

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 694 204**

51 Int. Cl.:

G01C 19/5726 (2012.01)

G01C 19/5776 (2012.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **06.10.2016** **E 16192579 (7)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **01.08.2018** **EP 3153817**

54 Título: **Disposición de circuito y método para la corrección digital de efectos de modulación en moduladores Delta-Sigma electromecánicos**

30 Prioridad:

08.10.2015 DE 102015219458

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

19.12.2018

73 Titular/es:

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

72 Inventor/es:

**MAURER, MICHAEL y
MANOLI, YIANNOS**

74 Agente/Representante:

LEHMANN NOVO, María Isabel

ES 2 694 204 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

Disposición de circuito y método para la corrección digital de efectos de modulación en moduladores Delta-Sigma electromecánicos

5 La presente invención se refiere a una disposición de circuito para la lectura de un sensor capacitivo de la velocidad de giro con al menos una masa primaria y al menos una masa secundaria, que está conectada con la masa primaria, en la que la masa primaria es excitada en el funcionamiento a una oscilación primaria, y en la que la masa secundaria es desviada en una dirección transversal a la oscilación primaria desde una posición de reposo cuando el sensor de velocidad de giro gira alrededor de un eje sensible. Además, la presente invención se refiere a un procedimiento correspondiente para el funcionamiento y lectura de tal sensor capacitivo de la velocidad de giro.

15 La presente invención se refiere a sensores y en particular a sensores inerciales para la medición de una velocidad de giro, es decir, de una velocidad angular, en virtud de la aceleración de Coriolis.

20 Los sensores micromecánicos de la velocidad de giro de Coriolis (en inglés: Coriolis Vibratory Gyroscope, CVG) poseen una estructura mecánica móvil, que se excita en una oscilación periódica. Esta oscilación periódica generada a través de excitación se designa también como oscilación primaria. Si un sensor experimenta una rotación alrededor de un eje perpendicular a la oscilación primaria o movimiento primario, entonces el movimiento de la oscilación primaria conduce a una fuerza de Coriolis, que es proporcional a la variable de medición, es decir, a la velocidad angular. Este eje se designa como el eje sensible del sensor. A través de la fuerza de Coriolis se activa una segunda oscilación ortogonal a la oscilación primaria. Esta segunda oscilación ortogonal a la oscilación primaria se designa también como oscilación secundaria o movimiento secundario. La oscilación secundaria, que se designa también como oscilación de detección, se puede detectar a través de diferentes procedimientos de medición, sirviendo la variable detectada como medida para la velocidad de giro, que actúa sobre el sensor de la velocidad de giro. Para generar la oscilación primaria, se emplean, entre otros, procedimientos térmicos, piezoeléctricos, electrostáticos e inductivos que se conocen en el estado de la técnica. Para la detección de la oscilación secundaria, los principios piezoeléctricos, piezo-resistivos o capacitivos pertenecen al estado de la técnica.

30 Los sensores de la velocidad de giro pueden realizarse de diferentes maneras. Todos los sensores de la velocidad de giro tienen, sin embargo, en común que comprenden una instalación de oscilación, que es desplazable en un movimiento primario a través de una instalación de excitación primaria y que tienen una instalación de detección secundaria, que puede medir un movimiento secundario en virtud de una velocidad de giro que actúa sobre el sensor de la velocidad de giro. En sensores no-desacoplados, una y la misma masa oscilante ejecuta tanto el movimiento primario como también el movimiento secundario. Esta instalación de oscilación está configurada de tal forma que comprende una masa, que se suspende móvil tanto en dirección-x como también en dirección-y. Sin limitación de la generalidad 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 bien de la oscilación secundaria y que la velocidad de giro actúa sobre la instalación oscilante en dirección-z.

40 La instalación oscilante está dividida normalmente en un oscilador primario y un oscilador secundario. El oscilador primario realiza una oscilación en dirección primaria y está acoplado con el oscilador secundario de manera que la oscilación primaria se transmite sobre el oscilador secundario. El oscilador primario está suspendido idealmente en un sustrato de tal manera que sólo se puede mover en dirección primaria, pero no en dirección secundaria. De esta manera, una fuerza de Coriolis que actúa sobre el oscilador primario en virtud de una velocidad de giro no conduce a que el oscilador primario sea desviado en dirección secundaria, puesto que este grado de libertad de movimiento no existe en virtud de su suspensión para el oscilador primario. En cambio, el oscilador secundario está suspendido de tal manera que se puede mover tanto en dirección primaria como también en dirección secundaria. El movimiento secundario conduce a que el oscilador secundario se mueva en dirección secundaria, pudiendo detectarse este movimiento secundario a través de la instalación de detección secundaria. Con preferencia, la instalación de detección secundaria está configurada en este caso de tal manera que no detecta el movimiento primario, que el oscilador secundario sólo ejecuta para ser sensible a la fuerza de Coriolis. La conexión entre el oscilador primario y el oscilador secundario está configurada, además, para conseguir un acoplamiento todavía mejorado de tal forma que, en efecto, se transmite la oscilación primaria desde el oscilador primario sobre el oscilador secundario, pero la oscilación secundaria no se transmite de retorno al oscilador primario.

