(19) OFICINA ESPAÑOLA DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

(11) Número de publicación: **2 989 019**

(51) Int. CI.:

H02J 3/40 (2006.01)
H02J 3/38 (2006.01)

(12) TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA T3

(96) Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **25.05.2022 E 22382502 (7)**

(97) Fecha y número de publicación de la concesión europea: **11.09.2024 EP 4283817**

(54) Título: **Sistema de conversión de potencia**

(45) Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
25.11.2024

(73) Titular/es:

INGETEAM RESEARCH INSTITUTE, S.L. (100.0%)
Parque Tecnológico de Bizkaia, Edificio 106
48170 Zamudio, Bizkaia, ES

(72) Inventor/es:

RODRÍGUEZ AMENEDO, JOSÉ LUIS;
ARNALTES GÓMEZ, SANTIAGO;
ZUBIAGA LAZCANO, MARKEL y
IZURZA MORENO, PEDRO

(74) Agente/Representante:

IGARTUA IRIZAR, Ismael

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín Europeo de Patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre Concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Sistema de conversión de potencia

SECTOR DE LA TÉCNICA

La presente invención se relaciona con sistemas de conversión de potencia, y más concretamente con sistemas de conversión de potencia que comprenden al menos un convertidor electrónico que opera en modo "*grid-forming*" (GFM).

ESTADO ANTERIOR DE LA TÉCNICA

Actualmente, las redes eléctricas están evolucionando hacia sistemas descarbonizados, con una integración masiva de generación renovable dominada por convertidores electrónicos de potencia. Esta nueva situación está desplazando la generación síncrona tradicional, que era la encargada de mantener las condiciones estables de tensión y frecuencia en las redes eléctricas. La incorporación masiva de generación no síncrona puede tener un impacto significativo en la estabilidad y robustez del sistema si no se establecen, para este tipo de generación, requisitos de operación similares a los que prestan en la actualidad la generación síncrona.

Los escenarios actuales de generación en muchos sistemas eléctricos europeos demuestran que en determinados periodos de tiempo un porcentaje muy elevado de la demanda de energía (>70%) se cubre mediante generación renovable, proponiéndose incluso escenarios de cobertura de la demanda con generación 100% renovable en las próximas décadas.

Los convertidores electrónicos en servicio actualmente operan en modo *grid-following*, es decir, precisan de una tensión estable en sus terminales para mantener el sincronismo con la red. Para mantener el sincronismo, estos convertidores emplean un seguidor de fase en lazo cerrado, comúnmente conocido como PLL (*phase-locked loop*), cuyo modo de funcionamiento se basa en determinar la posición del vector de tensión de la red respecto a un sistema de referencia estacionario de modo que el ángulo de control generado permite realizar un control desacoplado de la corriente activa y reactiva. El problema de los convertidores que operan en modo *grid-following* es que funcionan como fuentes de corriente y para garantizar la estabilidad de la red los servicios de red siempre se prestan con cierto retraso, ya que antes de actuar es necesario medir la tensión y la frecuencia en sus terminales, en lo que se denomina *grid-supporting*. Por ejemplo, el servicio de regulación potencia-frecuencia (P/f) se realiza midiendo el desvío de frecuencia de la onda de tensión mediante un PLL, para dar un incremento de potencia activa a subir o a bajar. Este método emula el funcionamiento de los controladores de los generadores síncronos, pero pueden producir inestabilidad en la red cuando se trata de emular la respuesta inercial de estos generadores si la penetración de convertidores electrónicos es muy elevada.

El desvío de frecuencia es la consecuencia del desequilibrio entre la potencia activa generada y consumida en el sistema eléctrico. Los convertidores que operan en modo *grid-following* prestan el servicio siempre con retraso, cuando ya se ha producido el efecto del desequilibrio de potencia: lo miden a través de la frecuencia y actúan en consecuencia. En un escenario en el que la mayoría de la generación es síncrona, los convertidores trabajando en este modo no ayudarían en los primeros instantes a mantener la estabilidad de los generadores síncronos. Por este motivo, normalmente no está permitido que las plantas de generación renovable alimenten cargas locales aisladas de la red y deben disponer de una protección conocida como "*anti-islanding*".

En resumen, los convertidores electrónicos que operan en modo *grid-following* actúan como fuentes de corriente dependientes de la medida de la tensión en sus terminales, lo cual impide que puedan prestar los servicios de red requeridos para garantizar la estabilidad y operación robusta del sistema eléctrico. Para solucionar este problema, recientemente han surgido sistemas de control de convertidores electrónicos cuyo objetivo es que éstos se comporten como máquinas síncronas virtuales (VSM, *Virtual Synchronous Machines*). En particular, en estos casos el convertidor electrónico mantiene el sincronismo con la red, de forma análoga a un generador síncrono, emulando el par de sincronismo del generador síncrono mediante un lazo de sincronización basado sólo en la medida de la potencia generada y no en la posición del vector de tensión en sus terminales. Este tipo de sistemas de control se conocen como "*grid-forming*" (GFM).

El objetivo principal del convertidor electrónico que opera en modo GFM es mantener el control de una tensión interna capaz de garantizar el sincronismo con la red eléctrica y contribuir a su estabilidad en caso de perturbaciones en la tensión o en la frecuencia. Los GFM intentan así emular el comportamiento de un generador síncrono. El ángulo de orientación o control del sistema de control, que inicialmente lo determina la medida directa de la tensión en los terminales del convertidor mediante un PLL, se sustituye por un lazo de sincronización de potencia activa. Los esquemas de control empleados en estos sistemas emplean habitualmente dos reguladores en cascada, uno externo de tensión y uno interno de corriente para mantener controlada la tensión en los terminales de salida del convertidor, y presentan varios inconvenientes. Por ejemplo, requieren obligatoriamente disponer un condensador conectado en los terminales formando parte del filtro de salida para permitir la continuidad de la corriente en el caso de funcionamiento en régimen aislado, puesto que si no existiera este componente la corriente sería en todo momento nula y no se podría establecer el control del convertidor mediante los reguladores de tensión y corriente en cascada;

y se puede dar lugar a la pérdida de sincronismo del convertidor derivada de la limitación de corriente empleada, puesto que si la potencia activa de referencia no se iguala a la potencia activa real (debida a la limitación de corriente) en el lazo de sincronización, el ángulo de control aumenta indefinidamente y el convertidor pierde el sincronismo.

US2021249862A1 divulga un convertidor electrónico adaptado para operar en modo GFM. El convertidor comprende una pluralidad de interruptores controlables; unos terminales de corriente alterna trifásicos conectables a una carga de alterna y conectados a una salida trifásica del convertidor; un filtro de salida que comprende al menos una impedancia inductiva y que está conectado a dichos terminales y a dicha salida del convertidor; unos medios de detección para detectar la tensión instantánea y la corriente instantánea en cada terminal del sistema; y un controlador que está comunicado con el convertidor y con los medios de detección y que está configurado para generar unas señales de control para controlar el estado de los interruptores de dicho convertidor a partir de unas señales de referencia.

Hay otros dos documentos relevantes: un primer artículo de Rodriguez-Cabrero et al., titulado “Synchronverter small-signal modelling and eigenvalue analysis for battery systems integration”, publicado en 2017 IEEE 6TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON REWABLE ENERGY RESEARCH AND APPLICATIONS (ICRERA), IEEE, 5 de noviembre de 2017 (2017-11-05), páginas 780-784, XP033267162, accesible con DOI: 10.1109/ICRERA. 2017.8191165; y un segundo artículo de Rodriguez-Amenedo et al., titulado “Black-Start Capability of DFIG Wind Turbines Through a Grid-Forming Control Based on the Rotor Flux Orientation”, publicado en IEEE ACCESS, IEEE, USA, vol. 9, 15 de octubre de 2021 (2021-10-15), páginas 142910-142924, XP011885409, accesible con DOI: 10.11 09/ACCESS.2021.3120478.

El primer artículo divulga un convertidor de electrónica de potencia que emula una máquina síncrona cuyo esquema de control comprende: un convertidor CC/CA conectado a terminales trifásicos a través de un filtro inductivo, mediciones de tensión y corriente, cálculo de un eje virtual basado en la potencia eléctrica activa calculada a partir de dicha tensión, y mediciones de corriente con amortiguación para cálculos de velocidad y ángulo, transformaciones al marco d-q basadas en el ángulo resultante de los cálculos del eje virtual para dichas mediciones de tensión y corriente, cálculo de un flujo virtual que tiene un solo componente y se utiliza simplemente para controlar el suministro de potencia reactiva, y generación de tensiones de referencia internas a partir de dicho componente de flujo virtual único.

