

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 369 404**

51 Int. Cl.:
G05B 17/02 (2006.01)
G05D 3/20 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **09305401 .3**
96 Fecha de presentación: **05.05.2009**
97 Número de publicación de la solicitud: **2116912**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **11.11.2009**

54 Título: **PROCEDIMIENTO Y DISPOSITIVO DE RECHAZO ROBUSTO DE PERTURBACIONES PERIÓDICAS EN UN BUCLE DE CONTROL DE POSICIÓN DE UN EJE.**

30 Prioridad:
07.05.2008 FR 0853025

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
30.11.2011

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
30.11.2011

73 Titular/es:
**IXMOTION
52 AVENUE DE L'EUROPE
78160 MARLY LE ROI, FR**

72 Inventor/es:
Vau, Bernard

74 Agente: **Curell Aguila, Marcelino**

ES 2 369 404 T3

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

DESCRIPCIÓN

Procedimiento y dispositivo de rechazo robusto de perturbaciones periódicas en un bucle de control de posición de un eje.

5 La presente invención se refiere a un procedimiento así como a un dispositivo de rechazo robusto de perturbaciones periódicas en un bucle de control de posición de un eje. Presenta aplicaciones en el campo de los automatismos en los que se utilizan motores eléctricos controlados y en particular en el seno de bucles de retrocontrol o de realimentación. Se aplica en particular en los simuladores de movimientos.

10 En el campo del control de ejes, los motores de corriente alterna sin escobilla (*AC brushless*) se utilizan mucho hoy en día. Se trata de hecho de motores síncronos a los que se añade una electrónica que garantiza un autocontrol del motor. Este autocontrol tiene como efecto hacer que el par desarrollado por el motor sea proporcional a una magnitud de entrada de control de la electrónica.

15 Esta linealidad entre el par y el control es una propiedad muy apreciable porque permite la utilización de algoritmos lineales para el control de la velocidad o de la posición del eje del motor. Además, la utilización de un motor sin escobillas garantiza un mantenimiento mínimo de la máquina.

20 El movimiento del eje realimentado puede estar sometido a perturbaciones periódicas dependientes de la posición de dicho eje. Estas perturbaciones pueden provenir concretamente de ondulaciones del par del motor autocontrolado que nunca se pueden reducir totalmente, a pesar de los esfuerzos de los constructores. El origen de las ondulaciones de par es múltiple. Éstas pueden provenir del par de detención (*cogging*) que se debe a la interacción entre los imanes permanentes y los dientes del estator, pero también provenir del par de reluctancia, del par mutuo, o incluso de los desfases (*offsets*) de corriente continua de los sensores de corriente en la electrónica de control. En la práctica, el origen preponderante depende del tipo de motor y del constructor. Cualquiera que sea, la ondulación de par es un fenómeno periódico en función de la posición angular del eje y su frecuencia es proporcional a la velocidad angular de dicho eje.

30 Otra fuente de perturbación periódica sobre un eje se encuentra al nivel del sensor que mide la posición de dicho eje. En el caso en el que se utiliza un codificador incremental, procedimientos basados en redes ópticas permiten conocer la posición del eje entre dos líneas del codificador. Este procedimiento denominado de interpolación de la posición no es perfecto e induce una no linealidad sobre la medición de la posición angular casi reproducible de una línea de codificador a la otra. En este caso también, la no linealidad inducida por este fenómeno es periódica y proporcional a la velocidad angular del eje.

35 En un bucle de realimentación clásico, en el que la variable controlada es o bien la posición, o bien la velocidad angular del eje, estas perturbaciones periódicas conllevan ondulaciones sobre la velocidad angular del eje que pueden resultar molestas en determinadas aplicaciones. Es el caso concretamente de los simuladores mecánicos de movimientos que son sistemas destinados en general a la prueba de centrales inerciales y en los que la estabilidad de la velocidad es un elemento determinante de la calidad del sistema.

40 Con el fin de limitar el efecto de estas perturbaciones periódicas, se han propuesto varios procedimientos que permiten su atenuación. Se pueden subdividir en tres categorías principales:

45 En la primera categoría, es el diseño de la máquina lo que se optimiza. Por ejemplo por lo que respecta al motor se elimina por construcción concretamente el par de *cogging* y el par de reluctancia. Este trabajo sólo puede realizarlo el constructor del motor.

50 En la segunda categoría, se utilizan procedimientos de control adaptativo. En estos controles adaptativos se estiman la amplitud y la fase de las ondulaciones por medio de un algoritmo apropiado, y se utilizan en un controlador de motor para compensar las perturbaciones. Se debe observar que estos procedimientos sólo son eficaces si las amplitudes de las ondulaciones son constantes en una revolución, lo cual no es forzosamente el caso. En el caso contrario, sólo se logra una compensación parcial.

55 En la tercera categoría, se ordenan los algoritmos de realimentación del eje en velocidad o en posición angular que incluyen un rechazo de perturbación sinusoidal a la frecuencia de las ondulaciones. Como dicha frecuencia es variable en función de la velocidad angular, el corrector utiliza forzosamente ganancias secuenciadas en función de esta velocidad angular. No obstante, en este caso, el rechazo de las ondulaciones se realiza de modo robusto, es decir que no hay necesidad de conocer la fase y la amplitud de las perturbaciones sobre el par con el fin de eliminarlas. Así, siendo la(s) frecuencia(s) de perturbación proporcional(es) a la velocidad del eje, para estimar esta/estas frecuencias, es posible basarse en la velocidad de referencia. La razón de proporcionalidad entre la frecuencia y la velocidad es constante y depende de la construcción del motor.

60 La presente invención se sitúa en esta tercera categoría y permite concretamente el rechazo de las perturbaciones periódicas cuya frecuencia depende de la velocidad de rotación de un eje motor realimentado.

Pertenciente a esta tercera categoría se puede señalar el documento anterior publicado en la revista "IEEE/ ASME Transactions on mechatronics, vol. 9 n.º 2, junio de 2004, con el título "torque and velocity ripple elimination of AC permanent magnet motor control systems using the internal model principle" y cuyos autores son Wai-Chuen y Li Qiu.

Estos autores proponen un procedimiento de control de la velocidad de un eje basado en un corrector de dos grados de libertad de tipo RST, cuyos bloques RST se adaptan en función de dicha velocidad, de modo que se rechazan las perturbaciones estáticas y las perturbaciones sinusoidales, a frecuencia variable, de las perturbaciones periódicas.

Sin embargo, este documento no puede conducir directamente a una aplicación industrial por diversas razones:

- Los autores no presentan una metodología de regulación del corrector que permita garantizar que, a todas las velocidades angulares, el corrector garantiza un nivel de márgenes estáticos y dinámicos necesarios para garantizar la robustez del bucle.

- El montaje de los autores se aplica a un bucle de velocidad. Si se traslada el problema a un bucle de posición, teniendo siempre en cuenta el control de la velocidad, aumenta el orden del corrector. Ahora bien, al tener que calcular todos los parámetros de los bloques RST en línea, el volumen de cálculos que se deben efectuar en cada periodo de muestreo corre el riesgo de volverse rápidamente prohibitivo sobre todo si el periodo de muestreo del dispositivo es pequeño, tal como sucede a menudo en el campo del control de ejes.

- El rechazo de las perturbaciones es sistemático, es decir que no se deja la opción de activar o no el rechazo de la perturbación sinusoidal.

Con el fin de que se entienda mejor la invención, se realiza a continuación una descripción de un dispositivo corrector de dos grados de libertad de tipo RST clásico con filtro de referencia (prefiltro) así como una presentación de los principios generales en relación con los problemas y las soluciones con respecto al estado de la técnica y la invención. El dispositivo correspondiente de corrector RST con filtro de referencia está simbolizado en la figura 1 en la que están presentes los parámetros siguientes:

c(t): referencia de posición,
 w(t): salida del filtro de referencia,
 e(t): posición medida del eje,
 u(t): control en la entrada del sistema,
 v(t): perturbación de carga,
 p(t): perturbación sobre la salida.

En el marco general de los correctores RST, se puede señalar la patente n.º 2911699 titulada "Optimisation de la réponse fréquentielle d'un simulateur de mouvement par suivi adaptatif de consignes sinusoidales" en la que un filtro de referencia se utiliza en una estructura RST.

En la figura 1, la función de transferencia $Rr(z^{-1})/Fr(z^{-1})$ constituye el filtro de referencia destinado, como su nombre indica, a filtrar la referencia, en caso de que ésta sea, por ejemplo, demasiado brusca para el corrector.

Sea un eje que se va a controlar conectado a un motor síncrono autocontrolado y a un codificador de posición que mide la posición de dicho eje. Teniendo en cuenta el autocontrol, el control u(t) en la entrada de la electrónica de control es proporcional al par desarrollado por el motor. La posición del eje del motor se indica como e(t).

Se considera que el conjunto de fricciones secas y viscosas son las perturbaciones que actúan sobre el par.

En estas condiciones, aplicando el principio fundamental de la dinámica, la función de transferencia entre el control u(t) y la posición e(t) se escribe simplemente como:

$$\frac{\theta(t)}{u(t)} = \frac{b}{s^2}$$

siendo b proporcional a 1/J y J la inercia del sistema.

Se muestrea el sistema en el periodo T_e . Sea z el operador avance de un periodo de muestreo. La función de transferencia del sistema discretizado dotada de un bloqueador de orden 0 se escribe como:

$$\frac{\theta(t)}{u(t)} = \frac{0.5 \cdot b \cdot Te^2 \cdot z^{-1} + 0.5 \cdot b \cdot Te^2 \cdot z^{-2}}{1 - 2z^{-1} + z^{-2}}$$

La función de transferencia entre w(t) y e(t) se escribe como:

$$\frac{\theta(t)}{w(t)} = \frac{z^{-1}T(z^{-1})B(z^{-1})}{A(z^{-1})S(z^{-1}) + z^{-1}B(z^{-1})R(z^{-1})}$$

5

En presencia de perturbaciones sobre la salida y de perturbaciones de carga, se definen las funciones de sensibilidad siguientes del sistema:

- 10 S_{ep} : Función de transferencia entre la perturbación sobre la salida p(t) y la salida e(t)
 S_{ev} : Función de transferencia entre la perturbación de carga v(t) y la salida e(t).

De la figura 1 se deducen las relaciones siguientes:

$$S_{\theta p} = \frac{\theta(t)}{p(t)} = \frac{A(z^{-1})S(z^{-1})}{A(z^{-1})S(z^{-1}) + z^{-1}B(z^{-1})R(z^{-1})}$$

15

$$S_{\theta v} = \frac{\theta(t)}{v(t)} = \frac{S(z^{-1})}{A(z^{-1})S(z^{-1}) + z^{-1}B(z^{-1})R(z^{-1})}$$

20

Sea $\omega(t)$ la velocidad angular del eje, es decir la derivada de la posición angular $\theta(t)$, se obtiene la relación:

$$\omega(t) = \frac{1 - z^{-1}}{Te} \cdot \theta(t)$$

25

Se puede definir así una función de transferencia complementaria entre la perturbación de carga v(t) y la velocidad angular del eje $\omega(t)$, designada como $S_{e\omega}$.

Se puede escribir como:

$$S_{\omega v} = \frac{\omega(t)}{v(t)} = \frac{S(z^{-1}) \cdot (1 - z^{-1}) / Te}{A(z^{-1})S(z^{-1}) + z^{-1}B(z^{-1})R(z^{-1})}$$

30

Por otro lado, se puede demostrar que la función de transferencia entre la perturbación de carga v(t) y las variaciones relativas de velocidad angular $\frac{\Delta\omega(t)}{\omega(t)}$ del eje es igual a $S_{e\omega}$,

La regulación del corrector se realiza de manera clásica mediante la especificación de un polinomio de estabilidad arbitrario $D(z^{-1})$, después se calcula $S(z^{-1})$ y $R(z^{-1})$ de manera que se obtenga:

35

$$A(z^{-1})S(z^{-1}) + z^{-1}B(z^{-1})R(z^{-1}) = D(z^{-1})$$

40

Siendo esta última ecuación, una ecuación polinomial denominada ecuación de Bézout cuya resolución pasa por la resolución de un sistema lineal denominado sistema de Sylvester.

Se puede observar que el grado de $D(z^{-1})$ es forzosamente por lo menos igual a $2n$, en la que n es el grado de $A(z^{-1})$.

45

Con el fin de garantizar el rechazo robusto de las perturbaciones sobre el control o sobre la salida, es necesario, en la ecuación de Bézout especificar previamente el bloque S. Es decir que hace falta que el bloque S se pueda escribir en la forma:

$$S(z^{-1}) = H_s(z^{-1}) \cdot S'(z^{-1})$$

Se denomina a este procedimiento de especificación previa, el procedimiento del "modelo interno".

La ecuación de Bézout se convierte entonces en:

$$A(z^{-1})H_s(z^{-1})S'(z^{-1}) + z^{-1}B(z^{-1})R(z^{-1}) = D(z^{-1})$$

Las incógnitas son ahora $S'(z^{-1})$ y $R(z^{-1})$.

Si se desea rechazar de un modo robusto las perturbaciones estáticas hay que considerar:

$$H_s(z^{-1}) = (1 - z^{-1}) \cdot (1 - 2 \cos(2\pi \cdot f \cdot T_e) \cdot z^{-1} + z^{-2})$$

Si se desea rechazar una perturbación sinusoidal a la frecuencia f , hay que considerar

$$H_s(z^{-1}) = 1 - z^{-1}$$

Si se desea rechazar una perturbación estática y una perturbación sinusoidal, hace falta que H_s se escriba como:

$$H_s(z^{-1}) = 1 - 2 \cos(2\pi \cdot f \cdot T_e) \cdot z^{-1} + z^{-2}$$

Se observa entonces que se pueden rechazar así perturbaciones de naturalezas diversas. En particular este rechazo se traduce sobre la curva del módulo de la función de sensibilidad S_{ep} (de una perturbación sobre la salida hacia la salida) por un módulo igual a cero a la frecuencia especificada del rechazo tal como se puede observar en las figuras 2 y 3.

En particular, se puede demostrar que si se considera que el sistema es un doble integrador y que H_s contiene un cero en $+1$, entonces, el módulo de la función de sensibilidad S_{ep} presenta una pendiente de $+60$ dB/década en las frecuencias bajas y una pendiente de 0 dB/década a alta frecuencia. En estas mismas condiciones, las pendientes del módulo de S_{ev} son de $+20$ dB/década a baja frecuencia y -40 dB/década a alta frecuencia.

El desarrollo del módulo de S_{ev} en función de la frecuencia que se deduce del mismo se representa en la figura 4. La función correspondiente admite un máximo y se observa que existe una zona de frecuencia crítica en las que las perturbaciones de carga están particularmente amplificadas.

