

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 737 081**

51 Int. Cl.:

H02J 3/01 (2006.01)
H02J 3/18 (2006.01)
H02P 27/04 (2006.01)
H02P 21/00 (2006.01)
H02M 7/48 (2007.01)
H02M 1/42 (2007.01)
G05B 11/42 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **13.03.2014 PCT/JP2014/056676**
- 87 Fecha y número de publicación internacional: **23.10.2014 WO14171233**
- 96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **13.03.2014 E 14785759 (3)**
- 97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **01.05.2019 EP 2988414**

54 Título: **Dispositivo de control**

30 Prioridad:

15.04.2013 JP 2013084558

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
10.01.2020

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:

KAWASHIMA REIJI

74 Agente/Representante:

ELZABURU, S.L.P

ES 2 737 081 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

Dispositivo de control

Campo técnico

5 La presente invención se refiere a tecnología de emisión, a un sistema a controlar (en adelante, referido como un "sistema a controlar") que opera en base a una entrada de control y a partir de la cual se obtiene una cantidad observable que varía cíclicamente, la entrada de control basada en la cantidad observable.

Antecedentes de la técnica

10 Cuando una corriente de carga fluye desde una fuente de alimentación de CA a una carga, los llamados componentes armónicos se generan normalmente en la corriente de carga. Reducir los componentes armónicos, que causan la llamada interferencia armónica, es un tema bien conocido.

Como una aproximación para satisfacer el tema, se propone un filtro activo. El filtro activo opera para evitar que los componentes armónicos de la corriente de carga fluyan hacia la fuente de alimentación de CA.

15 Por ejemplo, un filtro activo paralelo está conectado a la fuente de alimentación de CA a través de un reactor de interconexión. El paso de una corriente de compensación desde el filtro activo paralelo reduce los componentes armónicos de una corriente de energía que fluye a través de la fuente de alimentación de CA.

Para el filtro activo paralelo para funcionar como se describió anteriormente, se requiere una entrada de control para el control del filtro activo paralelo.

El filtro activo paralelo está conectado a la fuente de alimentación de CA junto con el reactor y la carga se consideran en conjunto para ser un sistema a controlar.

20 El filtro activo paralelo opera basándose en una entrada de control, y, en consecuencia, el sistema a controlar también se considera para operar sobre la base de la entrada de control.

La corriente de compensación varía de acuerdo con la fase de potencia de la fuente de alimentación de CA. En el sistema a controlar, se obtiene en consecuencia una cantidad observable que varía cíclicamente, es decir, una corriente de compensación.

25 La entrada de control se determina basándose en una desviación entre un valor de comando y un valor de detección (denominado en lo sucesivo como una "un valor de comando de corriente de compensación" y un "valor de detección de corriente de compensación", respectivamente) de la corriente de compensación.

Por lo tanto, el sistema a controlar se puede generalizar y considerar como sigue: se opera en base a una entrada de control determinada en base a una cantidad observable que varía cíclicamente.

30 Como se describió anteriormente, la entrada de control del filtro activo paralelo se basa en una desviación entre el valor de comando de corriente de compensación y el valor de detección de corriente de compensación. Más específicamente, una entrada de control se determina como la suma de un múltiplo constante de un valor integrado de una desviación y un múltiplo constante obtenido como resultado de la acumulación de una desviación de acuerdo con la fase de potencia.

35 Documentos de la técnica anterior

Documentos de patente

Documento de patente 1: Solicitud de patente japonesa abierta a inspección pública n.º 01-227630 (1989)

Documento de patente 2: Solicitud de patente japonesa abierta a inspección pública n.º 2001-186752

40 El documento CN 102868 309 A proporciona un método de control de rectificador de PWM (modulación de ancho de pulso) y un rectificador de PWM. El método de control de rectificador de PWM es un método de control de pasividad basado en el control y la compensación repetidos, y comprende las siguientes etapas: se obtiene una ley de control del rectificador de PWM basada en la configuración de interconexión y amortiguación de los modelos de Hamilton de disipación controlada por puerto con un método integral de Lagrange-Charpy; y se usa un controlador compuesto que incluye control repetido y control pasivo como un controlador del rectificador de PWM, y el control pasivo se compensa mediante el control repetido de acuerdo con la ley de control para suprimir la interferencia periódica.

45 Según el documento, se puede realizar la rectificación de PWM de un factor de potencia unitario, y al mismo tiempo, la interferencia armónica de una red eléctrica se suprime mejor bajo la condición de no detectar la corriente armónica de carga para mejorar la calidad de la potencia. En comparación con el rectificador de PWM convencional, se dice que el rectificador de PWM descrito en el documento tiene las funciones de supresión armónica y

50 compensación reactiva bajo la condición de no aumentar el hardware.

Esta técnica anterior se refleja en el preámbulo de la reivindicación 1.

Sumario de la Invención

Problema a resolver por la invención

5 Desafortunadamente, la entrada de control obtenida de este modo tiene un efecto insuficiente de anular los componentes armónicos más altos.

La presente invención tiene, por lo tanto, un objeto de causar, si las variaciones en el valor objetivo ("valor de comando de corriente de compensación" en el ejemplo anterior) de una cantidad observable ("corriente de compensación" en el ejemplo anterior) convertida cíclicamente en abrupta, la entrada de control y, eventualmente, la cantidad observable para seguir el cambio abrupto cíclicamente con alta capacidad de respuesta.

10 Medios para resolver el problema

La presente invención es un dispositivo de control (7) que emite, a un sistema a controlar (2, 4, 6, 8), que opera basándose en una entrada de control (Vid, Viq) y a partir de la cual se obtiene una cantidad observable (id, iq) que varía cíclicamente, la entrada de control basada en la cantidad observable.

15 Un primer aspecto de la presente invención incluye una unidad de procesamiento de desviación (714, 715) que realiza al menos un control integral proporcional en una desviación entre la cantidad observable y un valor de comando (id*, iq*) que es un valor objetivo de la cantidad observable y que varía cíclicamente, y una unidad de totalización (716, 717, 718, 719) que totaliza una salida (ido, iqo) de la unidad de procesamiento de desviación para cada ciclo del valor de comando para generar la entrada de control.

20 En un segundo aspecto del dispositivo de control según la presente invención, en el primer aspecto, la unidad de procesamiento de desviación (714, 715) incluye una unidad proporcional de cálculo (714p, 715p) que emite un resultado (idp, iqp) obtenido al multiplicar la desviación entre el valor de comando (id*, iq*) y la cantidad observable (id, iq) por una primera ganancia (Kpd, Kpq), una unidad de cálculo integral (714i, 715i) que genera un valor (idi, iqi) obtenido al multiplicar una integral de la desviación por una segunda ganancia (Kid, Kiq) y un primer sumador (714s, 715s) que agrega y emite al menos una salida de la unidad de cálculo proporcional y una salida de la unidad de cálculo integral.

25 La unidad de totalización incluye un controlador repetitivo (716, 717) que acumula una salida del primer sumador para cada ciclo del valor de comando para emitir un resultado (idrl, iqrl) obtenido multiplicando el resultado de la acumulación por tercera ganancia (Krd, Krq), y un segundo sumador (718, 719) que agrega una salida del primer sumador y una salida del controlador repetitivo para emitir la entrada de control (Vid, Viq).

30 En un tercer aspecto del dispositivo de control según la presente invención, en el segundo aspecto, la unidad de cálculo integral (714i, 715i) opera después de un lapso de un tiempo predeterminado desde el arranque del sistema a controlar (2, 4, 6, 8).

35 En un cuarto aspecto del dispositivo de control según la presente invención, en el segundo o tercer aspecto, la unidad de procesamiento de desviación (714, 715) incluye además una unidad de diferencial de cálculo (714d, 715d) que diferencia la desviación y emite un resultado (idd, iqd) obtenido al multiplicar un resultado de la diferenciación por una cuarta ganancia (Kdd, Kdq).

El primer sumador (714s, 715s) se agrega y emite una salida (idp, iqp) de la unidad de cálculo proporcional (714p, 715p), una salida (idi, iqi) de la unidad de cálculo integral (714i, 715i), y una salida de la unidad de cálculo diferencial.

40 En un quinto aspecto del dispositivo de control de acuerdo con la presente invención, en cualquiera del segundo a cuarto aspectos, el controlador repetitivo (716, 717) incluye una unidad de retraso (716b, 717b) que emite un valor de entrada con un retraso por el ciclo, un tercer sumador (716s, 717s) que obtiene una suma de una salida del primer sumador (714s, 715s) y una salida de la unidad de retraso e ingresa la suma en la unidad de retraso, y un multiplicador (716c, 717c) que realiza una multiplicación por la tercera ganancia (Krd, Krq) para obtener una salida del controlador repetitivo.

En un sexto aspecto del dispositivo de control según la presente invención, en el quinto aspecto, el tercer sumador (716s, 717s) añade una salida de la unidad de retraso (716b, 717b), en el que se ha realizado una transmisión de paso bajo, y una salida del primer sumador (714s, 715s).

50 En un séptimo aspecto del dispositivo de control de acuerdo con la presente invención, en cualquiera del segundo a sexto aspectos, el segundo sumador (718, 719) añade una salida (idrl, iqrl) del controlador repetitivo (716, 717) en una primera fase del ciclo y una salida (ido, iqo) del primer sumador (714s, 715s) en una segunda fase del ciclo para generar la entrada de control (Vid, Viq). La primera fase y la segunda fase difieren entre sí.

Efectos de la invención

De acuerdo con el primer aspecto del dispositivo de control de la presente invención, si las variaciones en el valor de comando se convierten en cíclicamente abruptas, la entrada de control y, eventualmente, la cantidad observable que sigue el cambio cíclicamente abrupto con alta capacidad de respuesta.

5 De acuerdo con el segundo aspecto del dispositivo de control de la presente invención, no solo se obtiene un resultado mediante la integración de la desviación de acuerdo con una temporización de control, sino también el resultado está también integrado para cada ciclo del valor de comando mediante el controlador repetitivo. Esto permite, si las variaciones en el valor del comando se vuelven cíclicamente abruptas, la entrada de control y, eventualmente, la cantidad observable para seguir el cambio cíclicamente abrupto con alta capacidad de respuesta.

10 De acuerdo con el tercer aspecto del dispositivo de control de la presente invención, los componentes armónicos de una corriente de alimentación se reducen inmediatamente después del inicio.

De acuerdo con el cuarto aspecto del dispositivo de control de la presente invención, la estabilidad en el sistema a controlar es mayor.

15 El quinto aspecto del dispositivo de control según la presente invención contribuye a la configuración del segundo aspecto.

De acuerdo con el sexto aspecto del dispositivo de control de la presente invención, la estabilidad en el sistema a controlar es mayor.

20 De acuerdo con el séptimo aspecto del dispositivo de control de la presente invención, si las variaciones en el valor de comando se convierten en cíclicamente abruptas, la primera fase y la segunda fase se pueden seleccionar de tal manera que la entrada de control y, eventualmente, la cantidad observable siguen el cambio cíclicamente abrupto con alta capacidad de respuesta.

Estos y otros objetos, características, aspectos y ventajas de la presente invención serán más evidentes a partir de la siguiente descripción detallada de la presente invención cuando se toma en conjunción con los dibujos adjuntos.

Breve descripción de los dibujos

25 La figura 1 es un diagrama de bloques que muestra un ejemplo de realización para realizar la presente invención;

Las figuras 2 y 3 son diagramas de bloques, cada uno de los cuales muestra configuraciones de un controlador proporcional integral y un controlador repetitivo;

La figura 4 es un diagrama de bloques que muestra un ejemplo de una tecnología comparativa;

30 La figura 5 es un gráfico que muestra formas de onda de diversas cantidades en la tecnología de acuerdo con la presente realización;

La figura 6 es un gráfico que muestra formas de onda de diversas cantidades en la tecnología comparativa;

Las figuras 7 a 12 son gráficos, cada uno de los cuales muestra formas de onda de diversas cantidades en la tecnología de acuerdo con la presente realización; y

35 Las figuras 13 a 18 son gráficos que muestran formas de onda de diferentes cantidades en la tecnología comparativa.

Descripción de realizaciones

40 La descripción se proporciona a continuación tomando una configuración, que incluye una carga a través de la cual fluye una corriente de carga desde una fuente de alimentación de CA y un filtro activo paralelo, como un ejemplo de un sistema a controlar que opera en base a una entrada de control y a partir de la cual se obtiene una cantidad observable que varía cíclicamente. Sin embargo, el sistema a controlar no debe limitarse a este ejemplo.

La figura 1 es un diagrama de bloques que muestra un ejemplo de realización para realizar la presente invención. Una fuente de alimentación de CA trifásica 1 suministra una corriente de carga trifásica lo a una carga 2. Un filtro activo paralelo 6 está conectado a la fuente de alimentación de CA 1 a través de un reactor de interconexión trifásico 4. El filtro activo paralelo 6 genera una corriente de compensación trifásica lc.