El segundo artículo divulga varias cosas en común con el control descrito en la parte caracterizadora de la reivindicación 1, como un convertidor CC/CA conectado a terminales trifásicos, mediciones de tensión y corriente, un lazo de sincronización basado en el par eléctrico calculado a partir de dicha tensión y corriente con amortiguación para cálculos de velocidad y ángulo, transformaciones en el marco estacionario α-β de tensiones y corrientes, cálculo de un flujo de rotor virtual, con dos componentes usando mediciones de tensión y corriente, transformaciones en el marco giratorio d-q de los componentes de flujo virtual, generación de tensiones de referencia internas a partir de dichos componentes de flujo virtual d-q, e incluyendo la transformación de dichas tensiones de referencia del marco d-q al marco de componentes trifásicos.

EXPOSICIÓN DE LA INVENCIÓN

El objeto de la invención es el de proporcionar un sistema de conversión de potencia, según se define en las reivindicaciones.

El sistema de conversión de potencia comprende un convertidor electrónico de potencia con una pluralidad de interruptores controlables; unos terminales de corriente alterna trifásicos, uno por fase, conectables a una red eléctrica o a una carga aislada y conectados a una salida trifásica del convertidor; un filtro de salida (por fase) que comprende al menos una impedancia inductiva y que está conectado a dichos terminales y a dicha salida del convertidor; unos medios de detección para detectar la corriente instantánea en cada terminal del sistema y la tensión instantánea entre cada terminal del sistema y un punto de referencia, como puede ser tierra o un punto neutro por ejemplo; y una unidad de control que está comunicada con el convertidor y con los medios de detección y que está configurada para generar unas señales de control para controlar el estado de los interruptores de dicho convertidor.

La unidad de control comprende un esquema de control con un bloque de estimación configurado para calcular la potencia activa instantánea y dos componentes estacionarias de flujo de un flujo virtual del sistema, a partir de las tensiones instantáneas y las corrientes instantáneas medidas, y para calcular la potencia activa instantánea a partir de las tensiones instantáneas y las corrientes instantáneas medidas; un bloque de control configurado para transformar las componentes estacionarias de flujo del flujo virtual del sistema en una componente giratoria directa de flujo y una componente giratoria en cuadratura de flujo de dicho flujo virtual del sistema considerando un ángulo de control; y un bloque de sincronización configurado para calcular el ángulo de control a partir, al menos, de una frecuencia nominal preestablecida para las tensiones instantáneas del sistema medidas y de una potencia activa instantánea del sistema calculada. El ángulo así obtenido permite seguir el sincronismo con la carga (una red eléctrica por ejemplo) a la que están conectados los terminales del sistema de una manera sencilla, por ejemplo, y sin necesidad de emplear un seguidor de fase en lazo cerrado, comúnmente conocido como PLL (*phase-locked loop*), lo que permite evitar los retrasos que esto conllevaría.

El bloque de control está configurado para, además, calcular una componente giratoria directa de tensión y una componente giratoria en cuadratura de tensión de una tensión interna del sistema, a partir de las componentes giratorias de flujo del flujo virtual del sistema, y para calcular unas tensiones internas de referencia del sistema a partir de dichas componentes giratorias de tensión y del ángulo de control. Dichas tensiones internas de referencia se emplean como entradas del bloque de modulación para generar dichas señales de control, siendo dichas tensiones internas de referencia las señales de referencia que se emplean para controlar los interruptores del convertidor.

Con este esquema de control, se genera un flujo virtual desacoplado de la potencia instantánea, que se emplea únicamente para obtener el ángulo de control, y son las componentes giratorias de dicho flujo virtual las que se usan como variables de estado del sistema para obtener después las señales de referencia para el convertidor (a través de unas tensiones internas del sistema). Este desacoplo permite obtener un sistema estable en el que se prescinde de reguladores en cascada como los descritos previamente, por ejemplo.

Además, al obtenerse las señales de referencia a partir de las tensiones internas calculadas del sistema, dicho sistema actúa como una fuente de tensión pura capaz de seguir los cambios en los terminales de dicho sistema, sin retrasos y sin otras problemáticas descritas previamente (como la necesidad de incorporar un condensador o tener el riesgo de una perdida de sincronismo).

Estas y otras ventajas y características de la invención se harán evidentes a la vista de las figuras y de la descripción detallada de la invención.

DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

La figura 1 muestra esquemáticamente un sistema de conversión de potencia conectado a una carga de alterna y a una fuente de alimentación de potencia continua.

La figura 2 muestra esquemáticamente una configuración del controlador del sistema de la figura 1.

La figura 3 muestra una configuración de un bloque de estimación del controlador de la figura 2.

La figura 4 muestra una configuración de un bloque de control del controlador de la figura 2.

La figura 5 muestra una configuración de un bloque de sincronización del controlador de la figura 2.

La figura 6a muestra una configuración de un bloque de referencia del controlador del sistema de conversión de potencia.

La figura 6b muestra otra configuración de un bloque de referencia del controlador del sistema de conversión de potencia.

La figura 6c muestra otra configuración de un bloque de referencia del controlador del sistema de conversión de potencia.

La figura 7 muestra una configuración de un limitador de corriente reactiva del controlador de la figura 2.

La figura 8 muestra una configuración de un bloque de ajuste de flujo del controlador de la figura 2.

La figura 9 muestra una configuración de un estabilizador de potencia del controlador de la figura 2.

EXPOSICIÓN DETALLADA

En la figura 1 se muestra de manera simplificada un sistema 100 de conversión de potencia, que comprende un convertidor 1 electrónico de potencia con una pluralidad de interruptores 1.3 controlables para, preferentemente, convertir una potencia continua en potencia alterna. Por ello, el convertidor 1 está preferentemente configurado para acoplarse entre una fuente de alimentación 6 de potencia continua y a una carga de alterna 5 como puede ser, por ejemplo, una red eléctrica o a una carga aislada.

El sistema100 comprende además:

- unos terminales T_{AC} de corriente alterna trifásicos, una por fase, conectables a la carga de alterna 5 y conectados a una salida trifásica del convertidor 1;
- un filtro de salida 2 (por fase) que comprende al menos una impedancia inductiva L_f (aunque podría ser de otro tipo si así se requiriese, como por ejemplo un filtro LCL), y que está conectado a dichos terminales T_{AC} y a dicha salida del convertidor 1;
- unos medios de detección (no representados en las figuras) para detectar la tensión instantánea v_{ag}, v_{bg}, v_{cg} y la corriente instantánea i_{ag}, i_{bg}, i_g en cada terminal T_{AC} del sistema 100,y que pueden ser unos medios convencionales; y

- una unidad de control 4 que está comunicada con el convertidor 1 y con los medios de detección y que está configurada para generar unas señales de control $S_{1...6}$ para controlar el estado de los interruptores 1.3 de dicho convertidor 1, a partir de unas señales de referencia, controlando así la conversión de potencia continua a potencia alterna realizada por dicho convertidor 1.

Tal y como se representa en la figura 2, la unidad de control 4 comprende un esquema de control con una pluralidad de bloques, entre los que se incluyen al menos un bloque de estimación B, un bloque de control E y un bloque de sincronización C.

