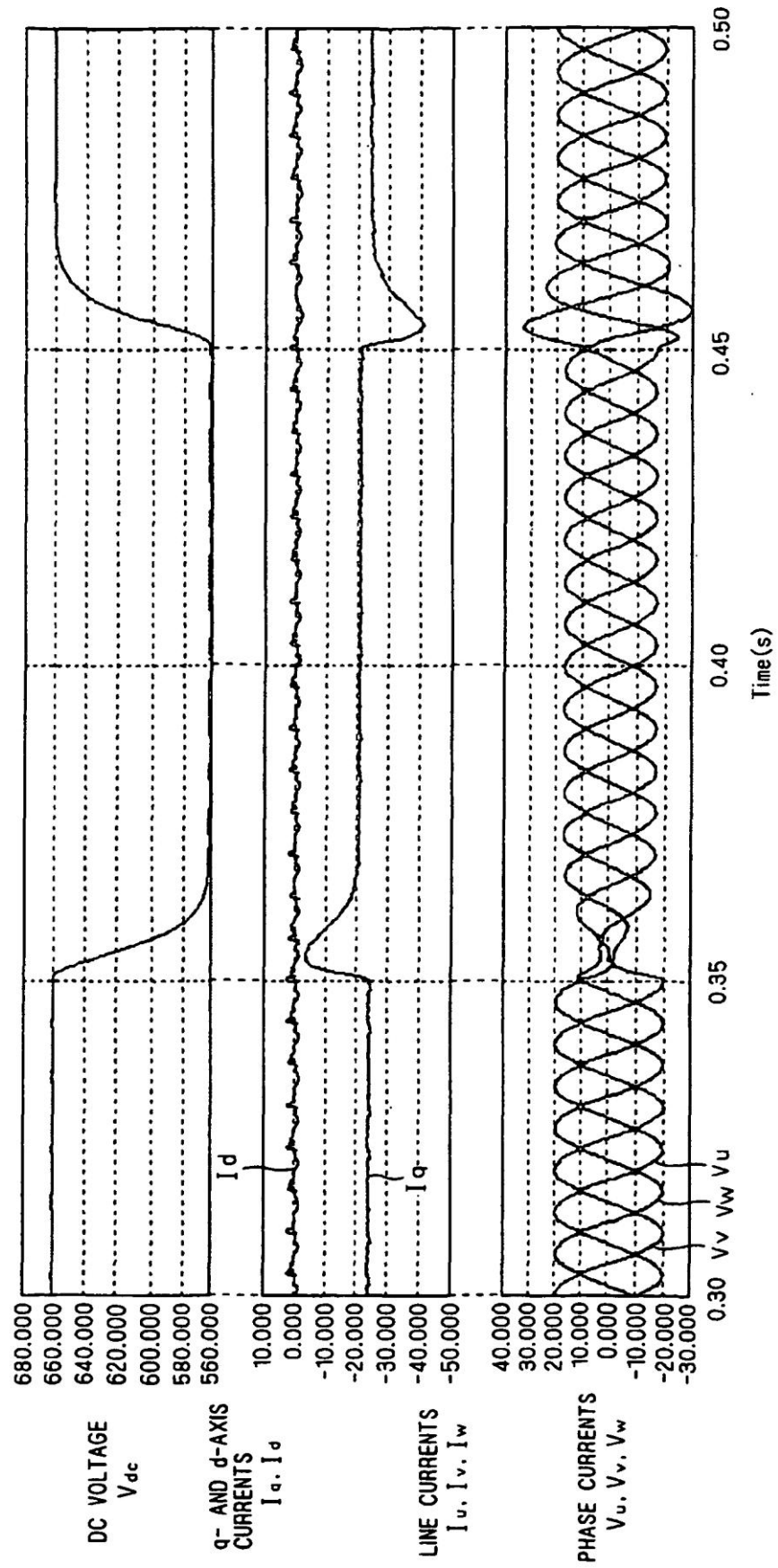
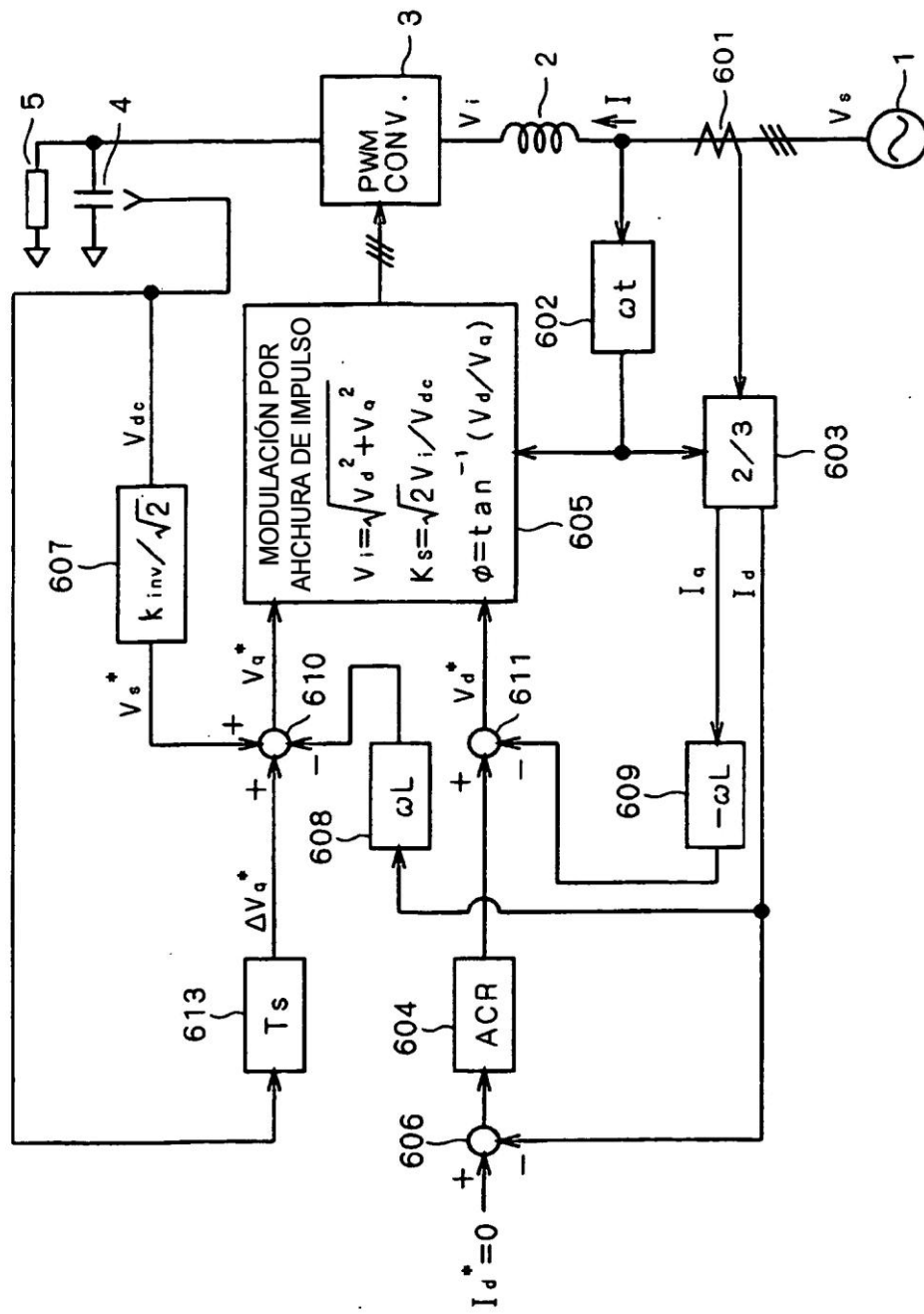
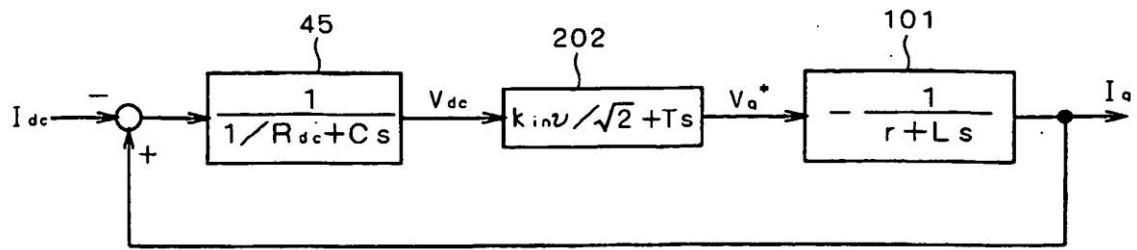