55 Los sensores de la velocidad de giro se utilizan, por ejemplo, en sistemas de asistencia al conductor, en la seguridad de la marcha ("Electronic Stability Control", ESC) y para sistemas de navegación. En este caso, estos sensores detectan velocidades de giro alrededor de un eje sensible definido sobre la base del efecto-Coriolis. El sensor de la velocidad de giro está constituido, como se ha indicado anteriormente, por dos masas, la primera, así como la secundaria. Para poder detectar una velocidad de giro con la ayuda de un efecto-Coriolis, debe desplazarse toda la masa en movimiento. La masa primaria, en la que está suspendida la masa secundaria, se desplaza en una oscilación constante. A través de una rotación del sensor alrededor del eje sensible se desvía la masa secundaria ortogonalmente al eje primario según la ecuación (1) siguiente

$$\vec{F}_c = -2m\vec{\Omega} \times \vec{v}_p \quad (1)$$

En este caso, F_c es la fuerza de Coriolis, m es la masa, Ω es la velocidad de giro y v_p es la velocidad de la masa primaria. La masa secundaria está suspendida en este caso idealmente mecánicamente de manera que sólo se puede desviar ortogonalmente a la oscilación primaria. Una amplitud grande de la oscilación primaria es deseable para conseguir una alta sensibilidad. La masa primaria se excita en este caso normalmente de forma resonante y se regula la amplitud de la oscilación por medio de una regulación automática de la amplitud (Automatic Gain Control, AGC), como se conoce a partir del 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.

En el caso de utilización del sensor de la velocidad de giro en un bucle de regulación-Delta-Sigma electromecánico, la señal de reacoplamiento sirve para la recuperación de la desviación de la masa secundaria y, por lo tanto, como medida directa para las fuerzas que actúan sobre la masa secundaria. Como se muestra, por ejemplo, en la publicación de patente alemana DE 10 2005 046 699 B4. La figura 1 muestra un diagrama de bloques simplificado del sistema general, que está constituido por un sensor, un bucle de regulación de la masa primaria, un modulador-Delta-Sigma electromecánico (a continuación de forma abreviada como em $\Delta\Sigma$ M) así como el procesamiento de señales digitales, que está constituido por demodulación y filtración. Las ventajas de la utilización de un bucle de regulación-Delta-Sigma son en este caso la señal de salida presente digitalmente en forma de una corriente binaria, así como la realización sencilla del reacoplamiento en virtud de la estructura de bit individual.

La figura 2 muestra de forma ejemplar una disposición posible de los electrodos de reacoplamiento en la masa secundaria 200 de un sensor de la velocidad de giro. Electrodo TL (superior izquierdo, en inglés "top left"), TR (superior derecho, en inglés "top right"), BL (inferior izquierdo, en inglés "bottom left") y BR (inferior derecho, en inglés "bottom right") permiten una detección capacitiva de la masa secundaria 200 en la dirección de medición. La longitud de solape de los electrodos con la masa secundaria en el estado de reposo se designa con l_0 .

Para conseguir una acción de la fuerza lo más independiente posible de la oscilación primaria, se realizan normalmente los electrodos mecánicamente iguales, de manera que en virtud de la oscilación primaria x_p para las capacidades se aplican, por ejemplo, las siguientes ecuaciones (2) y (3):

$$C_{TL} = C_{BL} = C_0 \frac{l_0 + x_p}{l_0} \quad (2)$$

$$C_{TR} = C_{BR} = C_0 \frac{l_0 - x_p}{l_0} \quad (3)$$

En este caso, x_p significa la desviación momentánea a través de la oscilación primaria, C_0 significa la capacidad de salida en el estado de reposo y l_0 la longitud de solape de los electrodos y de la masa secundaria en el estado de reposo.

Para generar una fuerza de recuperación para la fuerza de Coriolis que resulta según la ecuación (1), se aplican tensiones en los electrodos, de manera que se genera una contra fuerza electroestática a lo largo de la dirección 202 del movimiento de detección.