El bloque de estimación B, representado en la figura 3 a modo de ejemplo, está configurado para calcular dos componentes estacionarias de flujo $\lambda_\alpha \, y \, \lambda_\beta$, correspondientes a un sistema de referencias estático, de un flujo virtual del sistema 100, a partir de las tensiones instantáneas v_{ag}, v_{bg} y v_{cg} y las corrientes instantáneas i_{ag}, i_{bg} y i_{cg} medidas, y para calcular la potencia activa P instantánea a partir de las tensiones instantáneas v_{ag}, v_{bg} y v_{cg} y las corrientes instantáneas i_{ag}, i_{bg} y i_{cg} medidas. Para ello, el bloque de estimación B comprende un primer sub-bloque de estimación B1 configurado para transformar las tensiones instantáneas v_{ag}, v_{bg} y v_{cg} en dos componentes de tensión $v_{\alpha g}$ y $v_{\beta g}$ de un sistema de referencias estático (mediante, preferentemente, una transformada de Clarke); un segundo sub-bloque de estimación B2 para transformar las corrientes instantáneas i_{ag}, i_{bg} y i_{cg} en dos componentes de corriente $i_{\alpha g}$ y $i_{\beta g}$ de un sistema de referencias estático (mediante, preferentemente, una transformada de Clarke); y un tercer sub-bloque de estimación B3 que recibe las componentes de tensión $v_{\alpha g}$ y $v_{\beta g}$ y las componentes de corriente $i_{\alpha g}$ y $i_{\beta g}$ como entradas, y que está configurado para calcular al menos la potencia activa P instantánea del sistema 100 de conversión, el módulo de tensión v_g de dicho sistema 100 y las componentes estacionarias de flujo $\lambda_\alpha \, y \, \lambda_\beta$ del flujo virtual de acuerdo a las ecuaciones siguientes:

$$P = \frac{3}{2}\left(v_{\alpha g} i_{\alpha g} + v_{\beta g} i_{\beta g}\right), \quad (1)$$

$$v_g = \sqrt{v_{\alpha g}^2 + v_{\beta g}^2}, \quad (2)$$

$$\lambda_\alpha = L_f i_{\alpha g} + \int v_{\alpha g} \, dt \, , \quad (3)$$

$$\lambda_\beta = L_f i_{\beta g} + \int v_{\beta g} \, dt \, . \quad (4)$$

Preferentemente, el tercer sub-bloque de estimación B3 puede estar además configurado para calcular la potencia reactiva Q instantánea del sistema 100 de conversión, preferentemente en base a la siguiente ecuación:

$$Q = \frac{3}{2}\left(v_{\beta g} i_{\alpha g} - v_{\alpha g} i_{\beta g}\right). \quad (5)$$

El bloque de control E, representado en la figura 4 a modo de ejemplo, recibe como entradas las componentes estacionarias de flujo $\lambda_\alpha y \, \lambda_\beta$ del flujo virtual del sistema 100 calculadas en el bloque de estimación B, y está configurado para transformar dichas componentes estacionarias de flujo $\lambda_\alpha y \, \lambda_\beta$ a un sistema de referencias giratorio, transformando dichas componentes estacionarias de flujo $\lambda_\alpha y \, \lambda_\beta$ en una componente giratoria directa de flujo λ_d y una componente giratoria en cuadratura de flujo λ_q, considerando para ello un ángulo de control θ. El ángulo de control θ se calcula en el bloque de sincronización C, representado en la figura 5 a modo de ejemplo, a partir de, al menos, la potencia activa P instantánea calculada en el bloque de estimación B y de una frecuencia nominal w_o preestablecida para las tensiones instantáneas v_{ag}, v_{bg} y v_{cg} de los terminales T_{AC} del sistema 100, de tal manera que dicho ángulo de control θ es el que permite mantener el sincronismo del sistema 100 con la carga de alterna 5. La frecuencia nominal w_o será preferentemente de 50Hz, pero no tiene por qué (dependerá de la carga de alterna 5 a la que esté conectado el sistema 100).

Como se muestra en la figura 4, el bloque de control E está configurado además para calcular una componente giratoria directa de tensión e_{dg} y una componente giratoria en cuadratura de tensión e_{qg} de una tensión interna del sistema 100 a partir de las componentes giratorias de flujo $\lambda_d \, y \, \lambda_q$ del flujo virtual del sistema 100, estando dichas componentes giratorias de tensión e_{dg} y e_{qg} referenciadas con el ángulo de control θ. El bloque de control E está configurado además para, a partir de dichas componentes giratorias de tensión e_{dg} y e_{qg}, calcular unas tensiones internas instantáneas de referencia e_{ag}, e_{bg} y e_{cg} del sistema 100 mediante, preferentemente, una transformada inversa de Clarke, y empleando el ángulo de control θ como referencia. Dichas tensiones internas instantáneas de referencia e_{ag}, e_{bg} y e_{cg} del sistema 100 se emplean para generar las señales de control $S_{1...6}$, siendo así dichas tensiones internas instantáneas de referencia e_{ag}, e_{bg} y e_{cg} las señales de referencia. Así, como se ha descrito previamente, las componentes giratorias del flujo virtual se pueden emplear como variables de estado del sistema 100, con las ventajas descritas.

Para generar las señales de control $S_{1...6}$ el bloque de control E comprende un bloque de generación E1 en el que se emplea la técnica de modulación deseada para obtener las señales de control $S_{1...6}$, siendo así dichas tensiones internas instantáneas de referencia e_{ag}, e_{bg} y e_{cg}, como pueden ser por poner dos ejemplos las técnicas de modulación conocidas como PWM ("Pulse-Width Modulation") o SHE ("Selective Harmonic Elimination").

Así el bloque de control E comprende puede comprender el bloque de generación E1; un bloque de giro de ejes E2 desde un sistema de referencia estacionario, de componentes $\alpha\beta$, a un sistema de referencia giratorio, de componentes dq, que permite calcular las componentes giratorias $\lambda_d \; y \; \lambda_q$ del flujo virtual a partir de las componentes estacionarias $\lambda_\alpha \; y \; \lambda_\beta$ de dicho flujo virtual y del ángulo de control θ; y un bloque E3 correspondiente a la transformada inversa de Park para transformar las componentes giratorias de tensión e_{dg} y e_{qg} en las tensiones internas instantáneas de referencia e_{ag}, e_{bg}, e_{cg}, mediante el ángulo de control θ.

Preferentemente, el bloque de control comprende además un primer regulador R1, preferentemente un regulador proporcional integral, que recibe la diferencia entre un módulo de flujo virtual λ^* calculado y la componente giratoria directa de flujo λ_d siendo su salida la componente giratoria directa de tensión e_{dg} de la tensión interna del convertidor 1; y un segundo regulador R2, preferentemente un regulador proporcional integral, que recibe la diferencia entre cero y la componente giratoria en cuadratura de flujo λ_q, siendo su salida la componente giratoria en cuadratura de tensión e_{qg} de la tensión interna del convertidor 1.

La unidad de control 4 puede comprender además un bloque de referencia D configurado para calcular el módulo de flujo virtual λ^* que se puede emplear en el bloque de control E (ver párrafo anterior), y dicho bloque de referencia D está configurado para calcular dicho módulo de flujo virtual λ^* a partir de una potencia reactiva de referencia Q* (figura 6a) o de un módulo de tensión instantánea de referencia v_g* (figura 6b). Alternativamente, el bloque de referencia D puede estar configurado para dicho módulo de flujo virtual λ^* tanto a partir de la potencia reactiva de referencia Q* como del módulo de tensión instantánea de referencia v_g*, tal y como se representa en la figura 6c, pudiendo seleccionarse uno u otro mediante un selector D3. Estos valores de referencia pueden venir predeterminados por el operador de la planta donde esté incorporado el sistema 100, por ejemplo.

Cuando se calcula el módulo de flujo virtual λ^* a partir de la potencia reactiva de referencia Q*, en primer lugar se realiza una resta entre dicha potencia reactiva de referencia Q* y la potencia reactiva Q calculada en el tercer sub-bloque de estimación B3, y el resultado es la entrada de un regulador R1 (preferentemente un regulador proporcional integral), siendo dicho módulo de flujo virtual $\lambda *$ la salida de dicho regulador R1. Cuando se calcula dicho módulo de flujo virtual λ^* a partir del módulo de tensión instantánea de referencia v_g*, en primer lugar se realiza una resta entre dicho módulo de tensión instantánea de referencia v_g* y el módulo de tensión v_g calculado en dicho tercer sub-bloque de estimación B3, y el resultado es la entrada de un regulador R2 (preferentemente un regulador proporcional integral), siendo dicho módulo de flujo virtual λ^* la salida de dicho regulador R2.