Se podría pensar a primera vista que se pueden rechazar así las perturbaciones a todas las frecuencias que se desee. Pero por desgracia esto no es así, a causa de un teorema fundamental de la automática que es el teorema de Bode-Freudenberg-Looze. Este teorema de Bode-Freudenberg-Looze se escribe como:

$$\int_0^{\infty} \ln(|S_{ep}(j \cdot 2\pi \cdot f)|) \cdot df = 0$$

Este teorema es válido para los sistemas cuyo grado relativo (diferencia entre el grado del numerador y del denominador de la función de transferencia) es por lo menos igual a 2. Conduce a que sobre la función del módulo de la sensibilidad S_{ep} , que se representa esquemáticamente en la figura 5, las áreas I y II son forzosamente iguales.

En consecuencia, toda "ranura" para el rechazo creada en la función de sensibilidad S_{ep} conlleva necesariamente un aumento del módulo de esta función a otra frecuencia. Por tanto no se puede multiplicar el rechazo de las perturbaciones sinusoidales indefinidamente.

El procedimiento de control expuesto en el artículo de Wai-Chuen *et al.* consiste en suponer que las perturbaciones periódicas son estrictamente sinusoidales. Además, el conocimiento de la velocidad angular ω del eje permite inferir la frecuencia f de estas perturbaciones.

A partir de esto, Wai-Chuen *et al.* proponen calcular en línea los coeficientes de los bloques RST del corrector siguiendo el principio del modelo interno mediante resolución en cada periodo de muestreo de la ecuación de Bézout descrita anteriormente:

$$A(z^{-1}) \cdot Hs(z^{-1}) + z^{-1} B(z^{-1}) R(z^{-1}) = D(z^{-1})$$

Siendo:

$$Hs(z^{-1}) = (1 - z^{-1}) \cdot (1 - 2 \cos(2\pi \cdot f \cdot Te) z^{-1} + z^{-2})$$

En esta ecuación de Bézout, $A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$ son fijos (parámetros de la función de transferencia del sistema que va a controlarse). Sólo el polinomio $Hs(z^{-1})$ es variable en el tiempo, en función de la frecuencia de perturbación sinusoidal. Por último, $D(z^{-1})$, polinomio de los polos del bucle cerrado, también se elige fijo. El polinomio $R(z^{-1})$ se calcula así en línea.

Se puede remarcar que los autores citados anteriormente realizan el control de velocidad del eje. Es decir que en el caso que les concierne, el sistema que se va a controlar es de orden 1, resulta de ello que el grado del polinomio $R(z^{-1})$ que se va a calcular en línea es relativamente simple puesto que es de orden 3. Por otro lado, el número de polos situados por medio del polinomio $D(z^{-1})$ es de 4.

Ahora bien, en el caso en el que se busca realizar una realimentación de posición, el sistema que se va a controlar es de orden 2. Resulta que los grados de $R(z^{-1})$, $S(z^{-1})$, $T(z^{-1})$ son entonces más elevados, de modo que el volumen de cálculos requeridos para la resolución de Bézout aumenta sustancialmente, lo cual puede plantear problemas al nivel del calculador si el periodo de muestreo es corto.

Por otro lado, la elección de Wai-Chuen *et al.* de mantener fijo el polinomio $D(z^{-1})$ cualquiera que sea la frecuencia de perturbación que se va a rechazar es limitante, en la medida en que no se optimiza la robustez del bucle en función de esta frecuencia de perturbación. Ahora bien, es importante en un contexto industrial garantizar que un nivel mínimo de margen de retardo y de margen de módulo del bucle cerrado se garantice cualquiera que sea dicha frecuencia de perturbación. En particular, es deseable, en el caso en el que el rechazo de una perturbación conllevará inevitablemente márgenes inferiores a los especificados, que este rechazo no se realice. Esta última posibilidad conduce a que el rechazo de una perturbación sinusoidal pueda eventualmente no tener lugar a determinadas frecuencias, si la naturaleza de dicha frecuencia conlleva inevitablemente una degradación inadmisibles de los márgenes de robustez.

Se plantea así también un problema de conservación de un margen de retardo admisible y se presentarán a continuación los principios generales en relación con la robustez de un sistema en bucle.

Con el fin de medir la robustez de un sistema en bucle, se recurre a la noción de los márgenes. Los márgenes habituales utilizados en los sistemas monovariantes son:

- el margen de módulo, y
- el margen de retardo.

El margen de módulo es la distancia del lugar de frecuencia del bucle abierto con relación al punto -1, en el plano de Nyquist. Es un indicador global de la robustez de una ley de control lineal. En general, se especifica un margen de módulo superior a 0,5.

El margen de retardo representa el valor máximo del retardo parásito que se podría introducir en el bucle antes de que se vuelva inestable. A diferencia del margen de módulo, no hay una especificación general sobre el margen de retardo. Su elección indica un compromiso entre la robustez y los rendimientos esperados en cuanto a rechazo de perturbación.

Se demuestra, denominando MM al margen de módulo, que:

$$MM = \frac{1}{|S_{\theta p}|_{\infty}}$$

Es decir que el margen de módulo es igual a la inversa del máximo del módulo de la función de sensibilidad $S_{\theta p}$.

Además, cuando a partir de un sistema central en bucle RST de un tipo clásico que rechaza las perturbaciones estáticas, se busca además eliminar una perturbación sinusoidal (al tiempo que se conservan globalmente los mismos rendimientos de rechazo estático), "la ranura" para el rechazo creada a la frecuencia correspondiente va a conllevar una elevación del módulo de S_{ep} a las otras frecuencias y en particular a aquéllas cuyo módulo es superior a 1 (véase el teorema de Bode-Freudenberg-Looze). En consecuencia, se puede pensar que, en el caso general, el margen de módulo va a disminuir mediante la adición de este rechazo de perturbación sinusoidal (siendo lo demás igual por otro lado). Se constata por tanto ya que la adición de un rechazo de perturbación sinusoidal sobre un sistema en bucle que rechaza inicialmente las perturbaciones estáticas, presenta un efecto sobre la robustez del bucle.

Las consecuencias también son importantes sobre el margen de retardo del sistema en bucle. En el caso en el que se supone que el rechazo de una perturbación sinusoidal se efectúa en su totalidad a la frecuencia f_0 , se puede demostrar que el margen de retardo del sistema en bucle está limitado por este rechazo.

En particular, si se denomina MR al margen de retardo de un sistema en bucle, se demuestra que el rechazo perfecto de una perturbación sinusoidal a una frecuencia f_0 (en hercios) conlleva la desigualdad:

$$MR < \frac{1}{4 \cdot f_0}$$

Se deduce así una consecuencia muy importante: con el fin de garantizar un margen de retardo MRc a un sistema en bucle, el rechazo de las perturbaciones sinusoidales no puede tener lugar a todas las frecuencias. Este rechazo de perturbación sólo es posible para frecuencias f tales como:

$$f < \frac{1}{4 \cdot MRc}$$

Puesto que el rechazo de perturbación sinusoidal perfecto no es posible a cualquier frecuencia, por una parte, y teniendo en cuenta el desarrollo del módulo de S_{ev} por otra parte, todo el interés se pone en modular la profundidad del rechazo de perturbación en función de la frecuencia. Ahora bien, se ha observado anteriormente que el módulo de S_{ev} en el caso del rechazo de las perturbaciones estáticas presenta un desarrollo que se esquematiza en la figura 4.

Por tanto, es deseable disponer de una estrategia de control diferente de la que se conoce, también basada en una estructura de corrector fijo de tipo RST, pero que evite concretamente los problemas mencionados y permita un aprovechamiento eficaz.

Además, en el marco de una ley de control de parámetros variante, es necesario poder desactivar los medios de rechazo (por ejemplo mediante un interruptor en salida de un bloque modificador o mediante forzado a un valor nulo de la salida de tal bloque con parada o no de los cálculos para dicho bloque), en particular en el caso en el que la frecuencia de las perturbaciones es demasiado importante con respecto a un criterio tal como el mencionado anteriormente.

La presente invención consigue esto añadiendo a una estructura de corrector fijo de tipo RST, un bloque de estimación de la perturbación de carga del sistema, así como un bloque de transferencia aditivo cuyos parámetros se calculan en línea y varían en función de la velocidad del eje. La salida del bloque de transferencia aditivo se aplica en un punto particular del corrector RST fijo. Resulta de ello que también es posible decidir la aplicación o no de esta salida del bloque de transferencia aditivo, es decir rechazar o no las perturbaciones sinusoidales. Este bloque de transferencia aditivo presenta como efecto crear una o varias atenuaciones en la función de sensibilidad del sistema entre una perturbación de carga y la salida del sistema, a las frecuencias de las perturbaciones periódicas, a la vez que se modifica lo menos posible dicha función de sensibilidad a las otras frecuencias. En el marco de la invención, también se propone un procedimiento de regulación fuera de línea de los parámetros R S y T asociado a un procedimiento de cálculo de los parámetros del bloque aditivo de modo que se garantiza que a cualquier frecuencia de perturbación, se garantizan un nivel de margen de retardo y un nivel de margen de módulo predefinidos, de modo que se garantiza la robustez del sistema. En las variantes, es posible utilizar aguas arriba del dispositivo RST con bloques de estimación y de transferencia, un prefiltro de referencia.

La invención se refiere por tanto a un procedimiento de rechazo robusto de perturbaciones periódicas en una estructura de control de motor en posición, asemejándose las perturbaciones periódicas a por lo menos una oscilación sinusoidal a una frecuencia determinable proporcional a la velocidad del eje, recibiendo la estructura de control una señal de referencia de posición $c(t)$ que utiliza un bucle de control de posición del eje de dicho motor, siendo dicha estructura de control del tipo corrector RST y muestrándose con el fin de permitir cálculos digitales en

un calculador programable para producir resultados destinados al control del motor, utilizando el corrector RST unos medios de cálculo correspondientes, por una parte, a una función $1/S_o(z^{-1})$ aguas arriba del motor y que produce una señal de control $u(t)$ y, por otra parte, una función $R_o(z^{-1})$ en su bucle que recibe en la entrada una señal de posición $\theta(t)$ de un sensor de posición sobre el eje de dicho motor, denominándose corrector central al conjunto que agrupa el motor, el sensor de posición, los medios de cálculo de las funciones $1/S_o(z^{-1})$ y $R_o(z^{-1})$ con conexión en bucle.

Según la invención:

- se añade al corrector central dos medios de cálculo suplementarios, siendo el primero un bloque estimador $E(z^{-1})$ y el segundo un bloque modificador $Q(z^{-1})$, así como un bucle suplementario,

- se modela el motor en forma de un sistema modelado sometido a una perturbación de carga $v(t)$, recibiendo dicho sistema modelado en la entrada la señal de control $u(t)$ y produciendo en la salida la señal de posición $\theta(t)$, aplicando el modelo del sistema sobre la señal de control $u(t)$ una función $z^{-1}B(z^{-1})$ para producir una señal sumada a la perturbación de carga $v(t)$, sometiéndose la resultante a una función $1/A(z^{-1})$ para producir la señal de posición $\theta(t)$,

- se calcula una señal de estimación de la perturbación de carga $\hat{v}(t)$ en el bloque estimador $E(z^{-1})$ que recibe en la primera entrada la señal de control $u(t)$ y en la segunda entrada la señal de posición $\theta(t)$, sometiéndose en dicho bloque estimador la señal de control $u(t)$ a la función $z^{-1}B(z^{-1})$ para producir una señal que se resta al resultado de la aplicación de la función $A(z^{-1})$ sobre la señal de posición $\theta(t)$, dando la resta la señal de estimación de la perturbación de carga $\hat{v}(t)$,

- se aplica la señal de estimación de la perturbación de carga $\hat{v}(t)$ al bloque modificador $Q(z^{-1})$ para producir una señal modificadora aplicada a una entrada negativa (resulta que la señal modificadora se resta de la otra señal que llega al sumador) de un sumador suplementario dispuesto aguas arriba del medio de cálculo de la función $1/S_o(z^{-1})$ y formando así el bucle suplementario, presentando el bloque modificador una función de transferencia variable en función de la por lo menos una frecuencia determinable y que se calcula en tiempo real o casi real con la limitación de que la función de sensibilidad de posición S_{ep} de la estructura de control comprende un hueco para la por lo menos una frecuencia determinable.

En diversos modos de realización de la invención, se emplean los medios siguientes que se pueden utilizar solos o según todas las combinaciones técnicamente posibles:

- el bucle suplementario es interior al bucle en $R_o(z^{-1})$ del corrector central, estando dispuesto el sumador suplementario justo aguas arriba del medio de cálculo de la función $1/S_o(z^{-1})$,

- el corrector central se calcula (sintetiza) previamente, fuera de línea, para rechazar perturbaciones estáticas y las funciones S_o y R_o se memorizan para ser utilizadas directamente más tarde durante los cálculos en tiempo real,

- durante el cálculo del corrector central en el que se realiza una etapa de determinación de un horizonte de filtrado T_o y de un horizonte de control T_c tales que $T_c < T_o$ con, preferentemente, $T_o/5 < T_c < T_o/2$, dicha etapa de determinación del horizonte de filtrado T_o y del horizonte de control T_c se efectúa con la limitación de que cual(es)quiera que sea(n) la(s) frecuencia(s) que se va(n) a rechazar (las frecuencias que se van a encontrar en la práctica), el margen de retardo sea superior a un margen de retardo umbral predeterminado mrc y el margen de módulo sea superior a un margen de módulo umbral predeterminado mmc ,

- en la etapa de determinación del horizonte de filtrado T_o y del horizonte de control T_c con limitación, se calcula un conjunto de mínimos de los márgenes de retardo y de los márgenes de módulo, siendo los mínimos una función de los valores posibles de la(s) frecuencia(s) que se va(n) a rechazar y obteniéndose también haciendo variar los valores de T_o y T_c y a partir del conjunto de mínimos de los márgenes de retardo y de los márgenes de módulo se llega a los valores T_o y T_c que garantizan el respeto de la limitación de que el margen de retardo sea superior a un margen de retardo umbral predeterminado mrc y el margen de módulo sea superior a un margen de módulo umbral predeterminado mmc y, además, preferentemente, que $T_o/5 < T_c < T_o/2$,