La fuerza electroestática F_{el} en un electrodo individual en la instalación de detección 202 resulta de acuerdo con las reglas físicas conocidas en general a partir del contenido de energía capacitiva E_c :

$$\begin{aligned}
 F_{el} &= \frac{d}{dx_s} E_C \\
 F_{el} &= \frac{d}{dx_s} 1/2 \cdot C U^2 \\
 F_{el} &= \frac{d}{dx_s} 1/2 \cdot C \cdot \frac{d_0}{d_0 - x_s} U^2 \\
 F_{el} &= 1/2 \cdot C \cdot \frac{d_0}{(d_0 - x_s)^2} U^2 \\
 F_{el} &\approx \frac{C \cdot U^2}{2 \cdot d_0}
 \end{aligned}$$

En este caso, la desviación momentánea x_s de la masa secundaria en la dirección de detección se puede omitir aquí en virtud de las desviaciones muy pequeñas típicas en sistemas con bucle de regulación cerrado, en comparación con la distancia de los electrodos d_0 .

5 A través de las diferentes direcciones de la fuerza en los electrodos individuales se puede conseguir una fuerza de recuperación, por ejemplo, a través de la aplicación de las tensiones de los electrodos $U_{TL} = U_{TR} = U_{DC} + U_{FB}$ y $U_{BL} = U_{BR} = U_{DC} - U_{FB}$. La fuerza de recuperación resulta entonces en virtud de la actuación de la fuerza en los electrodos individuales:

$$\begin{aligned}
 F_{ges} &= F_{TL} + F_{TR} - F_{BL} - F_{BR} \\
 &= \frac{1}{2 \cdot d_0} \left[C_{TL} \cdot (U_{DC} + U_{FB})^2 + C_{TR} \cdot (U_{DC} + U_{FB})^2 \dots \right. \\
 &\quad \left. \dots - C_{BL} \cdot (U_{DC} - U_{FB})^2 - C_{BR} \cdot (U_{DC} - U_{FB})^2 \right] \\
 &= \frac{2}{d_0} \cdot C_{TL} \cdot U_{DC} \cdot U_{FB} + 2 \cdot C_{TR} \cdot U_{DC} \cdot U_{FB} \\
 &= \frac{2}{d_0} \cdot C_0 \cdot U_{DC} \cdot U_{FB} \cdot \left(\frac{l_0 + x_p}{l_0} + \frac{l_0 - x_p}{l_0} \right) \\
 &= \frac{2}{d_0} \cdot C_0 \cdot U_{DC} \cdot U_{FB} \cdot \frac{l_0 + x_p + l_0 - x_p}{l_0} \\
 &= \frac{4}{d_0} \cdot C_0 \cdot U_{DC} \cdot U_{FB}
 \end{aligned}$$

La tensión de reacoplamiento U_{FB} necesaria se puede utilizar de esta manera directamente como masa para las fuerzas de Coriolis que aparecen.

15 Las inexactitudes de la producción pueden conducir, por ejemplo, en virtud de oscilaciones del espesor de capa a que las relaciones (2) y (3) no se cumplan exactamente. Si se define un factor de desviación capacitiva α , alrededor del cual en la figura 2 las capacidades izquierdas son mayores y las capacidades derechas son menores que el valor nominal ideal C_0 , se manera similar a las ecuaciones (2) y (3), las capacidades se dan en función de la posición momentánea x_p de la oscilación primaria a través de las siguientes ecuaciones (4) y (5):

$$C_{TL} = C_{BL} = (1 + \alpha) \cdot C_0 \frac{l_0 + x_p}{l_0} \quad (4)$$

$$C_{TR} = C_{BR} = (1 - \alpha) \cdot C_0 \frac{l_0 - x_p}{l_0} \quad (5)$$

La fuerza resultante $F_{ges,dr}$, que actúa como consecuencia de la tensión de reacoplamiento aplicada sobre la masa secundaria se puede calcular de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} F_{ges,dr} &= \frac{4}{d_0} \cdot C_0 \cdot U_{DC} \cdot U_{FB} + \alpha \cdot dF \\ dF &= \frac{2}{d_0} \cdot C_0 \cdot U_{DC} \cdot U_{FB} \cdot \left(\frac{l_0 + x_p}{l_0} - \frac{l_0 - x_p}{l_0} \right) \\ &= \frac{2}{d_0} \cdot C_0 \cdot U_{DC} \cdot U_{FB} \cdot \frac{l_0 + x_p - l_0 + x_p}{l_0} \\ &= \frac{4}{d_0} \cdot C_0 \cdot U_{DC} \cdot U_{FB} \frac{x_p}{l_0} \\ F_{ges,dr} &= \frac{4}{d_0} \cdot C_0 \cdot U_{DC} \cdot U_{FB} \cdot \left(1 + \alpha \cdot \frac{x_p}{l_0} \right) = F_{ges} \cdot \left(1 + \alpha \cdot \frac{x_p}{l_0} \right) \end{aligned} \quad (6)$$

5

En virtud de la oscilación sinusoidal necesaria de la masa primaria resulta de esta manera que las fuerzas de recuperación que se aplican realmente pueden depender de la oscilación primaria, Efectos comparables pueden aparecer también a través de otras oscilaciones de la producción o inexactitudes en el movimiento del sensor.