Para evitar en mayor medida una posible inestabilidad en el sistema 100, además, se considera un valor de ajuste de flujo $\Delta\lambda$ para el módulo de flujo virtual λ^*, a la hora de calcular dicho módulo de flujo virtual λ^*, comprendiendo para ello la unidad de control 4, en el bloque de referencia D por ejemplo, un limitador de corriente reactiva D1 como puede ser, por ejemplo, el representado en la figura 7. Dicho valor de ajuste de flujo $\Delta\lambda$ se obtiene a partir de la potencia reactiva Q medida y de un valor máximo de corriente reactiva I_{react_max} preestablecido para una corriente reactiva I_{react} interna del sistema 100, obteniéndose la corriente reactiva I_{react} interna a partir de la potencia activa Q medida y del módulo de tensión v_g calculado en el bloque de estimación B, según la siguiente ecuación:

$$I_{react} = \frac{2}{3}\left(\frac{Q}{v_g}\right) \qquad (6)$$

En el limitador de corriente reactiva D1, se resta la corriente reactiva I_{react} con el valor máximo de corriente reactiva I_{react_max} preestablecido, tanto en positivo como en negativo, y el resultado de cada operación se emplea como entrada de un regulador R_{D1} respectivo (preferentemente un regulador proporcional integral), siendo la suma entre las salidas de ambos reguladores R_{D1} el valor de ajuste de flujo $\Delta\lambda$. Dicho valor de ajuste de flujo $\Delta\lambda$ se le resta a la salida del regulador R1 y/o R2 correspondiente, siendo el resultado de dicha resta el módulo de flujo virtual λ^*.

Como se ha descrito previamente, el ángulo de control θ se calcula en el bloque de sincronización C. El bloque de sincronización C comprende un primer operador O_{1C} configurado para llevar a cabo la diferencia entre la potencia activa P medida y una potencia activa de referencia P* (que puede venir predeterminado por el operador de la planta donde esté incorporado el sistema 100, por ejemplo); un primer integrador I_{1C}, con una constante de inercia J predeterminada, cuya entrada es la salida del primer operador O_{1C} y cuya salida es una frecuencia interna ω_i del sistema 100; y un segundo integrador I_{2C} configurado para integrar dicha frecuencia interna ω_i y dar como resultado el ángulo de control θ. Además, se realiza una resta entre la frecuencia nominal w_o y la frecuencia interna ω_i y el resultado se multiplica por una constante de amortiguamiento C3, restando dicho resultado a la potencia activa de referencia P*, de tal manera que a la entrada del primer integrador I_{1C}, se lleva el resultado de restar tanto potencia activa P como dicha constante de amortiguación C3 a la potencia activa de referencia P*. De esta manera, teniéndose en cuenta la constante de amortiguación C3 y la constante de inercia J, según se requiera, el ángulo de control θ se

determina emulándose el comportamiento de un generador síncrono, con las ventajas que ello conlleva y que se han descrito previamente.

La unidad de control 4 comprende, además, un limitador de corriente activa C2 (en el bloque de sincronización C, por ejemplo) que puede ser como el representado en la figura 8, y que se emplea para ajustar el valor de la frecuencia interna ω_i para que el sistema 100 no se vuelva inestable debido a sus corrientes internas (en este caso debido a una corriente activa I_{act} interna), generando para ello un valor de ajuste de activa $\Delta\omega_2$. El limitador de corriente activa C2 está configurado para obtener el valor de ajuste de activa $\Delta\omega_2$ a partir de un valor máximo de corriente activa I_{act_max} preestablecido para una corriente activa I_{act} interna del sistema 100, obteniéndose la corriente activa I_{act} interna a partir de la potencia activa P medida y el módulo de tensión v_g calculado en el bloque de estimación B, según la siguiente ecuación:

$$I_{act} = \frac{2}{3}\left(\frac{P}{v_g}\right) \quad (7)$$

En el limitador de corriente activa C2, se resta la corriente activa I_{act} con el valor máximo de corriente activa I_{act_max} preestablecido, tanto en positivo como en negativo, y el resultado de cada operación se emplea como entrada de un regulador R_{C2} respectivo (preferentemente un regulador proporcional integral), siendo la suma entre las salidas de ambos reguladores R_{C2} el valor de ajuste de activa $\Delta\omega_2$. Dicho valor de ajuste de activa $\Delta\omega_2$ se le resta a la frecuencia interna ω_i. Gracias al limitador de corriente activa D2 se evita que, debido a la corriente activa, el ángulo de control θ pueda descontrolarse evitándose que el sistema 100 se vuelva inestable, al menos por este motivo.

Los convertidores tienen unos límites físicos máximos para las corrientes que pueden soportar los elementos que lo conforman. En el convertidor 1 los valores máximos I_{act_max} e I_{react_max} se determinan en función de dichos límites físicos, de tal manera que la corriente total máxima no sobrepase los valores soportables por dichos elementos. Cada valor máximo I_{act_max} e I_{react_max} puede estar predeterminado, o puede ajustarse dinámicamente durante el funcionamiento del sistema 100, según convenga en cada caso.

La unidad de control 4 comprende, además, un estabilizador de potencia C1 (en el bloque de sincronización C, por ejemplo) que puede ser como el representado en la figura 9, y que también se emplea para ajustar el valor de la frecuencia interna ω_i, en este caso para que el sistema 100 no se vuelva inestable debido a la potencia activa P del sistema 100, generando para ello un valor de ajuste de potencia $\Delta\omega_1$. El estabilizador de potencia C1 está configurado para obtener el valor de ajuste de potencia $\Delta\omega_1$ a partir de la potencia activa P medida, y dicho valor de ajuste de potencia $\Delta\omega_1$ se le resta directamente a la frecuencia interna ω_i (como se representa en la figura 5), o al resultado entre la resta de valor de ajuste de activa $\Delta\omega_2$ y dicha frecuencia interna ω_i. El estabilizador de potencia C1 está configurado para llevar a cabo la diferencia entre la potencia activa P y una señal auxiliar Δz y para emplear dicha diferencia como entrada para un integrador I_{C1} de dicho estabilizador de potencia C1, con un constante de integración T_w determinada, siendo la salida del integrador I_{C1} s la señal auxiliar Δz, y para para restar dicha señal auxiliar Δz a la potencia activa P, siendo el resultado de dicha resta el valor de ajuste de potencia $\Delta\omega_1$.

La unidad de control 4 es un dispositivo con capacidad de cálculo, como puede ser, por ejemplo, un microcontrolador, un controlador, un microprocesador, un procesador o una FPGA.

REIVINDICACIONES

1. Sistema de conversión de potencia que comprende un convertidor (1) electrónico de potencia con una pluralidad de interruptores (1.3) controlables; unos terminales (T_{AC}) de corriente alterna trifásicos conectables a una carga de alterna (5) y conectados a una salida trifásica del convertidor (1); un filtro de salida (2) que comprende al menos una impedancia inductiva (L_f) y que está conectado entre dichos terminales (T_{AC}) y dicha salida del convertidor (1); unos medios de detección para detectar la tensión instantánea (v_{ag}, v_{bg}, v_{cg}) y la corriente instantánea (i_{ag}, i_{bg}, i_{cg}) en cada terminal (T_{AC}) del sistema (100); y una unidad de control (4) que está comunicada con el convertidor (1) y con los medios de detección, y que está configurada para generar unas señales de control ($S_{1...6}$) para controlar el estado de los interruptores (1.3) de dicho convertidor (1) a partir de unas señales de referencia, **caracterizado porque** la unidad de control (4) comprende un esquema de control con un bloque de estimación (B) configurado para calcular la potencia activa (P) instantánea y dos componentes estacionarias de flujo ($\lambda_\alpha, \lambda_\beta$) de un flujo virtual del sistema (100), a partir de las tensiones instantáneas (v_{ag}, v_{bg}, v_{cg}) y de las corrientes instantáneas (i_{ag}, i_{bg}, i_{cg}) medidas; un bloque de control (E) configurado para transformar dichas componentes estacionarias de flujo ($\lambda_\alpha, \lambda_\beta$) en una componente giratoria directa de flujo (λ_d) y una componente giratoria en cuadratura de flujo (λ_q), considerando un ángulo de control (θ); y un bloque de sincronización (C) configurado para calcular el ángulo de control (θ) a partir, al menos, de una frecuencia nominal (w_o) preestablecida para las tensiones instantáneas (v_{ag}, v_{bg}, v_{cg}) medidas y de la potencia activa (P) calculada, estando el bloque de control (E) configurado además para calcular una componente giratoria directa de tensión (e_{dg}) y una componente giratoria en cuadratura de tensión (e_{qg}) de una tensión interna del sistema (100), a partir de las componentes giratorias de flujo (λ_d, λ_q), y para calcular unas tensiones internas instantáneas de referencia (e_{ag}, e_{bg}, e_{cg}) del sistema (100) a partir de dichas componentes giratorias de tensión (e_{dg}, e_{qg}) y del ángulo de control (θ), siendo dichas tensiones internas instantáneas de referencia (e_{ag}, e_{bg}, e_{cg}) las señales de referencia para generar las señales de control ($S_{1...6}$), el bloque de sincronización (C) comprende un primer operador (O_{1C}) configurado para llevar a cabo la diferencia entre la potencia activa (P) calculada y una potencia activa de referencia (P*); un primer integrador (I_{1C}) con una constante de inercia (J) predeterminada, cuya entrada es la salida del primer operador (O_{1C}) y cuya salida es una frecuencia interna (ω_i) del sistema (100); y un segundo integrador (I_{2C}) configurado para integrar dicha frecuencia interna (ω_i) y dar como resultado el ángulo de control (θ), estando también configurado dicho bloque de sincronización (C) para realizar una resta entre la frecuencia nominal (w_o) y la frecuencia interna (ω_i), para multiplicar el resultado de dicha resta con una constante de amortiguamiento (C3), y para restar el resultado de dicha multiplicando, junto con la potencia activa (P), a la potencia reactiva (P*), siendo el resultado total de dicha resta la entrada del primer integrador (I_{1C}).

