

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 811 379**

51 Int. Cl.:

**G05B 13/02** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **23.03.2017 PCT/GB2017/050816**

87 Fecha y número de publicación internacional: **28.09.2017 WO17163073**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **23.03.2017 E 17719677 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **29.04.2020 EP 3433683**

54 Título: **Sistema de control**

30 Prioridad:

**23.03.2016 GB 201604935**

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

**11.03.2021**

73 Titular/es:

**COVENTRY UNIVERSITY (100.0%)  
Priory Street  
Coventry, West Midlands CV1 5FB, GB**

72 Inventor/es:

**MAGANGA, OTHMAN GEORGE;  
PHILIP, NAVNEESH y  
BURNHAM, KEITH**

74 Agente/Representante:

**ISERN JARA, Jorge**

**ES 2 811 379 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**

Sistema de control

5 Un objetivo común en la ingeniería de control consiste en determinar en qué valor óptimo configurar uno o más parámetros de entrada de una instalación (es decir, un accionador y un proceso asociado) para lograr un valor de salida particular. Por ejemplo, en las denominadas aplicaciones de seguimiento del punto máximo de potencia (MPPT, por sus siglas en inglés), la tensión de salida de una fuente de energía (por ejemplo, una célula fotovoltaica) puede variarse para optimizar la eficiencia energética de dicha fuente de potencia. La salida de potencia radiante de una célula solar típicamente implica variaciones rápidas que deben ser acomodadas.

10 Un sistema de control de este tipo generalmente busca encontrar un punto mínimo o máximo de una función correspondiente. Dichos puntos máximo y mínimo se suelen denominar "extremos". Existen varios métodos conocidos en la técnica como tal que buscan lograr este objetivo.

15 Un enfoque que se utiliza comúnmente conocido como método "perturbar y observar" (P&O, por sus siglas en inglés) (a veces denominado método de "ascenso de colinas" implica ajustar la tensión de salida en una pequeña cantidad y medir la potencia de salida. Si la potencia aumenta, el ajuste se considera ventajoso y se realizan más ajustes en la misma dirección hasta que la potencia deja de mejorar. Sin embargo, este método puede provocar la presencia de oscilaciones en la salida de potencia.

20 Un enfoque común conocido como "control de búsqueda del extremo" (ESC, por sus siglas en inglés) utiliza una señal de perturbación periódica (generalmente sinusoidal) para excitar una instalación de interés. Un bucle de retroalimentación permite entonces un desplazamiento en el valor promedio de la señal de perturbación en función de la salida de la instalación, para impulsarla hasta valor deseado. La amplitud de la señal de perturbación se elige durante el diseño del sistema de ESC para proporcionar convergencia al valor deseado. Las amplitudes más altas conducirán a una convergencia más rápida, pero introducirán oscilaciones y pérdidas en la salida, mientras que las amplitudes más bajas pueden dejar de excitar la instalación por completo. Además, dichos sistemas de ESC pueden entrar en un ciclo límite (es decir, un bucle estable) por un extremo local y, de este modo, evitar la consecución del extremo global (es decir, el máximo o mínimo global según corresponda a la aplicación).

25 En "Optimization of a continuous-time maximum power point tracking algorithm in the presence of noise" (Latham A M, et al; Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2010 IEEE 12th Workshop On, IEEE, Piscataway, NJ, EE. UU., 28 de junio de 2010 (2010-06-28), páginas 1-7, XP031746281, ISBN: 978-1-4244-7462-2) se describe el efecto de ruido de varios algoritmos de MPPT para sistemas fotovoltaicos. El efecto del ruido y otros parámetros en el rendimiento del seguimiento se cuantifica y se compara el rendimiento de los distintos algoritmos.

30 La presente invención busca proporcionar un sistema de control mejorado que pueda proporcionar una convergencia rápida al extremo correcto manteniendo la estabilidad y la simplicidad de los sistemas de ESC convencionales.

35 De este modo, cuando se ve desde un primer aspecto, la presente invención proporciona un sistema de control para controlar una instalación, comprendiendo el sistema de control un bucle de retroalimentación que incluye un integrador, un generador de señal y una unidad de puesta en escala, en donde el sistema de control está dispuesto de modo que:

40 el bucle de retroalimentación comprende una entrada adecuada para conectarse a una salida de la instalación; el integrador integra una señal recibida desde la entrada para generar una señal de estado  $\hat{x}$ ; y el generador de señal genera una señal de perturbación de base periódica con una amplitud inicial; caracterizado por que:

45 la unidad de puesta en escala genera un factor de puesta en escala que tiene un primer valor si la varianza de la señal de estado  $\text{var}(\hat{x})$  es cero, o un segundo valor si la varianza de la señal de estado no es cero, en

50 donde el segundo valor es proporcional a  $e^{\frac{-1}{\text{var}(\hat{x})}}$ ; en donde la unidad de puesta en escala está dispuesta para multiplicar la amplitud inicial de la señal de perturbación de base periódica mediante el factor de puesta en escala para producir una señal de perturbación dependiente del estado, que se proporciona en una salida del sistema de control adecuada para conectarse con una entrada de la instalación.

55 De este modo, los expertos en la materia apreciarán que la presente invención proporciona un sistema de control mejorado de búsqueda de extremo de parámetro dependiente del estado (SDP-ESC) que tiene la capacidad de variar la amplitud de la señal de perturbación de acuerdo con la varianza de la señal de estado. En otras palabras, cuando la salida de la instalación se encuentra cerca del valor deseado, la varianza de la señal de estado se mantendrá mínima y, de este modo, la unidad de puesta en escala reduce la amplitud de la señal de perturbación. Por consiguiente, esto significa que se puede aplicar una señal de perturbación con una amplitud lo suficientemente

grande como para excitar la instalación, pero posteriormente se reduce con el fin de evitar oscilaciones no deseadas y pérdidas dentro de la instalación una vez que se haya alcanzado el valor deseado de la salida de la instalación. Esto puede resultar particularmente ventajoso, por ejemplo, en aplicaciones que implican una salida de tensión baja que pueda no excitarse adecuadamente mediante los métodos de ESC existentes. Adicionalmente, el SDP-ESC tiene la capacidad de adaptarse a variaciones de entrada rápidas y, de este modo, puede resultar ventajoso cuando se aplique a instalaciones tales como células fotovoltaicas donde típicamente se producen variaciones rápidas.

El sistema de control mejorado de la presente invención puede aplicarse fácilmente a varias aplicaciones técnicas, entre las que se incluyen, sin limitación: recursos de energía renovable como turbinas fotovoltaicas (por ejemplo, células solares) y eólicas; pilas de combustible; sistemas de frenado antibloqueo (ABS); biorreactores, inestabilidades de combustión; formación de vuelo; sistemas de acondicionamiento de aire, por ejemplo, de calentamiento y enfriamiento, generadores termoeléctricos; y problemas de control de flujo.

Por ejemplo, un sistema de control de acuerdo con las realizaciones de la presente invención puede aplicarse dentro de un sistema de ABS para buscar una característica de fricción máxima con el fin de evitar que patine. La característica de la fuerza de fricción que actúa sobre los neumáticos tiene un máximo de resbale de rueda bajo (distinto de cero) y disminuye a medida que aumenta el resbale.

Por ejemplo, un sistema de control de acuerdo con las realizaciones de la presente invención puede usarse para optimizar biorreactores con el fin de encontrar de forma automatizada el mejor punto de operación mientras que se mantiene la resistencia frente a una gran incertidumbre en relación con la cinética del proceso. Por ejemplo, dichos sistemas de control podrían usarse para ajustar el ritmo de dilución con el fin de dirigir el proceso hacia el extremo.