45 En el presente documento, la descripción se da en el supuesto de que una dirección en la que la corriente de compensación lc fluye desde el filtro activo paralelo 6 hacia la fuente de alimentación de CA 1 se toma como una dirección positiva y que la suma de una corriente de energía está fluyendo desde la fuente de alimentación de CA 1 y una corriente de compensación lc es una corriente de carga lo.

Si la dirección de la corriente de compensación I_c se toma como una dirección opuesta a la dirección descrita en esta realización, por supuesto, los signos de polaridad (positiva o negativa) de la corriente de compensación I_c simplemente cambian.

5 El filtro activo paralelo 6 incluye, por ejemplo, un inversor 61 y un condensador 62. El inversor 61 ingresa y emite la corriente de compensación I_c , cargando y descargando el condensador 62 a una tensión de CC V_{cc} .

Por ejemplo, el inversor 61 es un inversor de fuente de tensión, y tres vías de corriente (no mostradas) están conectadas en paralelo al condensador 62. En cada una de las trayectorias actuales, se proporcionan dos elementos de conmutación (no mostrados).

10 Un dispositivo de control del filtro activo 7 incluye un transformador 701, un detector de fase 702, convertidores dq 703 y 711, filtros de paso alto 704 y 705, sustractores 707, 712, y 713, controladores proporcionales integrales 708, 714, y 715, sumadores 709, 718 y 719, y controladores repetitivos 716 y 717.

El transformador 701 detecta una fase de una tensión trifásica V_s de la fuente de alimentación de CA 1 y la proporciona al detector de fase 702. El detector de fase 702 transmite una fase detectada ωt a los convertidores dq 703 y 711.

15 El convertidor dq 703 realiza una conversión de dos fases/tres fases en la corriente de carga detectada I_o . Un eje d y un eje q son ejes en un sistema de coordenadas de rotación que gira en sincronización con la fase detectada por el detector de fase 702.

20 En esta ocasión, la carga de corriente I_o tiene tres fases, y por lo tanto, cuando las corrientes de carga i_r e i_t para dos fases son detectadas, un componente de eje d y un componente de eje q de la carga de corriente I_o puede obtenerse. La figura 1 ilustra un caso en el que las corrientes de carga se detectan en dos fases como se describe anteriormente.

25 El convertidor dq 711 realiza la conversión de tres fases/dos fases en la corriente de compensación detectada I_c , obteniendo de este modo una identificación de corriente de eje d y una corriente de eje q i_q . En esta ocasión, la corriente de compensación I_c también tiene tres fases y, por lo tanto, cuando se detectan dos fases de las mismas, se pueden obtener la corriente del eje d i_d y la corriente del eje q i_q . La figura 1 ilustra un caso en el que se detectan corrientes para dos fases como se describió anteriormente.

Los filtros de paso alto 704 y 705 eliminan componentes de CC del componente de eje d y del componente de eje q, respectivamente, de la corriente de carga I_o .

30 Los componentes de la corriente de carga I_o , que se sincronizan con la fase de la fuente de alimentación de CA 1, aparecen como los componentes de CC en el componente de eje d y el componente de eje q. En otras palabras, si la corriente de carga I_o no tiene componentes armónicos, el componente del eje d y el componente del eje q son CC. Los filtros de paso alto 704 y 705 emiten solo componentes armónicos del componente del eje d y el componente del eje q de la corriente de carga I_o .

35 La corriente de eje d i_d y la corriente de eje q i_q de la corriente de compensación I_c absorbe los componentes armónicos de la corriente de carga I_o cuando coinciden los componentes armónicos de la corriente de carga I_o sin desplazamiento de fase, de modo que no se generan componentes armónicos en la corriente de alimentación I_s . Por lo tanto, si se ignora una modificación del eje d descrita a continuación, se puede decir que los filtros de paso alto 704 y 705 emiten los valores de comando de la corriente del eje d i_d y la corriente del eje q i_q de la corriente de compensación I_c .

40 Un valor de comando i_q^* de la corriente de eje q i_q se puede obtener desde el filtro de paso alto 705. Para el valor de comando i_q^* de la corriente del eje q i_q , alternativamente, la configuración se realiza de manera que un componente de CC de la corriente del eje q i_q también se compense sin el uso del filtro de paso alto 705, lo que mejora un factor de potencia de desplazamiento.

45 Mientras tanto, para un valor de comando i_d^* de la corriente del eje d i_d , la salida del filtro de paso alto 704 se modifica para adaptarse a las variaciones en la tensión de CC V_{cc} . Específicamente, se realiza una modificación como se describe a continuación.

50 El sustractor 707 obtiene una desviación entre la tensión de CC V_{cc} soportada por el condensador 62 y un valor de comando V_{cc}^* del mismo. El controlador proporcional integral 708 realiza un control proporcional integral en la desviación obtenida del sustractor 707 para obtener un valor modificado. El sumador 709 agrega el valor modificado y la salida del filtro de paso alto 704. Como resultado, el valor del comando de corriente del eje d* que se ve poco afectado por las variaciones en la tensión de CC V_{cc} se obtiene del sumador 709.

Los sustractores 712 y 713 emiten desviaciones Δi_d y Δi_q , respectivamente. La desviación Δi_d se obtiene restando la corriente del eje d i_d del valor del comando i_d^* . La desviación Δi_q se obtiene restando la corriente del eje q i_q del valor de comando i_q^* .

Los controladores proporcionales integrales 714 y 715 realizan respectivamente un control integral proporcional sobre las desviaciones Δid y Δiq , emitiendo de este modo valores ido e iqo que son resultados de la operación integral proporcional.

5 El controlador repetitivo 716, en cooperación con el sumador 718, totaliza el valor ido para cada ciclo del valor de comando id^* para emitir un valor de orden de tensión Vid . El controlador repetitivo 717, en cooperación con el sumador 719, totaliza el valor iqo para cada ciclo del valor de comando iq^* para emitir un valor de comando de tensión Viq . En otras palabras, el controlador repetitivo 716 y el sumador 718 pueden considerarse colectivamente como una unidad de totalización, y el controlador repetitivo 717 y el sumador 719 pueden considerarse colectivamente como una unidad de totalización.

10 Por ejemplo, la fuente de alimentación de CA 1 suministra una tensión trifásica en este documento, y en consecuencia, en un estado estacionario, los valores de comando id^* e iq^* tienen un ciclo de 1/6 veces el ciclo de la tensión trifásica y se sincronizan con la tensión trifásica.

15 Un circuito de generación de señal de accionamiento 8 genera una señal de accionamiento G para accionar el filtro activo paralelo 6 basado en los valores de comando de tensión Vid y Viq . La configuración del circuito de generación de señales del variador 8 que funciona como se describe anteriormente es bien conocida, y por lo tanto no se describe aquí.

20 Los valores de comando de tensión Vid y Viq controlan indirectamente el filtro activo paralelo 6. Por lo tanto, la configuración que incluye la carga 2, el reactor de interconexión 4, el filtro activo paralelo 6 y el circuito de generación de señales del variador 8 se considera un sistema a controlar, y se puede decir que el dispositivo de control de filtro activo 7 es un dispositivo de control que controla el sistema a controlar.

En este documento, la cantidad observable obtenida del sistema a controlador puede considerarse que es la corriente de compensación Ic (en particular, la corriente del eje d id y la corriente del eje q del mismo), los valores objetivo de la cantidad observable pueden considerarse como los valores de comando id^* e iq^* , y las entradas de control pueden considerarse los valores de comando de tensión Vid y Viq .

25 Un filtro de paso bajo 9 está deseablemente dispuesto entre, por ejemplo, el reactor de interconexión 4 y el transformador 701 desde el punto de vista de la eliminación de ondulaciones de la corriente de compensación Ic . Aunque solo se ilustra una parte de fase en el filtro de paso bajo 9 de este documento, en realidad se proporcionan tres partes de fase.

30 En la ilustración de la presente realización, la carga 2 es un acondicionador de aire que incluye un inversor 23 y un compresor 24 que está controlado por el inversor 23 para comprimir un refrigerante (no mostrado). La carga 2 incluye además un convertidor 21 para suministrar corriente continua al inversor 23 y un filtro de paso bajo 22 interpuesto en paralelo entre el convertidor 21 y el inversor 23.

35 Con la configuración mencionada anteriormente, si las variaciones en el valor de comando se convierten en abruptas cíclicamente, la entrada de control y, eventualmente, la cantidad observable siguen el cambio el cambio cíclicamente abrupto con alta capacidad de respuesta. Una descripción más detallada se da a continuación.

40 La figura 2 es un diagrama de bloques que muestra las configuraciones del controlador integral proporcional 714 y el controlador repetitivo 716 junto con las relaciones de conexión con el sumador 718 y el sustractor 712. El controlador proporcional integral 714 procesa la desviación Δid y, por lo tanto, también se denomina unidad de procesamiento de desviación a continuación. La unidad de procesamiento de desviación 714 incluye una unidad de cálculo proporcional 714p, una unidad de cálculo integral 714i y un sumador 714s.

La unidad de cálculo proporcional 714p emite un resultado idp obtenido multiplicando la desviación Δid entre el valor de comando id^* y la corriente del eje d id por una ganancia Kpd .

La unidad de cálculo integral 714i genera un valor idi obtenido multiplicando una integral de la desviación Δid por una ganancia Kid .

45 El sumador 714s añade al menos una salida de la unidad de cálculo proporcional 714p y una salida de la unidad de cálculo integral 714i para emitir un valor ido .

El controlador repetitivo 716 acumula repetidamente el valor ido para cada ciclo del valor comando id^* para emitir un valor $idrl$ obtenido multiplicando el resultado de la acumulación por una ganancia Krd .

50 El sumador 718 añade el valor $idrl$ emitido desde el controlador repetitivo 716 y el valor ido emitido desde el sumador 714s para emitir un valor de comando de tensión Vid .

La figura 3 es un diagrama de bloques que muestra las configuraciones del controlador integral proporcional 715 y el controlador repetitivo 717 junto con las relaciones de conexión con el sumador 719 y el sustractor 713. El controlador proporcional integral 715 procesa la desviación Δiq y, por lo tanto, también se denomina unidad de procesamiento

de desviación a continuación. La unidad de procesamiento de desviación 715 incluye una unidad de cálculo proporcional 715p, una unidad de cálculo integral 715i y un sumador 715s.

La unidad de cálculo proporcional 715p emite un resultado i_{qp} obtenido multiplicando la desviación Δi_q entre el valor de comando i_q^* y la corriente del eje q i_q por una ganancia K_{pq} .

- 5 La unidad de cálculo integral 715i emite un valor i_{qi} obtenido multiplicando la integral de la desviación Δi_q por una ganancia K_{iq} .

El sumador 715s añade al menos una salida de la unidad de cálculo proporcional 715p y una salida de la unidad de cálculo integral 715i para emitir un valor i_q .

- 10 El controlador repetitivo 717 acumula repetidamente el valor i_{qo} para cada ciclo del valor comando i_q^* y emite un valor i_{drl} obtenido multiplicando el resultado de la acumulación por una ganancia K_{rq} .

El sumador 719 añade el valor i_{qrl} emitido desde el controlador repetitivo 717 y el valor i_{qo} emitido desde el sumador 715s para emitir un valor de comando de tensión V_{iq} .

Las unidades de procesamiento de desviación 714 y 715 operan de acuerdo con un control predeterminado de temporización más corto que el ciclo de potencia.

- 15 En la presente realización, no solo el valor i_{di} se obtiene mediante la integración de la desviación Δi_d de acuerdo con la temporización de control, sino también el valor está integrado además por el controlador repetitivo 716 para cada ciclo del valor de comando i_d^* . Además, no solo el valor i_{qi} se obtiene al integrar la desviación Δi_q de acuerdo con la temporización de control, sino que también el valor está integrado por el controlador repetitivo 717 para cada ciclo del valor de comando i_q^* . En consecuencia, si las fluctuaciones en los valores de comando i_d^* e i_q^* se vuelven cíclicamente bruscas, los valores de comando de tensión V_{id} y V_{iq} y eventualmente la corriente de compensación I_c siguen el cambio cíclicamente abrupto con alta capacidad de respuesta. Esto contribuye a una reducción en los componentes armónicos de la corriente de alimentación I_s .

- 25 Tal efecto se describe ahora mediante la comparación con otra tecnología. La figura 4 es un diagrama de bloques que muestra un ejemplo de la otra tecnología (en adelante, denominada "tecnología comparativa"). La configuración en la tecnología comparativa difiere de la configuración mostrada en la figura 1 solo porque las entradas a los controladores repetitivos 716 y 717 no son los valores i_{do} e i_{qo} de los controladores integrales proporcionales 714 y 715, sino que se cambian a las desviaciones Δi_d y Δi_q , respectivamente.

- 30 En otras palabras, las salidas de las unidades de procesamiento de desviación 714 y 715 se suman para generar los valores de comando de tensión V_{id} y V_{iq} en la tecnología de acuerdo con la presente realización, mientras que en la tecnología comparativa, las desviaciones Δi_d y Δi_q se totalizan para las salidas de las unidades de procesamiento de desviación 714 y 715 para generar los valores de comando de tensión V_{id} y V_{iq} . Para aclarar esta diferencia, se adoptan diferentes símbolos, de tal manera que los valores de salida de los controladores repetitivos 716 y 717 son los valores i_{drl} e i_{qrl} en la figura 1 y son los valores i_{dr2} e i_{qr2} en la figura 4.