2. Sistema de conversión de potencia según la reivindicación 1, en donde la unidad de control (4) comprende un bloque de referencia (D) configurado para calcular un módulo de flujo virtual (λ^*) a partir de una potencia reactiva de referencia (Q*) o de un módulo de tensión instantánea de referencia (v_g*), estando el bloque de control (E) configurado además para llevar a cabo la diferencia entre el módulo de flujo virtual (λ^*) y la componente giratoria directa de flujo (λ_d) y comprendiendo dicho bloque de control (E) un primer regulador (R1), preferentemente un regulador proporcional integral, cuya entrada es dicha diferencia y cuya salida es la componente giratoria directa de tensión (e_{dg}) de la tensión interna del sistema (100) y un segundo regulador (R2), preferentemente un regulador proporcional integral, cuya entrada es la componente giratoria directo de flujo (λ_d) y cuya salida es la componente giratoria en cuadratura de tensión (e_{qg}) de dicha tensión interna del sistema (100).

3. Sistema de conversión de potencia según la reivindicación 2, en donde el bloque de estimación (B) está configurado para calcular un módulo de tensión (v_g) a partir de las tensiones instantáneas (v_{ag}, v_{bg}, v_{cg}) medidas, estando configurado el bloque de referencia (D) para calcular el módulo de flujo virtual (λ^*) a partir de una señal de referencia procedente de la resta entre una potencia reactiva de referencia (Q*) y la potencia reactiva (Q) calculada, y/o de la resta entre un módulo de tensión instantánea de referencia (v_g*) y el módulo de tensión (v_g).

4. Sistema de conversión de potencia según la reivindicación 3, en donde el bloque de referencia (D) está configurado para calcular el módulo de flujo virtual ($\lambda *$) como el resultado de la resta entre la señal de referencia y un valor de ajuste de flujo ($\Delta\lambda$) para el módulo de flujo virtual (λ^*), comprendiendo la unidad de control (4) un limitador de corriente reactiva (D1) para obtener dicho valor de ajuste de flujo ($\Delta\lambda$), estando dicho limitador de corriente reactiva (D1) configurado para obtener dicho valor de ajuste de flujo ($\Delta\lambda$) a partir de la potencia reactiva (Q) calculada y de un valor máximo de corriente reactiva (I_{react_max}) preestablecido para una corriente reactiva (I_{react}) interna del sistema (100) y para obtener la corriente reactiva (I_{react}) interna a partir de la potencia reactiva (Q) calculada y el módulo de tensión (v_g) calculado en el bloque de estimación (B) según la ecuación $I_{react} = \frac{2}{3}\left(\frac{Q}{v_g}\right)$, en donde I_{react} es la corriente reactiva interna, Q es la potencia reactiva y v_g es el módulo de tensión.

5. Sistema de conversión de potencia según la reivindicación 4, en donde el limitador de corriente reactiva (D1) está configurado para realizar una resta entre la corriente reactiva (I_{react}) y el valor máximo de corriente reactiva (I_{react_max}) preestablecido, tanto en positivo como en negativo, para regular el resultado mediante un regulador (R_{D1}) respectivo, y para sumar la salida de ambos reguladores (R_{D1}) entre sí, siendo el resultado de dicha suma el valor de ajuste de flujo ($\Delta\lambda$).

6. Sistema de conversión de potencia según cualquiera de las reivindicaciones 3 a 5, en donde el bloque de estimación (B) comprende un primer sub-bloque de estimación (B1) configurado para transformar las tensiones instantáneas (v_{ag}, v_{bg}, v_{cg}) en dos componentes de tensión ($v_{\alpha g}$, $v_{\beta g}$) de un sistema de referencias estático, un segundo sub-bloque de estimación (B2) para transformar las corrientes instantáneas (i_{ag}, i_{bg}, i_{cg}) en dos componentes de corriente ($i_{\alpha g}$, $i_{\beta g}$) de un sistema de referencias estático; y un tercer sub-bloque de estimación (B3) para calcular al menos la potencia activa (P) instantánea, un módulo de tensión (v_g) y las componentes estacionarias de flujo ($\lambda_\alpha, \lambda_\beta$) del flujo virtual de acuerdo a las ecuaciones

$$P = \frac{3}{2}\left(v_{\alpha g} i_{\alpha g} + v_{\beta g} i_{\beta g}\right),$$

$$v_g = \sqrt{v_{\alpha g}^2 + v_{\beta g}^2},$$

$$\lambda_\alpha = L_f i_{\alpha g} + \int v_{\alpha g}\, dt\,,$$

$$\lambda_\beta = L_f i_{\beta g} + \int v_{\beta g}\, dt\,,$$

en donde $i_{\alpha g}$ y $i_{\beta g}$ son dos componentes de corriente del sistema de referencias estático, $v_{\alpha g}$ y $v_{\beta g}$ son dos componentes de tensión del sistema de referencias estático, P es la potencia activa, v_g es el módulo de tensión de los dos componentes de tensión del sistema de referencias estático y λ_α y λ_β son los componentes estáticos de flujo del flujo virtual, estando configurado el bloque de estimación (B) para calcular la potencia reactiva (Q) instantánea de acuerdo a la ecuación

$$Q = \frac{3}{2}\left(v_{\beta g} i_{\alpha g} - v_{\alpha g} i_{\beta g}\right),$$

en donde Q es la potencia reactiva.

7. Sistema de conversión de potencia según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6, en donde el bloque de sincronización (C) comprende además un limitador de corriente activa (C2) para obtener dicho valor de ajuste de activa ($\Delta\omega_2$) para la frecuencia interna (ω_i) y dicho bloque de sincronización (C) está configurado para restar dicho valor de ajuste de activa ($\Delta\omega_2$) a dicha frecuencia interna (ω_i), siendo el resultado de dicha resta la entrada del segundo integrador (I_{2C}) de dicho bloque de sincronización (C), estando el limitador de corriente activa (C2) configurado para obtener dicho valor de ajuste de activa ($\Delta\omega_2$) a partir de la potencia activa (P) calculada y de un valor máximo de corriente activa (I_{act_max}) preestablecido para una corriente activa (I_{react}) interna del sistema (100) y para obtener la corriente activa (I_{act}) interna a partir de la potencia activa (P) calculada y del módulo de tensión (v_g) según la ecuación $I_{act} = \frac{2}{3}\left(\frac{P}{v_g}\right)$, en donde I_{act} es la corriente activa interna, Q es la potencia reactiva y v_g es el módulo de tensión.

8. Sistema de conversión de potencia según la reivindicación 7, en donde el limitador de corriente activa (C2) está configurado para realizar una resta entre la corriente activa (I_{act}) y el valor máximo de corriente activa (I_{act_max}) preestablecido, tanto en positivo como en negativo, para regular el resultado mediante un regulador (R_{C2}) respectivo, y para sumar la salida de ambos reguladores (R_{C2}) entre sí, siendo el resultado de dicha suma el valor de ajuste de activa ($\Delta\omega_2$).