Por ejemplo, un sistema de control de acuerdo con las realizaciones de la presente invención puede utilizarse para la optimización de inestabilidades de combustión. Algunos parámetros que se pueden optimizar incluyen el desplazamiento de fase. El mapa de equilibrio de la amplitud de presión frente a la fase de control es regular, único y tiene un mínimo. Por lo tanto, dichos sistemas de control se pueden utilizar para alterar el ángulo de fase con el fin de buscar una amplitud de presión mínima.

En algunas realizaciones, el segundo valor tiene un límite inferior sustancialmente igual al primer valor. El segundo valor puede iniciarse entonces a un valor relativamente alto, de modo que la señal de perturbación dependiente del estado excite la instalación casi con total seguridad, y se reduce luego hasta el primer valor a medida que disminuye la varianza de la señal de estado.

En algunas realizaciones, la varianza recíproca de la señal de estado se pone en escala mediante una constante distinta de cero  $\alpha$ . Si se seleccionara  $\alpha=0$ , no se produciría ningún efecto en la minimización del ciclo y, por tanto, el sistema de control de SDP-ESC rendiría igual que los sistemas de ESC convencionales. Preferentemente, la constante  $\alpha$  es positiva, es decir, una constante de decrecimiento  $\alpha>0$ . Si se seleccionara  $\alpha<0$ , la señal de perturbación dependiente del estado aumentaría exponencialmente y provocaría la inestabilidad del sistema de

control. Esto significa que el resultado puesto en escala  $\frac{-\alpha}{var(\hat{x})}$  puede proporcionar el exponente para el segundo valor, de modo que el segundo valor sea proporcional a  $e^{\frac{-\alpha}{var(\hat{x})}}$ . Preferentemente, el segundo valor del factor de

puesta en escala es  $\beta e^{\frac{-\alpha}{var(\hat{x})}}$ , en donde  $\alpha$  es una constante de decrecimiento elegida para configurar el ritmo de decrecimiento exponencial del factor de puesta en escala y  $\beta$  es una ganancia de perturbación. El solicitante ha reconocido que los diversos parámetros que afectan la señal de perturbación dependiente del estado pueden seleccionarse para optimizar el sistema de control.

Aunque se puede usar cualquier forma de onda para proporcionar la señal de perturbación de base periódica, en las realizaciones preferentes la señal de perturbación de base periódica es sinusoidal. En otras palabras, el generador de señal se dispone preferentemente para generar una señal de perturbación de base periódica de la forma  $\sin \omega t$  o  $\cos \omega t$ . Se ha descubierto que la selección de la frecuencia de perturbación  $\omega$  puede ser importante para evitar un error de seguimiento. Preferentemente, la frecuencia  $\omega$  de la señal de perturbación de base periódica no es igual a la frecuencia de ningún componente de ruido significativo que afecte el sistema de control. Si la frecuencia de perturbación  $\omega$  fuera igual a la frecuencia de ruido, aumentaría el error de seguimiento. Por consiguiente, una función  $f_n$  que representa el ruido en el sistema de control está acotada preferentemente de acuerdo con:

$$f_n = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T n \sin \omega t dt.$$

De manera adicional o como alternativa, la unidad de puesta en escala está dispuesta preferentemente para producir una señal de perturbación dependiente del estado que tenga una ganancia  $\beta$  que sea lo suficientemente grande como para excitar el sistema de control, así como para lograr una velocidad de convergencia deseada. En un

conjunto preferente de realizaciones, el segundo valor del factor de puesta en escala es  $\beta e^{\frac{-\alpha}{var(\hat{x})}}$ , en donde  $\alpha$  es una constante de decrecimiento que puede elegirse para configurar el ritmo de decrecimiento exponencial del factor de puesta en escala. De este modo, la señal de perturbación dependiente del estado puede representarse como una función de la señal de estado  $\hat{x}$  de acuerdo con:

5

$$f(\hat{x}) = \begin{cases} \beta e^{\frac{-\alpha}{var(\hat{x})}}, & \text{si } var(\hat{x}) < \alpha \text{ y } var(\hat{x}) \neq 0. \\ \beta, & \text{de lo contrario} \end{cases}$$

Un gran ganancia de perturbación  $\beta$  aumentará la velocidad de convergencia con oscilaciones mínimas debido al efecto de decrecimiento exponencial causado por la función de SDP-ESC  $e^{\frac{-1}{var(\hat{x})}}$ . Como esta función decrecerá exponencialmente muy cerca de cero,  $\beta$  puede seleccionarse para aumentar el ritmo de convergencia hasta el extremo, así como para proporcionar suficiente excitación para el sistema.

10

Una ventaja de seleccionar  $\alpha > 0$  es que  $f(\hat{x})$  permite entonces que la ganancia de perturbación  $\beta$  decrezca exponencialmente hasta un valor pequeño, por lo tanto seleccionar un volumen grande para  $\beta$  no introduce oscilaciones o sensibilidad al ruido. El solicitante se ha percatado de que la constante  $\alpha$  se puede seleccionar dependiendo de la señal de estado  $var(\hat{x})$  y, preferentemente, la constante  $\alpha$  se selecciona de modo que  $var(\hat{x}) < \alpha$ .

15

En un conjunto preferente de realizaciones, la señal de perturbación dependiente de la señal puede representarse como una función de la señal de estado  $\hat{x}$  de acuerdo con:

20

$$f(\hat{x}) = \begin{cases} \beta e^{-\gamma}, & var(\hat{x}) < \alpha \text{ y } var(\hat{x}) \neq 0; \\ \beta, & \text{de lo contrario} \end{cases}$$

en donde  $\gamma = \frac{\alpha}{var(\hat{x})}$ . En al menos algunas realizaciones, se asume que  $var(\hat{x})$  es una varianza con ventana y, por tanto, se considera que  $\gamma$  es constante por un periodo de tiempo.

25

En al menos algunas realizaciones, el bucle de retroalimentación comprende una unidad de desplazamiento dispuesta para proporcionar un valor de desviación. Esto permite aumentar o disminuir el valor promedio de la señal de perturbación, según sea necesario, con el fin de hacer que la salida de la instalación converja en el valor deseado. Aunque la desviación podría añadirse antes o después del proceso de puesta en escala, en realizaciones preferentes de la invención, la unidad de desplazamiento está dispuesta de modo que el valor de desviación se añada a la señal de perturbación dependiente del estado. Existen varias disposiciones posibles de la unidad de desplazamiento para proporcionar el valor de desviación; sin embargo, en realizaciones preferentes, la unidad de desplazamiento es un compensador. En realizaciones preferentes adicionales, el compensador es un controlador PID (proporcional, integral, derivativo por sus siglas en inglés).

35

En al menos algunas realizaciones, de manera adicional o como alternativa, el bucle de retroalimentación comprende un filtro de paso alto que tiene una frecuencia de corte de  $\omega_h$ . Es preferible que esta frecuencia de corte cumpla  $\omega_h \ll \omega$ , donde  $\omega$  es la frecuencia de la señal de perturbación de base periódica (tal y como se ha descrito anteriormente). Esto garantiza que la función del filtro de paso alto esté acotada, de modo que el filtro de paso alto elimine cualquier componente de CC no deseado. La dinámica del filtro de paso alto se escoge preferentemente para que sea lo suficientemente rápida para responder a las perturbaciones en la entrada.

40

En al menos algunas realizaciones, de manera adicional o como alternativa, el bucle de retroalimentación comprende un filtro de paso bajo que tiene una frecuencia de corte de  $\omega_l$ . Es preferible que esta frecuencia de corte cumpla  $\omega_l \ll \omega$ , donde  $\omega$  es la frecuencia de la señal de perturbación de base periódica (tal y como se ha descrito anteriormente). Esto garantiza que la función del filtro de paso bajo esté acotada, de modo que el filtro de paso siempre atenúe cualquier componente de frecuencia alta no deseado. La dinámica del filtro de paso bajo se escoge preferentemente para que sea lo suficientemente rápida para responder a las perturbaciones en la entrada.