10

Idealmente el valor de las fuerzas de recuperación es constante y el signo de la fuerza de actuación sólo depende de la corriente binaria del modulador-Delta-Sigma, como se puede ver en la figura 3. Pero en virtud de la oscilación primaria, se superpone a esta fuerza según la ecuación (6) un término sinusoidal que depende de la amplitud y de la frecuencia de la oscilación primaria. Esto se puede deducir a partir de la figura 4, en la que se muestra la actuación de la fuerza con oscilación primaria nominal en representación no a escala, sino ampliada.

15

La oscilación superpuesta conduce, en virtud de efectos de despliegue de ruido a que el ruido en la banda de la señal (en inglés "Inband Noise", IBN) del modulador- Delta-Sigma se eleve claramente en comparación con un funcionamiento con oscilación primaria desconectada. Las figuras 5 y 6 muestran el espectro respectivo (espectro de densidad de potencia, power spectrum density, PSD) de la corriente binaria-Delta-Sigma con oscilación primaria desconectada o bien nominal. Las curvas 204 representan en este caso el ruido en la banda de la señal.

20

La causa de ello es que, a través de la oscilación superpuesta, se pliega el ruido de cuantificación alto del modulador-Delta-Sigma con DC o bien $2 \cdot f_p$ (donde f_p es la frecuencia de la oscilación primaria) en la banda de la señal.

25

La figura 7 muestra el ruido medido en la banda de la señal en función de la amplitud primaria. Aquí se muestra una relación directa entre la amplitud primaria (v_p) medida en la salida del integrador de la carga y el ruido en la banda de la señal de $em\Delta\Sigma M$. Con amplitudes primarias más elevadas resulta, como es previsible según la ecuación (6), un efecto de plegamiento del ruido más fuerte en virtud de las fuerzas de reacoplamiento no constantes, con lo que se eleva el ruido en la banda de la señal.

30

Un efecto similar a este problema se describe en el Artículo de Yufeng Dong, Michael Kraft, William RedmanWhite: "Force feedback linearization for higher-order electromechanical sigma-delta modulators", Journal of Micromechanics and Microengineering, 16(6): S54, 2006. En un circuito de lectura para un sensor de aceleración se modifican aquí las magnitudes de las capacidades de reacoplamiento en virtud del movimiento residual de la masa del sensor. El movimiento residual de la masa del sensor es en este caso proporcional a la aceleración existente.

35

En el caso de utilización de niveles de la tensión de reacoplamiento, esto conduce a que sean visibles armónicos más elevados de la señal en el espectro.

40

Para anular este efecto se realiza, según la publicación mencionada anteriormente Yufeng Dong, Michael Kraft, William Redman-White: "Force feedback linearization for higher-order electromechanical sigma-delta modulators", Journal of Micromechanics and Microengineering, 16(6):S54, 2006, una linealización de las fuerzas de reacoplamiento. A tal fin, como se muestra en la figura 8, se calcula la posición momentánea de la masa de sensor V_{dis} utilizando un circuito-Pickoff, el convertidor-C/V 800 y filtro de paso bajo analógico. La desviación escalada lineal $V_{dis} \cdot K_L$ se utiliza entonces de nuevo para corregir las tensiones de reacoplamiento aplicadas.

A través de esta corrección se pueden conseguir, con una igualación correcta para K_L , fuerzas de reacoplamiento aproximadamente constantes, lo que conduce a la supresión de los armónicos más elevados y, por lo tanto, a la linealización del sistema.

En efecto, sería posible una adaptación de este procedimiento conocido para la reducción de la dependencia de las fuerzas de recuperación a aplicar de la oscilación primaria, pero significaría una generación analógica costosa de las tensiones de reacoplamiento de alto voltaje. Además, para cada problema parcial sería necesaria una posibilidad de igualación en el campo analógico, para conseguir una fuerza de reacoplamiento constante.

De esta manera, además de una complejidad más elevada de las partes analógicas del circuito, también es previsible un consumo más elevado de potencia y superficie, así como una calibración más costosa de todo el sistema.