9. Sistema de conversión de potencia según cualquiera de las reivindicaciones 6 a 8, en donde el bloque de sincronización (C) comprende además un estabilizador de potencia (C1) configurado para obtener un valor de ajuste de potencia ($\Delta\omega_1$) y dicho bloque de sincronización (C) está configurado para restar dicho valor de ajuste de activa ($\Delta\omega_2$) a dicha frecuencia interna (ω_i), siendo el resultado de dicha resta la entrada del segundo integrador (I_{2C}) de dicho bloque de sincronización (C), estando configurado el estabilizador de potencia (C1) para llevar a cabo la diferencia entre la potencia activa (P) y una señal auxiliar (Δz), para emplear dicha diferencia como entrada para un integrador (I_{C1}) de dicho estabilizador de potencia (C1), con un constante de integración (T_w) determinada, siendo la salida del integrador (I_{C1}) s la señal auxiliar (Δz), y para restar dicha señal auxiliar (Δz) a la potencia activa (P), siendo el resultado de dicha resta el valor de ajuste de potencia ($\Delta\omega_1$).

10. Sistema de conversión de potencia según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, en donde el bloque de estimación (B) comprende un primer sub-bloque de estimación (B1) configurado para transformar las tensiones instantáneas (v_{ag}, v_{bg}, v_{cg}) en dos componentes de tensión ($v_{\alpha g}$, $v_{\beta g}$) de un sistema de referencias estático, un segundo sub-bloque de estimación (B2) para transformar las corrientes instantáneas (i_{ag}, i_{bg}, i_{cg}) en dos componentes de corriente ($i_{\alpha g}$, $i_{\beta g}$) de un sistema de referencias estático; y un tercer sub-bloque de estimación (B3) para calcular al menos la potencia activa (P) instantánea, la potencia reactiva (Q) instantánea, un módulo de tensión (v_g) y las componentes estacionarias de flujo ($\lambda_\alpha, \lambda_\beta$) del flujo virtual de acuerdo a las ecuaciones

$$P = \frac{3}{2}\left(v_{\alpha g} i_{\alpha g} + v_{\beta g} i_{\beta g}\right),$$
$$Q = \frac{3}{2}\left(v_{\beta g} i_{\alpha g} - v_{\alpha g} i_{\beta g}\right),$$
$$v_g = \sqrt{v_{\alpha g}^2 + v_{\beta g}^2},$$
$$\lambda_\alpha = L_f i_{\alpha g} + \int v_{\alpha g}\, dt\,,$$
$$\lambda_\beta = L_f i_{\beta g} + \int v_{\beta g}\, dt\,,$$

en donde $i_{\alpha g}$ y $i_{\beta g}$ son los dos componentes de corriente del sistema de referencias estático, $v_{\alpha g}$ y $v_{\beta g}$ son dos componentes de tensión del sistema de referencias estático, P es la potencia activa, Q es la potencia reactiva v_g es el módulo de tensión de los dos componentes de tensión del sistema de referencias estático y λ_α y λ_β son los componentes estáticos de flujo del flujo virtual.

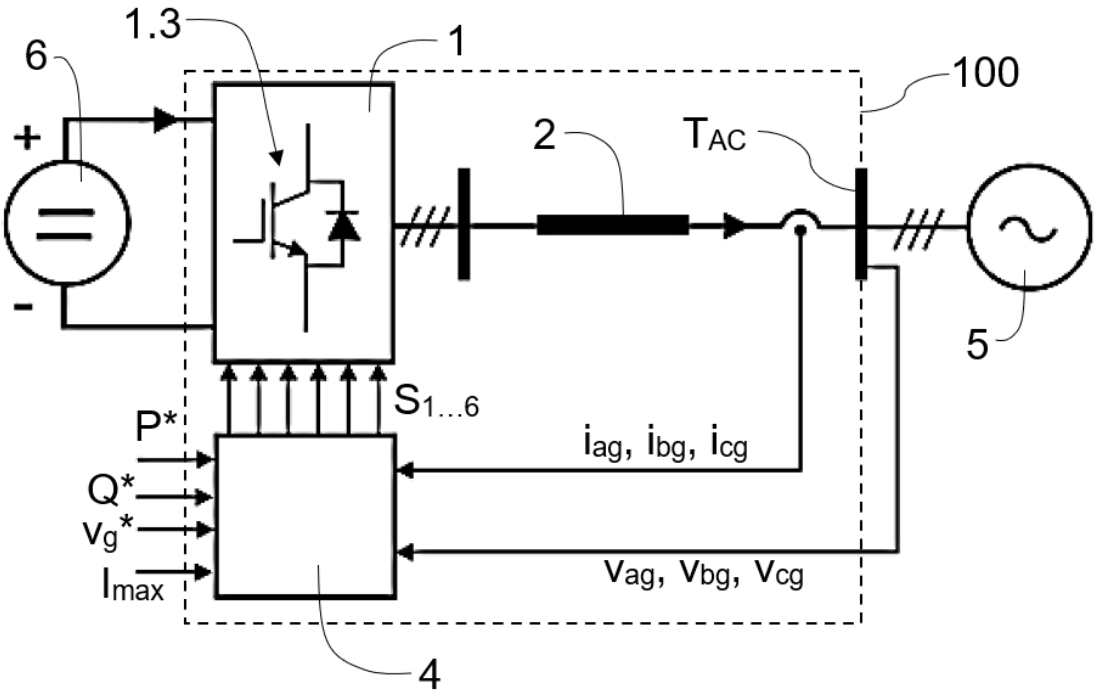
1.3
6
1
100
+
2
T_{AC}
-
5
$S_{1...6}$
P*
i_{ag}, i_{bg}, i_{cg}
Q*
v_g*
I_{max}
v_{ag}, v_{bg}, v_{cg}
4

Fig. 1

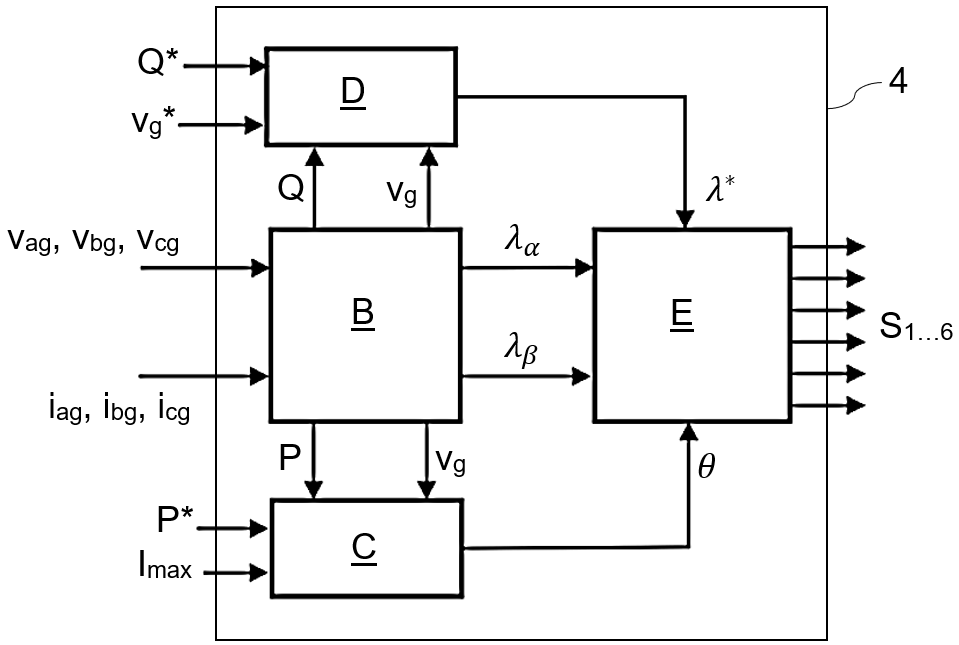
Q*
D
4
v_g*
Q
v_g
λ^*
v_{ag}, v_{bg}, v_{cg}
λ_α
B
E
$S_{1...6}$
λ_β
i_{ag}, i_{bg}, i_{cg}
P
v_g
θ
P*
C
I_{max}