45

En al menos algunas realizaciones, de manera adicional o como alternativa, el bucle de retroalimentación comprende un filtro de paso de banda que comprende un filtro de paso alto con una primera frecuencia de esquina y un filtro de paso bajo con una segunda frecuencia de esquina en donde la primera frecuencia de esquina es mayor que la segunda frecuencia de esquina. En realizaciones preferentes, el filtro de paso de banda está dispuesto para filtrar la entrada antes de pasar la señal de entrada filtrada al integrador. En algunas realizaciones, la salida del filtro de paso alto se multiplica con la señal de perturbación de base periódica antes de pasar por el filtro de paso bajo. Un filtro de paso bajo no es esencial para el análisis de convergencia, ya que el integrador puede atenuar las frecuencias altas; sin embargo, con frecuencia un filtro de paso bajo puede estar presente en implementaciones

50

55

prácticas del bucle de retroalimentación.

El solicitante ha apreciado que en sistemas basados en tiempo, los bucles de retroalimentación suelen ser más lentos que la instalación que están diseñados para controlar y, de este modo, resulta ventajoso para garantizar que los filtros descritos anteriormente sean más rápidos que la unidad de puesta en escala. De este modo, en las realizaciones preferentes resumidas anteriormente, la constante de decrecimiento  $\alpha$  se elige de modo que la unidad de puesta en escala sea más lenta que el filtro de paso alto. En realizaciones particularmente preferentes, la unidad de puesta en escala es de 2 a 10 veces más lenta que el filtro de paso alto.

La presente invención se extiende a un método para controlar una instalación, comprendiendo el método:

obtener una señal de salida para la instalación;  
integrar una señal de salida desde la instalación para generar una señal de estado  $\hat{x}$ ; y  
generar una señal de perturbación de base periódica con una amplitud inicial;  
caracterizado por:

generar un factor de puesta en escala que tiene un primer valor  $\beta$  si la varianza de la señal de estado  $\text{var}(\hat{x})$  es cero, o un segundo valor si la varianza de la señal de estado no es cero, en donde el segundo valor es

proporcional a  $e^{\frac{-1}{\text{var}(\hat{x})}}$ ;

multiplicar la amplitud inicial de la señal de perturbación de base periódica mediante el factor de puesta en escala para producir una señal de perturbación dependiente del estado;  
introducir la señal de perturbación dependiente del estado en la instalación para impulsar la instalación a un punto de operación deseado.

Las realizaciones de dicho método pueden implementar cualquiera de las características descritas anteriormente en relación con un sistema de control.

A continuación, se describirán determinadas realizaciones de la invención, únicamente a modo de ejemplo, con referencia a los dibujos adjuntos, en los que:

la figura 1 muestra un gráfico que ilustra un extremo típico que podría localizarse por medio de la presente invención;  
la figura 2 muestra el rendimiento simulado de dos sistemas de control convencionales;  
la figura 3 muestra un diagrama de bloques de un sistema de control de SDP-ESC de conformidad con una realización de la invención;  
la figura 4 muestra una comparación de tensiones de entrada típicas para un sistema de control de ESC convencional y un sistema de control de SDP-ESC de conformidad con una realización de la invención; y  
las figuras 5A y 5B muestran una comparación de ciclos de funcionamiento de tensión de entrada típica para un sistema de control de ESC y un sistema de control de SDP-ESC de conformidad con una realización de la invención.

La figura 1 muestra un gráfico que ilustra un extremo típico que podría localizarse por medio de la presente invención. La curva 100 muestra la relación entre la salida  $P$  de una instalación que se debe controlar y la entrada  $d$  a dicha instalación. La entrada  $d$  puede controlarse, por ejemplo, entre dos puntos 102, 104 en la curva 100, que varía la salida  $P$ .

Como se puede ver a partir de la curva 100, comenzando en el punto 102, la instalación produce una salida inicial  $p_0$  para una determinada entrada  $d_0$ . Moverse hacia el segundo punto 104 al aumentar la entrada a  $d_1$  hace que la salida aumente a  $p_1$ . A partir de esta curva simple, se puede ver que finalmente se alcanza un punto máximo 106. En el punto óptimo 106, la primera derivada (es decir, el gradiente) de la curva 100 es cero y, por lo tanto, es un punto estacionario. Además, la segunda derivada de la curva 100 en el punto óptimo 106 es negativa y, por lo tanto, el punto estacionario es un máximo.

Son extremos tales como este punto óptimo 106 que la presente invención busca localizar. Aunque esta curva 100 tiene una relación relativamente simple entre la salida  $P$  y la entrada  $d$ , se apreciará que los principios de la invención descrita en el presente documento se aplican a aplicaciones con relaciones de entrada-salida mucho más complejas.

La figura 2 muestra el rendimiento simulado de dos sistemas de control convencionales. Más específicamente, es una simulación del rendimiento de un generador termoelectrónico (TEG, por sus siglas en inglés)  $\text{Bi}_2\text{Te}_3$ , simulando la potencia de salida  $P$  en función del tiempo  $t$  utilizando diferentes métodos de control.

La curva 200 representada por la línea discontinua más gruesa muestra el rendimiento máximo teórico del TEG. La curva 206 representada por la línea continua con marcadores circulares muestra el rendimiento del TEG sin usar

mecanismo de control (es decir, la entrada es fija).

Una simulación de los resultados asociados con el control del TEG con el método de perturbación y observación convencional (P&O) tal y como se ha mencionado anteriormente se muestra mediante la curva PO 204, durante una simulación de un una curva 202 del método convencional de control de búsqueda de extremo. Mientras que el método de ESC comienza más lejos del máximo teórico que el método PO, como se puede ver en el gráfico, la curva de ESC 202 en promedio está más cerca que la curva PO 204 a la curva teórica 200 y converge más rápido. Esto indica un rendimiento mejorado y una mayor convergencia hacia la potencia de salida óptima del TEG.

Sin embargo, tal y como se ha descrito anteriormente, el método de ESC debe utilizar una señal de perturbación con una alta amplitud con el fin de lograr la convergencia en el valor deseado. Esta alta amplitud introduce oscilaciones y pérdidas en la salida, como se describirá a continuación con referencia a las figuras 4 a 6.

La figura 3 muestra un diagrama de bloques de un sistema de control de búsqueda de extremos de parámetros dependientes del estado (SDP-ESC) 1 de conformidad con una realización de la invención. El sistema de control 1 está dispuesto como un bucle que contiene: una instalación 2; un filtro de paso alto 4; un filtro de paso bajo 6; un integrador 7; un compensador 8; una unidad de puesta en escala 10; multiplicadores 12, 16; un dispositivo de adición 14; y un generador de señal 32.

La instalación 2 es la entidad que va a controlar el sistema de control 1 que, tal y como se ha descrito anteriormente podría, por ejemplo, ser: un generador termoeléctrico; una célula fotovoltaica; una turbina eólica; una pila de combustible; un sistema de frenos antibloqueo; o un biorreactor.

Con el fin de controlar la instalación 2, se perturba por medio de una señal de perturbación periódica, en esta realización particular, una señal sinusoidal 34 generada por el generador de señal 32. Sin embargo, en lugar de limitarse a usar el método "perturbar y observar" resumido anteriormente, esta señal sinusoidal se modula mediante el bucle de control para lograr una rápida convergencia en un punto de operación deseado dentro de la instalación. La señal sinusoidal 34, que representa una señal de perturbación de base periódica que tiene una frecuencia de perturbación  $\omega$ , puede adoptar la forma general  $\sin \omega t$ .