- 35 La figura 5 es un gráfico que muestra las formas de onda de diversas cantidades en la tecnología de acuerdo con la presente realización. La figura 6 es un gráfico que muestra las formas de onda de diversas cantidades en la tecnología comparativa. En ambas figuras, la primera etapa, la segunda etapa y la tercera etapa desde la parte superior representan la corriente de alimentación I_s , la corriente del eje d i_d y el valor de comando i_d^* de la misma, y la corriente del eje q i_q y el valor de comando i_q^* de la misma, respectivamente. Se utiliza un tiempo en el eje horizontal.

- 40 Como se puede ver en la figura 5, en la tecnología de acuerdo con la presente realización, la corriente del eje d i_d sigue bien el valor de comando i_d^* del mismo, y la corriente del eje q i_q sigue bien el valor del comando i_q^* del mismo. En particular, aunque el valor de comando i_q^* de la corriente del eje q i_q muestra un cambio cíclicamente abrupto, sus formas de onda casi se superponen entre sí.

- 45 En contraste, como se puede ver en la figura 6, en la tecnología comparativa, la forma de onda de la corriente del eje d i_d casi se superpone a la forma de onda del valor del comando i_d^* de la misma, pero la resonancia de la corriente del eje q i_q es grande en el momento en que el valor de comando i_q^* de la misma muestra un cambio cíclicamente abrupto.

- 50 Los componentes armónicos de la corriente de alimentación I_s se reducen más en la adopción de la tecnología de acuerdo con la presente realización que en la adopción de la tecnología comparativa, lo que resulta a partir del comportamiento de la corriente del eje q i_q como se describe anteriormente.

En la tecnología de acuerdo con la presente realización, como se describió anteriormente, este efecto resulta de un hecho de que los valores i_{di} y i_{qi} obtenidos integrando las desviaciones Δi_d y Δi_q en el tiempo de control están integrados adicionalmente mediante los controladores repetitivos 716 y 717 para cada ciclo de los valores de comando i_d^* e i_q^* .

En una situación inestable, como en el inicio, sin embargo, esto puede dar lugar a un fenómeno en el que aumenta la resonancia de manera inversa.

5 Las figuras 7 y 8 son gráficos que muestran varias cantidades inmediatamente después del inicio del sistema a controlar cuando se adopta la tecnología de acuerdo con la presente realización. Un tiempo que comienza desde el inicio se utiliza en el eje horizontal.

10 La primera etapa, la segunda etapa, y la tercera etapa desde la parte superior de la figura 7 representan la corriente de alimentación I_s y la corriente de compensación I_c , la corriente del eje d i_d y su valor de comando i_d^* , y la corriente del eje q i_q y su valor de comando i_q^* , respectivamente. La primera etapa y la segunda etapa desde la parte superior de la figura 8 representan el valor i_d emitido desde la unidad de cálculo integral 714i y el valor i_{drl} emitido desde el controlador repetitivo 716, respectivamente.

15 La propiedad de la corriente del eje d para seguir el valor de comando i_d^* es mucho más pobre inmediatamente después del inicio que en el estado estacionario. Esto también se refleja en las formas de onda de los valores i_{di} y i_{drl} . En particular, después de un lapso de aproximadamente 0,02 segundos desde el inicio, la corriente del eje d i_d tiene una fase opuesta a la del valor de comando i_d^* . Además, la corriente del eje d i_d tiene la misma fase que la del valor de comando i_d^* después de un lapso de aproximadamente 0,07 segundos desde el inicio, pero una discrepancia entre las mismas es grande hasta que transcurren aproximadamente 0,15 segundos desde el inicio. Por lo tanto, los componentes armónicos altos en la forma de onda de la corriente de alimentación I_s son grandes hasta que se alcanza el estado estable.

20 Aunque la corriente del eje q i_q inmediatamente después del inicio tiene la misma fase que la del valor de comando i_q^* , la discrepancia entre el valor de comando i_q^* y sí misma es mayor que en el estado estacionario (particularmente en el momento en que el valor del comando i_q^* cambia bruscamente).

El fenómeno inmediatamente después del inicio resultante de las operaciones de las unidades de cálculo integral 714i y 715i se puede confirmar mediante el establecimiento de las ganancias K_{id} y K_{iq} a cero.

25 Las figuras 9 y 10 son gráficos que muestran varias cantidades inmediatamente después del inicio del sistema a controlar cuando se adopta la tecnología de acuerdo con la presente realización y las ganancias K_{id} y K_{iq} se establecen en cero. Un tiempo que comienza desde el inicio se utiliza en el eje horizontal.

Como en las figuras 7 y 8, las figuras 9 y 10 muestran la corriente de alimentación I_s , la corriente de compensación I_c , la corriente del eje d i_d y su valor del comando i_d^* , la corriente del eje q i_q y el valor de comando i_q^* , el valor i_{di} y el valor i_{drl} .

30 La ganancia K_{id} se establece en cero y, por lo tanto, el valor i_{di} es cero. Al establecer el valor i_{di} en cero como se describe anteriormente, se produce una pequeña discrepancia entre la corriente del eje d i_d y el valor de comando i_d^* . De manera similar, también se reduce una discrepancia entre la corriente del eje q i_q y el valor de comando i_q^* .

35 Por lo tanto, las ganancias K_{id} y K_{iq} se ajustan deseablemente a cero durante un período requerido para un cambio hacia el estado estable desde inmediatamente después del inicio, en este documento, para 0,15 segundos. Es decir, después del inicio del sistema a controlar, cuando las unidades de cálculo integrales 714i y 715i operan después de un lapso de tiempo predeterminado, las resonancias de la corriente del eje d i_d y la corriente del eje q i_q se reducen inmediatamente después del inicio, contribuyendo eventualmente a la supresión de los componentes armónicos de la corriente de alimentación I_s .

40 Las figuras 11 y 12 son gráficos que muestran varias cantidades inmediatamente después del inicio del sistema a controlar cuando se adopta la tecnología de acuerdo con la presente realización y las ganancias K_{id} y K_{iq} se establecen en cero solo durante un período hasta que pasan 0,15 segundos desde el inicio. Un tiempo que comienza desde el inicio se utiliza en el eje horizontal.

45 Como en las figuras 7, 8, 9, y 10, las figuras 11 y 12 muestran la corriente de alimentación I_s , la corriente de compensación I_c , la corriente del eje d i_d y su valor del comando i_d^* , la corriente del eje q i_q y el valor de comando i_q^* , el valor i_{di} y el valor i_{drl} .

Las formas de onda que se muestran en las figuras 11 y 12 coinciden con las formas de onda mostradas en las figuras 9 y 10 durante un período hasta que transcurren 0,15 segundos desde el inicio y, después de un lapso de 0,15 segundos desde el inicio, coinciden aproximadamente con las formas de onda que se muestran en las figuras 7 y 8.

50 Teniendo en cuenta que una operación de integración no se puede realizar inmediatamente después del inicio durante un período predeterminado, la tecnología de acuerdo con la presente realización es aparentemente inferior a la tecnología comparativa, pero no lo es. Esto se debe a que, como se describe a continuación, la operación deseada en el estado estable no debe realizarse inmediatamente después del inicio durante un período predeterminado también en la tecnología comparativa.

- Las figuras 13 y 14 son gráficos que muestran diversas cantidades inmediatamente después del inicio del sistema a controlar en la tecnología comparativa (ver la figura 4). Las figuras 15 y 16 son gráficos que muestran varias cantidades inmediatamente después del inicio del sistema a controlar cuando las ganancias K_{id} y K_{iq} se establecen en cero solo durante un período hasta que transcurren 0,15 segundos desde el inicio en la tecnología comparativa.
- 5 En todas las figuras, se usa un tiempo inicial desde el inicio en el eje horizontal.
- Como en las figuras 7 a 12, las figuras 13 a 16 muestran la corriente de alimentación I_s , la corriente de compensación I_c , la corriente del eje d i_d y su valor del comando i_d^* , la corriente del eje q i_q y el valor de comando i_q^* , el valor i_{di} y el valor i_{dr2} .
- 10 Con la comparación entre las figuras 13 y 14 y las figuras 15 y 16, una discrepancia entre la corriente del eje d i_d y el valor de comando i_d^* y una discrepancia entre la corriente del eje q i_q y el valor de comando i_q^* difieren poco, pero difieren notablemente inmediatamente después del inicio. En otras palabras, las discrepancias dependen poco de las ganancias K_{id} y K_{iq} . Esto es una consecuencia natural porque, a diferencia de la tecnología de acuerdo con la presente realización, en la tecnología comparativa, los valores i_{di} e i_{dq} emitidos desde las unidades de cálculo integrales 714i y 715i no se acumulan mediante los controladores repetitivos 716 y 717.
- 15 En el ejemplo comparativo, por lo tanto, para reducir una discrepancia entre la corriente del eje d i_d y el valor de comando i_d^* y una discrepancia entre la corriente del eje q i_q y el valor de comando i_q^* y eventualmente suprimir los componentes armónicos de la corriente de alimentación I_s , es deseable detener las operaciones de los controladores repetitivos 716 y 717 (específicamente, establecer las ganancias K_{rd} y K_{rq} en cero) durante un período predeterminado desde el inicio.
- 20 Las figuras 17 y 18 son gráficos que muestran varias cantidades inmediatamente después del inicio del sistema a controlar cuando se adopta la tecnología comparativa y las ganancias K_{rd} y K_{rq} se establecen en cero solo durante un período hasta que transcurren 0,15 segundos desde el inicio. Un tiempo que comienza desde el inicio se utiliza en el eje horizontal.
- 25 Con referencia a las figuras 17 y 18, el i_{dr2} es cero porque las ganancias K_{rd} y K_{rq} se establecen en cero durante un período hasta que transcurren 0,15 segundos desde el inicio.
- Con referencia a las figuras 17 y 18, el período en el que la corriente del eje d i_d tiene una fase opuesta a la del valor de comando i_d^* continúa hasta que transcurre un lapso de 0,07 segundos desde el inicio, pero a partir de entonces disminuye la discrepancia entre las mismas. La discrepancia entre la corriente del eje q i_q y el valor de comando i_q^* también disminuye.
- 30 Como se describió anteriormente, la operación deseada en el estado estacionario no debe realizarse inmediatamente después del arranque, incluso en la tecnología comparativa. La tecnología de acuerdo con la presente realización, por lo tanto, no es inferior a la de la tecnología comparativa.
- Con referencia de nuevo a las figuras 2 y 3, las unidades de procesamiento de desviación 714 y 715 se describen adicionalmente.
- 35 Como se describió anteriormente, los controladores repetitivos 716 y 717, en cooperación con los sumadores 718 y 719, totalizan los valores i_{do} e i_{dq} para cada ciclo de los valores de comando i_d^* e i_q^* para emitir los valores de comando de tensión V_{id} y V_{iq} , respectivamente. Específicamente, el sumador 718 añade el valor i_{drl} emitido desde el controlador repetitivo 716 y el valor i_{do} emitido desde el sumador 714s para emitir el valor de comando de tensión V_{id} . El sumador 719 agrega el valor i_{qrl} emitido desde el controlador repetitivo 717 y el valor i_{dq} emitido desde el sumador 715s para generar el valor de comando de tensión V_{iq} .
- 40 Sin embargo, los valores i_{do} e i_{drl} que se deben agregar al sumador 718 pueden corresponder a diferentes fases del ciclo. Los valores i_{dq} e i_{qrl} que se agregarán al sumador 719 pueden corresponder a diferentes fases del ciclo. Dicho enfoque contribuye a una reducción de los componentes armónicos de la corriente de alimentación cuando, por ejemplo, la frecuencia en el tiempo de control para controlar las operaciones de las unidades de procesamiento de desviación 714 y 715 no es un múltiplo integral de la frecuencia de la potencia. La realización de la acumulación y el control repetitivo de valores que tienen diferentes fases por sí mismos se hacen públicos, por ejemplo, en el Documento de Patente 2.
- 45 En la presente realización, específicamente, una primera fase y una segunda fase diferentes entre sí se establecen en el ciclo. El sumador 718 agrega un valor i_{drl} en la primera fase y un valor i_{do} en la segunda fase para emitir un valor de comando de tensión V_{id} . El sumador 719 agrega un valor i_{dq1} en la primera fase y un valor i_{dq} en la segunda fase para emitir un valor de comando de tensión V_{iq} .
- 50 Si las variaciones en los valores de comando i_d^* e i_q^* se vuelven cíclicamente bruscas, la primera fase y la segunda fase se pueden seleccionar de manera que los valores de comando de tensión V_{id} y V_{iq} y eventualmente la corriente del eje d i_d y la corriente del eje q i_q de la corriente de compensación I_c siguen este cambio cíclicamente abrupto con alta capacidad de respuesta. La primera fase y la segunda fase se pueden configurar controlando los controladores repetitivos 716 y 717 utilizando una fase ωt detectada por el detector de fase 702.
- 55

5 La unidad de procesamiento de desviación 714 deseablemente incluye además una unidad de cálculo diferencial 714d. La unidad de cálculo diferencial 714d distingue una desviación Δid y emite un resultado idd obtenido al multiplicar un resultado de la diferenciación por una ganancia Kdd . Luego, el sumador 714s agrega y emite un valor idp desde la unidad de cálculo proporcional 714p, un valor idi emitido desde la unidad de cálculo integral 714i, y un valor idd emitido desde la unidad de cálculo diferencial 714d.

