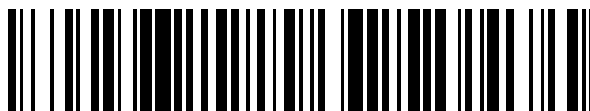


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 720 654**

51 Int. Cl.:

G01C 19/5776 (2012.01)

H03M 3/02 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **22.03.2017** E 17162268 (1)

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **23.01.2019** EP 3222968

54 Título: **Procedimiento para la adaptación de frecuencia automático de filtros durante el funcionamiento bucles de regulación cerrados**

30 Prioridad:

22.03.2016 DE 102016204683

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

23.07.2019

73 Titular/es:

**ALBERT-LUDWIGS-UNIVERSITÄT FREIBURG
(100.0%)
79098 Freiburg, DE**

72 Inventor/es:

**MARX, MAXIMILIAN;
DE DORIGO, DANIEL y
MANOLI, YIANNOS**

74 Agente/Representante:

LEHMANN NOVO, María Isabel

ES 2 720 654 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 para la adaptación de frecuencia automático de filtros durante el funcionamiento bucles de regulación cerrados

5 La presente invención se refiere a un procedimiento para la adaptación de frecuencia automático de filtros durante el funcionamiento bucles de regulación cerrados. Estos filtros se pueden emplear de forma especialmente ventajosa en el funcionamiento de los sensores de velocidad angular. Estos sensores de velocidad angular se utilizan en los sistemas de asistencia al conductor, los sistemas de navegación y, cada vez más, en dispositivos móviles que funcionan con pilas, como los teléfonos inteligentes o los ordenadores portátiles.

10 Los sensores de velocidad angular microelectromecánicos Coriolis (MEM) (en inglés: Coriolis Vibratory Gyroscope, CVG) poseen una estructura mecánica móvil que se excita para que genere una oscilación periódica. Esta oscilación periódica generada por excitación se define también como oscilación primaria. Si el sensor experimenta un giro alrededor de un eje perpendicular a la oscilación primaria o al movimiento primario, este movimiento de la oscilación primaria da lugar a una fuerza de Coriolis que es proporcional al valor de medición, es decir, a la velocidad angular.
 15 Este eje se define como el eje sensible del sensor. Por medio de la fuerza de Coriolis se genera una segunda oscilación ortogonal respecto a la oscilación primaria. Esta segunda oscilación ortogonal respecto a la oscilación primaria recibe también el nombre de oscilación secundaria o de movimiento secundario. La oscilación secundaria, definida también como oscilación de detección, se puede registrar con ayuda de diferentes métodos de medición, sirviendo el valor registrado como medida para la velocidad de giro que actúa sobre el sensor de velocidad angular.
 20 Para generar la oscilación primaria se emplean, entre otros, procedimientos térmicos, piezoeléctricos, electrostáticos e inductivos conocidos en el ámbito de la técnica. Para el registro de la oscilación secundaria se emplean principios piezoeléctricos, piezoresistentes o capacitativos según el estado de la técnica.

Los sensores de velocidad angular se pueden diseñar de distintas maneras. Sin embargo, todos los sensores de velocidad angular tienen en común que comprenden un dispositivo vibratorio, que por medio de un dispositivo de
 25 excitación primaria provoca un movimiento primario de los mismos, y que presentan un dispositivo de registro secundario que, como consecuencia de la velocidad de giro que actúa sobre el sensor de velocidad angular, puede medir un movimiento secundario. En los sensores no desacoplados, una misma masa vibratoria realiza tanto el movimiento primario como el movimiento secundario. Este dispositivo vibratorio se diseña en este caso de manera que comprenda una masa que se suspende de forma móvil tanto en la dirección x como en la dirección y. Sin limitación del carácter general se supone que la dirección x es la dirección del movimiento primario o de la oscilación primaria, y que la dirección y es la dirección del movimiento secundario o de la oscilación secundaria, y que la velocidad de giro actúa sobre el dispositivo vibratorio en dirección z.

El dispositivo vibratorio se divide normalmente en oscilador primario y un oscilador secundario. El oscilador primario realiza una oscilación en dirección primaria y se acopla al oscilador secundario de modo que la oscilación primaria se transmita al oscilador secundario. El oscilador primario se suspende en el caso ideal en un sustrato de forma que sólo se pueda mover en dirección primaria, pero no en dirección secundaria. De este modo, una fuerza de Coriolis sobre el oscilador primario no provoca, a causa de la velocidad de giro, ninguna desviación del oscilador primario en dirección secundaria, dado que este grado de libertad de movimiento no existe para el oscilador primario debido a su suspensión. El oscilador secundario, en cambio, se suspende de forma que se pueda mover tanto en dirección
 40 primaria como en dirección secundaria. El movimiento secundario da lugar a que el oscilador secundario se mueva en dirección secundaria, pudiéndose registrar este movimiento secundario por medio del dispositivo de registro secundario. El dispositivo de registro secundario se diseña preferiblemente de manera que no registre el movimiento primario que el oscilador secundario realiza sólo para reaccionar de forma sensible a la fuerza de Coriolis. Para conseguir un acoplamiento aún mejor, la conexión entre el oscilador primario y el oscilador secundario se configura de manera que el oscilador primario transmita la oscilación primaria al oscilador secundario, pero que la oscilación secundaria no se pueda transmitir de vuelta al oscilador primario.

Los sensores de velocidad angular detectan la velocidad de giro alrededor de un eje sensible definido en base al efecto de Coriolis. El sensor de velocidad angular se compone, como se ha explicado antes, de dos masas, la primaria y la secundaria. Para poder detectar una velocidad de giro con ayuda del efecto de Coriolis es preciso que
 50 toda la masa se ponga en movimiento. La masa primaria, en la que se suspende la masa secundaria, se hace vibrar de manera constante, por ejemplo mediante actuación electrostática de su frecuencia de resonancia. Como consecuencia de la rotación del sensor alrededor de su eje sensible, la fuerza de Coriolis F_c actúa sobre la masa secundaria ortogonalmente respecto al eje primario según la siguiente ecuación (1), por lo que la masa secundaria se desvía.

55
$$\dot{F}_c = -2m\vec{\Omega} \times \vec{v}_p \tag{1},$$

siendo m la masa, Ω la velocidad de giro y v_p la velocidad de la masa primaria. En el caso ideal, la masa secundaria se suspende mecánicamente de manera que sólo se pueda desviar ortogonalmente respecto a la oscilación primaria. Una gran amplitud de la oscilación primaria es deseable para conseguir una sensibilidad alta. La masa primaria se excita tradicionalmente por resonancia y la amplitud de la oscilación se regula por medio de una
 60 regulación de amplificación automática (Automatic Gain Control, AGC), como se conoce por el artículo de

T. Northemann, M. Maurer, S. Rombach, A. Buhmann, Y. Manoli: "Drive and sense interface for gyroscopes based on bandpass sigma-delta modulators", Proc. IEEE Int. Circuits and Systems (ISCAS) Symp, páginas 3264-3267, 2010.

5 La figura 1 muestra esquemáticamente un sensor de velocidad angular con un bucle de regulación primario para el accionamiento y un bucle de regulación secundario para la lectura de la señal. Para lograr una alta linealidad, grandes anchuras de banda y una sensibilidad menor frente a las variaciones de proceso, estos sensores se emplean acoplados de forma retroactiva, tanto por el lado primario como por el secundario, como se puede ver en la figura 1. En el bucle de regulación secundario se compensa la fuerza de Coriolis \bar{F}_c activa aplicando una fuerza capacitativa de reposición según la siguiente ecuación (2):

$$10 \quad \bar{F}_c = \bar{F}_{es} \quad (2)$$

Como consecuencia, la masa secundaria permanece en la posición de reposo y la fuerza generada \bar{F}_{es} constituye una medida directa para la velocidad de giro que actúa sobre el sistema.

15 La señal de compensación necesaria se genera normalmente insertando el sensor en un bucle de regulación cerrado de un modulador delta-sigma (en lo que sigue abreviado $\Delta\Sigma M$). La figura 2 muestra esquemáticamente un esquema modular simplificado de un bucle de regulación secundario para el funcionamiento de un sensor de velocidad angular a base de la modulación delta-sigma. De esta manera la señal inicial se digitaliza directamente con una alta resolución y se consigue una linealidad elevada.

20 Las $\Delta\Sigma M$ se basan, entre otros, en una formación de ruido. El ruido de cuantificación n_q generado en la salida se suprime, por medio de filtros previstos dentro del modulador, en la banda de señales y se desplaza hacia otras frecuencias. En la realización de un $\Delta\Sigma M$ electromagnético se utiliza con frecuencia, además del propio elemento de sensor mecánico $H_s(s)$, un filtro electrónico adicional para la formación de ruido. Este filtro $H_f(s)$ se diseña normalmente como filtro paso banda.