Fig. 2

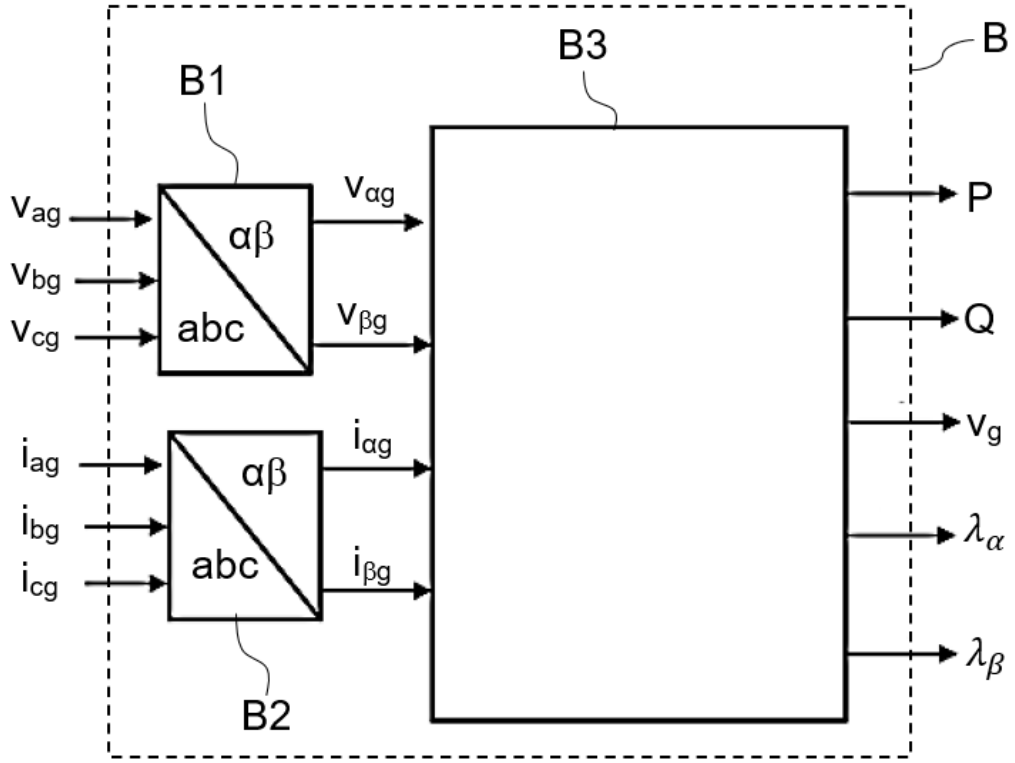
B
B3
B1
v_{ag}
v_{bg}
v_{cg}
αβ
abc
$v_{\alpha g}$
$v_{\beta g}$
i_{ag}
i_{bg}
i_{cg}
αβ
abc
$i_{\alpha g}$
$i_{\beta g}$
B2
P
Q
v_g
λ_α
λ_β

Fig. 3

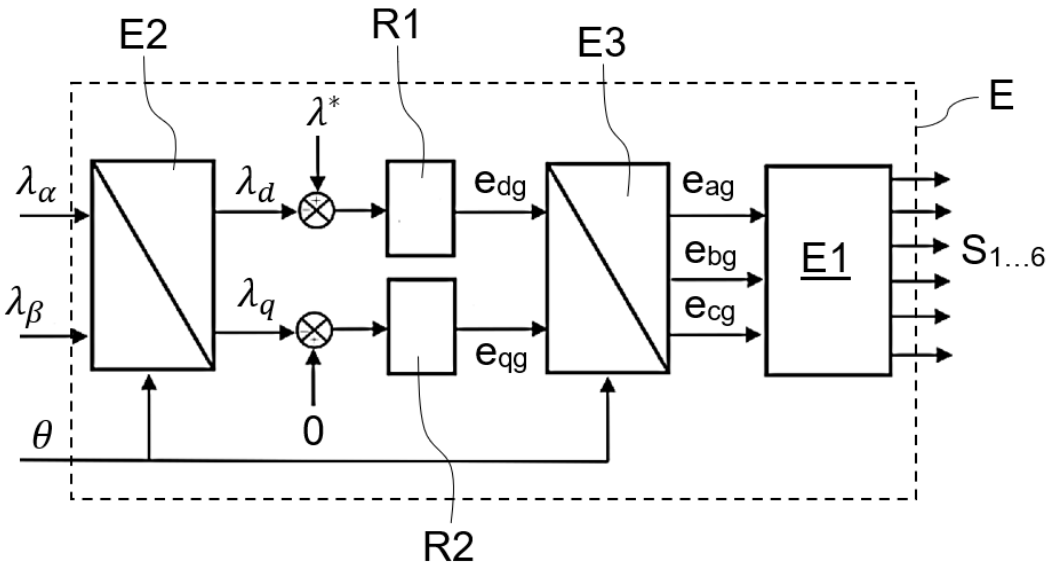
E2
R1
E3
E
λ^*
λ_α
λ_β
λ_d
λ_q
e_{dg}
e_{qg}
e_{ag}
e_{bg}
e_{cg}
E1
$S_{1...6}$
θ
0
R2