10 La unidad de procesamiento de desviación 715 deseablemente incluye además una unidad de cálculo diferencial 715d. La unidad de cálculo diferencial 715d diferencia una desviación Δiq y genera un resultado iqd obtenido multiplicando un resultado de la diferenciación por una ganancia Kdq . Luego, el sumador 715s agrega y emite un valor iqp desde la unidad de cálculo proporcional 715p, un valor iqi emitido desde la unidad de cálculo integral 715i, y un valor iqd emitido desde la unidad de cálculo diferencial 715d.

Tal configuración mejora la estabilidad en el sistema a controlar por la razón conocida.

El controlador repetitivo 716 incluye, por ejemplo, una unidad de retraso 716b, un sumador 716s, y un multiplicador 716c.

15 La unidad de retraso 716b emite un valor de entrada con un retraso por el ciclo del valor comando id^* y se ilustra en la figura 2, donde se adopta una memoria. El sumador 716s obtiene la suma de una salida del sumador 714s y una salida de la unidad de retraso 716b y emite la suma a la unidad de retraso 716b. El multiplicador 716c multiplica una salida de la unidad de retraso 716b por una ganancia Krd para obtener una salida del controlador repetitivo 716.

El controlador repetitivo 717 incluye, por ejemplo, una unidad de retraso 717b, un sumador 717s, y un multiplicador 717c.

20 La unidad de retraso 717b emite un valor de entrada con un retraso por el ciclo del valor de comando iq^* y se ilustra en la figura 3, donde se adopta una memoria. El sumador 717s obtiene la suma de una salida del sumador 714s y una salida de la unidad de retraso 717b y emite la suma a la unidad de retraso 717b. El multiplicador 717c multiplica una salida de la unidad de retraso 717b por una ganancia Krq para obtener una salida del controlador repetitivo 717.

25 Los sumadores 716s y 717s deseablemente suman las salidas de las unidades de retraso 716b y 717b, en las que se ha realizado el procesamiento de transmisión de paso bajo y las salidas de los sumadores 714s y 715s. Esto se debe a que se evita la desestabilización en una banda de alta frecuencia, tal como la resonancia entre una impedancia de la fuente y el condensador del filtro de paso bajo 9, lo que mejora la estabilidad en el sistema a controlar.

30 Para tal procesamiento de transmisión de paso bajo, por ejemplo, los filtros de paso bajo 716a y 717a están dentro de los controladores repetitivos 716 y 717.

La descripción anterior es ilustrativa, y la presente invención no se limita a la descripción anterior. Los elementos se pueden combinar entre sí u omitirse siempre que la operación de la presente invención no se vea afectada. Por ejemplo, los filtros de paso bajo 717a y 716a pueden omitirse.

35 Teniendo en cuenta que el comportamiento de la corriente del eje q iq que se muestra en la figura 7 no está desordenado tanto como el comportamiento de la corriente del eje d id , la unidad de procesamiento de desviación 715 no tiene que establecer la ganancia Kiq en cero, mientras que la unidad de procesamiento de desviación 714 establece la ganancia Kid en cero durante un período predeterminado inmediatamente después del inicio.

40 Aunque la invención se ha mostrado y descrito en detalle, la descripción anterior es en todos los aspectos ilustrativa y no restrictiva. Por lo tanto, se entenderá que numerosas modificaciones y variaciones pueden concebirse sin apartarse del alcance de la invención.

REIVINDICACIONES

1. Un dispositivo de control (7) que emite a un sistema a controlar (2, 4, 6, 8) que opera en base a una entrada de control (Vid, Viq) y a partir de la cual se obtiene una cantidad observable (id, iq) que varía cíclicamente, estando dicha entrada de control basada en dicha cantidad observable, comprendiendo dicho dispositivo de control:
- 5 una unidad de procesamiento de desviación (714, 715) que realiza al menos un control integral proporcional en una desviación entre dicha cantidad observable (id, iq) y un valor de comando (id*, iq*) que es un valor objetivo de dicha cantidad observable y que varía cíclicamente; y
- caracterizado por*
- 10 una unidad de totalización (716, 717, 718, 719) que incluye un controlador repetitivo (716, 717) y un sumador (718, 719), totalizando la unidad de totalización una salida (ido, iqi) de dicha unidad de procesamiento de desviación (714, 715) para cada ciclo de dicho valor de comando para generar dicha entrada de control (Vid, Viq).
2. El dispositivo de control según la reivindicación 1, en el que
- dicha unidad de procesamiento de desviación (714, 715) incluye
- 15 una unidad de cálculo proporcional (714p, 715p) que emite un resultado (idp, iqp) obtenido al multiplicar la desviación entre dicho valor de comando (id*, iq*) y dicha cantidad observable (id, iq) por una primera ganancia (Kpd, Kpq),
- una unidad de cálculo integral (714i, 715i) que genera un valor (idi, iqi) obtenido al multiplicar una integral de dicha desviación por una segunda ganancia (Kid, Kiq), y
- 20 un primer sumador (714s, 715s) que agrega y emite al menos una salida de dicha unidad de cálculo proporcional y una salida de dicha unidad de cálculo integral, y
- en el que
- dicho controlador repetitivo (716, 717) acumula una salida de dicho primer sumador para cada ciclo de dicho valor de comando y emite un resultado (idrl, iqrl) obtenido al multiplicar un resultado de la acumulación por una tercera ganancia (Krd, Krq), y
- 25 dicho sumador (718, 719) incluido en dicha unidad de totalización agrega una salida de dicho primer sumador y una salida de dicho controlador repetitivo para emitir dicha entrada de control (Vid, Viq).
3. El dispositivo de control según la reivindicación 2, en el que dicha unidad de cálculo integral (714i, 715i) opera después de un lapso de tiempo predeterminado desde el inicio de dicho sistema a controlar (2, 4, 6, 8).
4. El dispositivo de control según la reivindicación 2 o 3, en el que
- 30 dicha unidad de procesamiento de desviación (714, 715) incluye además una unidad de cálculo diferencial (714d, 715d) que diferencia dicha desviación y genera un resultado (idd, iqd) obtenido al multiplicar un resultado de la diferenciación por una cuarta ganancia (Kdd, Kdq), y
- dicho primer sumador (714s, 715s) se agrega y emite una salida (idp, iqp) de dicha unidad de cálculo proporcional (714p, 715p), una salida (idi, iqi) de dicha unidad de cálculo integral (714i, 715i), y una salida de dicha unidad de
- 35 cálculo diferencial.
5. El dispositivo de control según la reivindicación 2 o 3, en el que dicho controlador repetitivo (716, 717) incluye
- una unidad de retraso (716b, 717b) que emite un valor de entrada con un retraso en dicho ciclo,
- un tercer sumador (716s, 717s) que agrega e ingresa a dicha unidad de retraso una salida de dicho primer sumador (714s, 715s) y una salida de dicha unidad de retraso, y
- 40 un multiplicador (716c, 717c) que realiza una multiplicación por dicha tercera ganancia (Krd, Krq) para obtener una salida de dicho controlador repetitivo.
6. El dispositivo de control según la reivindicación 5, en el que dicho tercer sumador (716s, 717s) realiza un procesamiento de transmisión de paso bajo en una salida de dicha unidad de retraso (716b, 717b) y luego agrega la salida y una salida de dicho primer sumador (714s, 715s).

7. El dispositivo de control según la reivindicación 2 o 3, en el que dicho sumador (718, 719) incluido en dicha unidad de totalización agrega una salida (idrl, iqrl) de dicho controlador repetitivo (716, 717) en una primera fase de dicho ciclo y una salida (ido, iqo) de dicho primer sumador (714s, 715s) en una segunda fase de dicho ciclo para generar dicha entrada de control (Vid, Viq), y
- 5 dicha primera fase y dicha segunda fase difieren entre sí.
8. El dispositivo de control según la reivindicación 4, en el que dicho controlador repetitivo (716, 717) incluye una unidad de retraso (716b, 717b) que emite un valor de entrada con un retraso en dicho ciclo, un tercer sumador (716s, 717s) que agrega e ingresa a dicha unidad de retraso una salida de dicho primer sumador (714s, 715s) y una salida de dicha unidad de retraso, y
- 10 un multiplicador (716c, 717c) que realiza una multiplicación por dicha tercera ganancia (Krd, Krq) para obtener una salida de dicho controlador repetitivo.
9. El dispositivo de control según la reivindicación 8, en el que dicho tercer sumador (716s, 717s) realiza un procesamiento de transmisión de paso bajo en una salida de dicha unidad de retraso (716b, 717b) y luego agrega la salida y una salida de dicho primer sumador (714s, 715s).
- 15 10. El dispositivo de control según la reivindicación 4, en el que dicho sumador (718, 719) incluido en dicha unidad de totalización agrega una salida (idrl, iqrl) de dicho controlador repetitivo (716, 717) en una primera fase de dicho ciclo y una salida (ido, iqo) de dicho primer sumador (714s, 715s) en una segunda fase de dicho ciclo para generar dicha entrada de control (Vid, Viq), y dicha primera fase y dicha segunda fase difieren entre sí.
- 20 11. El dispositivo de control según la reivindicación 5, en el que dicho sumador (718, 719) incluido en dicha unidad de totalización agrega una salida (idrl, iqrl) de dicho controlador repetitivo (716, 717) en una primera fase de dicho ciclo y una salida (ido, iqo) de dicho primer sumador (714s, 715s) en una segunda fase de dicho ciclo para generar dicha entrada de control (Vid, Viq), y dicha primera fase y dicha segunda fase difieren entre sí.
- 25 12. El dispositivo de control según la reivindicación 6, en el que dicho sumador (718, 719) incluido en dicha unidad de totalización agrega una salida (idrl, iqrl) de dicho controlador repetitivo (716, 717) en una primera fase de dicho ciclo y una salida (ido, iqo) de dicho primer sumador (714s, 715s) en una segunda fase de dicho ciclo para generar dicha entrada de control (Vid, Viq), y dicha primera fase y dicha segunda fase difieren entre sí.
- 30 13. El dispositivo de control según la reivindicación 9, en el que dicho sumador (718, 719) incluido en dicha unidad de totalización agrega una salida (idrl, iqrl) de dicho controlador repetitivo (716, 717) en una primera fase de dicho ciclo y una salida (ido, iqo) de dicho primer sumador (714s, 715s) en una segunda fase de dicho ciclo para generar dicha entrada de control (Vid, Viq), y dicha primera fase y dicha segunda fase difieren entre sí.