Como resultado se obtienen la función de transferencia de ruido (NTF) según la siguiente ecuación (3) y la función de transferencia de señales (STF) según la ecuación (4).

$$25 \quad NTF = \frac{Y}{n_q} = \frac{1}{1+F(s)k_q H_s(s)H_f(s)} \quad (3)$$

$$STF = \frac{Y}{F_c} = \frac{k_q H_s(s)H_f(s)}{1+F(s)k_q H_s(s)H_f(s)} \approx \frac{1}{F(s)} \quad (4)$$

siendo Y la señal inicial del $\Delta\Sigma M$, k_q una constante de cuantificación, F(s) la función de transmisión del reacoplamiento, $H_f(s)$ la función de transmisión del filtro eléctrico, $H_s(s)$ la función de transmisión de la masa secundaria.

30 Para conseguir la mejor relación de señal a ruido posible (SNR), la frecuencia de resonancia f_f del filtro eléctrico $H_f(s)$ tiene que coincidir muy exactamente con la frecuencia de resonancia primaria del sensor de velocidad angular f_d a la que se ha modulado la señal de velocidad de giro. El espectro de potencia típico de la salida Y de un $\Delta\Sigma M$ se representa en la figura 3 para el caso de que las frecuencias f_d y f_f no coincidan.

35 Especialmente en caso de filtros de tiempo continuo $H_f(s)$, que se pueden implementar de manera energéticamente muy eficiente, se producen grandes oscilaciones de la frecuencia de resonancia de los filtros f_f durante la fabricación y bajo la influencia de variaciones de la temperatura. A esto se suma que la frecuencia de resonancia primaria f_d de los sensores de velocidad angular puede también cambiar considerablemente a causa de las variaciones de proceso. Estas oscilaciones dan lugar a que, por una parte, los circuitos de lectura de sensores se tengan que ajustar inicialmente y a que, por otra parte, las las oscilaciones se tengan que compensar durante el funcionamiento.

Para evitar una reducción de la SNR, el ajuste de la frecuencia f_f tiene que ser muy exacto. Esto significa que el error entre la frecuencia de resonancia de filtros y sensores debería ser menor que la anchura de banda (BW) de la señal de velocidad de giro. De los valores típicos de la anchura de banda $BW = 50$ Hz y de las frecuencias de resonancia de sensores $f_d = 10$ kHz resulta, por ejemplo, una precisión relativa exigida del 0,5 %.

45 En el estado de la técnica ya se conocen diferentes conceptos para el ajuste de un filtro en un $\Delta\Sigma M$ durante el funcionamiento. Los siguientes ejemplos se refieren tanto a los $\Delta\Sigma M$ puramente eléctrico para la conversión analógica - digital, en los que se plantea un problema muy similar, como a $\Delta\Sigma M$ electromagnéticos para sensores de velocidad angular.

50 La publicación Tsvividis, Y., "Integrated continuous-time filter design - an overview," Solid-State Circuits, IEEE Journal of, vol.29, n°.3, pp. 166,176, marzo 1994, revela el así llamado principio de maestro-esclavo, en el que se emplean dos filtros sintonizados de la mejor manera posible el uno al otro. La estructura principal para el seguimiento de la frecuencia de filtro con el principio de maestro-esclavo se muestra en la figura 4.

Un filtro $H_{fs}(s)$ (esclavo) trabaja dentro del circuito de lectura, mientras que el otro filtro $H_{fm}(s)$ (maestro) puede ser ajustado fuera con ayuda de la frecuencia de resonancia primaria y un comparador de fase. Suponiendo que ambos

filtros se comporten de la misma manera, la señal V_i puede utilizarse no sólo para el filtro maestro sino también para el filtro esclavo.

Sin embargo, este conocido método no es aplicable si el filtro eléctrico utilizado presenta una no linealidad que no se debe descuidar. Especialmente los filtros de tiempo continuo, cuyas constantes de tiempo no están definidas por las relaciones de resistencia y capacitancia (RC) sino por la transconductancia de los transistores y condensadores (G_m -C), plantean en este caso un problema. Los filtros G_m -C se utilizan generalmente porque pueden ser implementados de una manera energéticamente muy eficiente. Sin embargo, muestran una dependencia de la transconductancia g_m (y por lo tanto también de la frecuencia de resonancia) de la tensión de entrada. Para el funcionamiento dentro del bucle de regulación secundario, la dependencia es insignificante, ya que según la figura 2 y la siguiente ecuación (5), la señal a la entrada del filtro V_{fit} es suprimida a la frecuencia resonante f_r por el circuito de regulación general con la amplificación del filtro $H_f(s)$:

$$V_{fitt} = \frac{F_C - n_q}{\frac{1}{H_S(s)} + H_f(s)} \quad (3)$$

Sin embargo, si, como en el caso del método maestro-esclavo, el propio ajuste de frecuencia se lleva a cabo fuera del bucle de lectura, esto resulta problemático. Si una señal con la frecuencia de resonancia deseada se aplica directamente a la entrada de un filtro de este tipo, se produce una fuerte desintonización de la frecuencia del filtro debido a las altas amplitudes de señal en el filtro o a la alta amplificación en caso de resonancia. Un ajuste fiable ya no es posible.

Además, la precisión de este conocido método se limita a un valor que a menudo es intolerable, en particular por la limitada coincidencia de los dos filtros utilizados. Por otra parte, la necesidad de espacio necesario para una implementación como circuito integrado es relativamente alta, ya que se requiere un filtro analógico adicional además del circuito para la adaptación automática de frecuencia.

Otro concepto conocido, basado en dos filtros separados, pero que no requiere una coincidencia exacta de los filtros, se describe en el artículo Affi, M.; Maurer, M.; Hehn, T.; Taschwer, A.; Manoli, Y., "An automatic tuning technique for background frequency calibration in gyroscope interfaces based on high order bandpass Delta-Sigma modulators," *Circuits and Systems (ISCAS), 2015 IEEE International Symposium on*, pp.1730,1733, 24-27 May 2015, para el empleo en un circuito de lectura para sensores de velocidad angular. Como se muestra en la figura 5, este concepto también utiliza un filtro dentro del circuito de lectura, mientras que el otro se ajusta en el exterior con ayuda de la frecuencia de resonancia primaria. Sin embargo, a diferencia del primer método, ambos filtros se sustituyen periódicamente, de modo que el circuito de lectura sólo tiene que ser interrumpido por un breve momento. Al mismo tiempo, se supone que el filtro situado en el circuito de lectura no experimenta ningún cambio significativo en la frecuencia de resonancia durante un período del ciclo de intercambio.

Este principio de los filtros que se cambian periódicamente se describe en la publicación Tsvividis, Y., "Self-tuned filters," *Electronics Letters*, vol.17, n°.12, pp. 406, 407, 11 de junio de 1981, y ya también para el uso general con filtros de tiempo continuo.

No obstante, en el concepto de filtros reemplazados periódicamente surgen los mismos problemas que el concepto maestro-esclavo debido a la no linealidad de los filtros. Además, el filtro debe desacoplarse periódicamente, por lo que existe el riesgo de que la funcionalidad del bucle de regulación secundario se vea afectada. Además, la demanda de espacio para una implementación como circuito integrado también es relativamente alta en el caso de este conjunto, ya que se requiere un filtro analógico adicional además del circuito para el ajuste automático de frecuencia.

Además se conoce el método de considerar la potencia de dos puntos espectrales en la salida de $\Delta\Sigma M$. En la publicación Huanzhang Huang; Lee, E.K.F., "Frequency and Q tuning techniques for continuous-time bandpass sigma-delta modulator" (Frecuencia y Técnicas de sintonía de frecuencia y Q para el modulador sigma-delta de paso de banda de tiempo continuo), *Circuits and Systems, 2002, ISCAS 2002, IEEE International Symposium on*, vol.5, no., pp.V-589,V-592 vol.5, 2002, se describe el principio de un circuito para la adaptación de la frecuencia de un filtro se describe en un $\Delta\Sigma M$ puramente eléctrico. Se presentan dos enfoques diferentes para determinar la potencia de ruido a la salida del modulador en dos puntos discretos f_a o f_b , que se encuentran ligeramente por encima o por debajo de la propia frecuencia de la señal alrededor de f_d . Dado que el filtro eléctrico influye en la potencia de ruido en estas frecuencias discretas de forma diferente en dependencia de la posición de su frecuencia de resonancia, se puede determinar por medio del valor de las dos potencias de ruido, si la frecuencia de resonancia del filtro es demasiado alta o demasiado baja. La figura 6a se representa al principio por medio del espectro de la salida Y del bucle de regulación secundario del $\Delta\Sigma M$, si f_d y f_r coinciden. Por consiguiente, la figura 6b muestra el caso en el que f_r es demasiado alto. Los componentes de señal discretos f_a y f_b en el espectro de la salida Y se comparan para estimar la frecuencia de filtro actual. Según una primera fórmula de esta solución conocida, se produce para la evaluación una transformación de Fourier discreta (DFT) en los puntos f_a y f_b mediante el procesamiento digital de la señal. Este concepto se muestra esquemáticamente en la figura 7a.