La instalación 2 produce una salida 18 que supervisa el sistema de control 1. La salida 18 se alimenta al filtro de paso bajo 4 que filtra cualquier componente de frecuencia baja desde la salida por debajo de una frecuencia de esquina superior,  $\omega_h$ , que genera una señal filtrada de paso alto 20. La función de transferencia del filtro de paso bajo 4 en el dominio de Laplace se da mediante la siguiente Ec. 1:

$$F_{hpf}(s) = \frac{s}{s + \omega_h}$$

Ec. 1: función de transferencia de filtro de paso alto 4

en donde  $f_{hpf}(s)$  es la función de transferencia del filtro de paso bajo 4;  $s$  es la frecuencia compleja; y  $\omega_h$  es la frecuencia de esquina superior.

La señal filtrada de paso alto 20 se introduce luego al primer multiplicador 12, que también se alimenta con la señal de perturbación periódica 34. El multiplicador 12 genera luego una señal mixta 22.

La señal mixta resultante 22 se introduce luego al filtro de paso bajo 6, que filtra cualquier componente de baja frecuencia de la salida por debajo de una frecuencia de esquina inferior  $\omega_l$ , que genera una señal filtrada de paso bajo 24. La función de transferencia del filtro de paso bajo 7 en el dominio de Laplace se da mediante la siguiente Ec. 2:

$$F_{lpf}(s) = \frac{\omega_l}{s + \omega_l}$$

Ec. 2: función de transferencia de filtro de paso bajo 6

en donde  $f_{lpf}(s)$  es la función de transferencia del filtro de paso bajo 6;  $s$  es la frecuencia compleja; y  $\omega_l$  es la frecuencia de esquina inferior.

La señal filtrada de paso bajo 24 se introduce luego al integrador 7. El integrador 7 está dispuesto para sumar la señal filtrada de paso bajo 24 a lo largo del tiempo, generando una señal de estado 26. Esta señal de estado 26 se introduce luego tanto en el compensador 8 como en la unidad de puesta en escala 10. La función de transferencia del integrador 7 en el dominio de Laplace se da mediante la siguiente Ec. 3:

$$F_{int}(s) = \frac{k}{s}$$

Ec. 3: función de transferencia del integrador 7

en donde:  $F_{int}(s)$  es la función de transferencia del filtro de paso 7;  $s$  es la frecuencia compleja; y  $k$  es una constante.

5 La unidad de puesta en escala 10 está dispuesta para producir un factor de ganancia 30 dependiendo de la varianza de la señal de estado 26. Si la varianza de la señal de estado 26 es cero, el factor de ganancia 30 se configura a un primer valor  $\beta$ , donde este primer valor  $\beta$  es lo suficientemente grande para tener la capacidad de excitar la instalación 2. Sin embargo, si la varianza de la señal de estado 26 es distinta de cero, el factor de ganancia 30 se configura a un segundo valor proporcional a  $\frac{-1}{e^{var(\hat{x})}}$ . La relación se muestra matemáticamente en la siguiente Ec. 4:

$$f(\hat{x}) = \begin{cases} \beta e^{\frac{-\alpha}{var(\hat{x})}}, & \text{si } var(\hat{x}) < \alpha \text{ y } var(\hat{x}) \neq 0 \\ \beta, & \text{de lo contrario} \end{cases}$$

Ec. 4: función dependiente de la señal de estado

15 en donde:  $\hat{x}$  es la señal de estado 26;  $f(\hat{x})$  es el factor de ganancia 30;  $\beta$  es el primer valor tal y como se ha descrito anteriormente; y  $\alpha$  es una constante de decrecimiento que puede elegirse para configurar el ritmo de decrecimiento exponencial con respecto a la señal de estado 26.

20 Debido a que, a menos en los sistemas basados en tiempo, la instalación 2 tiene una respuesta más rápida a los cambios que el bucle de retroalimentación, la constante de decrecimiento  $\alpha$  se escoge de modo que los filtros 4, 6 sean más rápidos que la función exponencial que configura el factor de ganancia 30. La constante de decrecimiento  $\alpha$  depende por lo tanto de la dinámica de la instalación 2 que se vaya a controlar, y  $\alpha$  se escoge después de configurar las frecuencias de esquina superior  $\omega_h$  e inferior  $\omega_l$ .

25 El factor de ganancia 30 resultante se aplica como una entrada al multiplicador 16, que también está provisto de la señal sinusoidal 34. Este multiplicador 16 genera entonces una señal sinusoidal puesta en escala 35.

30 El compensador 8 está dispuesto para producir un valor de desviación 28 que se aplicará a la señal sinusoidal 34. Aunque la unidad de puesta en escala 10 pone en escala la amplitud de la señal de perturbación que se va a aplicar a la instalación 2, el compensador 8 está dispuesto para desplazar el valor promedio de la señal de perturbación hacia arriba o hacia abajo según sea necesario por la convergencia óptima en el punto de operación deseado. Por consiguiente, el compensador 8 utiliza control proporcional e integral en función de la señal de estado 26 para generar el valor de desviación 28. Este valor de desviación 28 se introduce luego en el aparato de adición 14 junto con la señal sinusoidal puesta en escala 35 para generar una señal de perturbación dependiente del estado 36, que se introduce luego en la instalación 2. La función de transferencia del compensador 8 en el dominio de Laplace se da mediante la siguiente Ec. 5:

$$F_{comp}(s) = \frac{sk_c + 1}{s}$$

Ec. 5: función de transferencia del compensador 8

40 en donde:  $F_{comp}(s)$  es la función de transferencia del compensador 8;  $s$  es la frecuencia de número complejo; y  $k_c$  es una constante.

45 En relación con el integrador 7 y el compensador 8, las constantes  $k_c$  y  $k$  deben escogerse para ser lo suficientemente grandes para adaptarse a perturbaciones deliberadas a la vez que evita la detección de pequeñas variaciones provocadas por el ruido. En otras palabras, estos parámetros deben seleccionarse de modo que no se detecte ruido dentro del bucle de retroalimentación de SDP-ESC. Sin embargo, si  $k_c$  y  $k$  son demasiado grandes, esto puede aumentar las oscilaciones debido a una detección continua de cada pequeña variación dentro del bucle de alimentación.

50 Este sistema de control 1 está dispuesto de modo que el bucle de alimentación permita entonces una señal de perturbación dependiente del estado de variación dinámica 36 en función de la salida 18 de la instalación 2, para impulsar la salida 18 en un valor deseado. La propia instalación 2 tiene una función de transferencia expresada en la siguiente Ec. 6:

$$f(d) = P_{m\acute{a}x} + \frac{P''}{2} (d - d_{opt})^2$$

Ec. 6: funci3n de transferencia de la instalaci3n 2

en donde:  $f(d)$  es la funci3n de transferencia de la instalaci3n 2;  $d$  es la se1al de perturbaci3n dependiente del estado 36;  $P_{m\acute{a}x}$  es la salida te3rica m1xima de la instalaci3n 2;  $d_{opt}$  es la se1al de perturbaci3n 3ptica te3rica y  $P''$  es la segunda derivada de la salida 18 de la instalaci3n 2.

Por ejemplo, si el sistema de control de la presente invenci3n se usara para controlar la salida de un generador termoel3ctrico (TEG) de modo que proporcionara una transferencia de potencia m1xima a una carga, la tensi3n de salida deseada de una instalaci3n 2 (es decir, la c3lula fotovoltaica)  $P_{m\acute{a}x}$  ser1a la mitad de la tensi3n del circuito abierto del TEG.