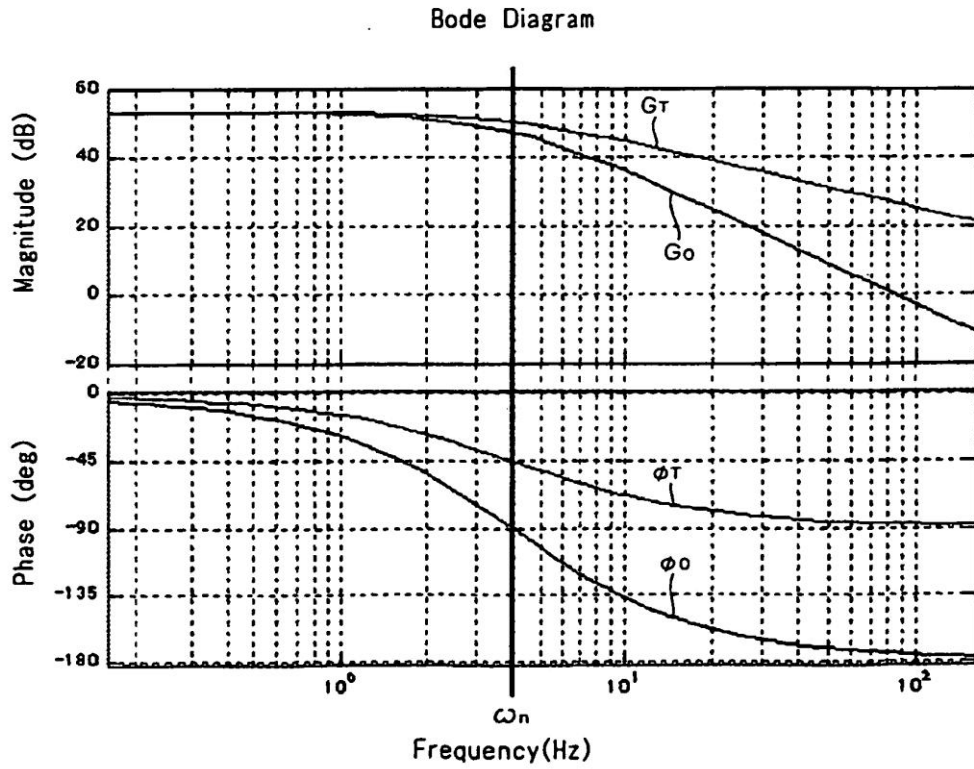
FIG. 13



F I G . 1 4



F I G . 1 5



F I G . 1 6

Diagrama de Bode

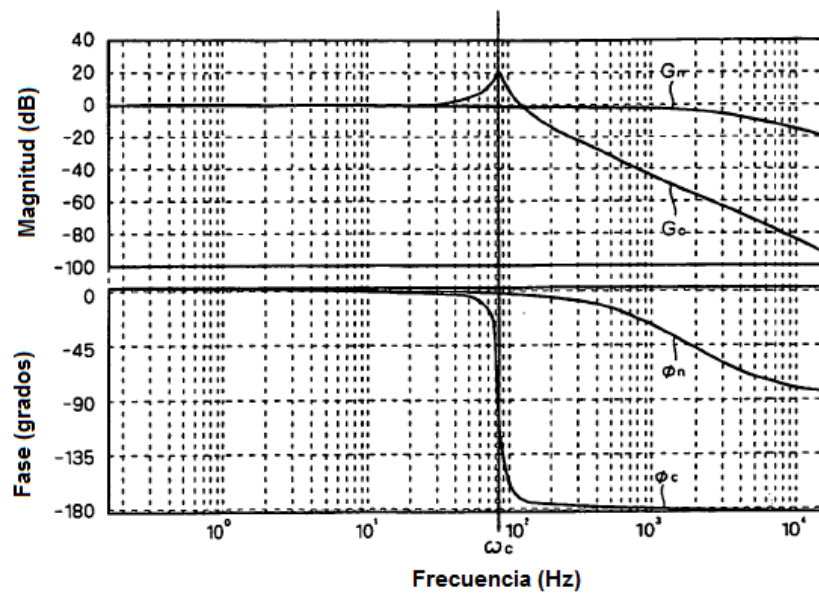


FIG. 17