Según un segundo enfoque de la publicación Huanzhang Huang; Lee, E.K.F., "Frequency and Q tuning techniques for continuous-time bandpass sigma-delta modulator", *Circuits and Systems, 2002; ISCAS 2002; IEEE International Symposium on*, vol.5, pp.V-589,V-592 vol.5, 2002, las frecuencias que deben considerarse se filtran, tal y como se

esboza en la figura 7b, mediante dos filtros digitales adicionales de banda muy estrecha. A continuación, la potencia de ambas señales se calcula y se compara. Un regulador digital reajusta el filtro de acuerdo con el resultado de la comparación.

5 Esta solución resulta desventajosa si el bucle de lectura contiene más de un filtro. Este suele ser normalmente el caso de los sensores de velocidad angular electromecánicos $\Delta\Sigma M$, ya que, además del filtro eléctrico, el elemento mecánico también se utiliza para la filtración la ecuación (4). Como consecuencia, el NTF y por lo tanto el ruido en la salida se determinan por medio de dos elementos de filtro independientes. Sin embargo, no es posible distinguir cuál de los dos filtros se tiene que ajustar.

10 En este procedimiento conocido se consideran además sólo dos componentes de frecuencia discreta que deben estar fuera de la banda de señal. Esto limita la precisión de la regulación y muchas mediciones se tienen que promediar. Sin embargo, una promediación de varias mediciones conduce a su vez a un comportamiento más lento de la adaptación de frecuencias. Especialmente en aplicaciones expuestas a rápidas fluctuaciones de temperatura es posible que esto no sea tolerable. Aún más grave es el hecho de que, debido a la selectividad de frecuencia limitada, una señal en la banda de señal conduzca a una interferencia en el bucle de regulación del filtro.

15 En la publicación Huanzhang Huang; Lee, E.K.F., "Frequency and Q tuning techniques for continuous-time bandpass sigma-delta modulator" (Técnicas de sintonía de frecuencia y Q para modulador sigma-delta de paso de banda de tiempo continuo), *Circuits and Systems, 2002, ISCAS 2002, IEEE International Symposium on*, vol.5, pp.V-589,V-592 vol.5, 2002, se afirma que ambas variantes de implementación dan lugar a una demanda de espacio similar. Sin embargo, partiendo de la segunda variante también resulta aquí con dos filtros de paso de banda digitales
20 adicionales, dos multiplicadores y dos integradores una demanda elevada de espacio en relación con el filtro que se va a ajustar.

Otra solución conocida se basa en la introducción de señales de prueba. Como se describe en la publicación Yun-Shiang Shu; Bang-Sup Shu; Bacrania, K., "A 65nm CMOS CT $\Delta\Sigma$ Modulator with 81dB DR and 8MHz BW Auto-Tuned by Pulse Injection," *Solid-State Circuits Conference, 2008 ISSCC 2008 Digest of Technical Papers*. IEEE
25 International, pp. 500, 631, 3-7 feb. 2008, y se muestra en la figura 8a para un $\Delta\Sigma M$ electromecánico, esta solución implica la introducción de una señal de prueba V_{test} con exactamente una frecuencia en el bucle de regulación de un $\Delta\Sigma M$ puramente eléctrico detrás del filtro. A continuación se comprueba cómo la función de transferencia de filtro se suprime la señal de prueba en la salida digital Y del modulador. Dependiendo de la posición de fase y del tamaño de la señal de prueba restante en la salida Y, se pueden sacar conclusiones acerca de si la frecuencia de resonancia del filtro f_r es demasiado alta o demasiado baja. Un regulador digital reajusta el filtro debidamente. La figura 8b muestra un circuito conocido como éste para la evaluación de las señales de prueba introducidas.

30 La memoria de patente US 7.042.375 B2 describe además un principio en el que se utiliza un espectro de banda ancha (dither) como señal de prueba V_{test} en lugar de exactamente una frecuencia. La evaluación de la señal en la salida Y se realiza de forma similar a la que se muestra en las figuras 7b u 8b.

35 La memoria impresa US 7,324,028 B2 describe la introducción de señales de prueba antes o después del cuantificador y además el puentado de elementos filtrantes individuales.

Por la publicación de Ezekwe, C.D.; Boser, B.E., "A Mode-Matching $\Delta\Sigma$ Closed-Loop Vibratory-Gyroscope Readout Interface with a 0.004°/s/√Hz Noise Floor over a 50Hz Band," en *Solid-State Circuits Conference, 2008 ISSCC 2008 Digest of Technical Papers. IEEE International*, vol., no., pp. 580-637, 3-7 feb. 2008, se conoce además el método
40 de introducir las señales de prueba en el bucle de lectura no después del elemento de filtro, como se muestra en la figura 8a, sino antes del elemento de filtro $H_f(s)$. Por lo tanto, no se puede ajustar el filtro eléctrico $H_f(s)$ sino la frecuencia de resonancia de la masa secundaria $H_s(s)$. La característica especial de esta conocida implementación y del concepto que sirve de base de la memoria impresa DE 19910 415 A1 consiste en que las señales de prueba se sitúan diferencialmente alrededor de la propia frecuencia de resonancia y no dentro de la banda de señal. Sin embargo, también sería posible emplear el procedimiento principal para el ajuste del filtro eléctrico $H_f(s)$.
45

Esta solución presenta inconvenientes si el bucle de lectura contiene más de un filtro. Como se ha mencionado antes, este es el caso típico de los $\Delta\Sigma M$ sensores electromecánicos de velocidad angular, ya que además del filtro eléctrico, el elemento mecánico también se utiliza para la filtración según la ecuación (4). Como resultado, el NTF y por lo tanto el ruido en la salida son determinados por dos elementos filtrantes independientes. Sin embargo, no es posible distinguir cuál de los dos filtros tiene que ser ajustado.
50

Una desventaja significativa de algunos de los procedimientos que utilizan señales de prueba es que la señal de prueba se encuentra directamente en la banda de señal y nunca se suprime perfectamente debido a la resolución limitada. Como resultado, la señal de prueba restante puede interferir con el funcionamiento del propio bucle de lectura. Además, en este método aumenta el tiempo que pasa hasta que se pueda utilizar el bucle de regulación secundario después del arranque. A diferencia de los demás procedimientos explicados, un filtro mal ajustado significa en estas variantes no sólo que la SNR es peor, sino también que la señal de prueba no se suprime. Por lo tanto, no se puede distinguir de una posible señal de velocidad angular. En el caso de la implementación conocida según Ezekwe, C.D.; Boser, B.E., "A Mode-Matching $\Delta\Sigma$ Closed-Loop Vibratory-Gyroscope Readout Interface with a 0.004°/s/√Hz Noise Floor over a 50Hz Band," en *Solid-State Circuits Conference, 2008 ISSCC 2008 Digest of
55 Technical Papers. IEEE International*, vol., no., pp. 580-637, 3-7 feb. 2008, y DE 19910415 A1, conviene que las
60

señales estén fuera la anchura de banda de la señal de velocidad angular. De este modo se logra un compromiso entre la máxima anchura de banda y la precisión de la regulación.

Además de la demanda de espacio para la evaluación de las señales de prueba, también existe una importante necesidad adicional de espacio para la generación de las señales de prueba y la introducción en el bucle de lectura, por lo que en caso de una implementación como circuito integrado se tiene que partir de una demanda de espacio desventajosamente alta.

Por lo tanto, ninguna de las soluciones conocidas hasta ahora cumple todos los requisitos para la adaptación de frecuencia automática de los filtros eléctricos durante su funcionamiento en bucles de regulación cerrados con respecto a la aplicabilidad, funcionalidad y demanda de espacio de una implementación como circuito integrado.

Existe, por lo tanto, la necesidad de un procedimiento perfeccionado para el ajuste automático de la frecuencia de los filtros, que permita una detección fiable y de alta resolución de una señal de velocidad angular.

Para ello, el ajuste inicial necesario o el seguimiento continuo del elemento de filtro eléctrico se debe llevar a cabo en un bucle de lectura cerrado, como se muestra en la figura 2. El ajuste de frecuencia debe realizarse con un consumo energía y espacio lo más reducido posible, así como con un tiempo de arranque corto. El circuito debe adaptar la frecuencia de resonancia f_r del filtro eléctrico $H_f(s)$ a la frecuencia de resonancia primaria del sensor f_d durante el funcionamiento del circuito de lectura y sin interrumpirlo. De este modo se compensan los cambios que se producen en las frecuencias de resonancia f_d o f_r , por ejemplo, mediante un cambio de la temperatura. Esto implica que el proceso de ajuste no debe verse perturbado por posibles señales de velocidad angular. Además, la adaptación de frecuencia no debe ser influenciada por la función de transferencia mecánica del elemento sensor $H_s(s)$. La desviación máxima entre f_d y f_r debe estar dentro del rango de la anchura de banda de la señal de velocidad angular.