- se calcula (en línea) la función de transferencia $Q(z^{-1})$ del bloque modificador considerando la relación polinomial

$$Q(z^{-1}) = \frac{\beta(z^{-1})}{\alpha(z^{-1})}$$

de parámetros variables y se asemeja por equivalencia la estructura de control global a un corrector RST en R y S de bloques de funciones polinomiales

$$S(z^{-1}) = \alpha(z^{-1}) \cdot So(z^{-1}) - z^{-1} \cdot B(z^{-1}) \cdot \beta(z^{-1})$$

$$R(z^{-1}) = \alpha(z^{-1}) \cdot Ro(z^{-1}) + A(z^{-1}) \cdot \beta(z^{-1})$$

5 se factoriza la función polinomial $S(z^{-1})$ tal como se especificó previamente en $S(z^{-1}) = Hs(z^{-1}) \cdot S'(z^{-1})$ para hacer que aparezca un término en $(1-z^{-1})$ correspondiente al rechazo de perturbaciones estáticas y los términos $S'(z^{-1})$ y $Hs(z^{-1})$, expresándose $S(z^{-1})$ como

$$S(z^{-1}) = (1-z^{-1}) \cdot Hs1(z^{-1}) \cdot S'(z^{-1})$$

10 y se determinan los polinomios $Hs1$ y α mediante discretización de una función de transferencia continua que depende del nivel de rechazo Mt deseado a la frecuencia considerada, obteniéndose a continuación el polinomio β mediante la resolución de la ecuación de Bézout siguiente

$$S'(z^{-1}) \cdot Hs(z^{-1}) + z^{-1} B(z^{-1}) \cdot \beta(z^{-1}) = So(z^{-1}) \cdot \alpha(z^{-1})$$

15 - la función de transferencia continua que depende del nivel de rechazo deseado a la frecuencia considerada en el caso de una sola frecuencia f_1 es:

$$F(s) = \frac{s^2 + 2\xi_{num} \cdot 2\pi \cdot f_1 \cdot s + (2\pi \cdot f_1)^2}{s^2 + 2\xi_{den} \cdot 2\pi \cdot f_1 \cdot s + (2\pi \cdot f_1)^2}$$

20 - la función de transferencia continua que depende del nivel de rechazo deseado a la frecuencia considerada en el caso de dos frecuencias f_1 y f_2 es:

$$F(s) = \frac{s^2 + 2\xi_{num1} \cdot 2\pi \cdot f_1 \cdot s + (2\pi \cdot f_1)^2}{s^2 + 2\xi_{den1} \cdot 2\pi \cdot f_1 \cdot s + (2\pi \cdot f_1)^2} \cdot \frac{s^2 + 2\xi_{num2} \cdot 2\pi \cdot f_2 \cdot s + (2\pi \cdot f_2)^2}{s^2 + 2\xi_{den2} \cdot 2\pi \cdot f_2 \cdot s + (2\pi \cdot f_2)^2}$$

25 - el nivel de rechazo Mt para una frecuencia f_i dada se calcula mediante $Mt_i = 20 \cdot \log(\xi_{num_i} / \xi_{den_i})$ y, preferentemente se considera $\xi_{den_i} = 0,1$.

30 La invención se refiere también a un dispositivo para el rechazo robusto de perturbaciones periódicas en una estructura de control de motor en posición, asemejándose las perturbaciones periódicas a por lo menos una oscilación sinusoidal a una frecuencia proporcional a la velocidad angular del eje, recibiendo la estructura de control una señal de referencia de posición $c(t)$ que utiliza un bucle de control de posición del eje de dicho motor, siendo dicha estructura de control del tipo corrector RST y muestreándose con el fin de permitir cálculos digitales en un calculador programable para producir resultados destinados al control del motor, utilizando el corrector RST unos medios de cálculo correspondientes, por una parte, a una función $1/So(z^{-1})$ aguas arriba del motor y que produce una señal de control $u(t)$ y, por otra parte, una función $Ro(z^{-1})$ en su bucle que recibe en la entrada una señal de posición $\theta(t)$ de un sensor de posición sobre el eje de dicho motor, denominándose corrector central al conjunto que agrupa el motor, el sensor de posición, los medios de cálculo de las funciones $1/So(z^{-1})$ y $Ro(z^{-1})$ con conexión en bucle.

40 Dicho dispositivo de la invención que forma una estructura de control de motor en posición comprende, mediante adición al corrector central, unos medios para la ejecución del procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, siendo dichos medios dos medios de cálculo suplementarios, siendo el primero un bloque estimador $E(z^{-1})$ y el segundo un bloque modificador $Q(z^{-1})$, así como un bucle suplementario, permitiendo el bloque estimador $E(z^{-1})$ el cálculo de una señal de estimación de la perturbación de carga $\hat{v}(t)$, recibiendo dicho bloque estimador en la primera entrada la señal de control $u(t)$ y en la segunda entrada la señal de posición $\theta(t)$, recibiendo el bloque modificador $Q(z^{-1})$ en la entrada la señal de estimación de la perturbación de carga $\hat{v}(t)$ para producir una señal modificadora aplicada a una entrada negativa (resulta que la señal modificadora se resta de la otra señal que llega al sumador) de un sumador suplementario dispuesto aguas arriba del medio de cálculo de la función $1/So(z^{-1})$ y formando así el bucle suplementario, presentando el bloque modificador una función de transferencia variable en función de la por lo menos una frecuencia determinable y que se calcula en tiempo real o casi real con la limitación de que la función de sensibilidad de posición S_{ep} de la estructura de control comprende un hueco para la por lo menos una frecuencia determinable.

La presente invención, sin que esté limitada sin embargo, se describirá a modo de ejemplo a continuación a partir de la descripción siguiente haciendo referencia a:

- 5 la figura 1 que representa un dispositivo corrector de dos grados de libertad de tipo RST clásico con prefiltro de referencia,
- la figura 2 que representa un ejemplo de módulo de la función de sensibilidad S_{ep} (perturbación de la salida sobre la salida) en el caso de una realimentación que rechaza las perturbaciones estáticas con un corrector RST clásico con prefiltro de referencia,
- 10 la figura 3 que representa un ejemplo de módulo de la función de sensibilidad S_{ep} (perturbación de la salida sobre la salida) en el caso de una realimentación que rechaza las perturbaciones estáticas y una perturbación sinusoidal a 62,8 rad/s con un corrector RST clásico con prefiltro de referencia,
- 15 la figura 4 que representa una curva del módulo $|S_{ev}|$ de la función de transferencia entre la perturbación de carga $v(t)$ y la salida $\theta(t)$,
- la figura 5 que representa una curva del módulo $|S_{ep}|$ de la función de transferencia entre la perturbación sobre la salida $p(t)$ y la salida $\theta(t)$ en relación con la aplicación del teorema de Bode-Freudenberg-Looze,
- 20 la figura 6 que representa una estructura de realimentación clásica de tipo RST denominada en este caso corrector central,
- 25 la figura 7 que representa una estructura de control de motor en posición constituida por un corrector central al que se han añadido dos medios de cálculo suplementarios, siendo el primero un bloque estimador $E(z^{-1})$ y el segundo un bloque modificador $Q(z^{-1})$, así como un bucle suplementario,
- las figuras 8A y 8B que representan curvas del módulo $|S_{ev}|$ de la función de transferencia entre la perturbación de carga $v(t)$ y la salida $\theta(t)$ con aplicación de un nivel de rechazo deseado de perturbación sinusoidal, proporcionando la figura 8B la resultante de un forzado de nivel de rechazo por encima de una frecuencia f_{low} y por debajo de una frecuencia f_{up} ,
- 30 la figura 9 que representa la forma de realización en un plano complejo de la determinación de un polo de filtrado a modo de ejemplo en el caso en el que hay una proyección de un cero del polinomio $A(z^{-1}) \cdot H_s(z^{-1})$ debido a que está inicialmente en el exterior de un círculo de radio $\exp(-T_e/T_o)$ que depende de un horizonte de filtrado T_o ,
- 35 la figura 10 que representa esquemáticamente las etapas de cálculo del bloque modificador con coeficientes variables mediante la determinación de sus funciones constitutivas $\alpha(z^{-1})$ y $\beta(z^{-1})$, y
- 40 la figura 11 que representa esquemáticamente las etapas de cálculo en línea en el seno de la estructura de control de motor en posición para permitir el rechazo de las perturbaciones,
- la figura 12 que representa el algoritmo de la subfunción de cálculo del mínimo del margen de retardo para la regulación (fuera de línea) del corrector central,
- 45 la figura 13 que representa el algoritmo de la subfunción de cálculo del mínimo del margen de módulo para la regulación (fuera de línea) del corrector central, y
- 50 la figura 14 que representa el algoritmo que permite por último determinar T_o y T_c para la regulación (fuera de línea) del corrector central.

Básicamente, la invención consiste en la adición de dos bloques aditivos a una estructura de realimentación clásica de tipo RST, estando representada esta última en la figura 6. En la descripción siguiente, un corrector RST de este tipo se denomina corrector central. El corrector central, en sí mismo, rechaza únicamente las perturbaciones estáticas, sus bloques poliméricos funcionales constitutivos se denominan $R_o(z^{-1})$ y $S_o(z^{-1})$. Asimismo, en esta descripción, se considera la posición de referencia o la velocidad de referencia según los casos, pero estos valores se deducen el uno del otro de manera sencilla porque la velocidad de referencia se calcula mediante derivación de la posición de referencia.

60 Los bloques funcionales aditivos añadidos al corrector central son dos. El primer bloque funcional aditivo, $E(z^{-1})$, produce una estimación $\hat{v}(t)$ de las perturbaciones de carga $v(t)$ y se denomina bloque estimador. El segundo bloque funcional aditivo, $Q(z^{-1})$, presenta como entrada $\hat{v}(t)$ y produce una señal que se puede aplicar aguas arriba del bloque $S_o(z^{-1})$ y sus coeficientes se calculan con el fin de modificar la función de sensibilidad S_{ev} del corrector central de modo que se crea una o incluso dos ranuras en S_{ev} , para una o incluso dos frecuencias (el caso de más

65

de dos frecuencias resulta más difícil teniendo en cuenta el teorema de Bode-Freudenberg-Looze), a la vez que se modifica lo menos posible a las otras frecuencias. Este segundo bloque se denomina bloque modificador. Este bloque modificador $Q(z^{-1})$ presenta coeficientes variables en el tiempo.

5 Tal como se representa en la figura 7, el bloque estimador presenta sus dos entradas, respectivamente, aguas arriba y aguas abajo de la parte de sistema del dispositivo RST y su salida $\hat{v}(t)$ se envía a la entrada del bloque modificador cuya salida se envía a un restador (o sumador con una entrada correspondiente inversa o negativa) (la resta se efectúa o no a voluntad, debido a la presencia de un símbolo de interruptor sobre la salida del bloque modificador), en la entrada de la estructura RST. Se puede recalcar que en esta figura 7 la salida del bloque modificador se representa como que se resta aguas abajo del sumador (con entrada inversa o negativa que resta de hecho la salida de $Ro(z^{-1})$ en la entrada de la estructura RST que recibe la referencia para constituir la retroacción). En una variante no representada, la salida del bloque modificador se resta aguas arriba del sumador con entrada inversa o negativa que recibe la retroacción $Ro(z^{-1})$.

15 Así, según el caso, el bucle suplementario es interior al bucle en $Ro(z^{-1})$ del corrector central, estando dispuesto el sumador suplementario (con entrada negativa) justo aguas arriba del medio de cálculo de la función $1/So(z^{-1})$, o, el bucle suplementario es exterior al bucle en $Ro(z^{-1})$ del corrector central, estando dispuesto el sumador suplementario (con entrada negativa) aguas arriba del sumador que cierra el bucle en $Ro(z^{-1})$.

20 Volviendo a la figura 7, se puede demostrar que los polos del bucle cerrado del corrector central solo son de manera que:

$$D(z^{-1}) = A(z^{-1})So(z^{-1}) + z^{-1}B(z^{-1})Ro(z^{-1})$$

25 El bloque modificador $Q(z^{-1})$ se puede escribir como:

$$Q(z^{-1}) = \frac{\beta(z^{-1})}{\alpha(z^{-1})}$$

y su salida se aplica en el corrector RST.

30 Considerando que el sistema global en bucle así obtenido, que está dotado de sus dos bloques aditivos suplementarios (bloques estimador y modificador), es equivalente a un corrector RST de bloques $R(z^{-1})$ y $S(z^{-1})$, se obtiene la siguiente equivalencia:

$$35 \begin{aligned} R(z^{-1}) &= \alpha(z^{-1}) \cdot Ro(z^{-1}) + A(z^{-1}) \cdot \beta(z^{-1}) \\ S(z^{-1}) &= \alpha(z^{-1}) \cdot So(z^{-1}) - z^{-1} \cdot B(z^{-1}) \cdot \beta(z^{-1}) \end{aligned}$$

Siendo:

$$40 \quad S(z^{-1}) \cdot u(t) = -R(z^{-1}) \cdot \theta(t)$$

Lo que lleva a:

$$\begin{aligned} So(z^{-1}) \cdot u(t) &= -Ro(z^{-1}) \cdot \theta(t) - Q(z^{-1}) \cdot [A(z^{-1}) \cdot \theta(t) - z^{-1}B(z^{-1}) \cdot u(t)] \\ &= -Ro(z^{-1}) \cdot \theta(t) - Q(z^{-1}) \cdot \hat{v}(t) \end{aligned}$$

45 en la que:

$$\hat{v}(t) = A(z^{-1}) \cdot \theta(t) - z^{-1}B(z^{-1}) \cdot u(t)$$

50 Se obtiene entonces:

$$\frac{R(z^{-1})}{S(z^{-1})} = \frac{Ro(z^{-1}) \cdot \alpha(z^{-1}) + A(z^{-1}) \cdot \beta(z^{-1})}{So(z^{-1}) \cdot \alpha(z^{-1}) - z^{-1} B(z^{-1}) \cdot \beta(z^{-1})}$$

El polinomio característico del bucle cerrado se escribe por tanto como:

5

$$D_{\alpha} = A(z^{-1}) \cdot (So(z^{-1}) \cdot \alpha(z^{-1}) - z^{-1} B(z^{-1}) \beta(z^{-1})) + z^{-1} B(z^{-1}) \cdot (Ro(z^{-1}) \cdot \alpha(z^{-1}) + A(z^{-1}) \cdot \beta(z^{-1}))$$

$$D_{\alpha} = D(z^{-1}) \cdot \alpha(z^{-1})$$

Por tanto, se observa que el denominador $\alpha(z^{-1})$ introduce polos suplementarios en el bucle cerrado.