FIG. 1

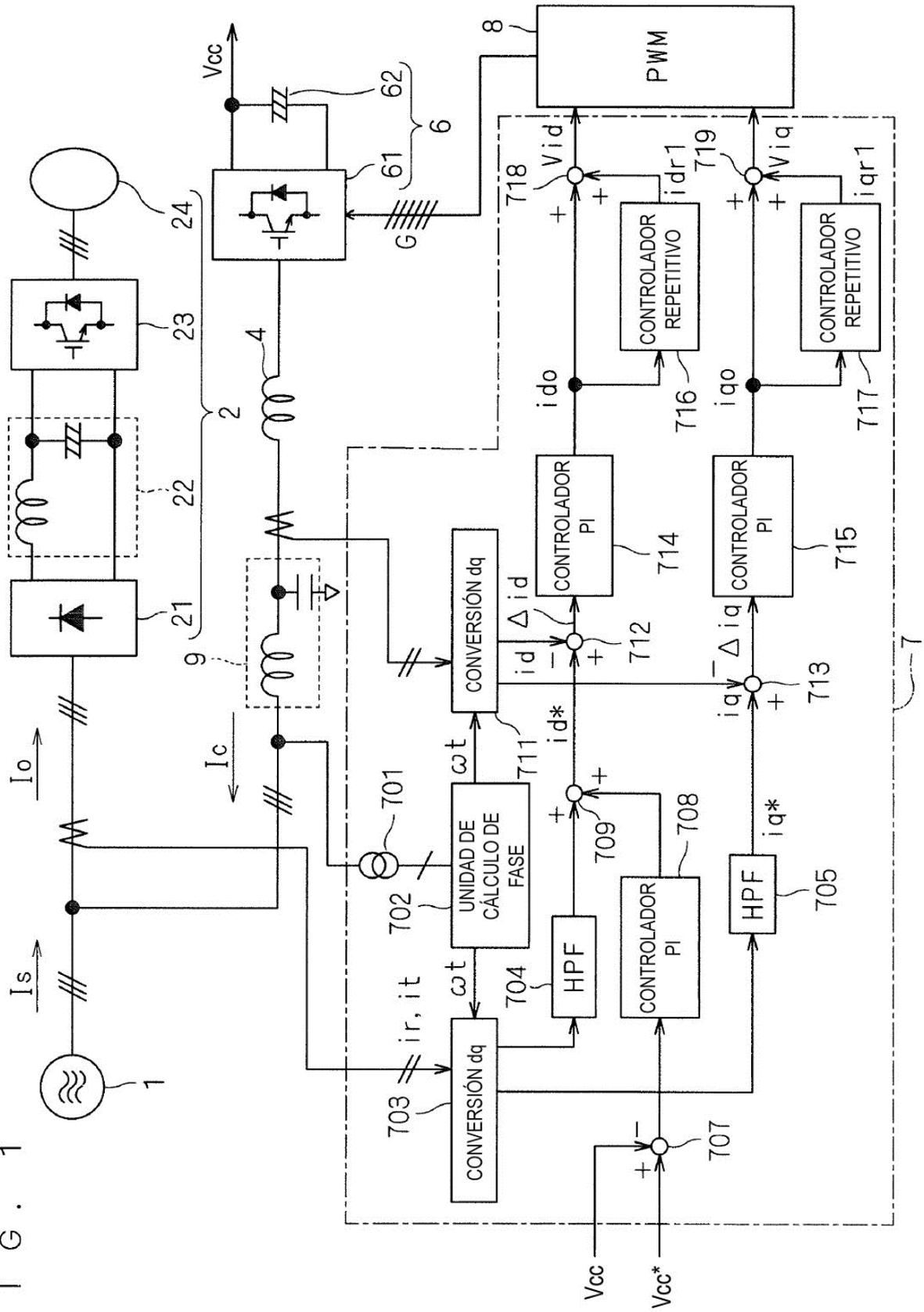


FIG. 2

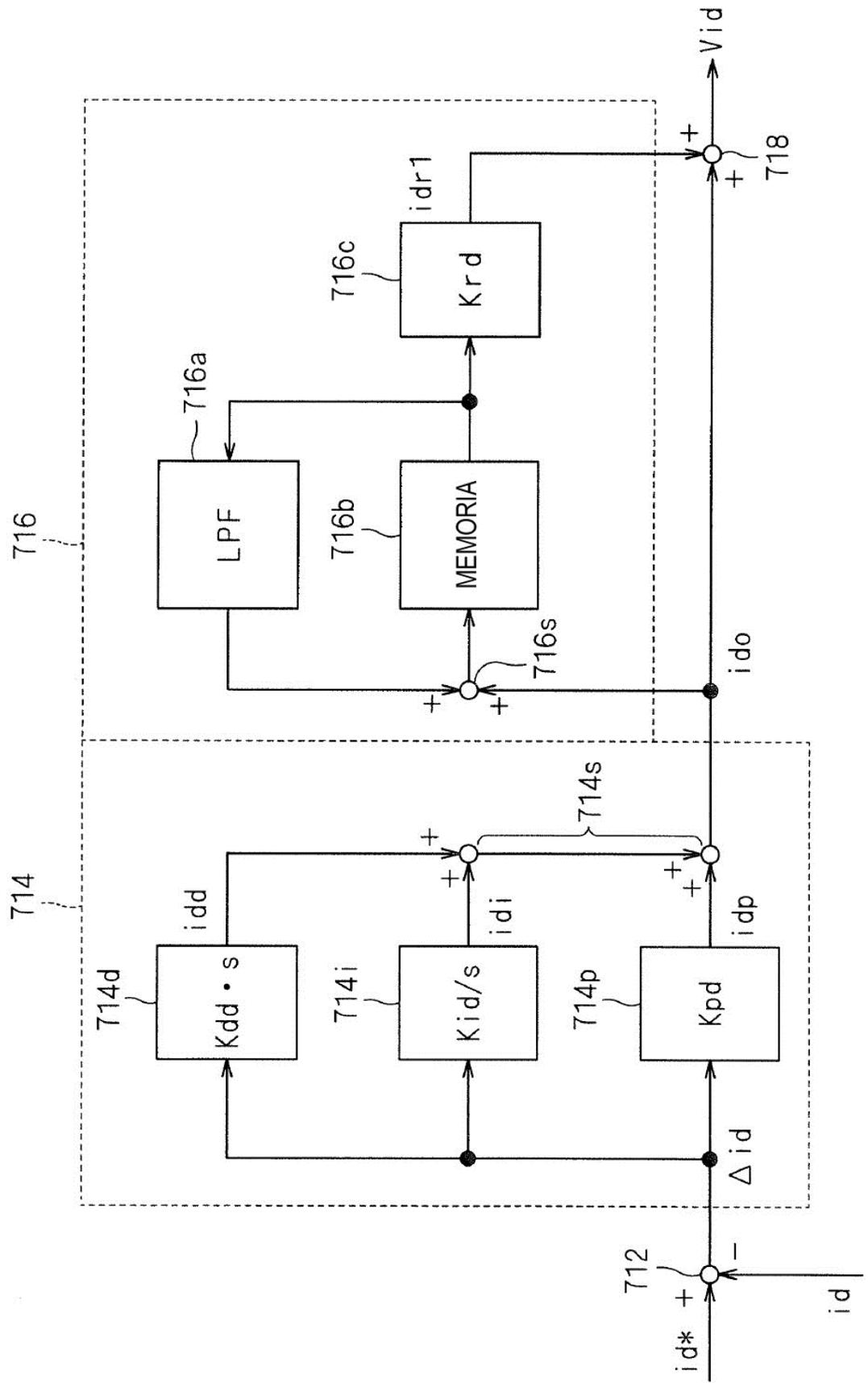
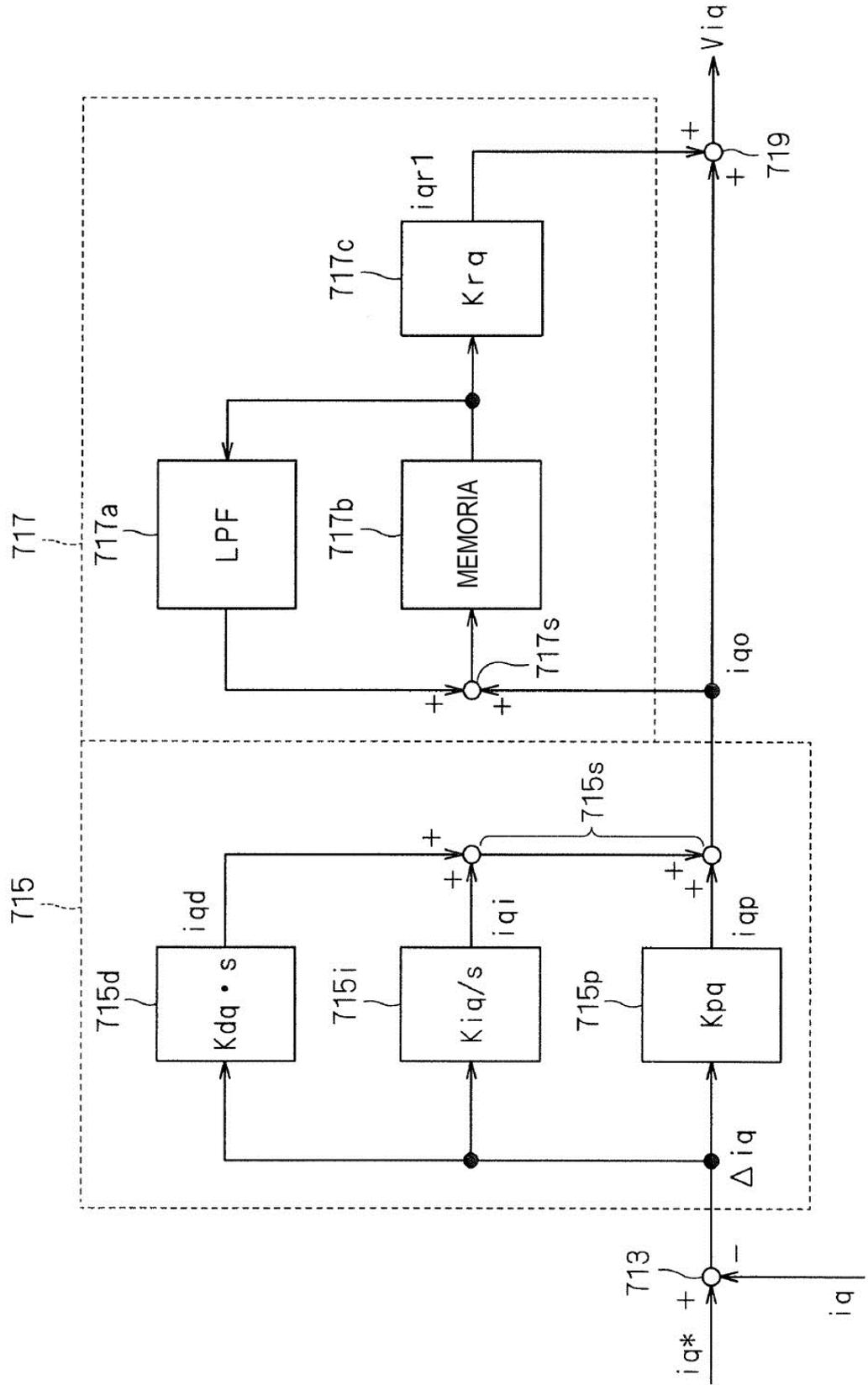
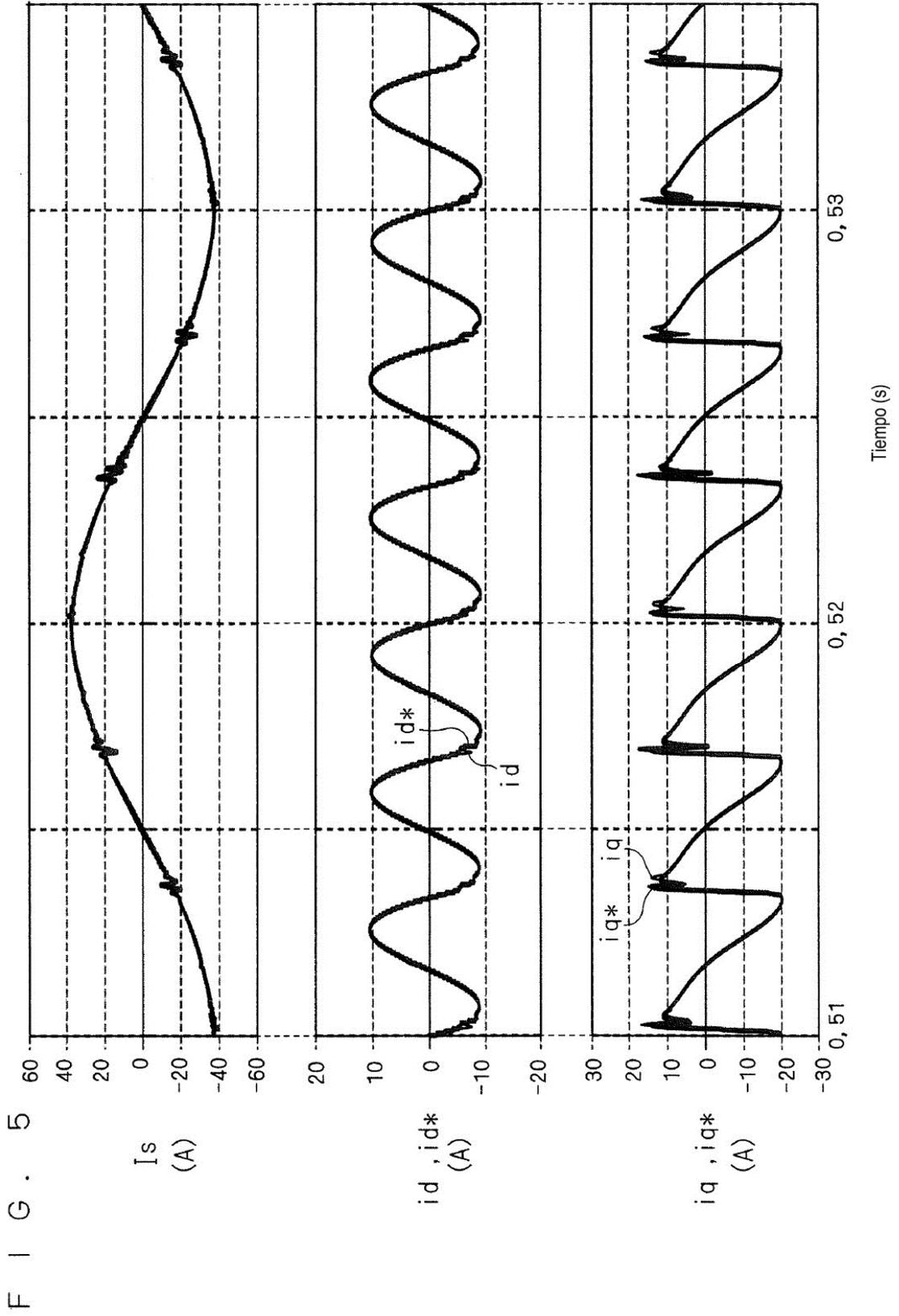
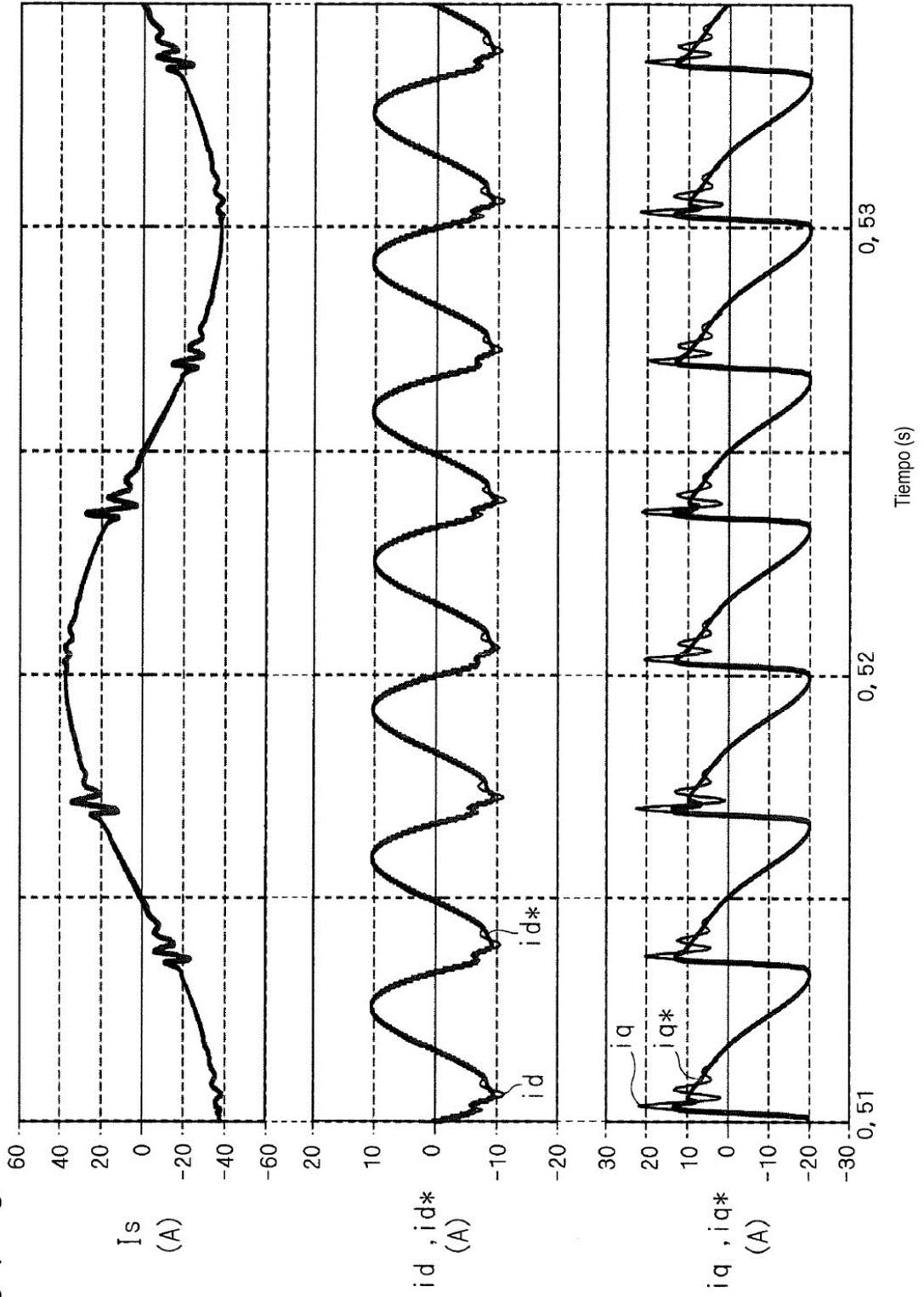