Al usar el TEG como ejemplo de trabajo, primeramente hay que considerar un modelo del TEG (es decir, la instalaci3n 2) aproximado usando una expansi3n en serie de Taylor seg1n la Ec. 7:

$$y(u) = y^* + \frac{y''}{2} (u - u^*)^2$$

Ec. 7: expansi3n en serie de Taylor de un TEG

donde  $u$  es el ciclo de trabajo,  $u^*$  es el ciclo de trabajo en el punto de extremo,  $y$  es la salida medida y  $y^*$  es la salida en el punto de extremo.

Se pueden hacer dos suposiciones. En primer lugar, se puede suponer que el filtro de paso bajo 6 no es esencial para el an1lisis de convergencia, puesto que el integrador 7 atenuar1 t1picamente las frecuencias altas. Sin embargo, cabe destacar que para implementaciones pr1cticas, se incluir1 el filtro de paso bajo 6. La segunda suposici3n que se hace aqu1 es que aunque el modelo del TEG incluya otra din1mica, la se1al de perturbaci3n dependiente del estado 36 utilizada en el sistema de control 1 se considera lo suficientemente lenta para tratar la instalaci3n 2 como un mapa no lineal est1tico.

El objetivo del SDP-ESC consiste en minimizar la cantidad  $(u^* - \hat{u})$  de modo que la  $y$  de la salida medida se acerque a  $y^*$ , es decir,  $y(u) \approx y^*$ . La diferencia entre  $u^*$  y  $\hat{u}$  se denomina error de estimaci3n  $u_e$  y se da mediante la siguiente Ec. 8:

$$u_e = u^* - \hat{u}$$

Ec. 8: error de estimaci3n

Esta cantidad  $\hat{u}$  se modula mediante  $f(\hat{x}) \text{sen}\omega t$  para obtener  $u$ . La diferencia entre  $u$  y  $u^*$  se da seg1n la Ec. 9:

$$u - u^* = f(\hat{x}) \text{sen}\omega t - u_e$$

Ec. 9: diferencia entre  $u$  y  $u^*$

Sustituir la Ec. 9 por la Ec. 8 reformula el objetivo del SDP-ESC seg1n la Ec. 10:

$$y(u) = y^* + \frac{y''}{2} (u_e - f(\hat{x}) \text{sen}\omega t)^2$$

Ec. 10: objetivo reformulado del SDP-ESC

Adem1s, si  $\text{var}(\hat{x}) > \alpha$  y  $\text{var}(\hat{x}) \neq 0$ , sustituir la Ec. 4 por la Ec. 10 proporciona la Ec. 11:

$$y(u) = y^* + \frac{y''}{2} (u_e - \beta e^{-\gamma} \text{sen}\omega t)^2$$

Ec. 11: objetivo reformulado de SDP-ESC usando la funci3n de par1metro dependiente del estado



donde  $\gamma = \frac{\alpha}{\text{var}(\hat{x})}$ .

Expandir la Ec. 11 y reemplazar  $\text{sen } \omega t$  con  $\frac{1}{2}(1 - \cos 2\omega t)$  da lugar a la Ec. 12:

$$y(u) = y^* + \frac{y'' u_e^2}{2} + \frac{y''}{4} \beta^2 e^{-2\gamma} - y'' u_e \beta e^{-\gamma} \text{sen } \omega t - \frac{y''}{4} \beta^2 e^{-2\gamma} \cos 2\omega t$$

5 Ec. 12: objetivo expandido de SDP-ESC usando la función de parámetro dependiente del estado

El filtro de paso alto 4 eliminará cualquier componente de CC lento de  $y$  por lo que, de este modo, la Ec. 12 se puede aproximar de la siguiente manera:

$$\frac{s}{s + \omega_h} [y] \approx y^* + \frac{y'' u_e^2}{2} + \frac{y''}{4} \beta^2 e^{-2\gamma} - y'' u_e \beta e^{-\gamma} \text{sen } \omega t - \frac{y''}{4} \beta^2 e^{-2\gamma} \cos 2\omega t$$

10 Ec. 13: aproximación tras el filtro de paso alto 4

La señal de la Ec. 13 se desmodula luego multiplicándola con la señal de tramado  $\text{sen } \omega t$  para obtener:

$$\xi \approx \frac{y'' u_e^2}{2} \text{sen } \omega t + \frac{y''}{4} \beta^2 e^{-2\gamma} \text{sen } \omega t - y'' u_e \beta e^{-\gamma} \text{sen}^2 \omega t - \frac{y''}{4} \beta^2 e^{-2\gamma} \cos 2\omega t \text{sen } \omega t$$

15 Ec. 14: señal desmodulada después del tramado

Reemplazar el término  $\cos 2\omega t \text{sen } \omega t$  por la señal desmodulada de la identidad  $\frac{1}{2}(\text{sen } 3\omega t - \text{sen } \omega t)$  de la Ec. 14 da lugar a la siguiente Ec. 15:

$$\xi \approx \frac{y'' u_e^2}{2} \text{sen } \omega t + \frac{y''}{4} \beta^2 e^{-2\gamma} \text{sen } \omega t - y'' u_e \beta e^{-\gamma} \text{sen}^2 \omega t - \frac{y''}{8} \beta^2 e^{-2\gamma} (\text{sen } 3\omega t - \text{sen } \omega t)$$

20 Ec. 15: señal desmodulada después del tramado

La magnitud de  $u_e^2$  se considera pequeña y puede descartarse en consecuencia. La Ec. 15 se reduce luego a:

$$\xi \approx -\frac{y''}{2} u_e \beta e^{-\gamma} + \frac{y''}{4} \beta^2 e^{-2\gamma} \text{sen } \omega t - \frac{y''}{2} u_e \beta e^{-\gamma} \cos 2\omega t - \frac{y''}{8} \beta^2 e^{-2\gamma} (\text{sen } 3\omega t - \text{sen } \omega t)$$

Ec. 15: señal desmodulada después del tramado tras descartar  $u_e^2$

25 La ecuación 15 comprende varias señales de alta frecuencia que, cuando pasan por el integrador 7, da lugar a las Ec. 16 y Ec. 17 siguientes:

$$\hat{x} \approx -\frac{k(e^{-\gamma} \beta y'')}{s} u_e$$

Ec. 16: aproximación de la señal de estado

30 De manera similar:

$$\hat{u} \approx \frac{sk_c + 1}{s} \hat{x}$$

Ec. 17: aproximación de la señal de perturbación óptima

Sustituir la Ec. 16 por la Ec. 17 da lugar a:

$$\dot{\hat{u}} \approx -zk_c u_e - z\dot{u}$$

Ec. 18: aproximación del ritmo de cambio de la señal de perturbación óptima

donde 
$$= \frac{(k\beta e^{-\gamma} y'')}{2}.$$

Como  $u^*$  es constante, tal y como se muestra en la Ec. 8, su derivada puede expresarse como:

$$\dot{u}_e = -\hat{u}$$

Ec. 19: derivada de  $u^*$  con respecto a  $\hat{u}$

Sustituir la Ec. 18 por la Ec. 19 da lugar a:

$$\dot{u}_e = \frac{z}{1-z} k_c u_e$$

Ec. 20: error de estimación convergente con el punto de extremo

Como  $u_e \xrightarrow{\text{da lugar a}} 0$ , y  $e^{-\gamma}$  converge en una región pequeña de modo que  $0 < e^{-\gamma} < 1$ , entonces  $\hat{u}$  converge dentro de una región más pequeña de  $u^*$  con oscilaciones reducidas al mínimo. Para el esquema descrito anteriormente en donde el filtro de paso 6 se elimina del bucle de SDP-ESC, el error de salida y  $-y^*$  logra una convergencia exponencial local en  $O(\beta^2 E^{-2\gamma})$  del punto de operación con oscilaciones reducidas al mínimo, siempre que el decrecimiento exponencial esté acotado de modo que  $0 < e^{-\gamma} < 1$ .