10 Por otro lado, se puede demostrar que la función de sensibilidad $S_{\theta_{po}}$ del sistema en bucle constituido únicamente por el corrector central se puede escribir como:

$$S_{\theta_{po}} = \frac{A(z^{-1}) \cdot So(z^{-1})}{D(z^{-1})}$$

15 La función de sensibilidad correspondientes S_{θ_p} para el sistema en bucle dotado de dos bloques aditivos suplementarios (bloques estimador y modificador) se escribe como:

$$S_{\theta_p} = \frac{A(z^{-1}) \cdot So(z^{-1})}{D(z^{-1})} - \frac{z^{-1} B(z^{-1}) \cdot Q(z^{-1})}{D(z^{-1})}$$

$$S_{\theta_p}(z^{-1}) = S_{\theta_{po}}(z^{-1}) - \frac{z^{-1} B(z^{-1}) Q(z^{-1})}{D(z^{-1})}$$

20

La función de sensibilidad S_{θ_p} se ve afectada por tanto por estos bloques aditivos suplementarios (bloques estimador y modificador). Se puede demostrar que lo mismo sucede para todas las funciones de sensibilidad del bucle cerrado.

25 Resulta de ello que se pueden utilizar estos dos bloques aditivos suplementarios (bloques estimador y modificador) con el fin de modificar las funciones de sensibilidad de la realimentación y añadir polos al sistema en bucle.

30 Estas dos propiedades se utilizan conjuntamente en el marco de la invención. A partir de un corrector central diseñado para rechazar únicamente las perturbaciones estáticas, se añaden por tanto estos dos bloques aditivos suplementarios (bloques estimador y modificador) para modificar la función de sensibilidad S_{θ_p} (y por tanto S_{ev}) con el fin de rechazar además una o dos perturbaciones sinusoidales a una frecuencia dada (además de las perturbaciones estáticas), a la vez que se modifican lo menos posible las funciones de sensibilidad del corrector central a las frecuencias alejadas de las del rechazo. La posibilidad de volver a añadir polos al bucle cerrado es útil con el fin de optimizar la robustez del bucle cerrado.

35 Se ha observado anteriormente que se tiene la relación:

$$S(z^{-1}) = \alpha(z^{-1}) So(z^{-1}) - z^{-1} \cdot B(z^{-1}) \cdot \beta(z^{-1})$$

40 Con el fin de que el sistema en bucle, estando dotado de sus dos bloques aditivos suplementarios (bloques estimador y modificador), pueda rechazar las perturbaciones estáticas, pero también las perturbaciones sinusoidales a por lo menos una frecuencia f_1 , es necesario que, siguiendo el principio del modelo interno, el polinomio $S(z^{-1})$ se factorice en:

$$S(z^{-1}) = Hs(z^{-1}) \cdot S'(z^{-1})$$

45

El bloque Hs se factoriza a su vez mediante: $(1-z^{-1})$ con el fin de que haya rechazo de las perturbaciones estáticas. Sea:

$$Hs(z^{-1}) = (1 - z^{-1}) \cdot Hs1(z^{-1})$$

5 Con el fin de determinar los parámetros que se van a utilizar en el dispositivo, se debe calcular el polinomio $Hs1(z^{-1})$ y los polos de $Q(z^{-1})$ (ceros de $\alpha(z^{-1})$) con el objetivo de crear una ranura en las funciones de sensibilidad para por lo menos la frecuencia f_1 de S_{ep} (y por tanto S_{ev}), al tiempo que se produce un efecto despreciable sobre las otras frecuencias.

10 Un modo de proceder en la determinación de $Hs1$ y α consiste en calcular la función de transferencia:

$$\frac{Hs1(z^{-1})}{\alpha(z^{-1})}$$

mediante discretización de una función de transferencia continua que es, en el caso de una sola frecuencia f_1 :

$$15 \quad F(s) = \frac{s^2 + 2\xi_{num} \cdot 2\pi \cdot f_1 \cdot s + (2\pi \cdot f_1)^2}{s^2 + 2\xi_{den} \cdot 2\pi \cdot f_1 \cdot s + (2\pi \cdot f_1)^2},$$

realizándose la discretización mediante el procedimiento de Tustin con *prewarping*.

20 Si se desean más detalles sobre la elección de $Hs1$ y α , se puede hacer referencia a la obra de Ioan Doré Landau: "Commande des systèmes" ediciones Hermès 2002.

La atenuación Mt de S_{ep} a la frecuencia f_1 viene dada por la relación:

$$25 \quad Mt = 20 \cdot \log\left(\frac{\xi_{num}}{\xi_{den}}\right)$$

Por tanto, hace falta que $\xi_{num} < \xi_{den}$.

30 Se puede considerar para ξ_{den} un valor fijo, por ejemplo $\xi_{den} = 0,1$ que es un valor muy conveniente. El valor de ξ_{num} se puede elegir por su parte variable en función de la frecuencia f_1 que va a rechazarse, en particular basándose en el módulo de S_{ev} . En particular, se puede buscar que la perturbación rechazada lo sea a un nivel constante con respecto a la función de sensibilidad S_{ev} y, en particular, que por debajo de una frecuencia f_{low} y por encima de

una frecuencia f_{up} , no haya rechazo. Esto determina la razón $\frac{\xi_{num}}{\xi_{den}}$ tal como se puede observar en las figuras 8A y 8B.

35 Con el fin de determinar en línea (tiempo real o casi real) los coeficientes de $\beta(z^{-1})$ del bloque modificador $Q(z^{-1})$, hay que resolver la siguiente ecuación:

$$S'(z^{-1}) \cdot Hs(z^{-1}) + z^{-1} B(z^{-1}) \cdot \beta(z^{-1}) = So(z^{-1}) \cdot \alpha(z^{-1})$$

40 que es una ecuación de Bézout y cuyas incógnitas son $S'(z^{-1})$ y $\beta(z^{-1})$.

La resolución de esta ecuación permite obtener $\beta(z^{-1})$. Al determinarse los parámetros $\alpha(z^{-1})$ y $\beta(z^{-1})$, también se determina el bloque modificador.

45 Ahora se describirán los medios utilizados para determinar el corrector central y luego, más tarde, los medios de rechazo de perturbaciones sinusoidales que se han visto en sus principios justo antes.

El procedimiento de colocación de polos desarrollado por Philippe de Larminat se presenta ahora sucintamente. Este procedimiento es aplicable en el marco de la invención mediante algunas adaptaciones.

La finalidad de la colocación de polos según Philippe de Larminat consiste en aproximar al máximo el control RST a un control LQG monovariante. Esto supone elegir el número de polos del bucle cerrado y colocarlos aproximadamente donde los colocaría un control LQG.

5 Sea $n = \text{grad}(A)$ y $n_s = \text{grad}(H_s)$.

Philippe de Larminat propone que el número de polos del bucle cerrado (que es en cualquier caso superior o igual a $2 \cdot n$) sea igual a $2 \cdot n + n_s$.

10 Entonces se agrupan los polos en dos grupos:

- el grupo de los polos denominados de filtrado constituido por $n + n_s$ polos,
- el grupo de los polos denominados de control constituido por n polos.

15 Los términos “filtrado” y “control” se utilizan por analogía con un control por retorno de estado reconstruido.

La determinación de los polos de filtrado resulta del análisis de los ceros del polinomio $A(z^{-1}) \cdot H_s(z^{-1})$ y de sus modificaciones o no en función de sus posiciones respectivas en el plano complejo. Así, los ceros del polinomio $A(z^{-1}) \cdot H_s(z^{-1})$ se proyectan sobre un círculo de centro cero y de radio $\exp(-T_e/T_o)$ si son exteriores a este círculo y se dejan sin cambios si son interiores o están en el círculo. To se denomina “horizonte de filtrado”, se trata de una variable temporal, y T_e es el periodo de muestreo. Se debe observar que este tratamiento es una transposición al caso discreto de la metodología de Philippe de Larminat que se diseñó inicialmente para los sistemas continuos y del que se pueden encontrar detalles en “Automatique, commande des systèmes linéaires”, hermés, 1996. Este tratamiento se aplica para los polos estables o en el límite de estabilidad. Se puede observar que en el presente caso, el sistema es del tipo de doble integrador y por tanto no hay polos estrictamente inestables, los polos sólo pueden estar en el límite de inestabilidad. La figura 9 esquematiza esta determinación en el caso en el que hay proyección de un cero del polinomio $A(z^{-1}) \cdot H_s(z^{-1})$ debido a que está inicialmente en el exterior del círculo de radio $\exp(-T_e/T_o)$.

La determinación de los polos de control resulta del análisis de los ceros del polinomio $A(z^{-1})$ y de sus modificaciones o no en función de sus posiciones respectivas. El tratamiento aplicado a estos ceros es similar al anterior salvo porque el horizonte T_c denominado “horizonte de control” es esta vez menor que el horizonte de filtrado T_o . El tratamiento consiste por tanto en considerar los ceros de $A(z^{-1})$ y proyectarlos del mismo modo sobre un círculo de centro 0 y de radio $\exp(-T_e/T_c)$ si están fuera de dicho círculo y dejarlos sin cambiar en el caso contrario. Se debe observar una vez más que este tratamiento es una transposición al caso discreto de la metodología de Philippe de Larminat que se diseñó inicialmente para los sistemas continuos y del que se pueden encontrar detalles en “Automatique, commande des systèmes linéaires”, hermés, 1996. Tal como se indicó, T_c , que es el horizonte de control, es menor que T_o . Preferentemente, se considera:

$$T_o/5 < T_c < T_o/2$$

Esta estrategia de colocación de polos pretende que el control se aproxime lo más posible a un control LQG-LTR. Este modo de actuar presenta la ventaja de poder regular un corrector RST por medio de dos parámetros de alto nivel con distintos efectos.

Sea, ahora, $F(z^{-1})$ el polinomio de filtrado cuyos ceros son los polos de filtrado y $C(z^{-1})$ el polinomio de control cuyos ceros son los polos de control.

50 El segundo término de la ecuación de Bézout del cálculo del corrector RST, $D(z^{-1})$, se escribe como:

$$D(z^{-1}) = F(z^{-1}) \cdot C(z^{-1})$$

Inspirándose en un control por retorno de estado reconstruido en el que el observador de estado no se puede observar desde la salida como en la metodología de Philippe de Larminat, el polinomio $T(z^{-1})$ del bloque RST se elige entonces de manera que:

$$T(z^{-1}) = F(z^{-1})$$

60 La función de transferencia entre $w(t)$ y $e(t)$ se escribe entonces como:

$$\frac{\theta(t)}{w(t)} = \frac{z^{-1}B(z^{-1})}{C(z^{-1})}$$

Se observa entonces que los polos de control presentan una influencia clara sobre el seguimiento de referencia. Los polos de filtrado presentan, por su parte, una influencia sobre el rechazo de las perturbaciones.

5 Si se considera a modo de ejemplo el caso en el que el sistema se comporta como doble integrador, $A(z^{-1})$ presenta dos ceros en +1. Por lo que respecta al rechazo de las perturbaciones estáticas $H_s(z^{-1}) = 1 - z^{-1}$ presenta un cero en +1.

10 Resulta de ello, durante el tratamiento de los ceros, que los tres ceros de $A(z^{-1}) \cdot H_s(z^{-1})$ se proyectan en $\exp(-T_e/T_o)$ para constituir el polinomio de filtrado $F(z^{-1})$. Con el fin de constituir el polinomio de control $C(z^{-1})$, se proyectarán los dos ceros de $A(z^{-1})$ en $\exp(-T_e/T_c)$.

15 Habiéndose determinado así los polinomios $F(z^{-1})$ y $C(z^{-1})$, queda por resolver la ecuación de Bézout con el fin de determinar $R_o(z^{-1})$ y $S_o(z^{-1})$.

El procedimiento de síntesis de corrector de Philippe de Larminat que se acaba de presentar y aplicar a un sistema particular, se utiliza en el marco de la invención. Sirve de base para la síntesis del corrector central y se completa mediante un procedimiento destinado al rechazo de una(s) perturbación/perturbaciones sinusoidales.

20 Se ha observado anteriormente que en el caso en el que se busca eliminar una perturbación sinusoidal a la frecuencia f_1 , además de las perturbaciones estáticas, hace falta que el polinomio H_s se pueda escribir como:

$$H_s(z^{-1}) = (1 - z^{-1}) \cdot H_{s1}(z^{-1})$$

25 Por otro lado, es necesario volver a añadir polos al sistema en bucle por motivos de robustez, es decir al polinomio $D(z^{-1})$, con el fin de que el polinomio del bucle cerrado se pueda escribir como:

$$D(z^{-1}) \cdot \alpha(z^{-1})$$

30 H_{s1} y α se pueden elegir mediante el cálculo indicado anteriormente.

Tal como se ha observado, se llega a la conclusión de que hace falta que $\xi_{num} < \xi_{den}$.

35 Este modo de proceder presenta la ventaja de permitir crear una ranura en la función de sensibilidad directa que es S_{ap} que no presente un efecto notable en la función de sensibilidad a frecuencias alejadas de f_1 .

40 El valor de ξ_{den} determina la anchura de "la ranura" que aparece en la función de la sensibilidad. Un valor de 0,1 se puede elegir y se puede fijar de una vez por todas.

A continuación va a describirse, a modo de nuevo ejemplo, el caso en el que se busca rechazar simultáneamente dos perturbaciones sinusoidales a las frecuencias f_1 y f_2 (en particular en la que $f_2=2 \cdot f_1$, es decir una frecuencia fundamental y un armónico). En este caso, hace falta que la función de transferencia discreta:

$$\frac{H_{s1}(z^{-1})}{\alpha(z^{-1})}$$

45 se obtenga a partir de la función de transferencia continua:

$$F(s) = \frac{s^2 + 2\xi_{num1} \cdot 2\pi \cdot f_1 \cdot s + (2\pi \cdot f_1)^2}{s^2 + 2\xi_{den1} \cdot 2\pi \cdot f_1 \cdot s + (2\pi \cdot f_1)^2} \cdot \frac{s^2 + 2\xi_{num2} \cdot 2\pi \cdot f_2 \cdot s + (2\pi \cdot f_2)^2}{s^2 + 2\xi_{den2} \cdot 2\pi \cdot f_2 \cdot s + (2\pi \cdot f_2)^2}$$

50 en la que ξ_{num1} y ξ_{den1} se relacionan con la frecuencia f_1 y ξ_{num2} y ξ_{den2} se relacionan con la frecuencia f_2 .

En este caso, se puede considerar por ejemplo $\xi_{den1} = \xi_{den2} = 0,1$ y elegir el valor de ξ_{num1} y ξ_{num2} en función de $f1$ y $f2$.

5 De un modo general, se puede decir que si los márgenes de retardo y de módulo del corrector central son $MR0$ y $MM0$, los márgenes del sistema en bucle que rechaza además una o incluso dos perturbaciones sinusoidales a las frecuencias $f1$ y $f2$ serán inferiores a $MR0$ y $MM0$.