Esta tarea se resuelve mediante el objeto de la reivindicación independiente. Otras variantes ventajosamente perfeccionadas de la presente invención son objeto de las reivindicaciones dependientes.

La presente invención se basa en la idea de proponer un sistema para el ajuste de frecuencia del filtro eléctrico $H_f(s)$, que presenta un primer componente para el ajuste inicial aproximado de las frecuencias f_r a f_d y un segundo componente para el ajuste de frecuencia, que durante la operación funciona en segundo plano.

El componente para el ajuste aproximado es especialmente necesario para compensar las fluctuaciones en la fabricación del sensor de velocidad angular y, por lo tanto, la variación de la frecuencia de resonancia primaria f_d . Para ello se utiliza la señal de control del oscilador existente en el bucle de regulación primario. Los componentes sintonizan este oscilador dentro del bucle de regulación primario a la frecuencia de resonancia primaria del sensor de velocidad angular. Mediante la adaptación de las características de control del oscilador al control de frecuencia del filtro eléctrico en el bucle de regulación secundario, se puede conseguir un ajuste aproximado de las frecuencias similar al del principio maestro-esclavo descrito anteriormente. Sin embargo, a diferencia de la solución conocida, no se necesita ningún filtro adicional y, por lo general, sólo un pequeño esfuerzo de conexión adicional.

La adaptación de frecuencia adicional que se realiza en un segundo plano es necesaria para lograr la alta precisión requerida. El principio de adaptación de frecuencia se basa en la evaluación de la formación de ruido del bucle de regulación cerrado en la entrada del filtro eléctrico V_{filt} en una banda diferencial alrededor de la frecuencia de resonancia primaria f_d .

Para una mejor comprensión de esta invención, la misma se explicará con más detalle a la vista de los ejemplos de realización representados en las siguientes figuras. Las mismas piezas se identifican con las mismas referencias y las mismas definiciones de componentes. Las características individuales o las combinaciones de características de las formas de realización mostradas y descritas también pueden representar en sí mismas soluciones inventivas independientes o conformes a la invención.

Se muestra en la:

Figura 1 una representación esquemática del principio de un sensor de velocidad angular basado en el efecto Coriolis;

Figura 2 una representación esquemática de un bucle de regulación secundario basado en el principio de modulación delta sigma para el funcionamiento de un sensor de velocidad angular;

Figura 3 la curva de la densidad de potencia espectral de la salida del bucle de regulación secundario en caso de desajuste entre la frecuencia de resonancia primaria y la frecuencia del filtro de bucle;

Figura 4 un primer conjunto conocido para el seguimiento de la frecuencia del filtro;

Figura 5 un segundo conjunto conocido para el seguimiento de la frecuencia del filtro;

Figura 6a la curva de la densidad de potencia espectral de la salida del bucle de regulación secundario cuando la frecuencia de resonancia primaria coincide con la frecuencia del filtro del bucle;

Figura 6b la curva de la densidad de potencia espectral de la salida del bucle de regulación secundario en caso de desajuste entre la frecuencia de resonancia primaria y la frecuencia del filtro de bucle;

Figura 7a otro conjunto conocido para el seguimiento de la frecuencia del filtro;

Figura 7b otro conjunto conocido para el seguimiento de la frecuencia del filtro;

Figura 8a una representación del principio de un bucle de regulación secundario con señales de prueba introducidas;

5 Figura 8b una representación del principio de un circuito para la evaluación de las señales de prueba que se introducen en el bucle de regulación secundario;

Figura 9a la curva de la densidad de potencia espectral de la entrada del filtro eléctrico del bucle de regulación secundario, así como las bandas de frecuencia evaluadas según la invención en el caso de coincidencia entre la frecuencia de resonancia primaria y la frecuencia de filtro del filtro de bucle;

10 Figura 9b la curva de la densidad de potencia espectral de la entrada del filtro eléctrico del bucle de regulación secundario, así como las bandas de frecuencia evaluadas según la invención en caso de desajuste entre la frecuencia de resonancia primaria y la frecuencia de filtro del filtro de bucle;

Figura 10 una representación esquemática del principio de un sensor de velocidad angular basado en el efecto Coriolis con un circuito de adaptación de frecuencia según un ejemplo de realización de la presente invención.

15 Con referencia a las figuras 9 y 10, se explica a continuación con mayor detalle una forma de realización ventajosa de la presente invención. Según la presente invención, para la adaptación de la frecuencia de filtro f_f del filtro de bucle $H_f(s)$ 110 a la frecuencia de resonancia f_d de la oscilación primaria, se toma la señal V_{filt} introducida en el filtro del bucle y se introduce la misma en un circuito de adaptación de frecuencia 100. En la forma de realización mostrada, el sistema para la adaptación de la frecuencia del filtro eléctrico $H_f(s)$ comprende un componente para la adaptación inicial aproximada de las frecuencias f_f a f_d y un componente para la adaptación de la frecuencia que trabaja durante el funcionamiento funciona en un segundo plano.

20 El componente para la adaptación aproximada es especialmente necesario para compensar las fluctuaciones en la fabricación del sensor de velocidad angular y, por lo tanto, para la variación de la frecuencia de resonancia primaria f_d . Para ello se utiliza la señal de control del oscilador del bucle de regulación de bloqueo de fase (PLL) existente en el bucle de regulación primario. Este oscilador es sintonizado por los componentes dentro del bucle de regulación primario a la frecuencia de resonancia primaria del sensor de velocidad angular. Mediante una adaptación de las características de control del oscilador al control de frecuencia del filtro eléctrico en el bucle de regulación secundario, se puede llevar a cabo una adaptación aproximada de las frecuencias f_f y f_d , por ejemplo, al comienzo de la operación.

25 Para conseguir la alta precisión requerida, la presente invención propone una adaptación de frecuencia adicional que se produce en un segundo plano. El principio según la invención de la adaptación de frecuencia se basa en una evaluación de la formación de ruido del bucle de regulación cerrado a la entrada del filtro eléctrico V_{filt} en una banda diferencial alrededor de la frecuencia resonante primaria f_d .

30 Las figuras 9a y 9b muestran el espectro (espectro de densidad de potencia, PSD) de la señal V_{filt} en dependencia de la frecuencia f . La figura 9a representa esquemáticamente los componentes de frecuencia a considerar para $f_d = f_f$, mientras que la figura 9b se refiere al caso en el que se aplica $f_d < f_f$. Según la invención, se comparan respectivamente en una primera banda de frecuencia 102 y en una segunda banda de frecuencia 104, dispuestas simétricamente alrededor de la frecuencia de resonancia f_d , los valores del espectro de densidad de potencia de la señal V_{filt} . Para el caso de $f_d = f_f$, la curva 106 es simétrica respecto a la frecuencia de resonancia f_d de la oscilación primaria y la diferencia de los valores para el espectro de densidad de potencia de la señal V_{filt} desaparecen. En contraste, la curva 106 es asimétrica con respecto a la frecuencia de resonancia f_d de la oscilación primaria, si $f_d \neq f_f$. La figura 9b muestra el caso de que $f_d < f_f$. Para una frecuencia de filtro demasiado baja, la posición de las bandas de frecuencias 102, 104 se desplaza de forma correspondiente a la otra dirección opuesta con respecto a la curva 106.

35 Si en este caso se genera una señal de diferencia, ésta no es igual a cero y se puede utilizar para la generación de una señal de adaptación para la entrada de control del filtro del bucle. Por lo tanto, con ayuda de esta comparación se puede estimar la posición de la frecuencia de filtro actual con referencia a la frecuencia de resonancia de la oscilación primaria.

40 Como ya se ha explicado con referencia a la figura 2, la señal V_{filt} , tal como se describe en la ecuación (5), depende de la fuerza de Coriolis F_c , del ruido de cuantificación nq y de las funciones de filtro $H_s(s)$ y $H_f(s)$ de la masa secundaria y del filtro del bucle.

45 A diferencia de la señal de salida Y del $\Delta\Sigma M$, en la entrada del filtro eléctrico V_{filt} , se suprimen tanto el ruido de cuantificación nq como la señal de velocidad angular F_c por medio del filtro eléctrico $H_f(s)$.

50 El sistema se basa además en la idea de demodular las dos bandas 102, 104 representadas en la figura 9 individualmente en la banda base para luego comparar el ruido total o la potencia de la señal en las dos bandas. De este modo se puede determinar exactamente si la frecuencia actual del filtro es demasiado alta o demasiado baja.

55 Debido a este enfoque diferencial en la gama de frecuencias, no se produce ninguna interferencia en el proceso de ajuste, ni siquiera a causa de una señal de velocidad angular aún existente y no completamente suprimida. Debido a

las dos bandas laterales de la señal de velocidad angular con de amplitud modulada, cada componente se encuentra en la banda 102 y en la banda 104. Dado que el filtro suprime la señal de velocidad angular F_c de la misma manera que el ruido de cuantificación nq según la ecuación anterior (5), la señal de velocidad angular también se puede utilizar para la regulación.