Además, se conoce leer sensores de velocidades de giro para la mejora de los parámetros del sistema en el llamado Modo-Mezclado-Adaptado. Esto significa que las frecuencias de resonancia del oscilador primario y secundario se igualan entre sí. A tal fin, se utiliza normalmente el llamado efecto de Resorte-Ablandamiento, para desplazar la frecuencia de resonancia del lado secundario. Un ejemplo de una interfaz de lectura de este tipo se muestra en C. D. Ezekwe, B. E. Boser: "A Mode-Matching Closed-Loop Vibratory-Gyroscope Readout Interface with a $0.004^\circ/s/\sqrt{Hz}$ Noise Floor over a 50Hz Band", Proc. Digest of Technical Papers. IEEE International Solid-State Circuits Conference ISSCC 2008, S. 58 y siguientes. Para la formación de un bucle de regulación se alimentan señales de prueba típicas, para poder detectar la posición actual de la frecuencia de resonancia secundaria. Para la igualación del error de cuadratura del sensor se emplea a menudo igualmente una regulación automática. Un diagrama de bloques con estas regulaciones se muestra en la figura 9. Como se representa en esta figura, la disposición de la figura 1 en la lectura del Modo-Mezclado-Adaptado está ampliada con las unidades de circuito para la regulación de la cuadratura y la regulación de la frecuencia de resonancia secundaria f_{res} .

Una posibilidad de ajuste correspondiente para la frecuencia de resonancia y la compensación de la cuadratura se da a través de los electrodos de reacoplamiento del oscilador secundario, como se muestra en la figura 2. A tal fin se amplían las tensiones en las capacidades con un término de cuadratura (U_{Quad}) y un término de frecuencia (U_{Mode}). Se aplica:

$$U_{TL} = U_{Mode} + U_{Quad} + U_{FB} \quad (7)$$

$$U_{TR} = U_{Mode} - U_{Quad} + U_{FB} \quad (8)$$

$$U_{BL} = U_{Mode} - U_{Quad} - U_{FB} \quad (9)$$

$$U_{BR} = U_{Mode} + U_{Quad} - U_{FB} \quad (10)$$

Para las fuerzas resultantes se deducen a partir de ello las siguientes proporcionalidades:

$$F_{FB} \propto U_{Mode} \cdot U_{FB} \quad (11)$$

$$F_{Quad} \propto U_{Mode} \cdot U_{Quad} \quad (12)$$

$$F_{mode} \propto U_{Mode}^2 + U_{Quad}^2 + U_{FB}^2 \quad (13)$$

No obstante, es problemático que la tensión de regulación de la frecuencia repercute también sobre las fuerzas de recuperación. Esto provoca, en el caso de modificaciones mayores del U_{Mode} , como pueden ser necesarias, por ejemplo, sobre una zona de temperatura grande, una modificación del factor del sistema sensor.

Puesto que la regulación de la frecuencia sólo debe compensar muy lentamente modificaciones, U_{Mode} contiene típicamente sobre todo componentes espectrales con frecuencias bajas. Esto se representa en la figura 10 en forma de un espectro ejemplar de la señal de regulación para la regulación de la frecuencia (U_{Mode}).

Un pliegue del ruido de cuantificación en la banda de la señal tiene lugar en medida limitada. Esto se puede influir de

manera favorable, por ejemplo, a través de la selección de los parámetros de regulación. Las figuras 11 y 12 muestran, sin embargo, que, con amplitudes más altas de la señal, aparece una subida fuerte del ruido en la banda de la señal en comparación con un sistema calibrado, pero no regulado, lo que se muestra también como limitación en la distancia-señal-ruido (signal to noise ratio, SNR). Esto se provoca a través de una modulación del espectro de regulación con los componentes de la señal en el espectro $\Delta\Sigma M$. En particular, la figura 11 muestra el IBN y la figura 12 muestra la distancia-señal-ruido de la corriente binaria calibrada (curva de trazos) y regulada (curva continua) del modulador-Delta-Sigma con diferentes velocidades de giro.

La figura 13 muestra de forma ejemplar para una velocidad de giro aplicada alta el relleno de la banda de la señal en comparación con el espectro de un sistema calibrado, no regulado, como se muestra en la figura 14. En este caso, en la figura 13 se muestra el espectro de la corriente binaria del modulador-Delta-Sigma cuando la regulación de la frecuencia está desconectada y en la figura 14 se muestra el espectro de la corriente binaria del modulador-Delta-Sigma cuando la regulación de la frecuencia está conectada.