10 Si se indica como $MR(f1,f2)$ el margen de módulo del sistema en bucle que rechaza dos perturbaciones sinusoidales a las frecuencias $f1$ y $f2$, se obtiene la relación:

$$MR(f1,f2) < MR0$$

15 Si se indica como $MM(f1,f2)$ el margen de retardo del sistema en bucle que rechaza dos perturbaciones sinusoidales a las frecuencias $f1$ y $f2$, se obtiene la relación:

$$MM(f1,f2) < MM0$$

20 En el ejemplo de realización facilitado en la descripción siguiente, se considera que el rechazo de perturbaciones sinusoidales consiste en el rechazo de una perturbación fundamental a la frecuencia $f1$ y del rechazo del segundo armónico a la frecuencia $f2=2*f1$.

25 Supongamos que los parámetros To y Tc del corrector central ya se han definido en el caso de una regulación particular. A partir de este juego de parámetros, se puede calcular la función de sensibilidad $S_{\theta v}$, así como su norma H^∞ que representa el máximo del módulo de $S_{\theta v}$.

30 Sea $\psi1$ el nivel elegido de la atenuación de la fundamental de la perturbación de carga a la frecuencia del máximo de $S_{\theta v}$.

Sea $\psi2$ el nivel elegido de la atenuación del armónico 2 de la fundamental de la perturbación de carga a la frecuencia del máximo de $S_{\theta v}$.

Entonces, en el caso en el que se desea que el nivel deseado de rechazo absoluto de la perturbación sea el mismo a todas las frecuencias útiles, se puede deducir el valor $\xi_{num1}(f)$ y $\xi_{num2}(f)$ por medio de las relaciones siguientes:

$$35 \quad \xi_{num1}(f) = \min \left(\frac{\xi_{den1} \cdot \psi_1}{|S_{\theta v}(f)|}, \xi_{den1} \right)$$

$$\xi_{num2}(f) = \min \left(\frac{\xi_{den2} \cdot \psi_2}{|S_{\theta v}(f)|}, \xi_{den2} \right)$$

40 Los valores de $\xi_{num1}(f)$ y $\xi_{num2}(f)$ se determinan durante la síntesis (o cálculo) del corrector central (fuera de línea) y se pueden integrar a continuación en el calculador en forma de tablas.

Los polinomios de parámetros que varían del bloque modificador $Q(z^{-1})$ que son $\alpha(z^{-1})$ y $\beta(z^{-1})$ se determinan en línea (tiempo real o casi real) según las etapas de procedimiento representadas en la figura 10 para cada velocidad de referencia.

45 En un primero momento, se calcula(n) la(s) frecuencia(s) de la(s) perturbación/perturbaciones sinusoidales que se va(n) a rechazar y, en este ejemplo de la figura 10, dos frecuencias.

En un segundo momento, se calcula para cada frecuencia el ξ_{num} correspondiente.

50 En un tercer momento, se calculan $Hs(z^{-1})$ y $\alpha(z^{-1})$.

Por último, se resuelve la ecuación de Bezout siguiente:

$$S'(z^{-1}) \cdot Hs(z^{-1}) + (z^{-1})^* B(z^{-1}) \cdot \beta(z^{-1}) = S_0(z^{-1}) \cdot \alpha(z^{-1})$$

para determinar $\beta(z^{-1})$. Una vez calculados estos parámetros $\alpha(z^{-1})$ y $\beta(z^{-1})$, se determina el bloque modificador porque

$$Q(z^{-1}) = \frac{\beta(z^{-1})}{\alpha(z^{-1})}$$

5 y se puede calcular su salida, que se enviará (si se elige) al restador, hacia la entrada del corrector RST a partir de la estimación $\hat{v}(t)$ de las perturbaciones de carga producidas por el bloque estimador.

10 Es necesario poder regular (fuera de línea) el corrector central y, por tanto, se describirá a continuación esta posibilidad.

15 El procedimiento de regulación del corrector central consiste en la práctica en calcular T_o y T_c con la limitación de que cual(es)quiera que sea(n) la(s) frecuencia(s) de las perturbaciones sinusoidales, sea eficaz el respeto de márgenes mínimos de retardo y de módulo.

Sea mrc : el margen de retardo "objetivo", es decir el margen de retardo que se debe respetar imperativamente cualquiera que sea la frecuencia de perturbación que va a rechazarse.

20 Sea mmc : el margen de módulo "objetivo", es decir el margen de módulo que se debe respetar imperativamente cualquiera que sea la frecuencia de perturbación que va a rechazarse.

25 Se busca determinar T_o y T_c de tal modo que los rendimientos dinámicos sean los mejores posibles, teniendo en cuenta las limitaciones sobre mrc y mmc , márgenes fijados previamente.

El algoritmo presentado a continuación en la presente memoria está destinado a ser utilizado por medio de un autómata programado (por ejemplo por cable o preprogramado mediante memoria de solo lectura) o programable con el programa adaptado y concretamente en un ordenador o calculador programable mediante programa.

30 Para simplificar, en este ejemplo, se supone que ξ_{den1} y ξ_{den2} se fijan de una vez por todas y que lo mismo sucede para los valores de ψ_1 y ψ_2 que también son fijos. Además, en este ejemplo simplificado, se considera $f_2=2*f_1$, lo cual hace que las funciones que siguen sólo dependan de f_1 .

35 Se utilizan en particular las funciones siguientes:

$$-[MR,MM] = \text{márgenes}(T_o, T_c)$$

40 Esta función determina el margen de retardo MR y el margen de módulo MM del sistema en bucle, para un juego de parámetros T_o y T_c , mediante cálculo del mínimo de los márgenes de retardo por todo el intervalo de frecuencias de las perturbaciones f_1 , en función de T_o y T_c dados. El cálculo de MR se realiza recurriendo a una subfunción "margen_retardo_min", el cálculo de MM se realiza recurriendo a una subfunción "margen_módulo_min".

45 Estas subfunciones se basan en cálculos de optimización que son más eficaces si se puede partir de valores iniciales no demasiado alejados de los relacionados con el óptimo buscado. Ahora bien, se puede demostrar que algunos de estos valores iniciales se pueden deducir de parámetros fijos o conocidos/calculados *a priori*.

50 En efecto, se puede calcular la curva del margen de retardo en función de f_1 (frecuencia de la fundamental de la perturbación y en el caso en el que $f_2=2*f_1$) así como la curva del margen de módulo en función de f_1 , para un nivel de atenuación dado de la fundamental f_1 , ψ_1 de la perturbación que se rechazará y para un nivel de atenuación dado del armónico f_2 , ψ_2 , de la perturbación que va a rechazarse. Las curvas correspondientes presentan cada una mínimos locales y un mínimo global. Numerosos ensayos empíricos han demostrado que para un juego fijo de parámetros ψ_1 y ψ_2 , la frecuencia del mínimo global en cada una de las curvas correspondientes varía solamente en función de T_o y T_c , y se puede aproximar de manera basta a partir de la indicación de la frecuencia del máximo de S_{epo} que se conoce. Así, se ha podido demostrar que la frecuencia del mínimo de $MR(f_1)$, para una configuración dada de ψ_1 y ψ_2 , es aproximadamente igual a la mitad de la frecuencia del máximo de S_{epo} y ensayos extensivos también han demostrado que esta propiedad se conserva cualesquiera que sean T_o y T_c siempre que ψ_1 y ψ_2 no varíen. Lo mismo sucede para la curva $MM(f_1)$, el mínimo local de la curva se encuentra aproximadamente a una frecuencia que es el doble de la frecuencia del máximo de S_{epo} . Esta última propiedad se conserva cualesquiera que sean T_o y T_c siempre que ψ_1 y ψ_2 no varíen. Estas indicaciones aproximadas sobre la localización de las frecuencias de los mínimos globales de cada una de las dos curvas proporcionan un punto de partida del algoritmo de optimización (por ejemplo, Newton), cuya convergencia hacia el mínimo permitido se garantiza si la frecuencia de inicialización del algoritmo está lo suficientemente próxima al mínimo global. Se puede determinar así eficazmente

mediante optimización el mínimo del margen de retardo así como el mínimo del margen de módulo cuando se garantiza el rechazo de las perturbaciones sinusoidales.

$$-[MR] = \text{margen_retardo_min}(f1, To, Tc):$$

5 Esta subfunción calcula el mínimo de MR(f1) para valores dados de To y Tc, por todo el intervalo de valores de f1. Este cálculo se puede realizar mediante optimización con un algoritmo de descenso, por ejemplo, el algoritmo de la secante, con la condición de inicializar el algoritmo con un valor de f1 próximo al óptimo que se puede conocer aproximadamente en función de To, ψ_1 y ψ_2 . El algoritmo correspondiente de cálculo del mínimo del margen de retardo para un juego de parámetros To, Tc dado (habiéndose fijado ψ_1 y ψ_2 de una vez por todas previamente a los cálculos) se facilita en la figura 12. Al inicio se utiliza un valor f1 (0) función de To, ψ_1 y ψ_2 y que es próximo al óptimo, tal como se explicó anteriormente en la presente memoria. Mediante etapas iterativas en las que se consideran las variaciones a diversos órdenes, se determina el mínimo de MR(To,Tc) considerando como criterio de parada el hecho de que la variación de f1 de una iteración a la siguiente se vuelva, en valor absoluto, inferior a un umbral ϵ predefinido.

$$-[MR] = \text{margen_módulo_min}(f1, To, Tc):$$

20 Esta subfunción calcula el mínimo de MM(f1) para valores dados de To y Tc, por todo el intervalo de valores de f1. Este cálculo se puede realizar mediante optimización con un algoritmo de descenso, por ejemplo, el algoritmo de la secante, con la condición de inicializar el algoritmo con un valor de f1 próximo al óptimo que se puede conocer aproximadamente en función de To, ψ_1 y ψ_2 . El algoritmo correspondiente de cálculo del mínimo del margen de módulo para un juego de parámetros To, Tc dado (habiéndose fijado ψ_1 y ψ_2 de una vez por todas previamente a los cálculos) se facilita en la figura 13. Al inicio se utiliza un valor f1(0) función de To, ψ_1 y ψ_2 y que es próximo al óptimo tal como se explicó anteriormente en la presente memoria. Mediante etapas iterativas en las que se consideran las variaciones a diversos órdenes, se determina el mínimo de MM(To,Tc) considerando como criterio de parada el hecho de que la variación de f1 de una iteración a la siguiente se vuelva, en valor absoluto, inferior a un umbral ϵ predefinido.

30 En la función [MR,MM]=márgenes(To,Tc), se realiza una optimización de modo que se determinen los valores To y Tc que permiten que MR=mrc y MM=mmc. Esta optimización se puede realizar en particular utilizando el algoritmo de "Newton proyectado" de modo que se respete la limitación $To/5 \leq Tc \leq To/2$ facilitada anteriormente a modo de ejemplo. El algoritmo correspondiente se presenta en la figura 14 con cálculos iterativos de optimización con limitación y presentando como criterio de parada el hecho de que To y Tc sólo varíen de una iteración a otra de manera no significativa (variaciones absolutas inferiores a los umbrales predefinidos ϵ_1 y ϵ_2).

40 La figura 11, facilita un esquema estructuro-funcional de una aplicación de la invención con, en la entrada, una referencia de posición en forma de una señal de rampa. Esta aplicación combina unos medios de cálculo concretamente de tipo ordenador con programa y unos medios efectores concretamente un motor y por lo menos un sensor (o codificador) que proporciona en la salida una información de posición sobre el motor. Esta referencia de posición pasa por una parte a un corrector central cuyos parámetros o coeficientes se han calculado inicialmente (en una variante se pueden calcular en tiempo real) y que producen una señal de control de la parte que comprende el motor (denominada sistema en la figura 11). Los bloques aditivos (bloques estimador y modificador) reciben en la entrada la señal de salida del corrector central y del motor (su sensor) y producen una señal devuelta a la entrada del corrector central (preferentemente esta señal devuelta se puede utilizar o no gracias a un conmutador tal como se vio en relación con la figura 7). Como los bloques aditivos, el bloque modificador en la práctica, presenta parámetros (o coeficientes, siendo estos términos equivalentes) que son variables, se determinan en tiempo real o casi real a partir de la referencia de posición mediante cálculos basados en un modelo constituido por un sistema en bucle con corrector central a partir del cual se puede derivar la posición calculada y por último calcular dichos coeficientes.

55 Se entiende que el término "señal" utilizado en esta descripción se debe considerar en su acepción amplia y que según el lugar en que se sitúe y los medios materiales utilizados, puede corresponder a valores digitales (señal digital muestreada) o analógicos (corriente de motor por ejemplo) y que se utilizan dispositivos de conversión adaptados con el fin de hacer compatible la señal con las entidades con las que se relaciona. Por ejemplo, se puede utilizar un convertidor digital-analógico en el corrector central para el ataque del motor. Igualmente, se puede utilizar un convertidor analógico-digital o de frecuencia-digital en la salida del sensor. En la práctica, se muestrean las señales que se someten a cálculos y son señales digitales.