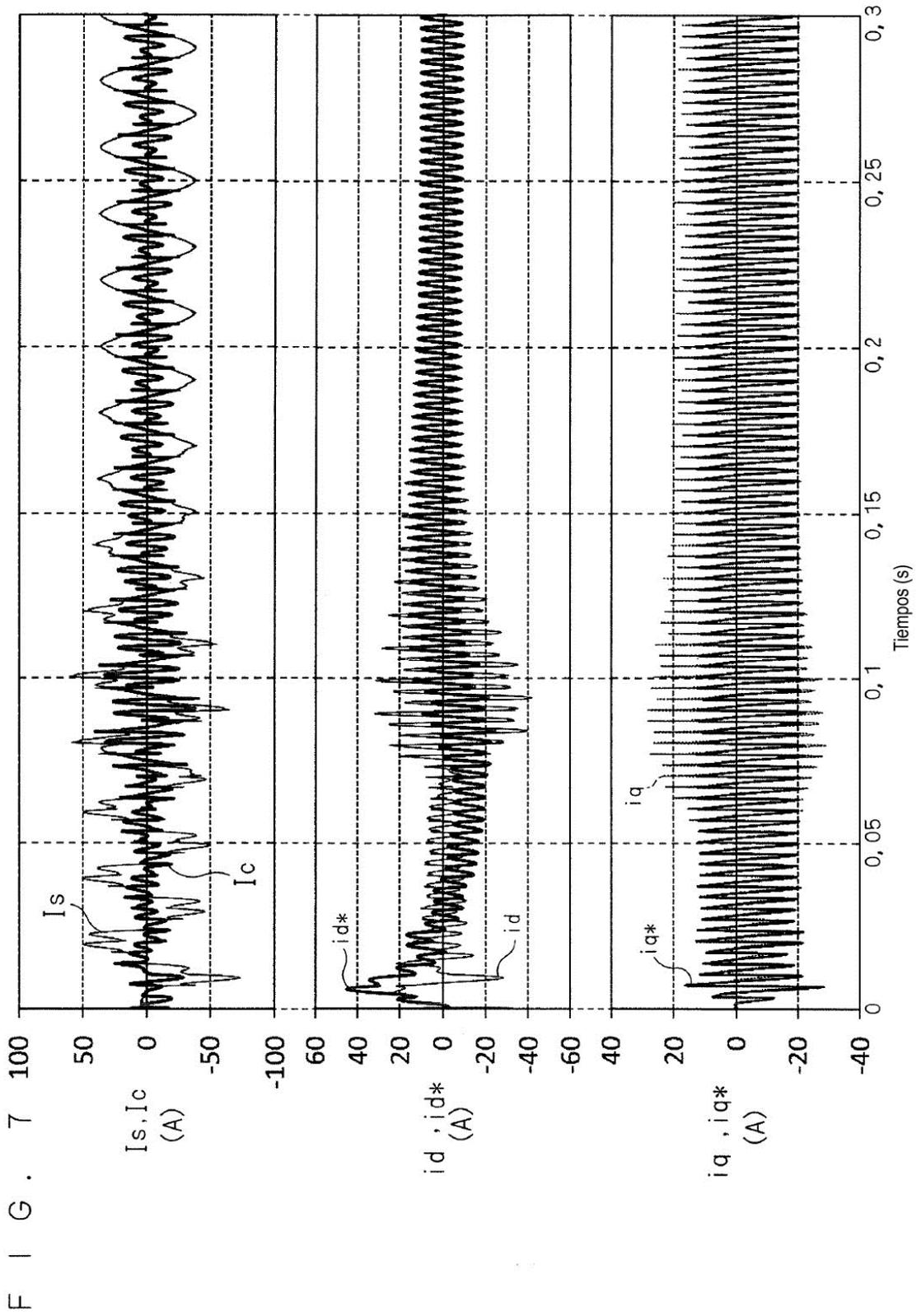
FIG. 3



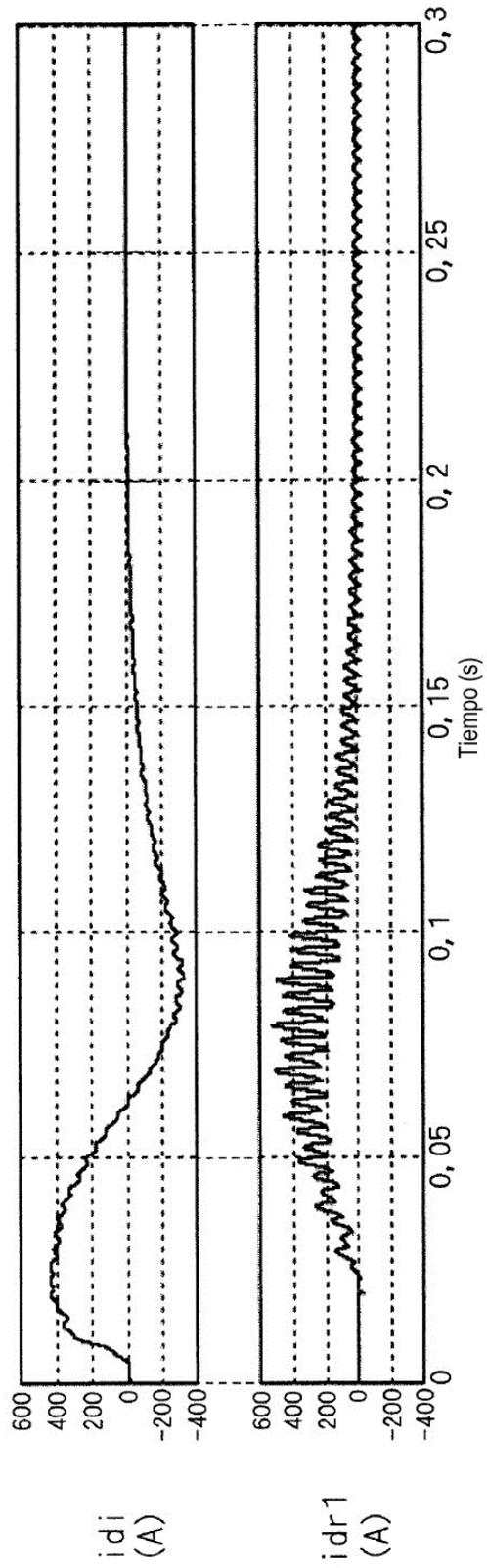


F I G . 6





F I G . 8



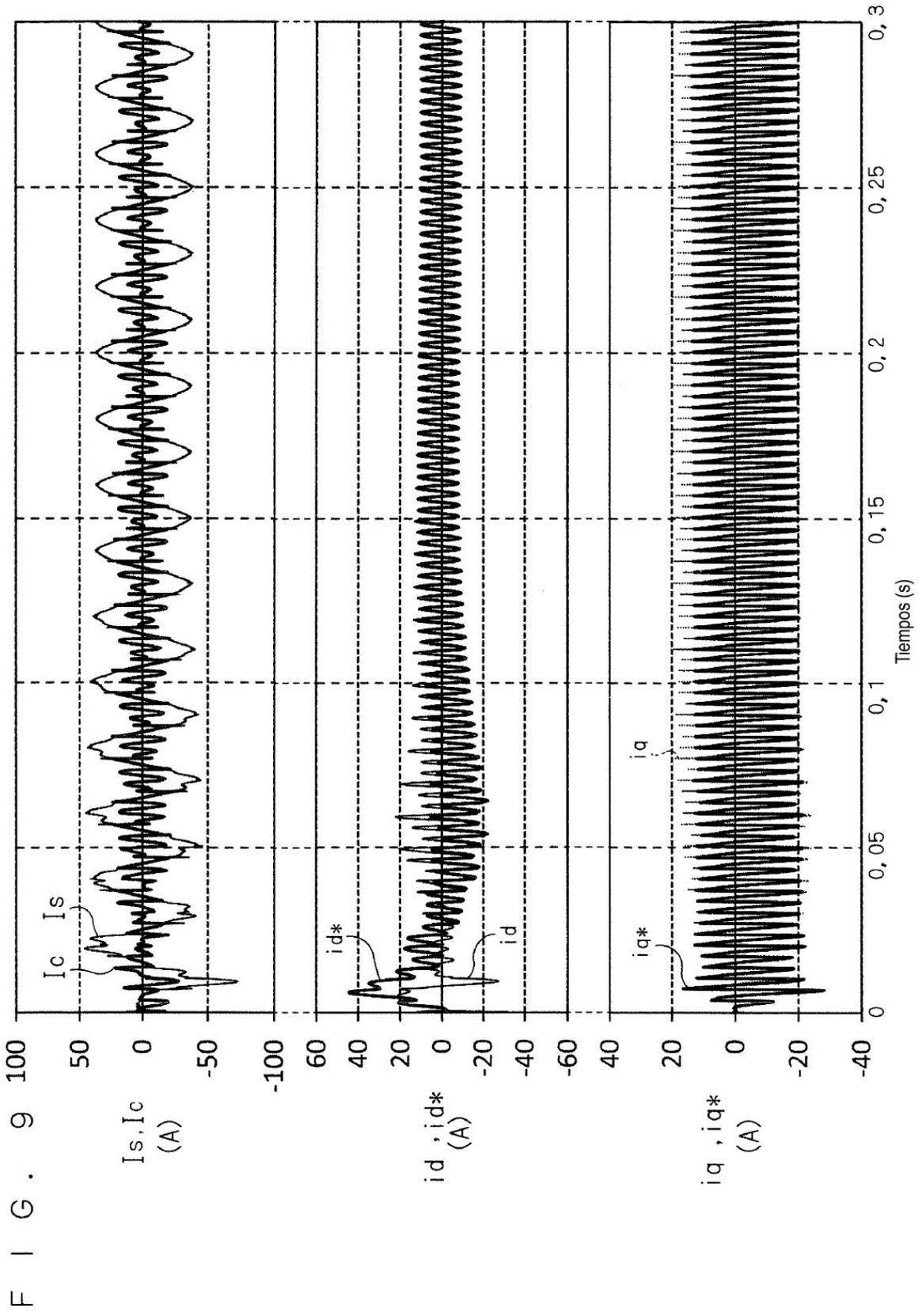
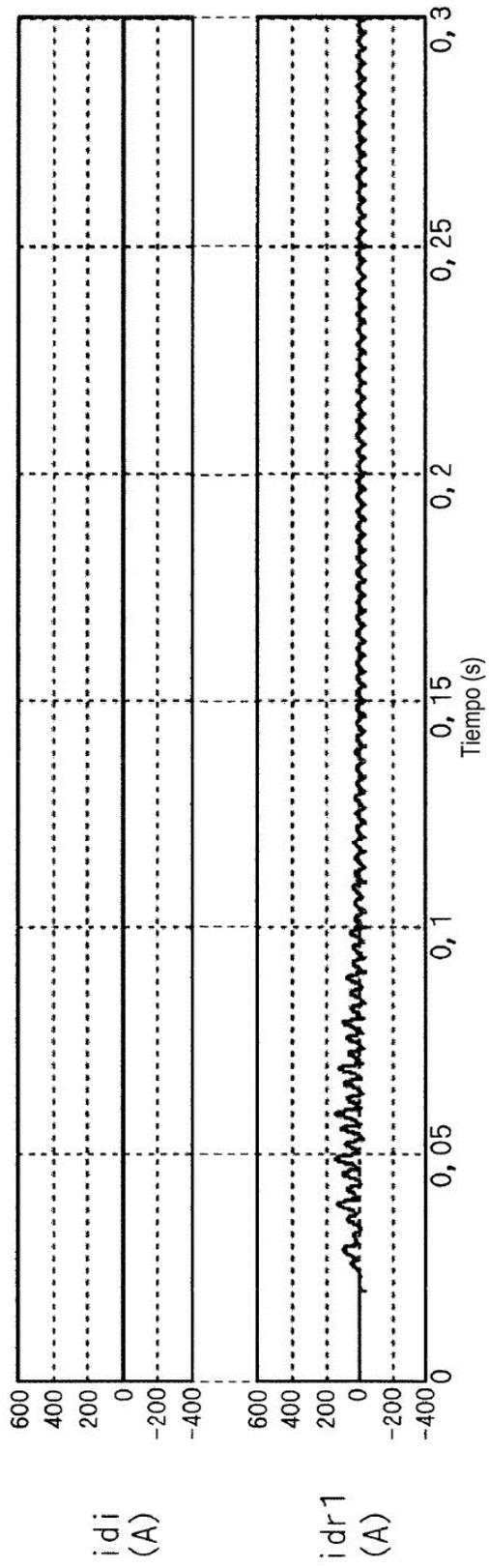