Para poder conseguir una detección de la frecuencia de resonancia, se alimentan normalmente señales de prueba al sistema. En este caso, se emplea una señal, cuyos componentes espectrales, como se muestra en la figura 15, están dispuestos simétricamente alrededor de la banda de la señal. El empleo de tales sistemas se describe en el Artículo C. D. Ezekwe, B. E. Boser: "A Mode-Matching Closed-Loop Vibratory-Gyroscope Readout Interface with a 0.004°/s/√Hz Noise Floor over a 50Hz Band", Proc. Digest of Technical Papers. IEEE International Solid-State Circuits Conference ISSCC 2008, páginas 58 y siguientes, y en la publicación DE 10 2011 005 745 A1. La frecuencia básica corresponde en este caso a la frecuencia de resonancia de la masa primaria, la frecuencia de la envolvente corresponde a la distancia de las señales de prueba con respecto a esta frecuencia y fija de esta manera la distancia con respecto a la banda de señales.

En el documento DE 10 2011 005 745 A1 se muestra una posibilidad para resolver este problema. Como idea básica sirve en este caso la idea de que las cuatro tensiones se ajustan en el sensor, de manera que las fuerzas que aparecen en cada caso para reacoplamiento, regulación de cuadratura y regulación de frecuencia en el sensor dependen, respectivamente, linealmente sólo de un valor digital (*FB*, *Quad*, *Mode*) y no se producen sensibilidades transversales con otros valores.

Esto se consigue por que durante el cálculo de las tensiones utilizables en la figura 9 se tiene en cuenta la relación cuadrática entre tensión aplicada y fuerza generada en una capacidad. Para contrarrestar esta relación cuadrática, es necesario aplicar una función de raíz durante la transición del valor de control digital hacia la tensión generada. Por lo tanto, las cuatro tensiones de sensor se generan según las relaciones siguientes:

$$U_{TL} = \sqrt{Mode + Quad + FB} \quad (14)$$

$$U_{TR} = \sqrt{Mode + Quad - FB} \quad (15)$$

$$U_{BL} = \sqrt{Mode - Quad + FB} \quad (16)$$

$$U_{BR} = \sqrt{Mode - Quad - FB} \quad (17)$$

A través de las funciones de raíz utilizadas se puede conseguir que las fuerzas de recuperación generadas para la velocidad de giro sean independientes de la regulación de la frecuencia y de la cuadratura.

El procedimiento descrito está alineado al planteamiento del problema en el funcionamiento de Modo Adaptado. Debería ser posible una consideración adicional de influencias a través de la oscilación primaria corrigiendo el valor digital para las fuerzas de reacoplamiento (*FB*), para compensar el efecto formulado en la ecuación (6).

Sin embargo, en esta solución es problemático, por una parte, que los valores calculados digitalmente para las tensiones en el sensor deben ser generados analógicamente de la manera más exacta posible. Los ajustes erróneos de las tensiones conducen de nuevo a dependencias entre las diferentes variables de regulación.

No obstante, el problema principal es que un nuevo cálculo en virtud de valores de regulación actualizados puede conducir a que se modifique fuertemente la fuerza de realimentación aplicada realmente en el sensor. Esto fue causado, por ejemplo, por que en virtud del número finito de convertidores digital-analógicos Nivel-(DAC) sólo para una parte de los DAC utilizados se necesita una adaptación de las tensiones, mientras que otros mantienen constante su tensión de salida. De esta manera, existe el riesgo de que durante cada cálculo nuevo de los valores se alimenten ruidos circundantes adicionales en la trayectoria de reacoplamiento. Para reducir al mínimo este efecto, son necesarios, por lo tanto, DACs de alta resolución.

En virtud de los cálculos de raíz necesarios, así como de los DACs de alta resolución necesarios, hay que contar en

esta solución, además, con un consumo alto de potencia y de superficie.

El documento DE 10 2011 005 745 A1 se refiere a un procedimiento para la regulación desacoplada de la cuadratura y de la frecuencia de resonancia de un sensor micromecánico de la velocidad de giro por medio de modulación-Sigma-Delta y en particular a un procedimiento para la operación de medición precisa de un sensor micromecánico de la velocidad de giro, que comprende al menos una masa sísmica, al menos una instalación de accionamiento para el accionamiento de la masa sísmica en el modo primario y al menos tres elementos de electrodos de adaptación, que están asociados a la masa sísmica directa o indirectamente en común. Entre algunos de estos elementos de electrodos de adaptación y la masa sísmica, respectivamente, se aplica una tensión eléctrica de adaptación, de manera que cada una de estas tensiones eléctricas de adaptación son ajustadas en función de una variable de ajuste de la frecuencia de resonancia, de una variable de ajuste de cuadratura y de una variable de recuperación.