60 Los ejemplos facilitados son indicativos y permiten comprender que los procedimientos utilizados son aplicables a otras configuraciones más o menos evolucionadas, concretamente en lo que se refiere a la precisión del modelo del sistema o su grado. Se entiende que unos medios equivalentes a los descritos están comprendidos en el marco de la invención. Así, se pueden deducir datos o señales unos a partir de otros mediante operaciones sencillas tales como, por ejemplo, la posición evolutiva y la velocidad y entonces es posible seguir uno u otro parámetro para deducir uno u otro. Igualmente las operaciones/funciones se pueden descomponer o distribuir de manera diferente. Por ejemplo el bloque modificador puede producir una señal modificadora inversa que se enviará entonces a una

entrada positiva (hay una suma en lugar de una resta al contrario que en el caso de una entrada negativa o invertida tal como se representa en la figura 7) del sumador aguas arriba de la función $1/S(z^{-1})$.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de rechazo robusto de perturbaciones periódicas en una estructura de control de motor en posición, asemejándose las perturbaciones periódicas a por lo menos una oscilación sinusoidal a una frecuencia determinable proporcional a la velocidad angular del eje de dicho motor, recibiendo la estructura de control una señal de referencia de posición $c(t)$ que utiliza un bucle de control de posición del eje de dicho motor, siendo dicha estructura de control del tipo corrector RST y muestreada con el fin de permitir cálculos digitales en un calculador programable para producir resultados destinados al control del motor, utilizando el corrector RST unos medios de cálculo correspondientes, por una parte, a una función $1/S_o(z^{-1})$ aguas arriba del motor y que produce una señal de control $u(t)$ y, por otra parte, una función $R_o(z^{-1})$ en su bucle que recibe en la entrada una señal de posición $\theta(t)$ de un sensor de posición sobre el eje de dicho motor, denominándose corrector central al conjunto que agrupa el motor, el sensor de posición, los medios de cálculo de las funciones $1/S_o(z^{-1})$ y $R_o(z^{-1})$ con conexión en bucle, caracterizado porque:
- 5 - se añade al corrector central dos medios de cálculo suplementarios, siendo el primero un bloque estimador $E(z^{-1})$ y el segundo un bloque modificador $Q(z^{-1})$, así como un bucle suplementario,
 - se modela el motor en forma de un sistema modelado sometido a una perturbación de carga $v(t)$, recibiendo dicho sistema modelado en la entrada la señal de control $u(t)$ y produciendo en la salida la señal de posición $\theta(t)$, aplicando el modelo del sistema sobre la señal de control $u(t)$ una función $z^{-1}B(z^{-1})$ para producir una señal sumada a la perturbación de carga $v(t)$, sometiéndose la resultante a una función $1/A(z^{-1})$ para producir la señal de posición $\theta(t)$,
 - 20 - se calcula una señal de estimación de la perturbación de carga $\hat{v}(t)$ en el bloque estimador $E(z^{-1})$ que recibe en la primera entrada la señal de control $u(t)$ y en la segunda entrada la señal de posición $\theta(t)$, sometiéndose en dicho bloque estimador la señal de control $u(t)$ a la función $z^{-1}B(z^{-1})$ para producir una señal que se resta al resultado de la aplicación de la función $A(z^{-1})$ sobre la señal de posición $\theta(t)$, dando la resta la señal de estimación de la perturbación de carga $\hat{v}(t)$,
 - 25 - se aplica la señal de estimación de la perturbación de carga $\hat{v}(t)$ al bloque modificador $Q(z^{-1})$ para producir una señal modificadora aplicada a una entrada negativa de un sumador suplementario dispuesto aguas arriba del medio de cálculo de la función $1/S_o(z^{-1})$ y formando así el bucle suplementario, presentando el bloque modificador una función de transferencia variable en función de la por lo menos una frecuencia determinable y que se calcula en tiempo real o casi real con la limitación de que la función de sensibilidad de posición S_{ep} de la estructura de control comprende un hueco para la por lo menos una frecuencia determinable.
- 30
- 35
2. Procedimiento según la reivindicación 1, caracterizado porque el bucle suplementario es interior al bucle en $R_o(z^{-1})$ del corrector central, estando dispuesto el sumador suplementario justo aguas arriba del medio de cálculo de la función $1/S_o(z^{-1})$.
- 40
3. Procedimiento según la reivindicación 1 ó 2, caracterizado porque el corrector central se calcula previamente, fuera de línea, para rechazar las perturbaciones estáticas y las funciones S_o y R_o se memorizan para ser utilizadas directamente más tarde durante los cálculos en tiempo real.
- 45
4. Procedimiento según la reivindicación 3, caracterizado porque durante el cálculo del corrector central en el que se realiza una etapa de determinación de un horizonte de filtrado T_o y de un horizonte de control T_c tales que $T_c < T_o$ siendo, preferentemente, $T_o/5 < T_c < T_o/2$, dicha etapa de determinación del horizonte de filtrado T_o y del horizonte de control T_c se efectúa con la limitación de que cual(es)quiera que sea(n) la(s) frecuencia(s) que va(n) a rechazarse, el margen de retardo sea superior a un margen de retardo umbral predeterminado mrc y el margen de módulo sea superior a un margen de módulo umbral predeterminado mmc .
- 50
5. Procedimiento según la reivindicación 4, caracterizado porque en la etapa de determinación del horizonte de filtrado T_o y del horizonte de control T_c con limitación, se calcula un conjunto de mínimos de los márgenes de retardo y de los márgenes de módulo, siendo los mínimos una función de los valores posibles de la(s) frecuencia(s) que se rechazarán y obteniéndose también haciendo variar los valores de T_o y T_c y porque a partir del conjunto de mínimos de los márgenes de retardo y de los márgenes de módulo se llega a los valores T_o y T_c que garantizan el respeto de la limitación de que el margen de retardo sea superior a un margen de retardo umbral predeterminado mrc y el margen de módulo sea superior a un margen de módulo umbral predeterminado mmc y, además, preferentemente, que $T_o/5 < T_c < T_o/2$.
- 55
- 60
6. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, caracterizado porque se calcula la función de transferencia $Q(z^{-1})$ del bloque modificador considerando la relación polinomial

$$Q(z^{-1}) = \frac{\beta(z^{-1})}{\alpha(z^{-1})}$$

de parámetros variables y se asemeja por equivalencia la estructura de control global a un corrector RST en R y S de bloques de funciones polinomiales

5

$$\begin{aligned} R(z^{-1}) &= \alpha(z^{-1}) \cdot Ro(z^{-1}) + A(z^{-1}) \cdot \beta(z^{-1}) \\ S(z^{-1}) &= \alpha(z^{-1}) \cdot So(z^{-1}) - z^{-1} \cdot B(z^{-1}) \cdot \beta(z^{-1}) \end{aligned}$$

se factoriza la función polinomial $S(z^{-1})$ tal como se especificó previamente en $S(z^{-1}) = Hs(z^{-1}) \cdot S'(z^{-1})$ para hacer que aparezcan un término en $(1-z^{-1})$ correspondiente al rechazo de las perturbaciones estáticas y los términos $S'(z^{-1})$ y $Hs1(z^{-1})$, expresándose $S(z^{-1})$ como

10

$$S(z^{-1}) = (1-z^{-1}) \cdot Hs1(z^{-1}) \cdot S'(z^{-1})$$

y porque se determinan los polinomios $Hs1$ y α mediante discretización de una función de transferencia continua que depende del nivel de rechazo M_t deseado a la frecuencia considerada, obteniéndose a continuación el polinomio β mediante resolución de la ecuación de Bézout siguiente

15

$$S'(z^{-1}) \cdot Hs(z^{-1}) + z^{-1} B(z^{-1}) \cdot \beta(z^{-1}) = So(z^{-1}) \cdot \alpha(z^{-1})$$

20

7. Procedimiento según la reivindicación 6, caracterizado porque la función de transferencia continua que depende del nivel de rechazo deseado a la frecuencia considerada en el caso de una sola frecuencia f_1 es:

$$F(s) = \frac{s^2 + 2\xi_{num} \cdot 2\pi \cdot f_1 \cdot s + (2\pi \cdot f_1)^2}{s^2 + 2\xi_{den} \cdot 2\pi \cdot f_1 \cdot s + (2\pi \cdot f_1)^2}$$

25

8. Procedimiento según la reivindicación 6, caracterizado porque la función de transferencia continua que depende del nivel de rechazo deseado a la frecuencia considerada en el caso de dos frecuencias f_1 y f_2 es:

$$F(s) = \frac{s^2 + 2\xi_{num1} \cdot 2\pi \cdot f_1 \cdot s + (2\pi \cdot f_1)^2}{s^2 + 2\xi_{den1} \cdot 2\pi \cdot f_1 \cdot s + (2\pi \cdot f_1)^2} \cdot \frac{s^2 + 2\xi_{num2} \cdot 2\pi \cdot f_2 \cdot s + (2\pi \cdot f_2)^2}{s^2 + 2\xi_{den2} \cdot 2\pi \cdot f_2 \cdot s + (2\pi \cdot f_2)^2}$$

30

9. Procedimiento según la reivindicación 6, 7 u 8 caracterizado porque el nivel de rechazo M_t para una frecuencia f_i dada se calcula mediante $M_{ti} = 20 \cdot \log(\xi_{num}/\xi_{den_i})$ y, preferentemente se considera $\xi_{den_i} = 0,1$.

10. Dispositivo para el rechazo robusto de perturbaciones periódicas en una estructura de control de motor en posición, asemejándose las perturbaciones periódicas a por lo menos una oscilación sinusoidal a una frecuencia determinable proporcional a la velocidad angular del eje de dicho motor, recibiendo la estructura de control una señal de referencia de posición $c(t)$ que utiliza un bucle de control de posición del eje de dicho motor, siendo dicha estructura de control del tipo corrector RST y muestreándose con el fin de permitir cálculos digitales en un calculador programable para producir resultados destinados al control del motor, utilizando el corrector RST unos medios de cálculo correspondientes, por una parte, a una función $1/So(z^{-1})$ aguas arriba del motor y que produce una señal de control $u(t)$ y, por otra parte, una función $Ro(z^{-1})$ en su bucle que recibe en la entrada una señal de posición $\theta(t)$ de un sensor de posición sobre el eje de dicho motor, denominándose corrector central al conjunto que agrupa el motor, el sensor de posición, los medios de cálculo de las funciones $1/So(z^{-1})$ y $Ro(z^{-1})$ con conexión en bucle, caracterizado porque comprende, mediante adición al corrector central, unos medios para la ejecución del procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, siendo dichos medios dos medios de cálculo suplementarios, siendo el primero un bloque estimador $E(z^{-1})$ y el segundo un bloque modificador $Q(z^{-1})$, así como un bucle suplementario, permitiendo el bloque estimador $E(z^{-1})$ el cálculo de una señal de estimación de la perturbación de carga $\hat{v}(t)$, recibiendo dicho bloque estimador en la primera entrada la señal de control $u(t)$ y en la segunda entrada la señal de posición $\theta(t)$, recibiendo el bloque modificador $Q(z^{-1})$ en la entrada la señal de estimación de la perturbación de carga $\hat{v}(t)$ para producir una señal modificadora aplicada a una entrada negativa de un sumador suplementario dispuesto aguas arriba del medio de cálculo de la función $1/So(z^{-1})$ y formando así el bucle

50

suplementario, presentando el bloque modificador una función de transferencia variable en función de la por lo menos una frecuencia determinable y que se calcula en tiempo real o casi real con la limitación de que la función de sensibilidad de posición $S_{\theta p}$ de la estructura de control comprende un hueco para la por lo menos una frecuencia determinable.