Fig. 4

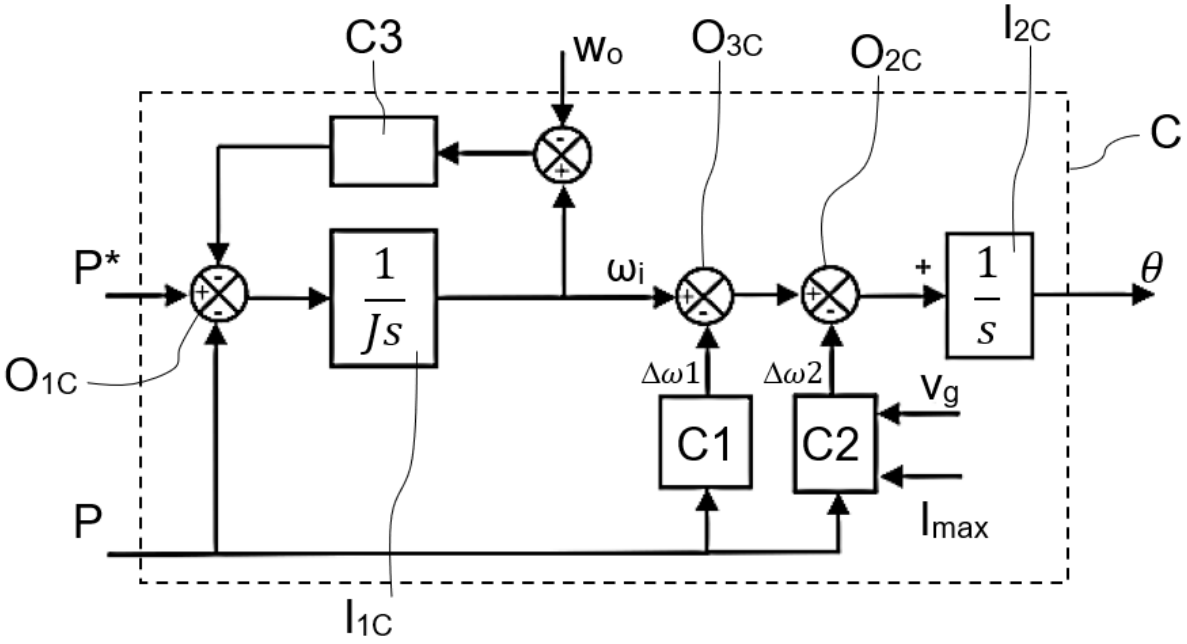

Fig. 5

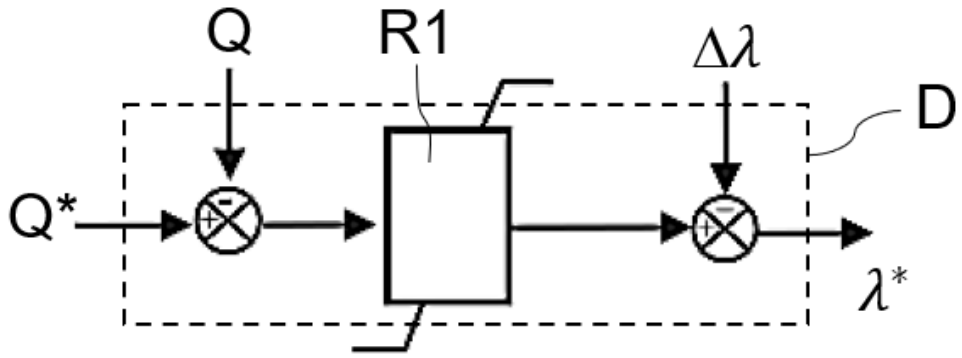

Fig. 6a

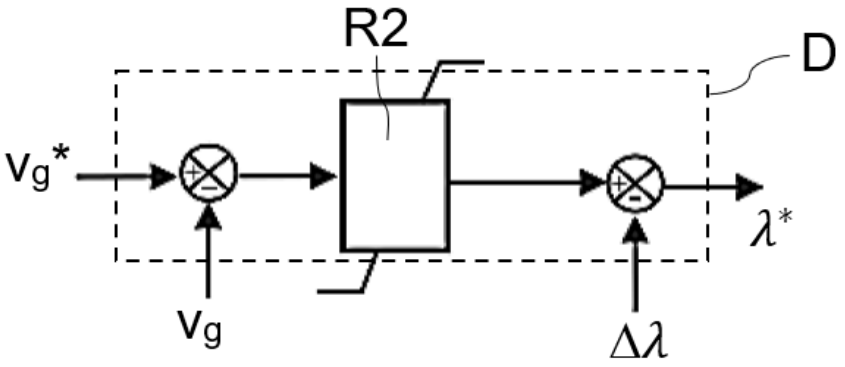

Fig. 6b

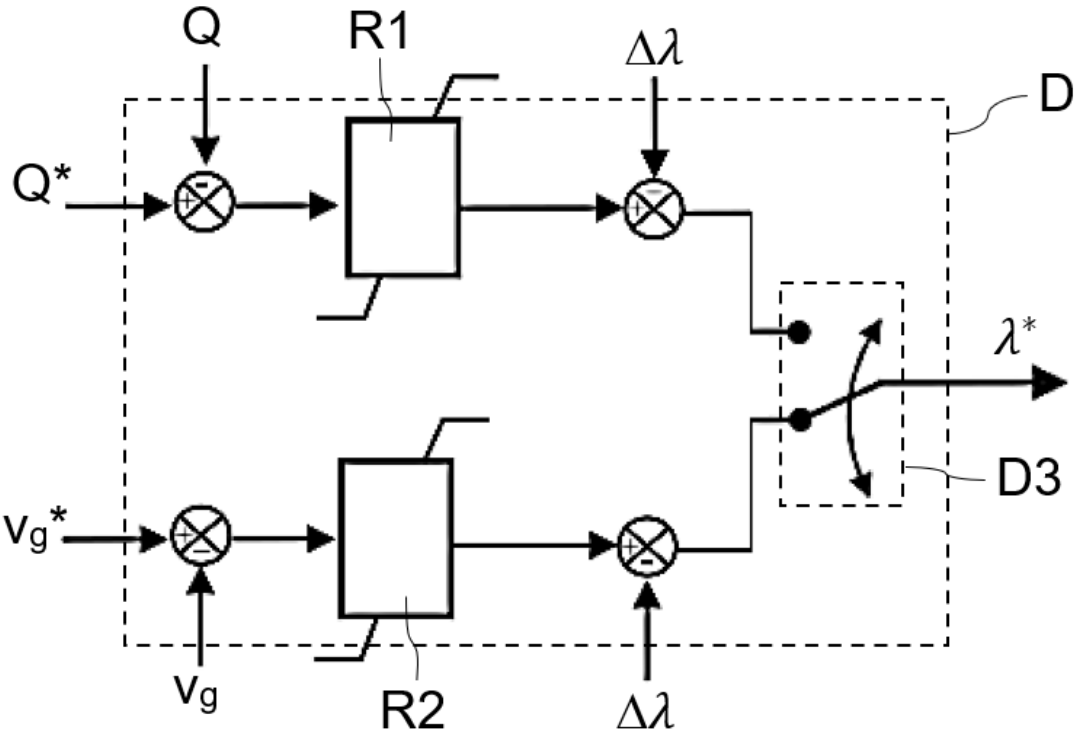

Fig. 6c

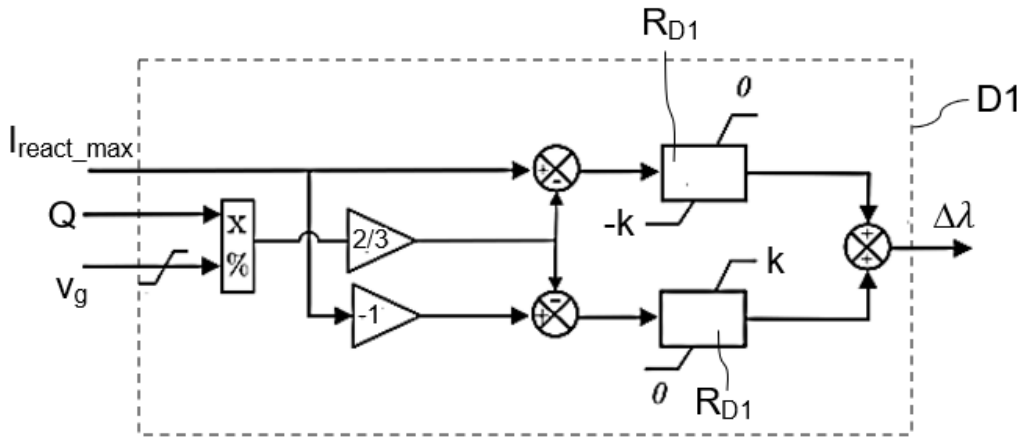

Fig. 7

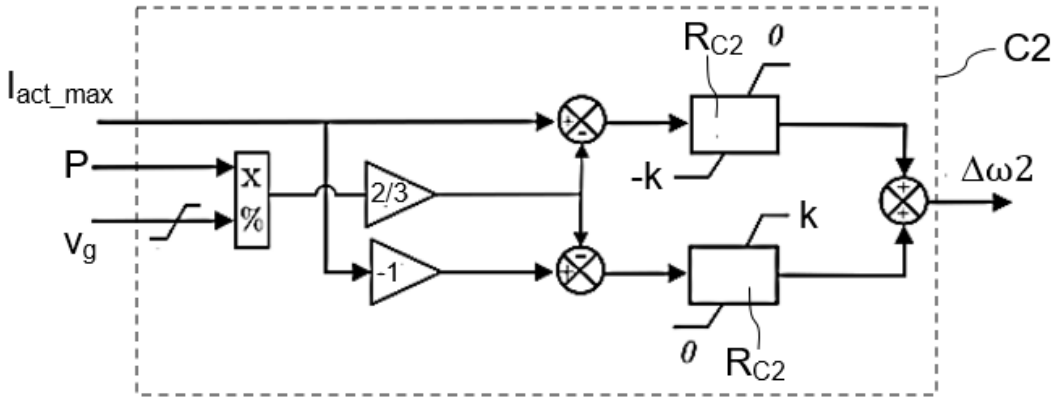

Fig. 8

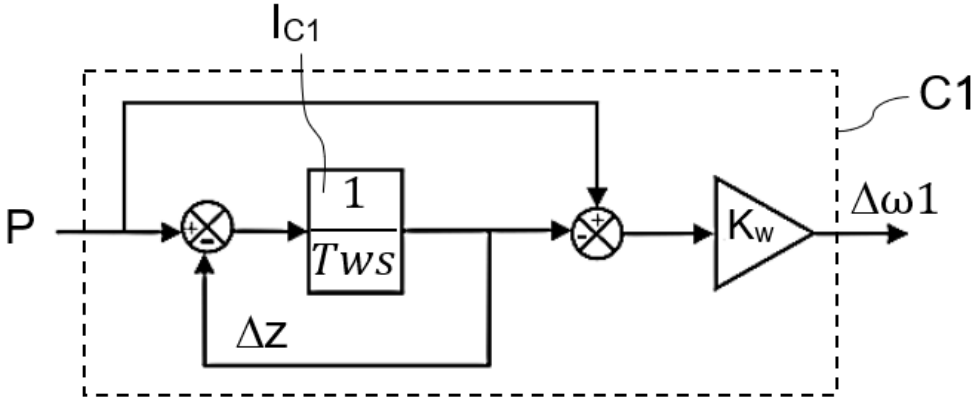

Fig. 9