El documento US 8.847.259 B2 publica un circuito de lectura para un giróscopo. El circuito de lectura con tiene una unidad de accionamiento, un filtro de paso alto, una unidad de procesamiento de señales y un filtro de paso bajo. La unidad de control genera una señal de resonancia para un resonador del giróscopo y genera una señal de demodulación para la unidad de procesamiento de señales. La unidad de procesamiento de señales suministra una señal de modulación a un medidor de la aceleración de Coriolis del giróscopo. Una conexión de entrada del filtro de paso alto recibe una señal de salida del medidor de la aceleración de Coriolis. La unidad de procesamiento de señales procesa y desmodula una salida del filtro de paso alto según la señal de demodulación y emite un resultado de demodulación al filtro de paso bajo.

El documento US 5.440.269 A se refiere a un demodulador de frecuencia digital, en el que datos que representan la señal de entrada a desmodular, son pre-almacenados en una Tabla de Consulta, y se realiza el procesamiento de señales digitalmente, para generar una dirección de lectura, que es necesaria para la lectura de los datos registrados en la Tabla de Consulta utilizando un desplazamiento de fases. El desplazamiento de fases se realiza determinando el gradiente de una señal de frecuencia modulada, que contiene una señal, que no cruza el eje cero. De esta manera se mejora la exactitud de la demodulación de frecuencia y se reducen al mínimo los datos de demodulación de la frecuencia registrados en la Tabla de Consulta, para reducir el tamaño de una ROM, que se utiliza para la Tabla de Búsqueda. El demodulador de frecuencia digital contiene una Tabla de Consulta para registrar datos de demodulación de frecuencia, un circuito de generación de direcciones para comparar el tamaño del valor absoluto de la señal de frecuencia modulada y una versión desfasada del mismo para generar informaciones de dirección para la Tabla de Consulta y una señal comparativa. Además, el demodulador-FM comprende un circuito para determinar el gradiente de las señales de frecuencia modulada y desfasadas, y como respuesta la generación de señales de determinación del gradiente y un compensador de fases para procesar la salida de la Tabla de Consulta en respuesta a las señales de determinación del gradiente y la señal comparativa, para ampliar de esta manera el valor de fases emitido desde la Tabla de Consulta. Se indica también un procedimiento para el funcionamiento de un demodulador de frecuencia digital.

El documento DE 10 2010 053 022 A1 se refiere a un dispositivo para la medición de una velocidad de giro. El dispositivo tiene un sensor mecánico de la velocidad de giro, que presenta una masa inerte, que es desplazable por medio de una instalación de excitación a lo largo de un eje primario en una oscilación primaria y es desviable a lo largo de un eje secundario que se extiende transversal al eje primario, de tal manera que cuando aparece una velocidad de giro alrededor de un eje sensible que se extiende transversalmente al eje primario y transversalmente al eje secundario a lo largo del eje secundario se realiza una oscilación secundaria excitada a través de la fuerza-Coriolis. Para la detección de una señal de sensor modulada en la amplitud para la oscilación secundaria está presente al menos un elemento sensor. Un modulador-Sigma-Delta presenta un filtro de paso bajo conectado con el elemento sensor, un cuantificador y un actuador secundario dispuesto en una trayectoria de reacoplamiento para la aplicación de una fuerza que contrarresta la fuerza-Coriolis sobre la masa. El actuador secundario está conectado a través de una trayectoria de reacoplamiento con el cuantificador, de tal manera que una señal de reacoplamiento compensa en la media temporal la desviación de la masa en la dirección de la oscilación secundaria. Para el desplazamiento de la banda de frecuencia de la señal de sensor modulada en la amplitud a una zona de frecuencia más baja, entre el elemento sensor y el filtro de paso bajo está dispuesta una primera fase de modulación. Para el retroceso del desplazamiento de la frecuencia, en la trayectoria de reacoplamiento está dispuesta una segunda fase de modulación.

El cometido de la presente invención consiste en indicar una disposición de circuito y un procedimiento para corregir efectos de pliegue de ruido, para reducir de esta manera el ruido en la banda de la señal, de manera que la disposición de sensor se puede fabricar al mismo tiempo económicamente, es fiable y economizadora de espacio.

Este cometido se soluciona por medio del objeto de la reivindicación independiente de la patente. Los desarrollos ventajosos de la presente invención son objeto de las reivindicaciones dependientes.

La presente invención se basa en la idea de que la fuerza de reacoplamiento no constante en cuanto al importe en

virtud de la oscilación primaria y de las tensiones de regulación de adaptación de modo no se reproduce digitalmente para reducir al mínimo los efectos perturbadores descritos anteriormente.