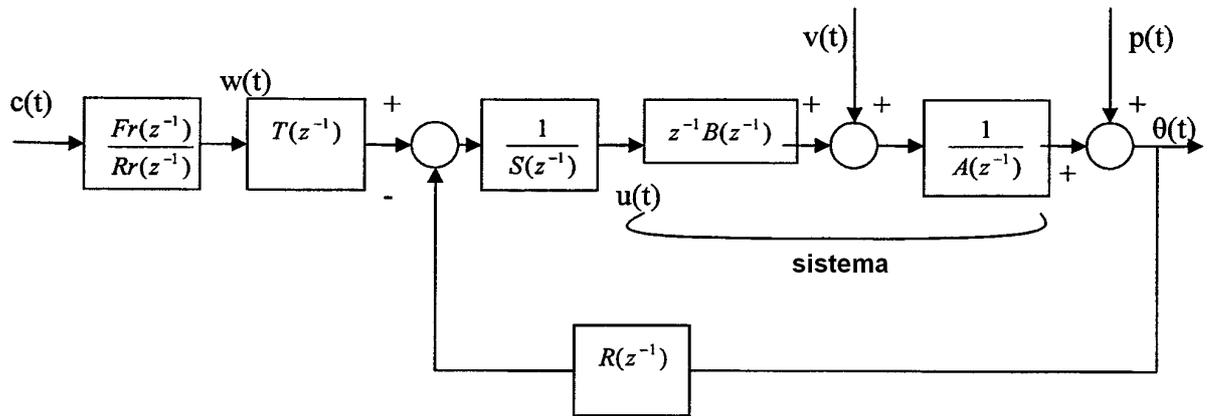


Fig. 1

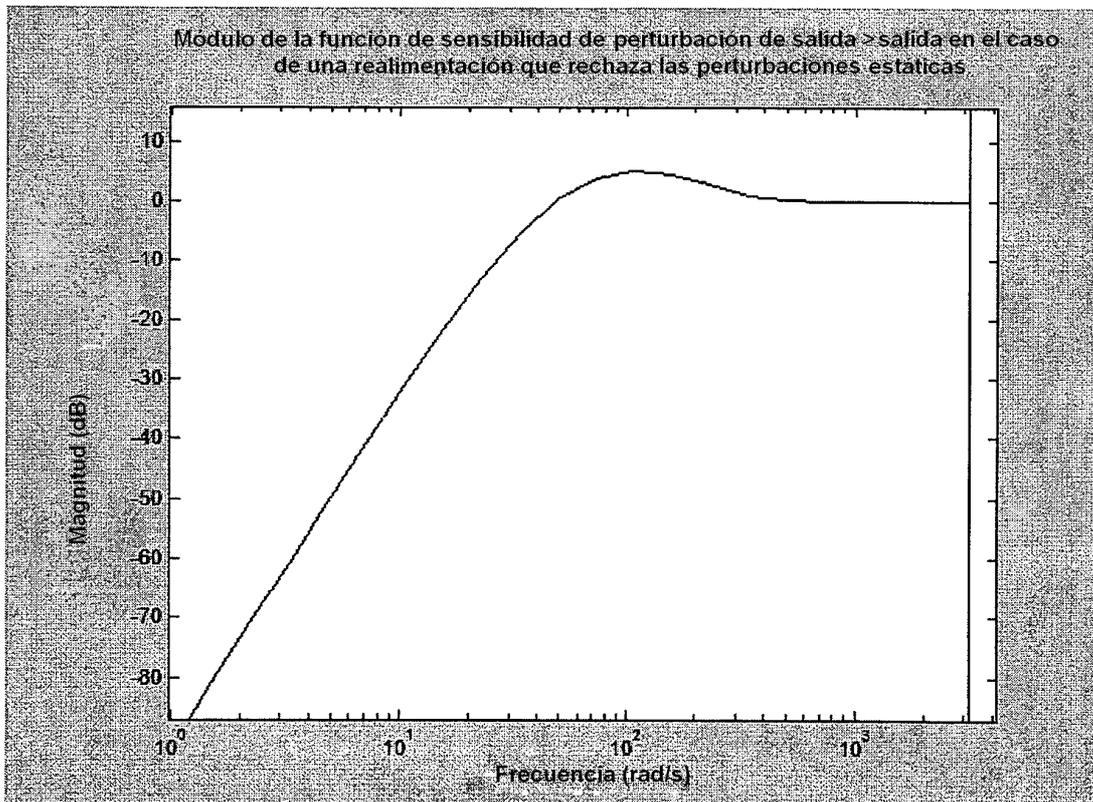


Fig. 2

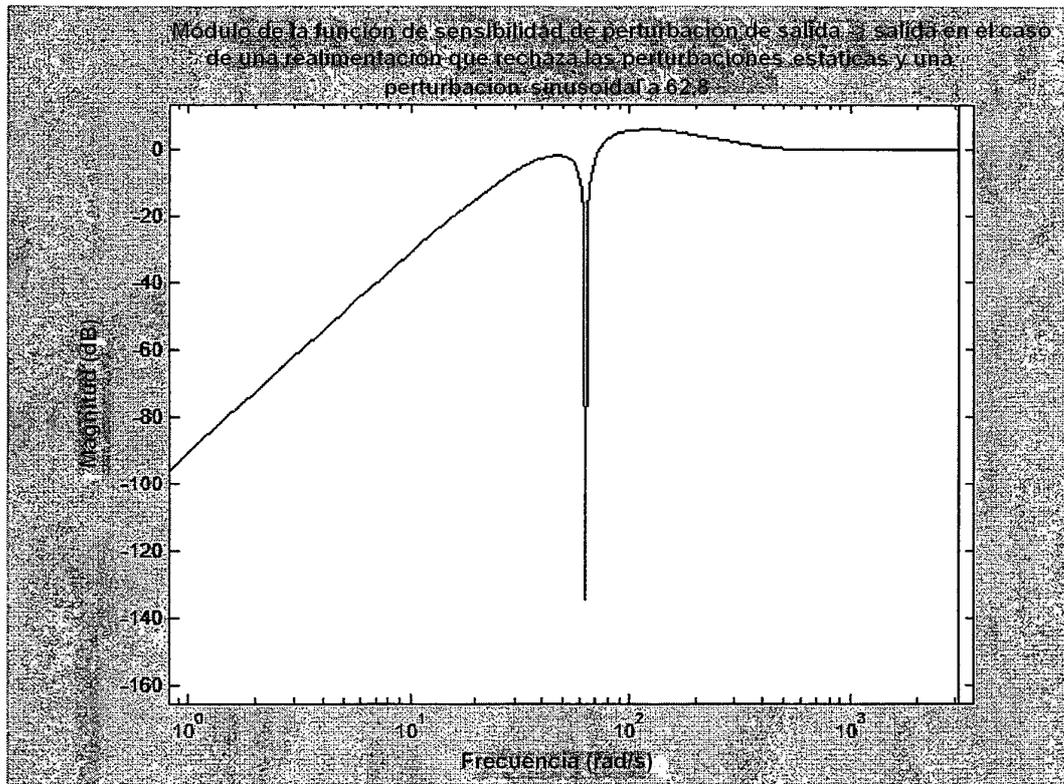


Fig. 3

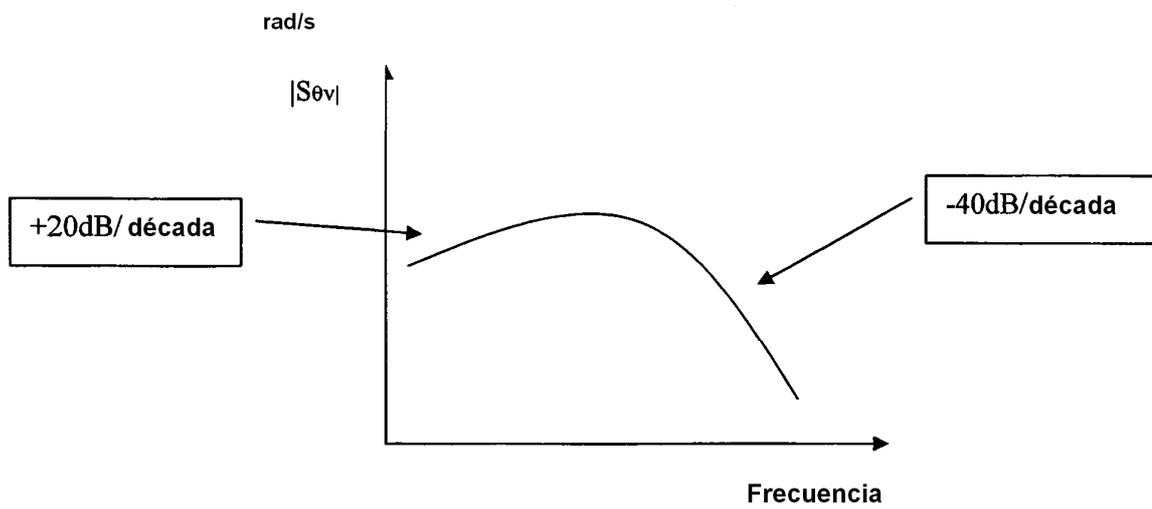


Fig. 4

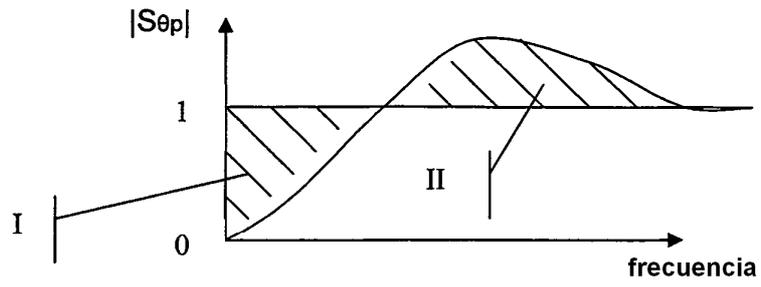


Fig. 5

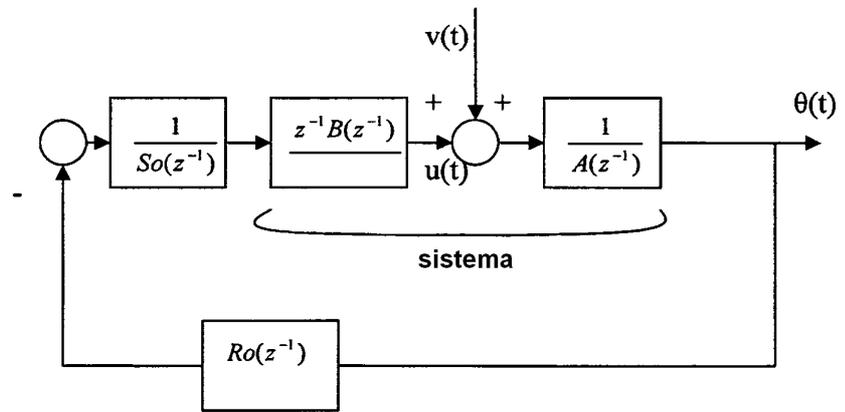


Fig. 6

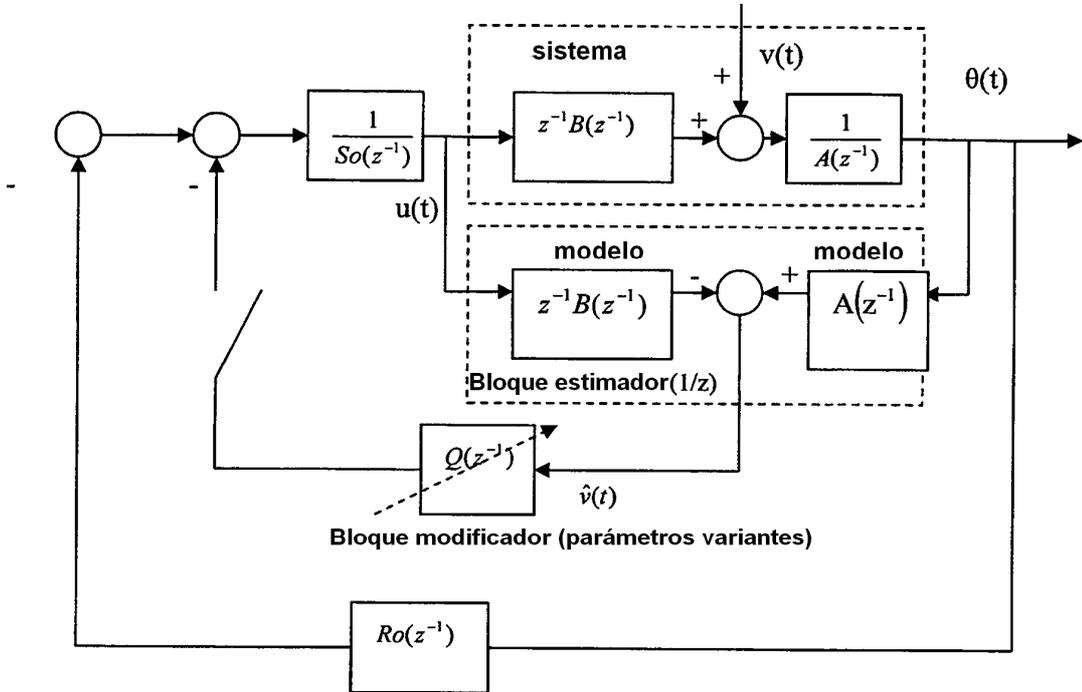


Fig. 7

Fig. 8A

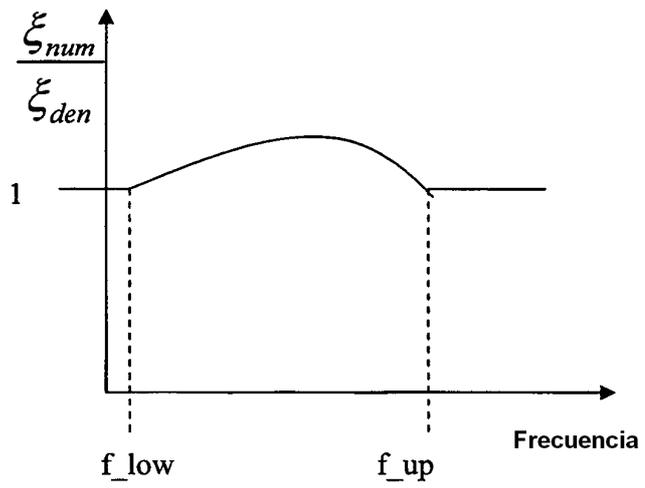
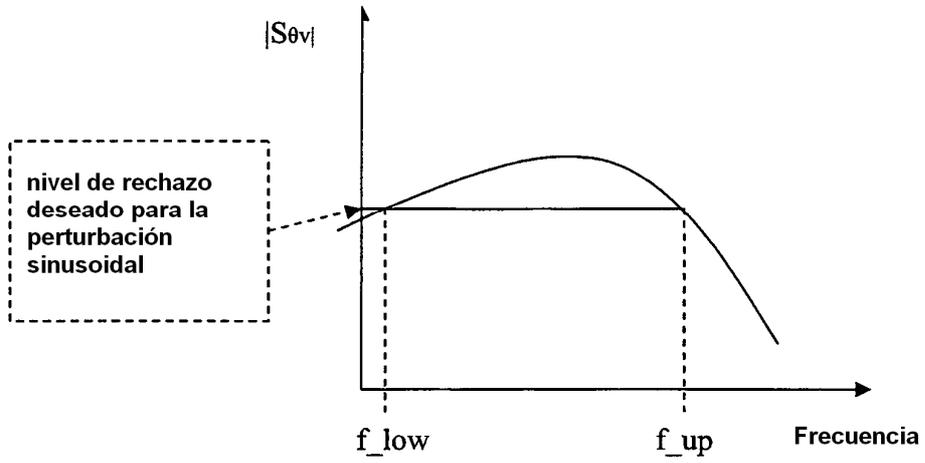