5 La figura 10 muestra la estructura básica de un sensor de velocidad angular 108 con la adaptación de frecuencia automática según la invención del filtro de bucle 110 del bucle de regulación secundario de acuerdo con una forma de realización ventajosa.

10 Para la adaptación aproximada de la frecuencia f_f del filtro eléctrico 110 [con la función de transferencia $H_f(s)$] a la frecuencia de resonancia primaria f_d , se genera una señal V_{tg} proporcional a la señal de control del oscilador en el bucle de bloqueo de fase (PLL) del bucle de regulación primario. Esta señal se compensa (por ejemplo, mediante adición) con la señal de control V_t de la adaptación de frecuencia.

15 Para determinar la frecuencia actual del filtro eléctrico en función de la formación de ruido, la señal V_{filt} se preamplifica primero con $H_v(s)$ y las frecuencias, que están claramente por encima de la frecuencia de resonancia primaria f_d , se suprimen. En el siguiente paso, la señal se demodula por medio de dos multiplicadores y las frecuencias $f_{a,b}=f_d \pm f_f$ para evaluar más a fondo las señales de la banda base resultantes.

20 Las frecuencias necesarias $f_{a,b}$ se pueden generar fácilmente con ayuda del bucle de regulación primario y presentan un desplazamiento de frecuencia negativo (f_a) o positivo (f_b) hacia la frecuencia de resonancia primaria f_d . Debido a la multiplicación, las señales con frecuencias, que anteriormente se encontraban por encima de f_f por o por debajo de f_d , aparecen con 0 Hz. Esto permite eliminar fácilmente otros componentes de la señal con filtros de paso bajo posteriores. Las frecuencias $f_{a,b}$ pueden aplicarse a los multiplicadores mediante tensiones sinusoidales o, para reducir la complejidad, mediante tensiones rectangulares.

25 En el siguiente paso, la potencia o la intensidad de ambas señales mediante la cuadratura bien se mide, bien se aproxima mediante la formación de valores absolutos, calculando después la diferencia. El valor de la diferencia sirve de variable de error para un regulador que presenta ventajosamente una parte I. El regulador puede funcionar de forma continua o se puede reponer periódicamente en conexiones con una evaluación de signos y una lógica digital.

El valor obtenido para la variable de regulación V_t después del ajuste inicial se puede almacenar de manera ventajosa para alcanzar la frecuencia correcta f_f más rápidamente en un arranque posterior. Para ello, el circuito de adaptación de frecuencia 100 puede presentar un dispositivo de memoria correspondiente.

30 El principio según la invención para la adaptación inicial utiliza el oscilador ya existente en el bucle de regulación primario y por lo tanto requiere sólo un esfuerzo de circuito adicional mínimo en contraste con los conjuntos conocidos. Además, la precisión a conseguir mediante el circuito adicional para la adaptación de las frecuencias sólo tiene que estar en la gama de aproximadamente el 10 % de la frecuencia de resonancia primaria.

35 En comparación con los procedimientos conocidos, el principio según la invención para la adaptación de las frecuencias también permite adaptar filtros no lineales (por ejemplo, filtros Gm-C) durante el funcionamiento. A esto hay que añadir que, a diferencia de los procedimientos conocidos, no existe ninguna dependencia de la función de transferencia del sensor.

40 Debido al bucle de regulación cerrado utilizado, no hay ningún requisito para que el circuito adapte ciertos componentes especialmente bien al propio filtro durante la adaptación de frecuencia según la presente invención. Además, como consecuencia de la inclusión de una amplia banda de señal de ruido, se consigue una adaptación de frecuencia significativamente más rápida y precisa que con la consideración de componentes de señal discretos en el espectro de salida Y del bucle de regulación secundario. Dado que no es necesario introducir señales adicionales en el bucle de regulación secundario ni desconectar el bucle de regulación secundario durante un corto período de tiempo, no se puede producir ningún efecto negativo sobre la funcionalidad de la lectura de la señal.

45 Como consecuencia de los componentes sencillos a implementar de manera muy eficiente en el dominio analógico, la demanda de espacio estimada de la implementación propuesta es claramente menor que la de las soluciones según el estado actual de la técnica.

50 Gracias a la menor demanda de espacio se puede producir, en resumen, un sistema más económico con un consumo de energía reducido por medio de los filtros Gm-C utilizables y conseguir una mayor precisión que en los conjuntos conocidos.

55 Sin embargo, el alcance de la presente invención no se limita a los sensores de velocidad angular. La invención también se puede emplear en el funcionamiento de otros sensores, por ejemplo, sensores de aceleración. En especial, la adaptación de frecuencia durante el funcionamiento se puede utilizar sobre todo para convertidores analógico-digital con bucles de regulación cerrados (p. ej. $\Delta\Sigma$ ADC). El concepto se puede aplicar en cualquier tipo de filtro, en el que se produzca una excitación de banda ancha del filtro y, por lo tanto, se reproduzca de forma aproximada, por medio de una de las señales, la función de transferencia del filtro.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento para la adaptación de la frecuencia de resonancia de un filtro de bucle en un modulador delta-sigma a un valor de frecuencia predeterminado, comprendiendo el modulador delta-sigma:
 - 5 una conexión de entrada conectada al filtro de bucle, un cuantificador conectado a una salida del filtro de bucle y un ramal de reacoplamiento, que reacopla una salida del cuantificador a la conexión de entrada, presentando el procedimiento los siguientes pasos:
 - reconducción de una señal de entrada del filtro de bucle a un circuito de adaptación de frecuencia,
 - 10 determinación de un espectro de ruido de la señal de entrada del filtro en una primera banda de frecuencias y una segunda banda de frecuencias, disponiéndose la primera banda de frecuencias y la segunda banda de frecuencias simétricamente alrededor de un valor de frecuencia predeterminado,
 - comparación de los espectros de ruido y generación de una señal de adaptación que provoca una adaptación de frecuencias si los espectros de ruido difieren los unos de los otros,
 - reacoplamiento de la señal de adaptación del circuito de adaptación de frecuencia a una entrada de control del filtro de bucle para el ajuste de la frecuencia del filtro en respuesta al resultado de la comparación.
2. Procedimiento según la reivindicación 1, remodulándose para la comparación de los espectros de ruido la primera banda de frecuencias y la segunda banda de frecuencias respectivamente de forma individual en una banda básica y comparándose la potencia de ruido total en las dos bandas de frecuencias.
- 20 3. Procedimiento según la reivindicación 1 o 2, que comprende además el paso de una adaptación inicial de la frecuencia de resonancia del filtro de bucle mediante la introducción de un valor de frecuencia predeterminado como valor inicial.
- 25 4. Modulador delta-sigma con una conexión de entrada conectada al filtro de bucle, un cuantificador conectado a una salida del filtro de bucle y un ramal de reacoplamiento que reacopla una salida del cuantificador a la conexión de entrada, comprendiendo el modulador delta-sigma además:
 - un circuito de adaptación de frecuencia cuya entrada esta conectada a una entrada del filtro de bucle para la recepción de una señal de entrada del filtro de bucle, y cuya salida se reacopla a una entrada de control del filtro de bucle,
 - 30 presentando el circuito de adaptación de frecuencia un primer y un segundo ramal de demodulador para la determinación de un espectro de ruido de la señal de entrada del filtro en una primera banda de frecuencias y una segunda banda de frecuencias, disponiéndose la primera banda de frecuencias y la segunda banda de frecuencias simétricamente alrededor de la frecuencia predeterminada, y presentando el circuito de adaptación de frecuencia además una unidad de comparación que se emplea para comparar los espectros de ruido y para generar en la salida del circuito de adaptación de frecuencia una señal de adaptación que provoca una adaptación de la frecuencia si los espectros de ruido difieren los unos de los otros.
- 35 5. Modulador delta-sigma según la reivindicación 4, comprendiendo el circuito de adaptación de frecuencia además un preamplificador para la amplificación de la señal de entrada del filtro, que se dispone entre la entrada del circuito de adaptación de frecuencia y los ramales del demodulador.
- 40 6. Modulador delta-sigma según la reivindicación 4 o 5, presentando el primer ramal de demodulador un primer multiplicador que se emplea para multiplicar la señal de entrada del filtro con una primera frecuencia de comparación que es más baja que el valor de frecuencia predeterminado, presentando el segundo ramal de demodulador un segundo multiplicador que se emplea para multiplicar la señal de entrada del filtro con una segunda frecuencia de comparación que es más alta que el valor de frecuencia predeterminado, y disponiéndose la segunda frecuencia de comparación simétricamente alrededor del valor de frecuencia predeterminado.
- 45 7. Modulador delta-sigma según una de las reivindicaciones 4 a 6, presentando cada uno de los ramales de demodulador respectivamente al menos un elemento de filtro.
- 50 8. Modulador delta-sigma según una de las reivindicaciones 4 a 7, presentando cada uno de los ramales de demodulador respectivamente un cuadrador y conectándose las salidas del cuadrador a un sumador, a fin de determinar una diferencia de las salidas de las señales aplicadas al cuadrador y transmitir un valor de diferencia.
- 55 9. Modulador delta-sigma según una de las reivindicaciones 4 a 7, presentando cada uno de los ramales de demodulador respectivamente un elemento de valor absoluto para la determinación de un valor absoluto y conectándose las salidas de los elementos de valor absoluto a un sumador para determinar una diferencia de las señales aplicadas a las salidas de los elementos de valor absoluto y transmitir un valor de diferencia.
- 60 10. Modulador delta-sigma según una de las reivindicaciones 8 o 9, que comprende además una unidad de regulación a la que se aplica un valor de diferencia a partir del cual se genera la señal de adaptación.
- 65 11. Circuito para la lectura de un sensor de velocidad angular capacitativo con al menos una masa primaria y al menos una masa secundaria conectada a la masa primaria, excitándose la masa primaria durante el funcionamiento

para que genere, desviándose la masa secundaria en una dirección transversal respecto a la oscilación primaria desde una posición de reposo, cuando el sensor de velocidad angular gira alrededor de un eje sensible de una oscilación primaria, que se desarrolla transversalmente respecto a la dirección de la oscilación primaria y a la dirección de la desviación de la masa secundaria, presentando el conjunto de conexión:

- 5 un modulador delta-sigma con al menos un bucle de regulación para llevar a cabo un reacoplamiento de fuerza que reconduce la masa secundaria, mediante la aplicación de una señal de reposición, a su posición de reposo, constituyendo la señal de reposición una señal de salida del modulador delta-sigma, consistiendo el modulador delta-sigma en un modulador delta-sigma según una de las reivindicaciones 4 a 10 y siendo el valor de frecuencia predeterminado la frecuencia de la oscilación primaria,
- 10 una unidad de control para el cálculo y la reproducción de una señal de velocidad angular a partir de la señal de salida del modulador.

12. Circuito según la reivindicación 11, regulándose la frecuencia de la oscilación primaria por medio de un bucle de regulación de bloqueo de fase cerrado, que presenta un oscilador, y conectándose el bucle de regulación de bloqueo de fase a una entrada de control del filtro de bucle para la recepción de una señal de control del oscilador.
- 15

13. Circuito según la reivindicación 6 y 11 o 6 y 12, pudiéndose accionar el bucle de regulación de bloqueo de fase además para transmitir la primera y la segunda frecuencia de comparación al circuito de adaptación de frecuencia.

- 20 14. Circuito según una de las reivindicaciones 11 a 13, que comprende además un dispositivo de memoria para el almacenamiento de la señal de adaptación.

- 25 15. Sensor de velocidad angular de Coriolis con al menos una masa primaria y al menos una masa secundaria, excitándose la masa primaria durante el funcionamiento para que genere una oscilación primaria y desviándose la masa secundaria en una dirección transversal respecto a la oscilación primaria, cuando el sensor de velocidad angular de Coriolis gira alrededor de un eje sensible, presentando el sensor de velocidad angular de Coriolis, para la lectura de una señal de velocidad angular, un circuito según una de las reivindicaciones 11 a 14.