Con respecto a la elección de los propios parámetros, hay que hacer varias consideraciones. En primer lugar, la frecuencia  $\omega$  de la señal de perturbación 34 debe ser lo suficientemente grande pero no igual a la frecuencia de ningún componente de ruido significativo o aumentará el error de seguimiento. Se asume que el ruido acotado no está corregido con señal de perturbación, por lo que el ruido debe acotarse según la Ec. 21:

$$f_n = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T n \text{sen} \omega t dt$$

Ec. 21: función de ruido acotado

En segundo lugar, la ganancia de perturbación  $\beta$  debe ser lo suficientemente grande para excitar la instalación 2 así como para lograr una velocidad de convergencia deseada. Una ganancia de perturbación grande  $\beta$  aumentará la velocidad de convergencia con oscilaciones mínimas debido al efecto de decrecimiento exponencial provocado por la función de SDP-ESC. Si  $\beta$  es demasiado pequeña, puede no lograr excitar la instalación 2, especialmente cuando el sistema de control de SDP-ESC 1 se aplica a aplicaciones de baja tensión. Como la función de SDP-ESC decrecerá exponencialmente conforme se aproxime a cero,  $\beta$  puede seleccionarse para aumentar el ritmo de convergencia hasta el extremo, así como para proporcionar suficiente excitación a la instalación 2.

La frecuencia de esquina superior  $\omega_h$  y la frecuencia de esquina inferior  $\omega_l$  deben escogerse después de determinar la frecuencia  $\omega$  de la señal de perturbación 34, de modo que  $(\omega_h, \omega_l \ll \omega)$ . La frecuencia de esquina superior  $\omega_h$  y la frecuencia de esquina inferior  $\omega_l$  deben acotarse de modo que el filtro de paso bajo 4 elimine cualquier componente de CC no deseado. Por otro lado, el filtro de paso bajo 6 debe atenuar cualquier componente de alta frecuencia no deseado. La dinámica de estos filtros 4, 6 debe ser lo suficientemente rápida para responder a las perturbaciones.

Por último, es importante seleccionar la constante de decrecimiento exponencial  $\alpha$ , de modo que  $\text{var}(\hat{x}) < \alpha$ . Si  $\alpha = 0$ , no habrá efecto sobre la minimización del ciclo límite, y el sistema de control de SDP-ESC 1 resultante proporcionará meramente el mismo rendimiento que un sistema de control basado en ESC convencional. Por el contrario, si se selecciona  $\alpha < 0$ , la función de SDP-ESC  $f(\hat{x})$  aumentará exponencialmente, provocando que el sistema de control 1 se vuelva inestable. Puesto que la función dependiente de la señal de estado  $f(\hat{x})$  de la Ec. 4 hace que la ganancia de perturbación  $\beta$  decrezca exponencialmente hasta un valor pequeño cuando se selecciona  $\alpha > 0$ , resulta evidente que seleccionar un valor grande de  $\beta$  no introduce en el sistema de control 1 ni oscilaciones no deseadas ni sensibilidad al ruido. Con el fin de minimizar satisfactoriamente los ciclos límite, así como de garantizar que el sistema de control 1 responda correctamente,  $\alpha$  debe acortarse de modo que  $\text{var}(\hat{x}) < \alpha$ .

La figura 4 muestra una comparación de tensiones de entrada típicas para un sistema de control de ESC convencional y un sistema de control de SDP-ESC de conformidad con una realización de la invención. La gráfica superior 402 muestra en la figura 4 la tensión de entrada  $V_{in}$  aplicada al sistema del TEG, tal y como se ha descrito anteriormente con referencia a la figura 2 por medio de un sistema de control de ESC convencional. La gráfica inferior 404 muestra la tensión de entrada  $V_{in}$  aplicada al sistema del TEG por medio de un sistema de control de

SDP-ESC de conformidad con una realización de la invención.

5 Tal y como puede observarse en comparación de las dos gráficas, hay significativamente menos ruido en la gráfica inferior 404 que en la gráfica superior 402. Este ruido se debe a las oscilaciones introducidas por el sistema de control de ESC cuando se usen amplitudes iniciales grandes. Estas oscilaciones entorpecen el rendimiento del sistema y, de este modo, el sistema de control de SDP-ESC mejora notablemente con respecto al método de ESC convencional.

10 Las figuras 5A y 5B muestran una comparación de ciclos de funcionamiento de tensión de entrada típica para un sistema de control de ESC convencional y un sistema de control de conformidad con una realización de la invención. Tanto la curva de ESC 502 como la curva de SDP-ESC 504 sufren oscilaciones inicialmente grandes en el ciclo de funcionamiento de entrada. Sin embargo, las oscilaciones en la curva de SDP-ESC 504 se reducen en un periodo relativamente corto de tiempo, mientras que las oscilaciones en la curva de ESC 502 se mantienen relativamente constantes a lo largo del tiempo.

15 La figura 5B muestra una comparación adicional de ciclos de funcionamiento de tensión de entrada típica en un momento posterior. Tal y como puede apreciarse, aunque se le haya dado tiempo al sistema para asentarse, sigue habiendo oscilaciones en la curva de ESC 502, mientras que la curva de ESC 504 es relativamente regular.

20 De este modo, se apreciará que se han descrito un sistema de control y un método, que logran una convergencia rápida a la vez que minimizan las oscilaciones y las pérdidas de la entrada de una instalación controlada. Aunque se han descrito en detalle realizaciones particulares, los expertos en la materia apreciarán que pueden realizarse muchas variaciones y modificaciones utilizando los principios de la invención expuesta en el presente documento. El alcance de la presente invención aparece definido en las siguientes reivindicaciones.

**REIVINDICACIONES**

1. Un sistema de control (1) para controlar una instalación (2), comprendiendo el sistema de control (1) un bucle de retroalimentación que incluye un integrador (7); un generador de señal (32); y una unidad de puesta en escala (10), en donde el sistema de control (1) está dispuesto de modo que:

el bucle de retroalimentación comprende una entrada adecuada para conectarse a una salida (18) de la instalación (2);

el integrador (7) integra una señal recibida desde la entrada para generar una señal de estado  $\hat{x}$ ; y el generador de señal (32) genera una señal de perturbación de base periódica (34) con una amplitud inicial; caracterizado por que

la unidad de puesta en escala (10) genera un factor de puesta en escala (30) que tiene un primer valor si la varianza de la señal de estado  $var(\hat{x})$  es cero, o un segundo valor si la varianza de la señal de estado no es

cero, en donde el segundo valor es proporcional a  $e^{\frac{-1}{var(\hat{x})}}$ ;

en donde la unidad de puesta en escala (10) está dispuesta para multiplicar (16) la amplitud inicial de la señal de perturbación de base periódica mediante el factor de puesta en escala (30) para producir una señal de perturbación dependiente del estado (35, 36), que se proporciona en una salida del sistema de control adecuada para conectarse con una entrada de la instalación (2).

2. El sistema de control (1) según la reivindicación 1, en donde el generador de señal (32) está dispuesto para generar una señal de perturbación de base periódica (34) que es sinusoidal.

3. El sistema de control (1) según la reivindicación 1 o 2, en donde una función  $f_n$  que representa el ruido en el sistema de control (1) se acota de acuerdo con:

$$f_n = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T n \text{sen} \omega t dt;$$

en donde  $\text{sen} \omega t$  representa la señal de perturbación de base periódica (34) que tiene una frecuencia de perturbación  $\omega$ .

4. El sistema de control (1) según cualquier reivindicación anterior, en donde el segundo valor tiene un límite inferior sustancialmente igual al primer valor.

5. El sistema de control (1) según cualquier reivindicación anterior, en donde el segundo valor es proporcional a  $e^{\frac{-\alpha}{var(\hat{x})}}$ , en donde  $\alpha$  es una constante de decrecimiento elegida para configurar el ritmo de decrecimiento exponencial del factor de puesta en escala (30).