FIG. 10



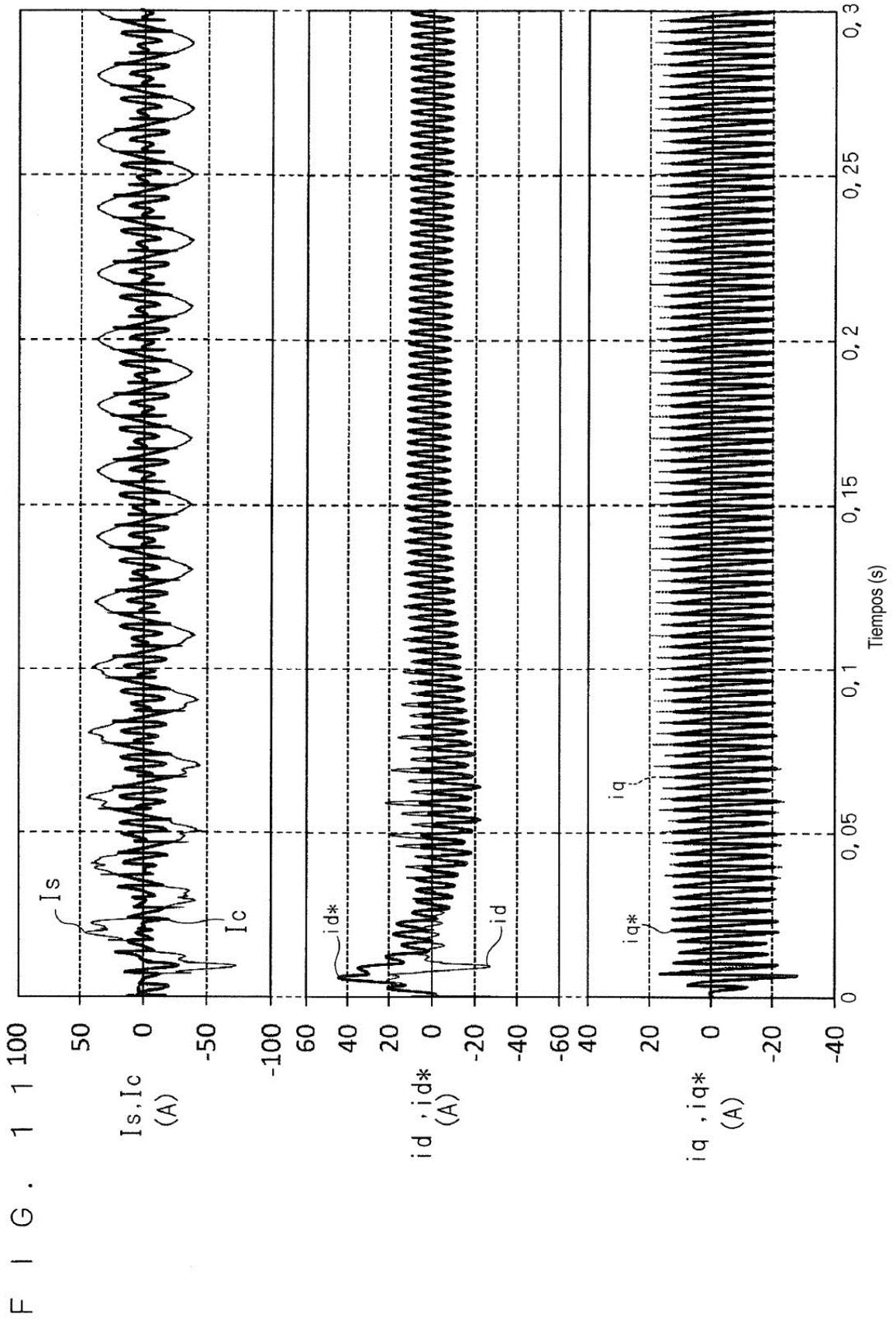
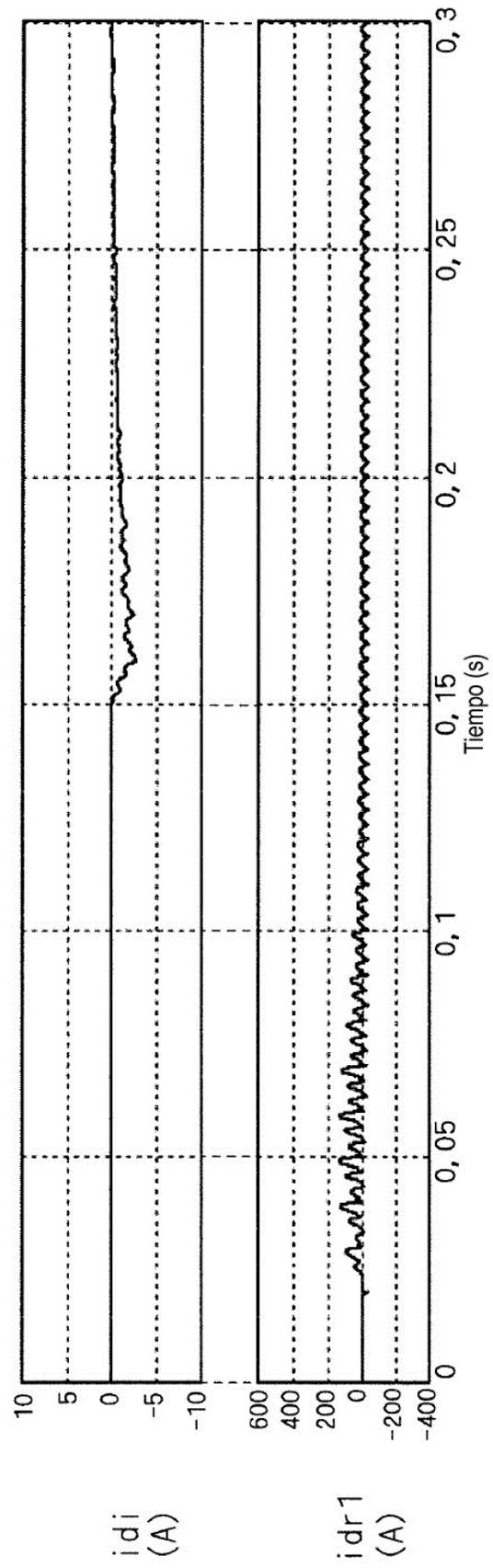


FIG. 12



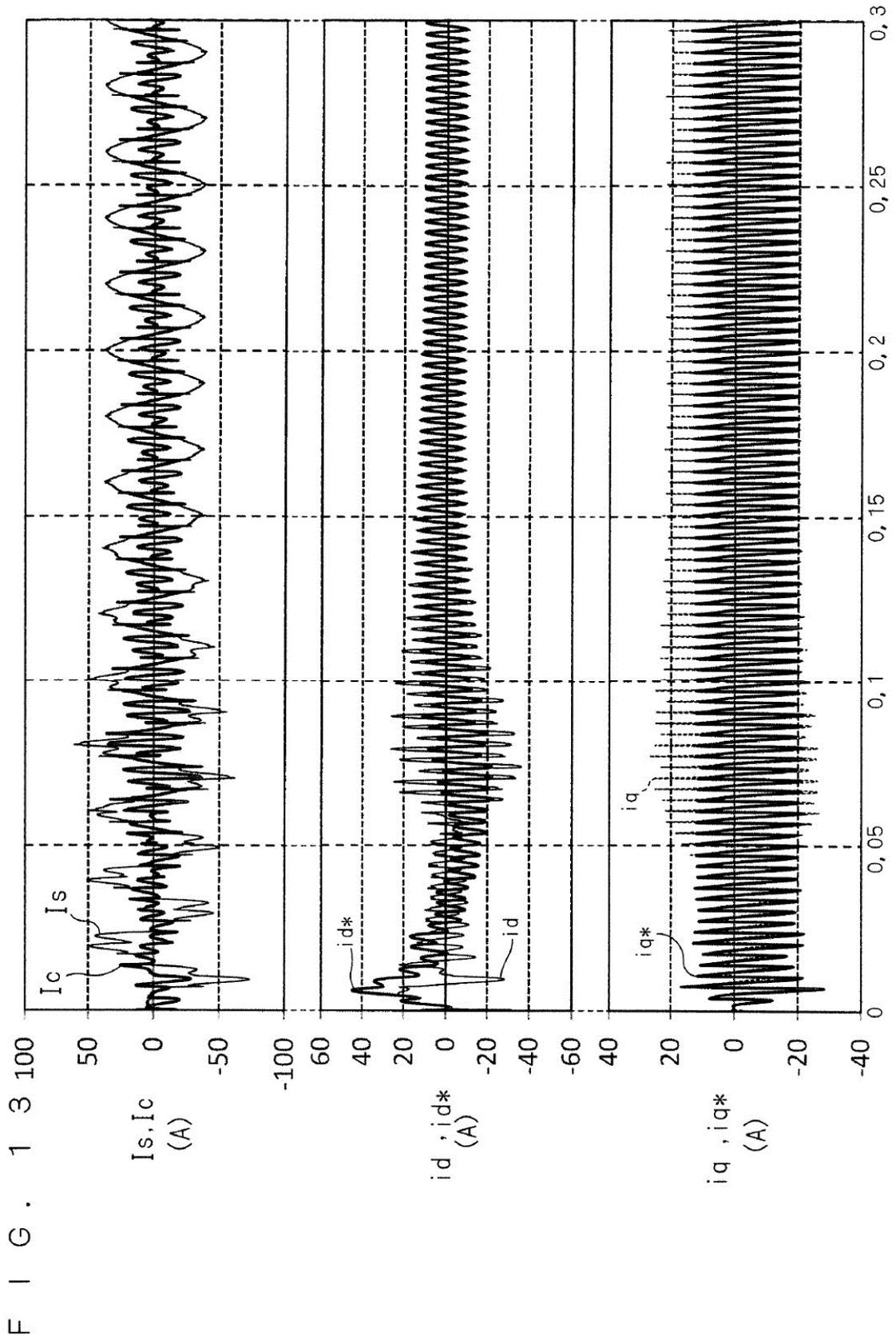
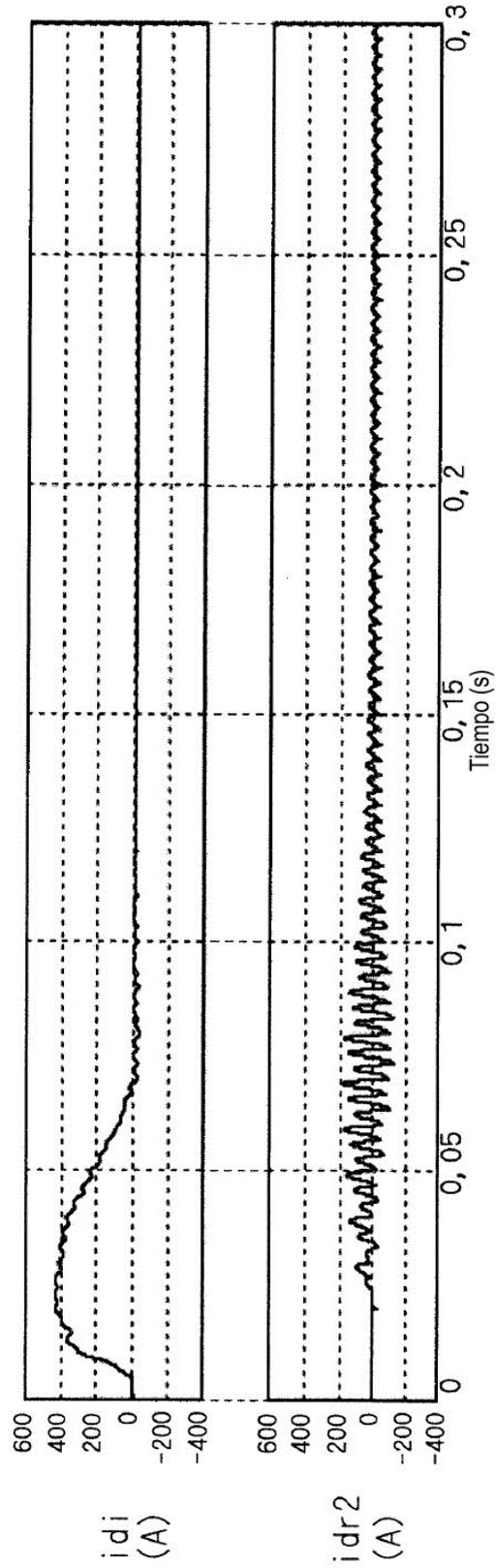