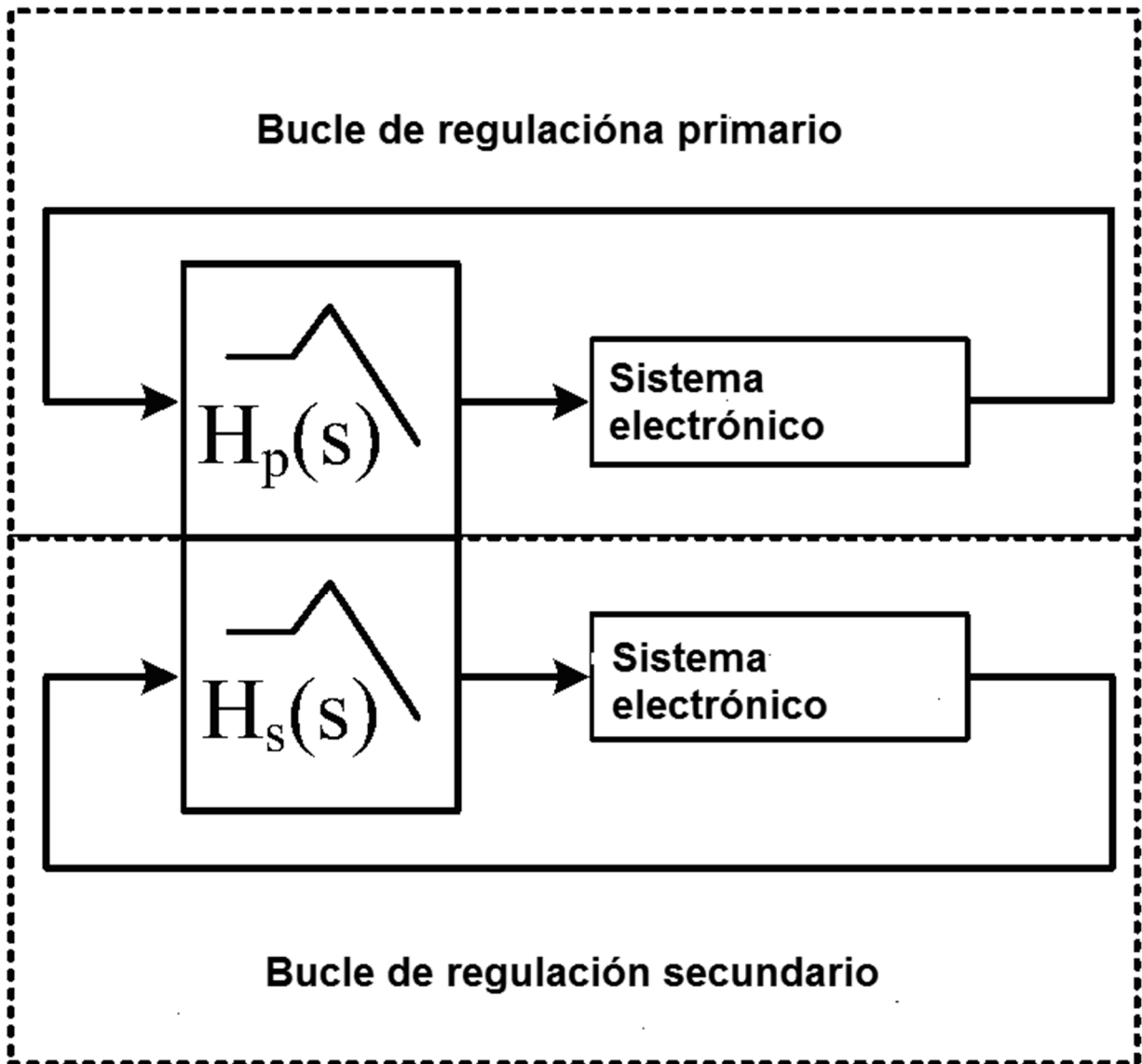


Fig. 1

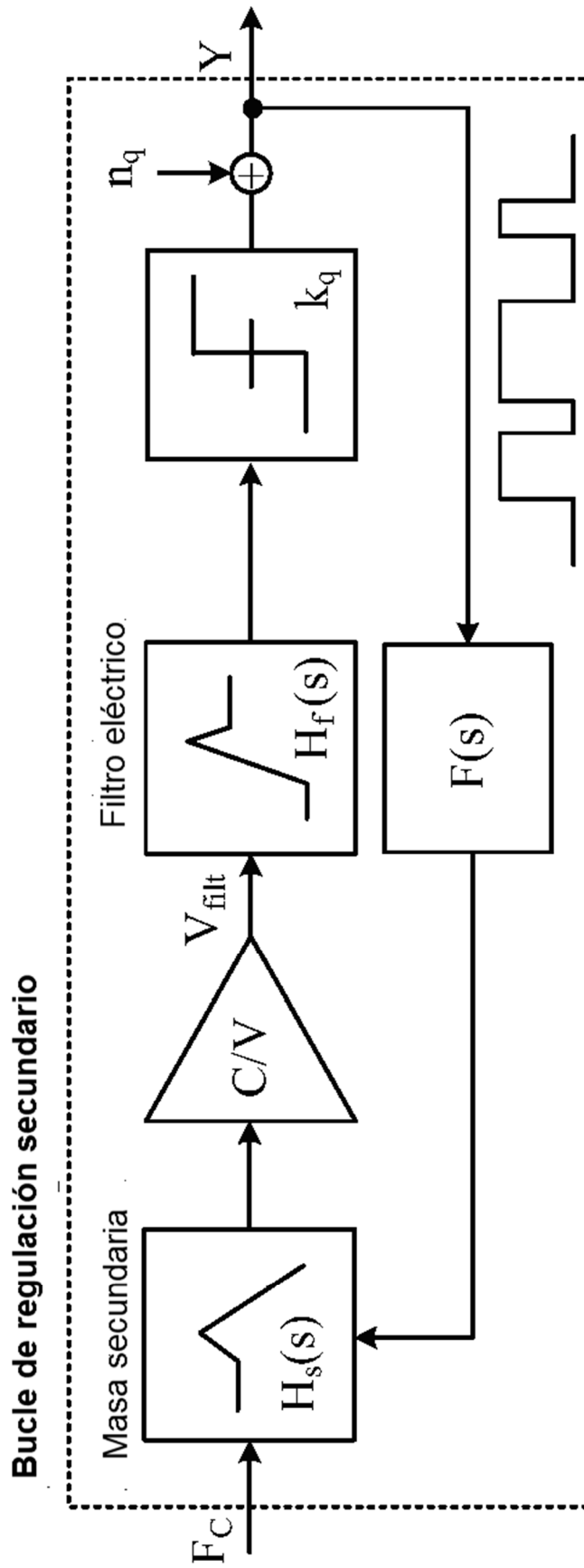


Fig. 2

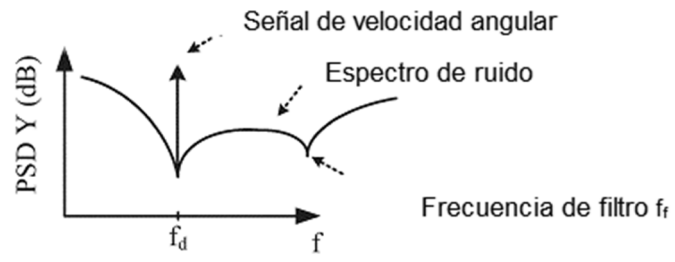


Fig. 3

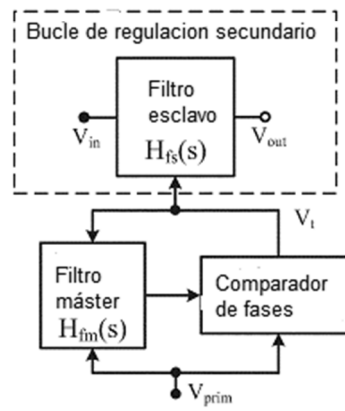


Fig. 4

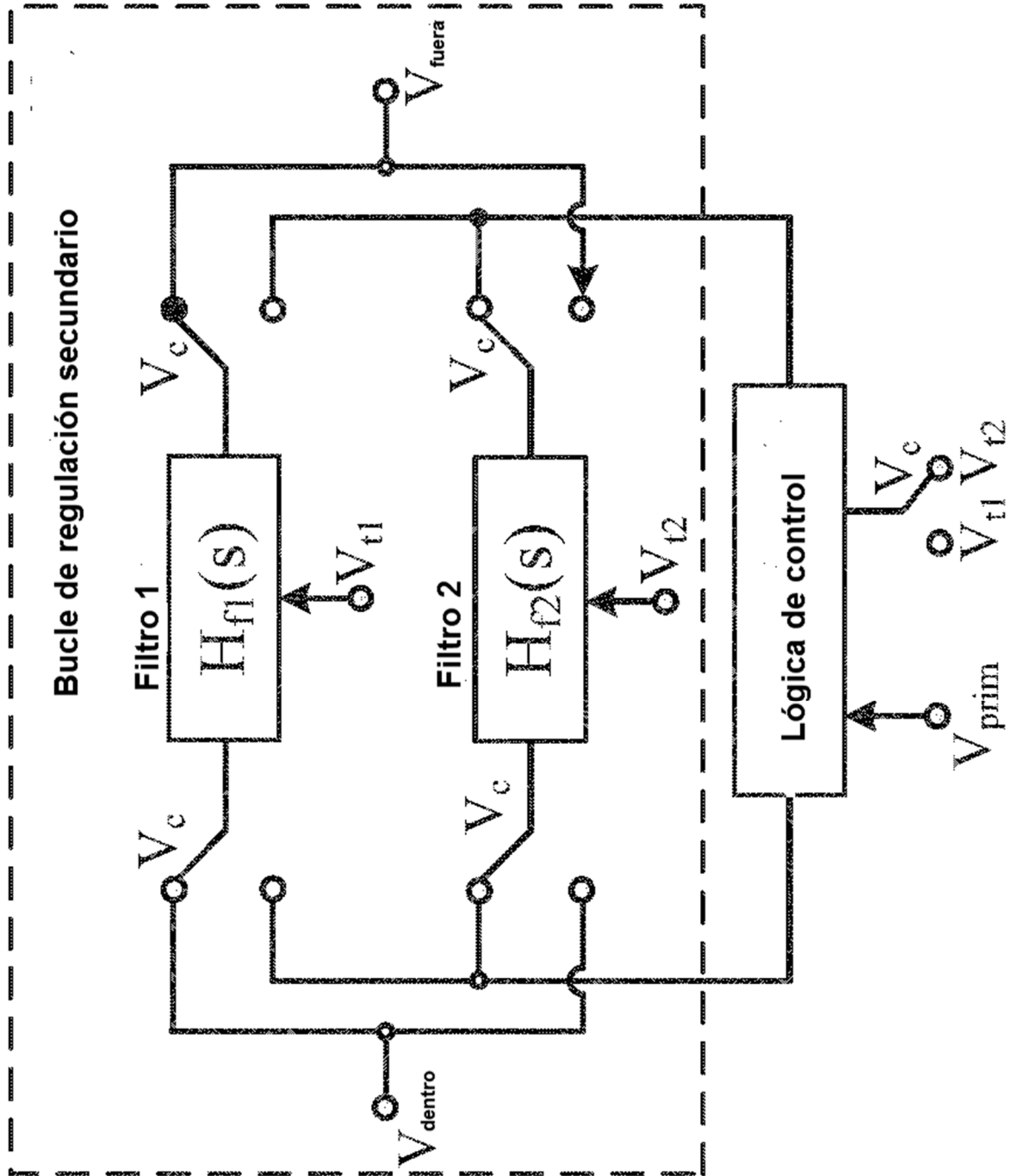


Fig. 5

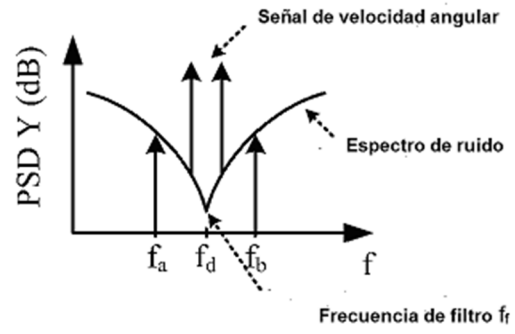


Fig. 6a

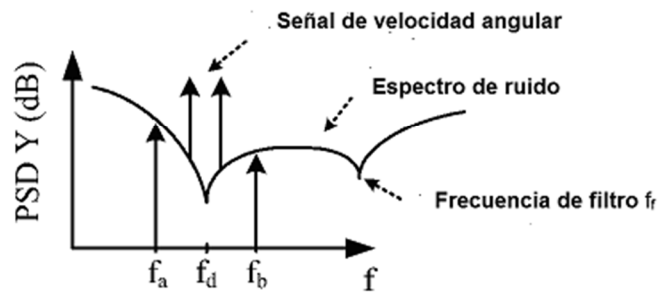


Fig. 6b