6. El sistema de control (1) según cualquier reivindicación anterior, en donde el segundo valor del factor de puesta

en escala (3) es  $\beta e^{\frac{-\alpha}{var(\hat{x})}}$ , en donde  $\alpha$  es una constante de decrecimiento elegida para configurar el ritmo de decrecimiento exponencial del factor de puesta en escala (3) y  $\beta$  es una ganancia de perturbación, opcionalmente en donde la señal de perturbación dependiente del estado (35, 36) se representa como una función de la señal de estado  $\hat{x}$  de acuerdo con:

$$f(\hat{x}) = \begin{cases} \beta e^{\frac{-\alpha}{var(\hat{x})}}, & \text{si } var(\hat{x}) < \alpha \text{ y } var(\hat{x}) \neq 0. \\ \beta, & \text{de lo contrario} \end{cases}$$

7. El sistema de control (1) según cualquiera de las reivindicaciones 5-6, en donde la constante  $\alpha$  es positiva.

8. El sistema de control (1) según cualquiera de las reivindicaciones 5-7, en donde la constante  $\alpha$  se selecciona de modo que  $var(\hat{x}) < \alpha$ .

9. El sistema de control (1) según cualquier reivindicación anterior, en donde la unidad de puesta en escala (10) está dispuesta para producir una señal de perturbación dependiente del estado (35, 36) que tenga una ganancia  $\beta$  que sea lo suficientemente grande para excitar el sistema de control (1).

10. El sistema de control (1) según cualquier reivindicación anterior, en donde el bucle de retroalimentación comprende una unidad de desplazamiento (8) dispuesta para proporcionar un valor de desviación (28),

opcionalmente en donde la unidad de desplazamiento (8) está dispuesta de modo que el valor de desviación (28) se añada a la señal de perturbación dependiente del estado (35, 36).

5 11. El sistema de control (1) según la reivindicación 10, en donde la unidad de desplazamiento (8) es un compensador, por ejemplo, un controlador proporcional integral derivativo (PID).

10 12. El sistema de control (1) según cualquier reivindicación anterior, en donde el bucle de retroalimentación comprende un filtro de paso alto (4) que tiene una frecuencia de corte  $\omega_h$  que satisface  $\omega_h \ll \omega$ , donde  $\omega$  es la frecuencia de la señal de perturbación de base periódica (34).

13. El sistema de control (1) según cualquier reivindicación anterior, en donde el bucle de retroalimentación comprende un filtro de paso bajo (6) que tiene una frecuencia de corte  $\omega_l$  que satisface  $\omega_l \ll \omega$ , donde  $\omega$  es la frecuencia de la señal de perturbación de base periódica (34).

15 14. El sistema de control (1) según cualquier reivindicación anterior, en donde el bucle de retroalimentación comprende un filtro de paso de banda que comprende un filtro de paso alto (4) con una primera frecuencia de esquina y un filtro de paso bajo (6) con una segunda frecuencia de esquina, en donde la primera frecuencia de esquina es mayor que la segunda frecuencia de esquina, opcionalmente en donde el filtro de paso de banda está dispuesto para filtrar la entrada antes de pasar la señal de entrada filtrada al integrador (7) y/o en donde la salida del  
20 filtro de paso alto (4) se multiplica (12) con la señal de perturbación de base periódica (34) antes de pasar por el filtro de paso bajo (6).

15. Un método para controlar una instalación (2), comprendiendo el método:

25 obtener una señal de salida (18) de la instalación (2);

integrar la señal de salida (18) desde la instalación (2) para generar una señal de estado  $\hat{x}$ ; y

generar una señal de perturbación de base periódica (34) con una amplitud inicial;

caracterizado por:

30 generar un factor de puesta en escala (30) que tiene un primer valor  $\beta$  si la varianza de la señal de estado  $\text{var}(\hat{x})$  es cero, o un segundo valor si la varianza de la señal de estado es distinta de cero, en donde el

segundo valor es proporcional a  $e^{\frac{-1}{\text{var}(\hat{x})}}$ ;

multiplicar (16) la amplitud inicial de la señal de perturbación de base periódica (34) mediante el factor de puesta en escala (3) para producir una señal de perturbación dependiente del estado (35, 36); e

35 introducir la señal de perturbación dependiente del estado (35, 36) en la instalación (2) para impulsar la instalación (2) a un punto de operación deseado.