FIG. 14



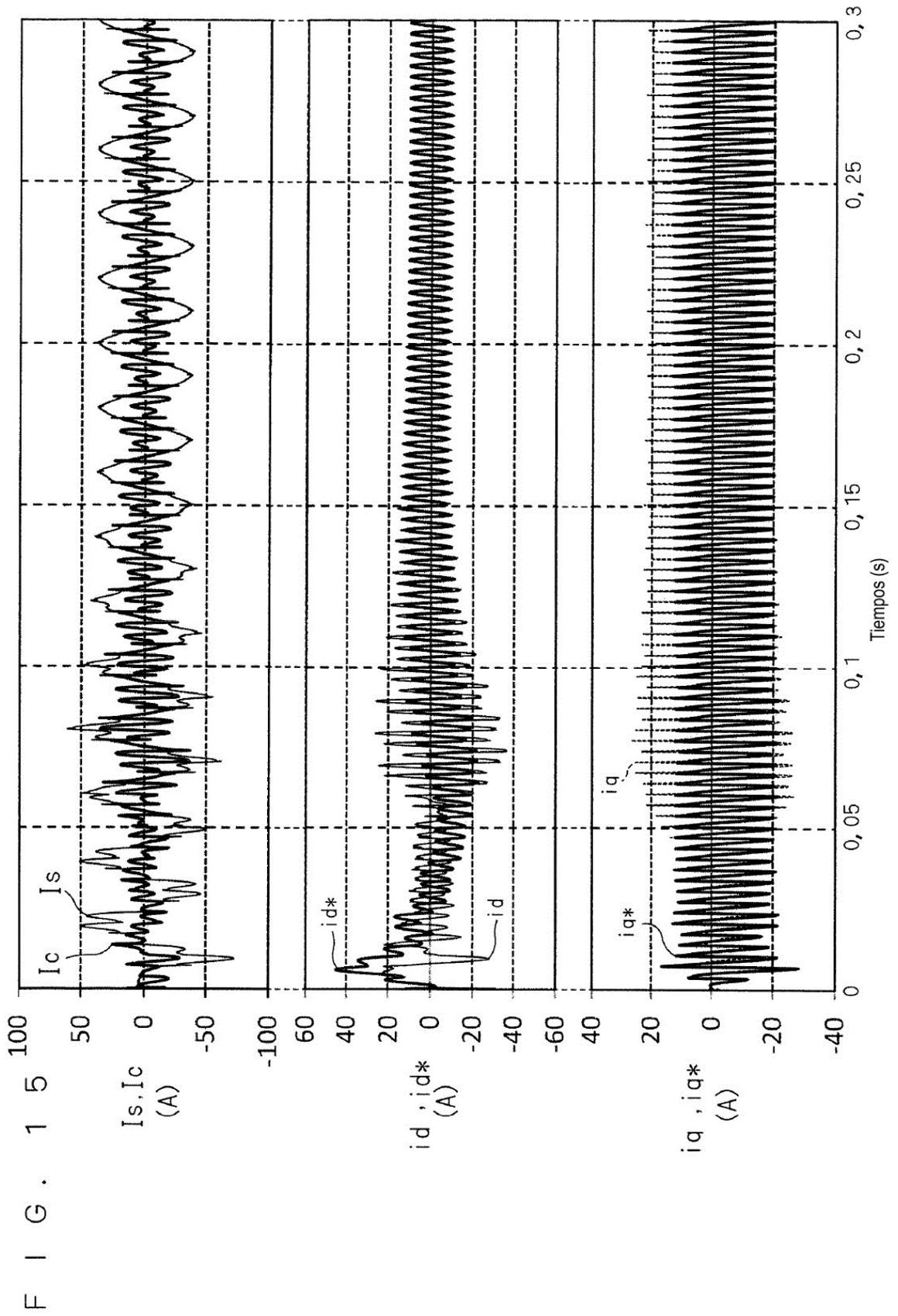
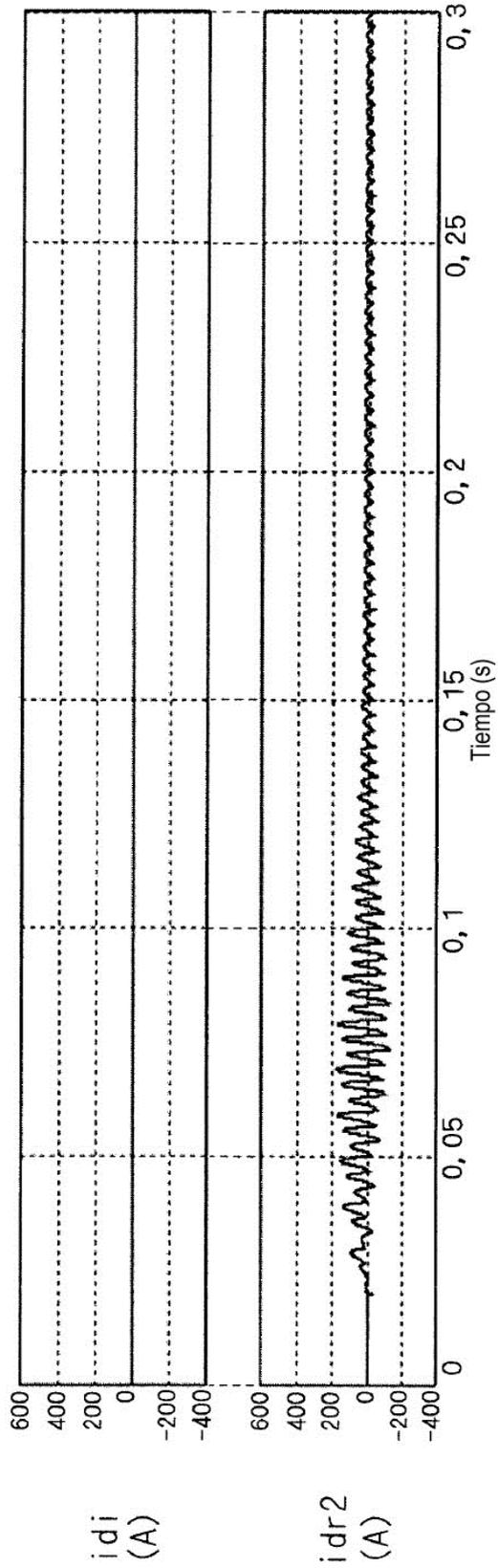
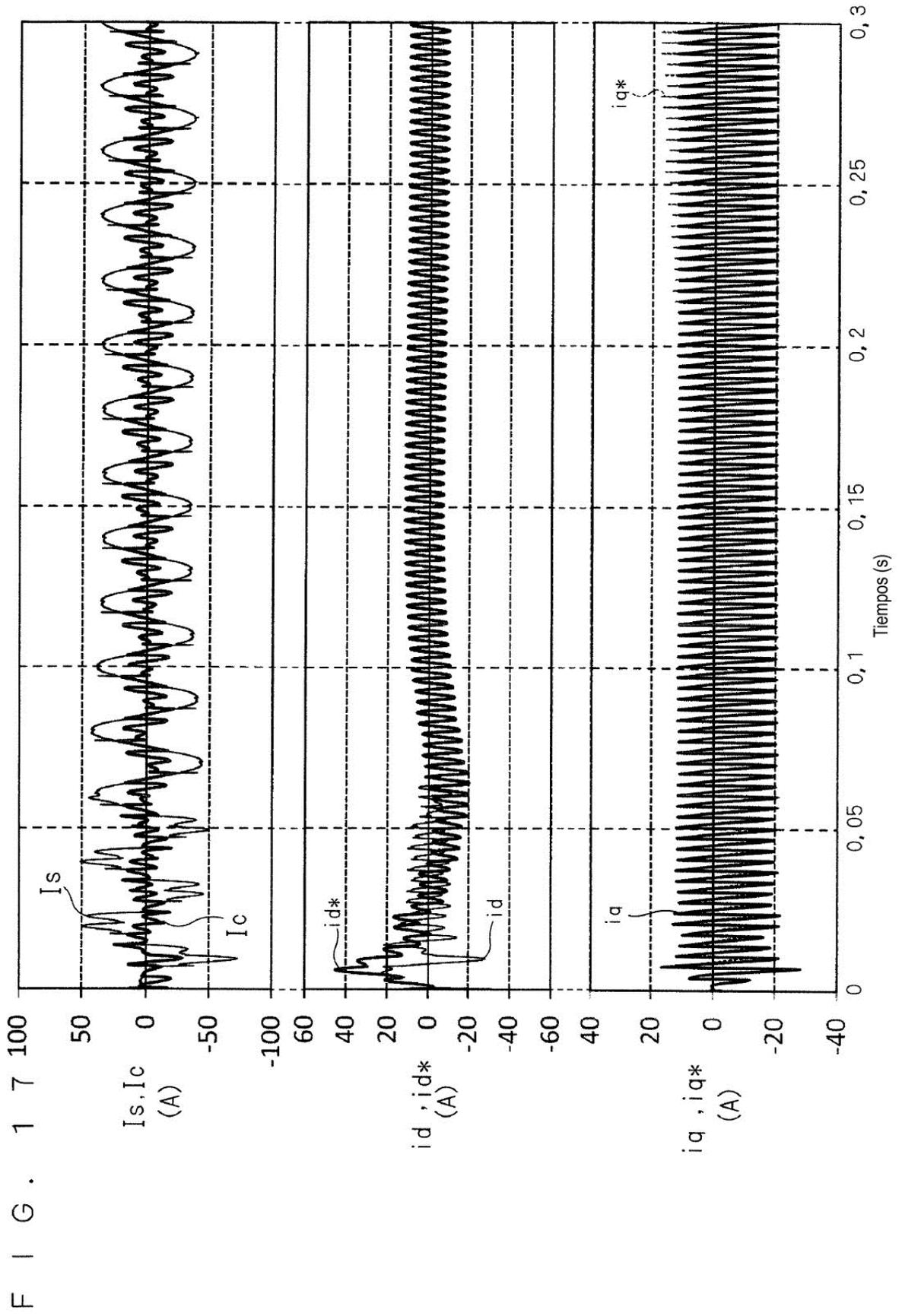


FIG. 16





F I G . 1 8