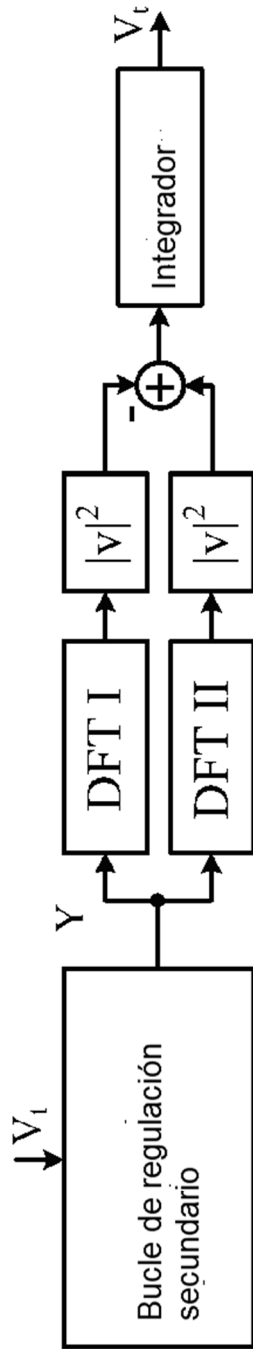


Fig. 7a

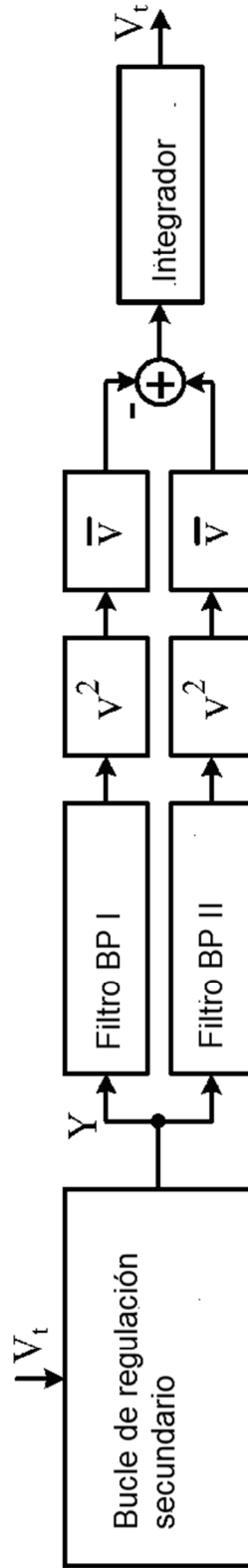


Fig. 7b

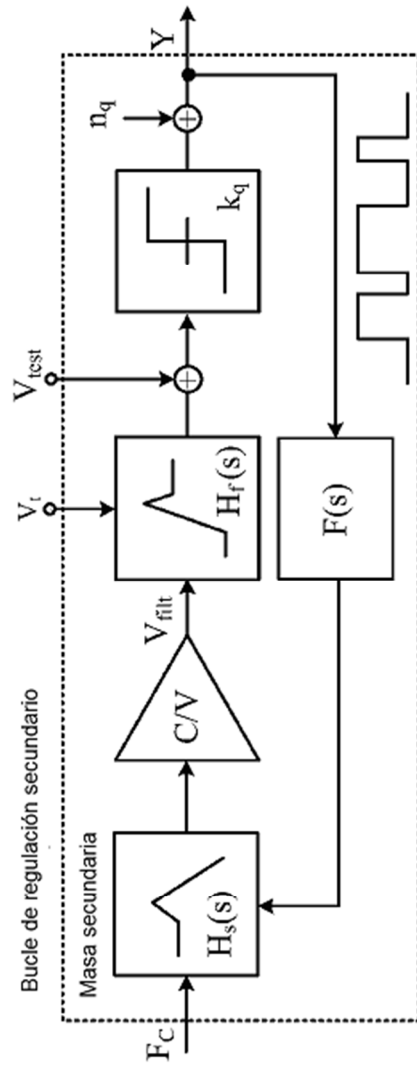


Fig. 8a

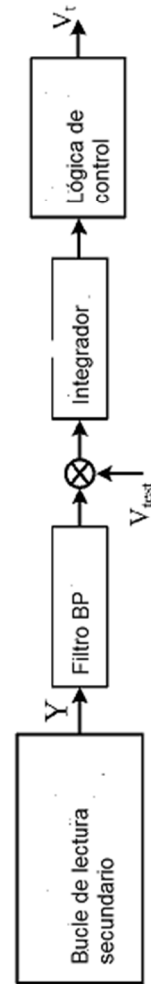


Fig. 8b

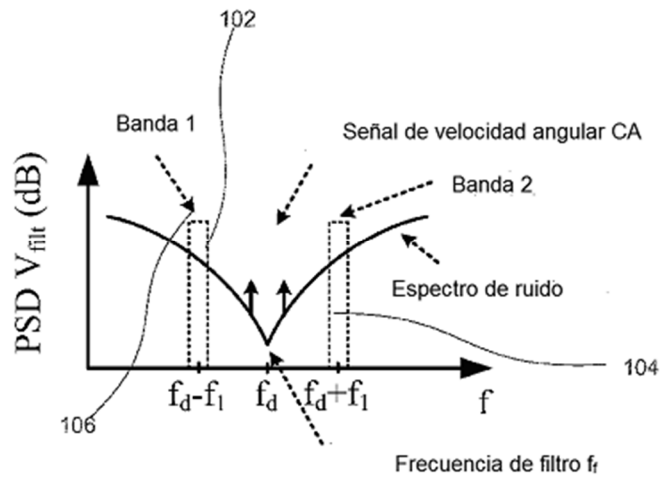


Fig. 9a

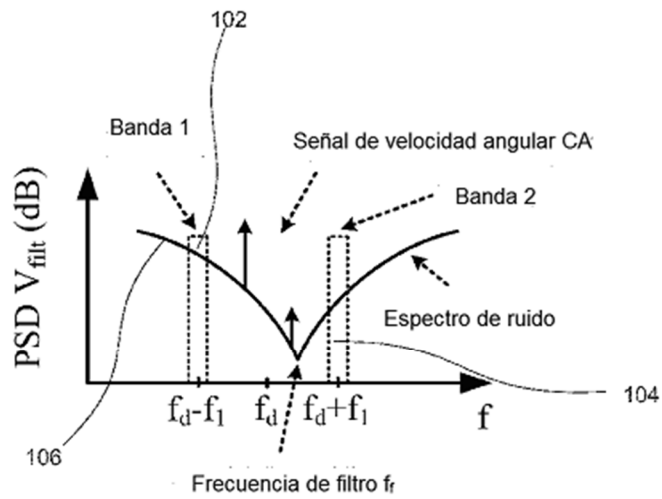


Fig. 9b

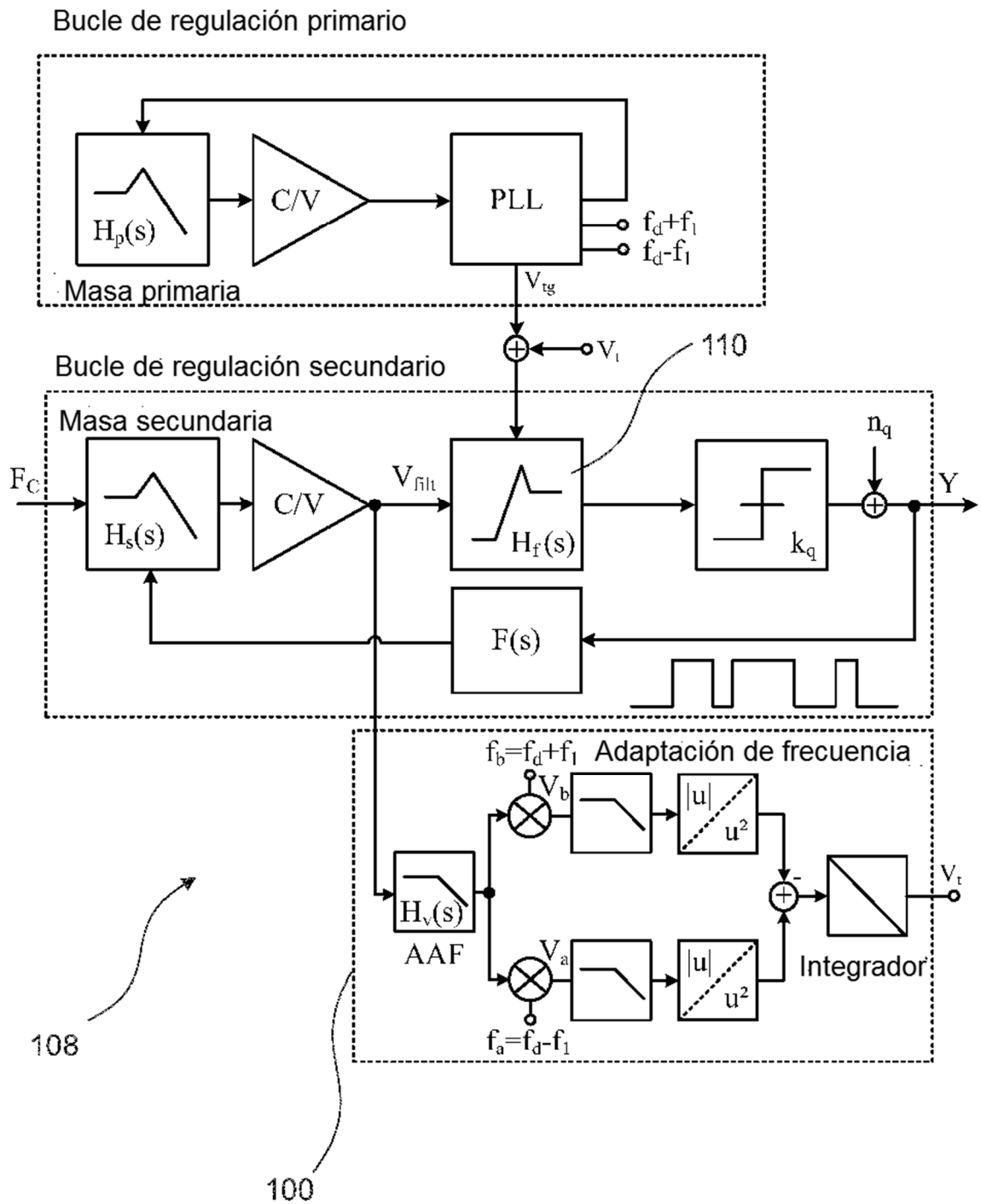


Fig. 10