Fig. 1

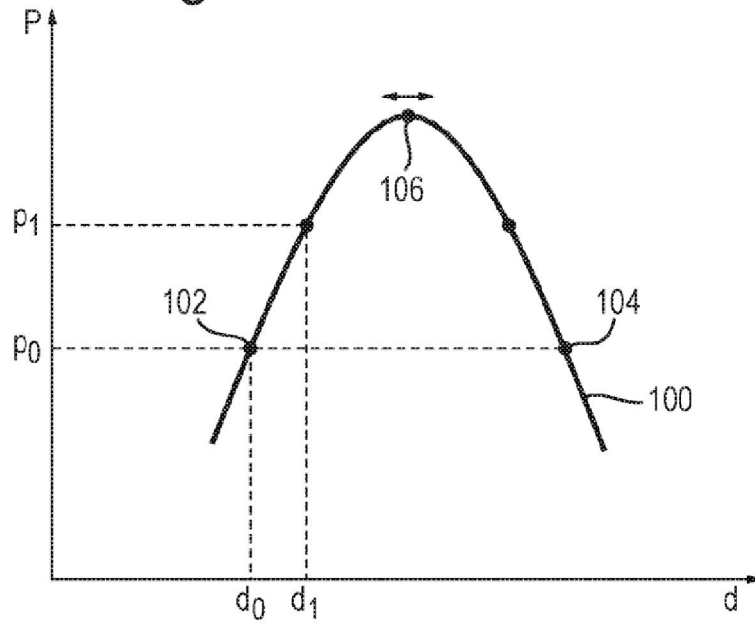


Fig. 2

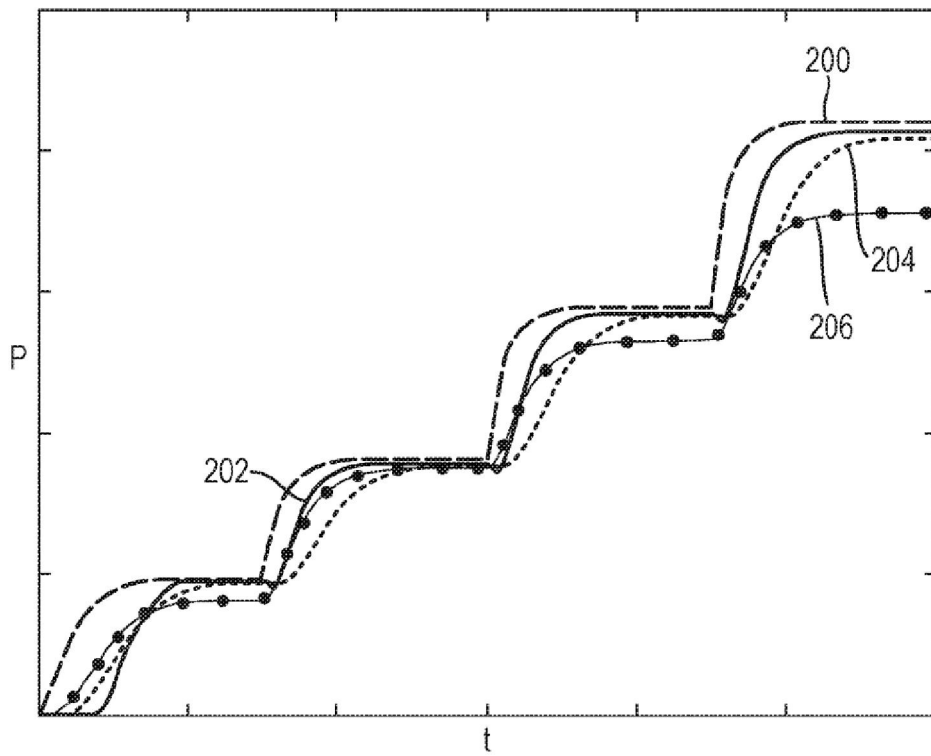


Fig. 3

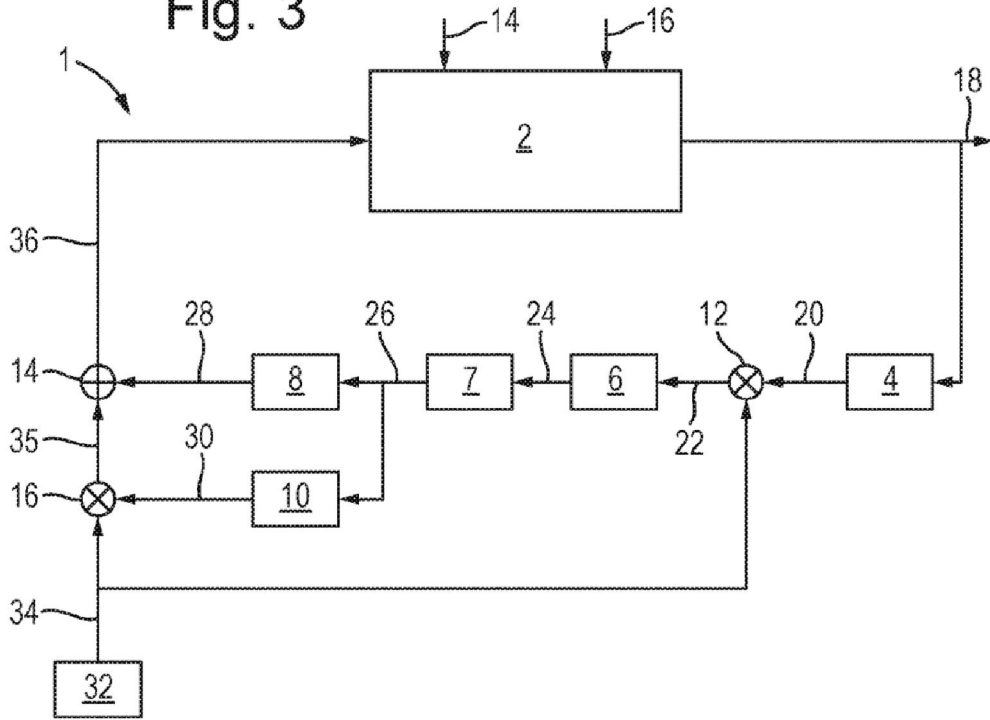


Fig. 4

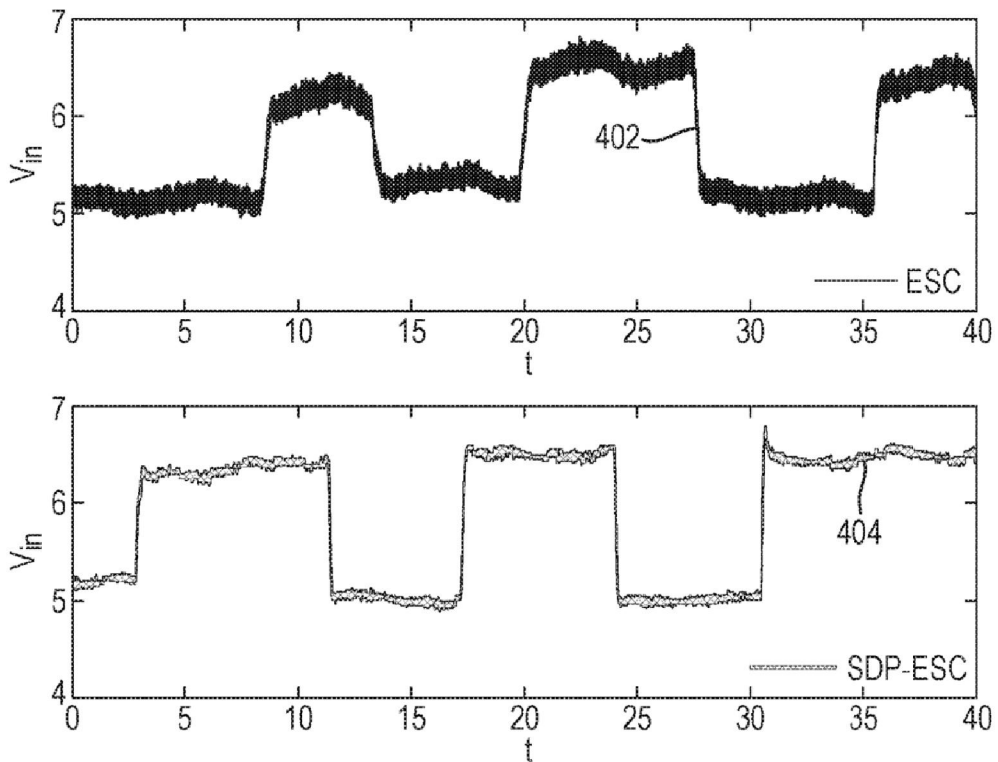


Fig. 5A

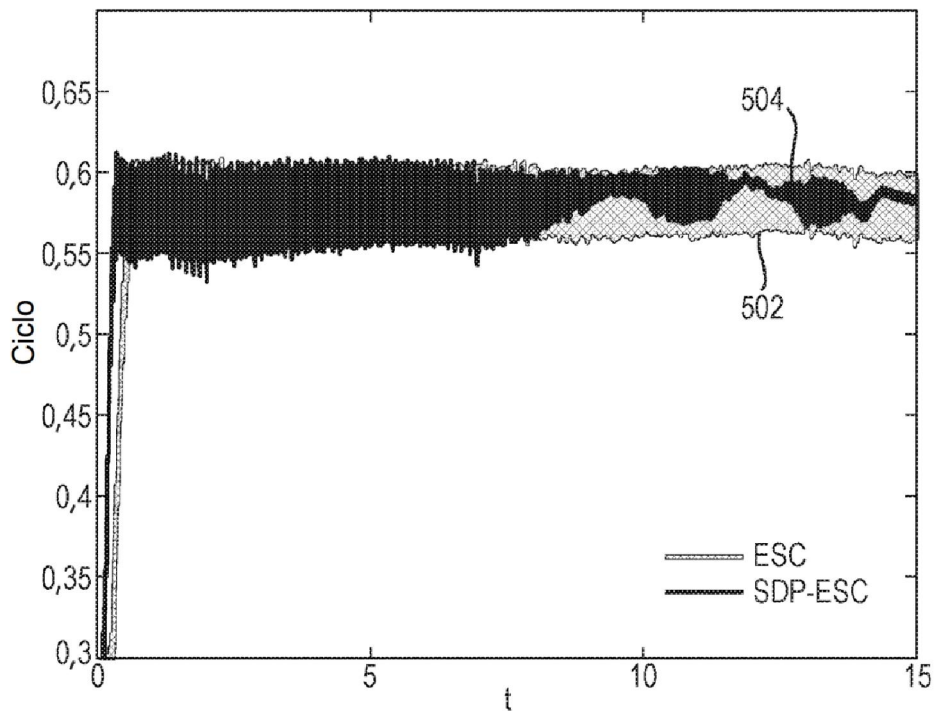


Fig. 5B Ciclo de funcionamiento