Fig. 8B

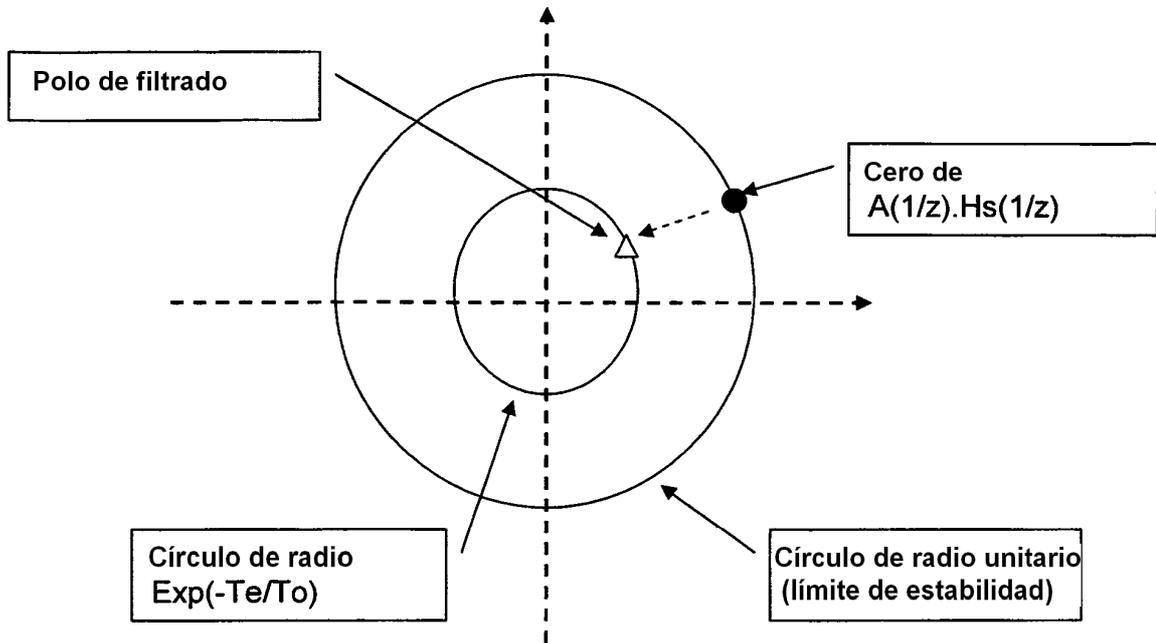


Fig. 9
Velocidad de referencia

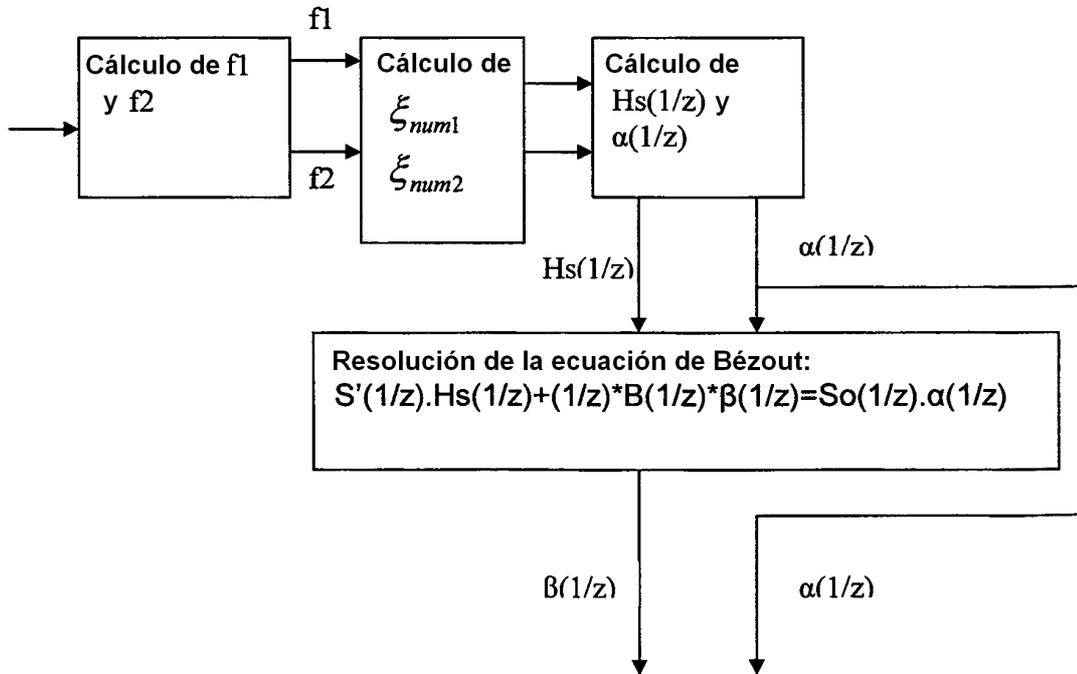


Fig. 10

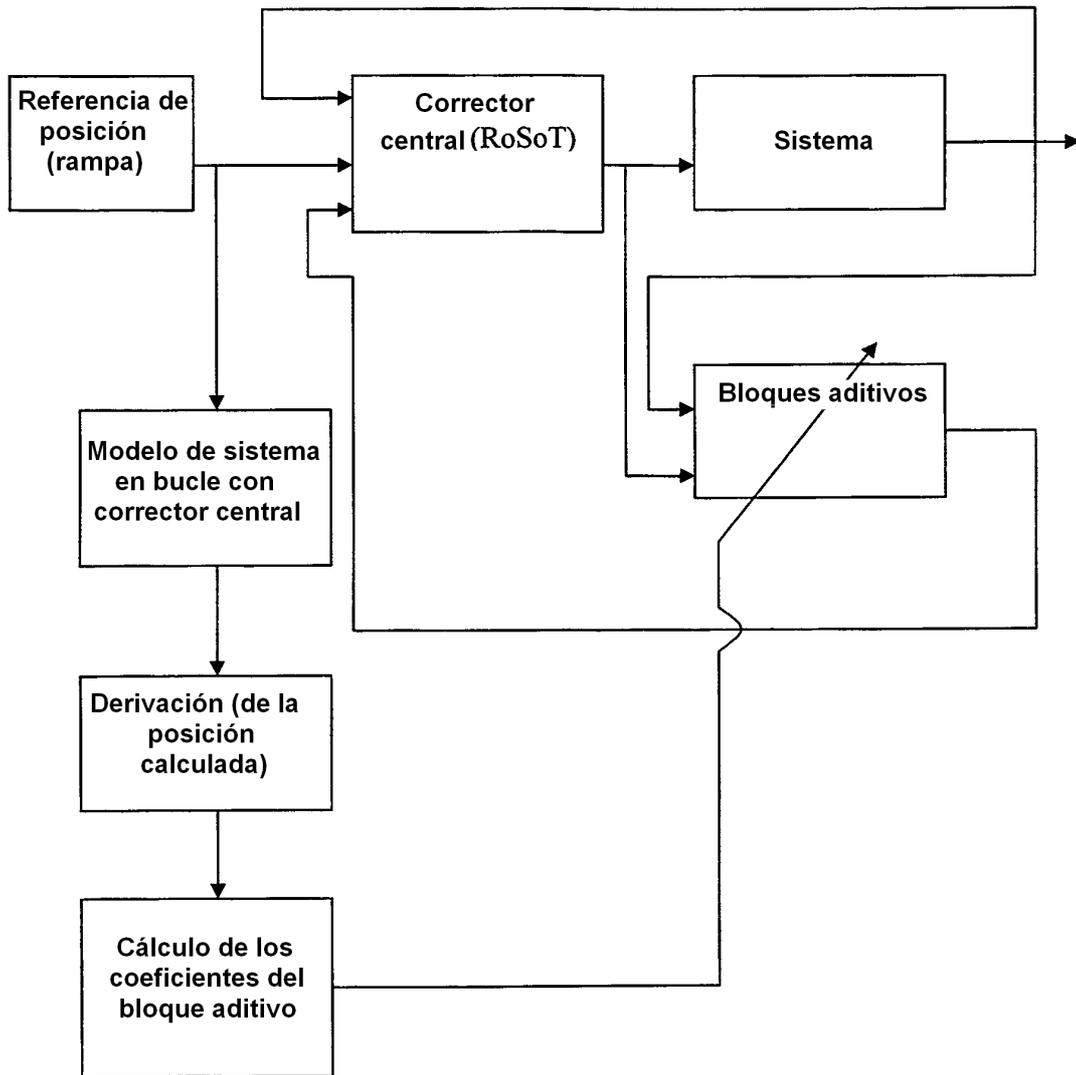


Fig. 11

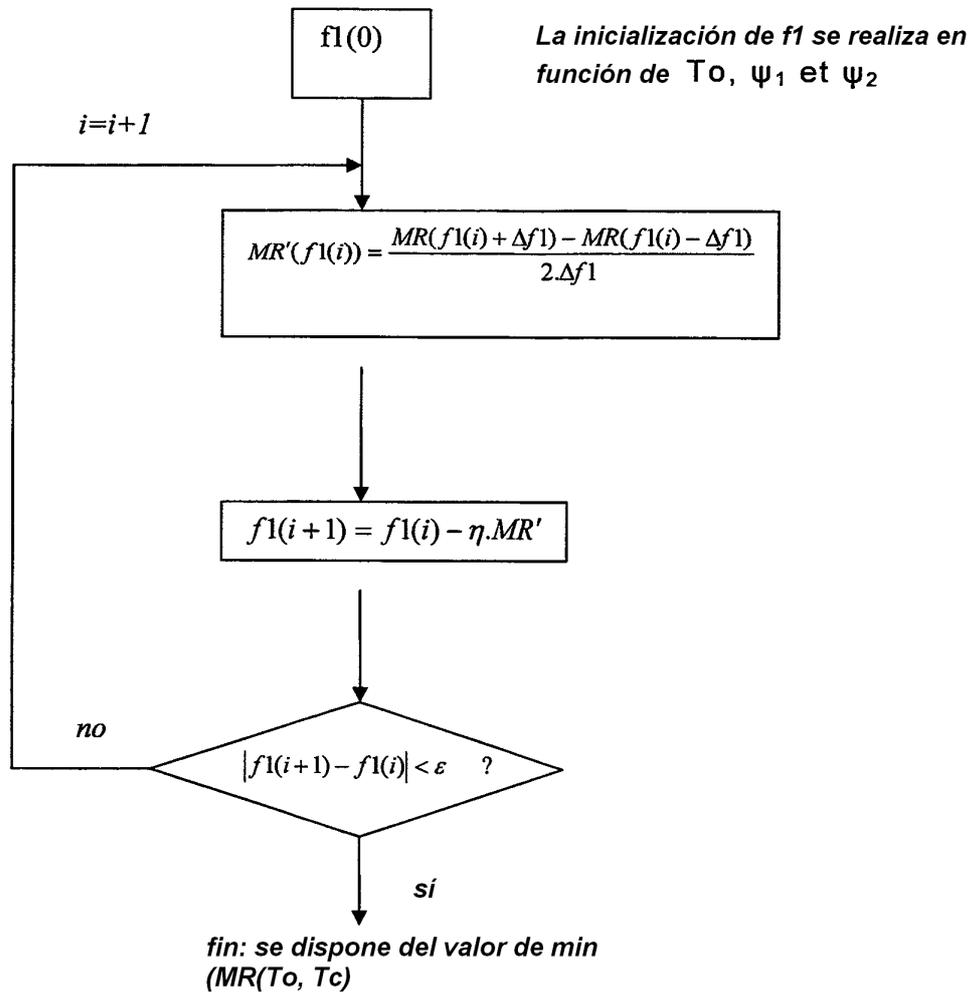


Fig.12

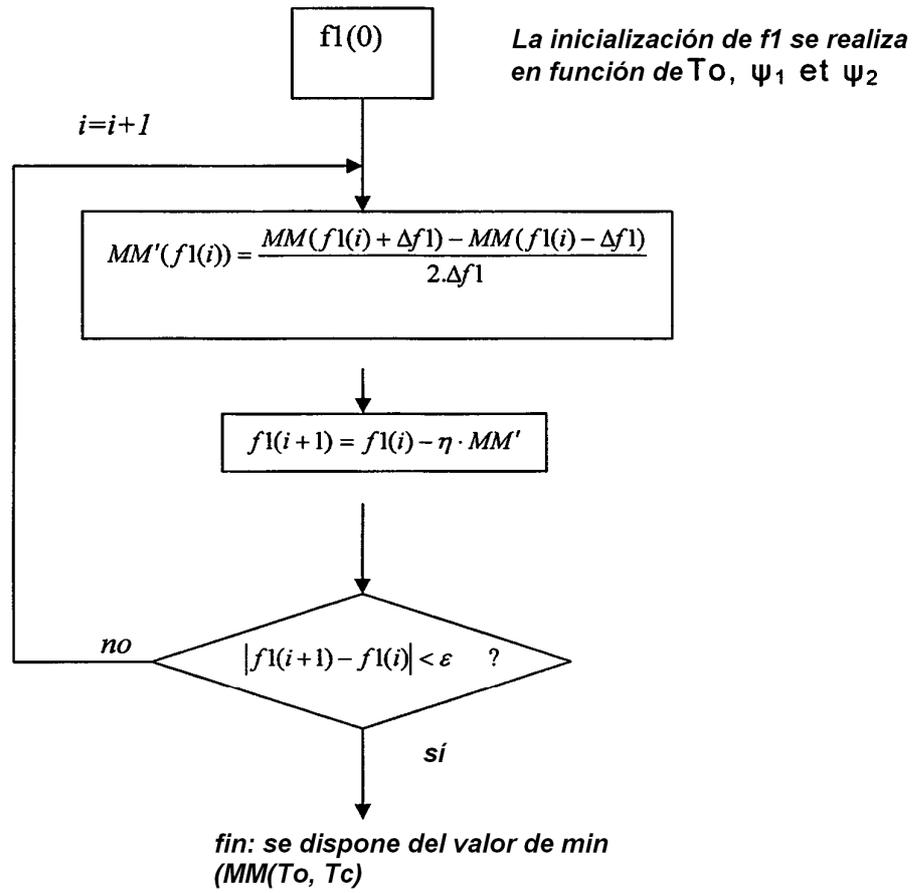


Fig. 13

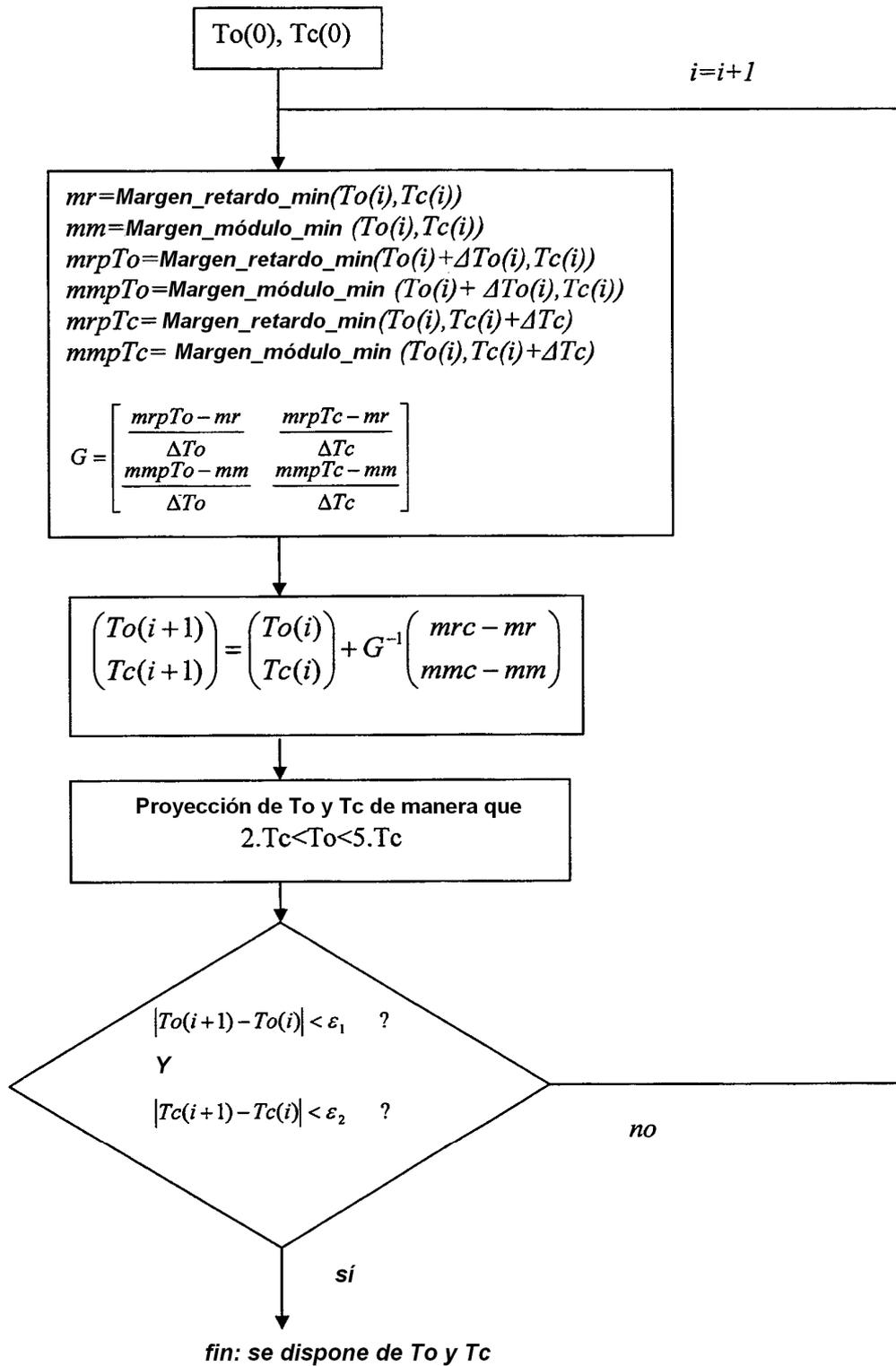


Fig. 14