5 Típicamente, en los $\Delta\Sigma$ binarios sencillos utilizados en sensores de la velocidad de giro se parte de que el reacoplamiento, en virtud de la utilización de sólo dos niveles para la generación de las fuerzas de recuperación, posibilita un funcionamiento lineal perfecto. Normalmente, el importe de la recuperación se considera, además, constante en el tiempo o, como se ha representado anteriormente, se trata de mantener la recuperación lo más constante posible. En oposición a ello, en $\Delta\Sigma$ binarios múltiples, se conoce que los DAC utilizados para la generación de la recuperación pueden presentar no linealidades. Como medida correctora posible, en la monografía de R. Schreier, G. Temes: "Understanding Delta-Sigma Data Converters", Wiley, New York, 2005, S. 200, se representa una posibilidad, en la que para cada código de entrada del DAC se miden y se registrar los valores emitidos realmente en el marco de una calibración.

15 Los valores de medición registrados se pueden utilizar durante la operación del $\Delta\Sigma$ para poder reproducir con más precisión el valor de salida-DAC emitido en cada caso en la parte digital del sistema.

20 Sobre la base de esta corrección digital se puede reproducir digitalmente la fuerza de reacoplamiento no constante en cuanto al importe en virtud de la oscilación primaria y de las tensiones de regulación de adaptación de modo, para reducir al mínimo los efectos perturbadores anteriores.

25 En oposición a la solución conocida a partir de R. Schreier, G. Temes: "Understanding Delta-Sigma Data Converters", Wiley, New York, 2005, en $\Delta\Sigma$ binarios múltiples, no es prometedor asociar a cada uno de los códigos de entrada del DAC binario sencillo un valor de corrección constante. Por lo tanto, según la invención para cada valor de exploración se calcula con la ayuda de la situación presente en este momento para la amplitud primaria y para la señal de control de adaptación de modo un valor de corrección nuevo, que corresponde a la actuación media de la fuerza durante este valor de exploración. A cada valor de exploración de la corriente binaria no se asocian entonces para las otras etapas necesarias en general en este procedimiento de lectura (demodulación, filtración, submuestreo) la valencia 1 o bien -1 habitual para $\Delta\Sigma$ binarios sencillos, sino una actuación de fuerza media calculada.

30 Aunque a continuación se describen siempre sólo una masa primaria y una masa secundaria, está claro para el técnico que evidentemente también puede estar prevista más que una sola masa, respectivamente. Por ejemplo, pueden estar previstas dos masas primarias oscilantes opuestas y de manera correspondiente también dos masas secundarias. Los conceptos según la invención se pueden aplicar también en tales disposiciones.

35 Para la mejor comprensión de la presente invención se explica ésta en detalle con la ayuda de los ejemplos de realización representados en las figuras siguientes. En este caso, las mismas partes están provistas con los mismos signos de referencia y las mismas designaciones de los componentes. Además, también características individuales o combinaciones de características de las formas de realización mostradas y descritas pueden representar, tomadas por sí mismas, soluciones inventivas o acordes con la invención.

40 La figura 1 muestra una representación esquemática de principio de un modulador-Delta-Sigma electromecánico.

45 La figura 2 muestra una representación esquemática de la disposición de electrodos de reacoplamiento en la masa secundaria de un sensor de aceleración capacitivo.

La figura 3 muestra una curva de tiempo de la fuerza de recuperación para la disposición de la figura 1 en oscilación primaria desconectada.

50 La figura 4 muestra una curva de tiempo de la fuerza de recuperación para la disposición de la figura 1 bajo la influencia de la oscilación primaria.

55 La figura 5 muestra un espectro de la corriente binaria Delta-Sigma de la disposición de la figura 1 en oscilación primaria desconectada.

La figura 6 muestra un espectro de la corriente binaria Delta-Sigma de la disposición de la figura 1 en oscilación primaria nominal.

60 La figura 7 muestra el ruido en la banda de señales (IBN) en función de la amplitud de la oscilación primaria para la disposición de la figura 1.

La figura 8 muestra una representación de principio de un circuito de corrección conocido.

La figura 9 muestra una representación esquemática de principio de otro modulador Delta-Sigma electromecánico

con regulador de cuadratura y regulación de la frecuencia de resonancia secundaria.

La figura 10 muestra un espectro ejemplar de la señal de control para la regulación de la frecuencia en la disposición de la figura 9.

5 La figura 11 muestra el ruido en la banda de señales (IBN) para la corriente binaria calibrada y regulada de la disposición de la figura 9 a diferentes velocidades de giro.

10 La figura 12 muestra una distancia de la señal-ruido (SNR) para la corriente binaria calibrada y regulada a partir de la disposición de la figura 9 a diferentes velocidades de giro.

La figura 13 muestra el espectro de la corriente binaria-Delta-Sigma de la disposición de la figura 9 con regulación de frecuencia desconectada.

15 La figura 14 muestra el espectro de la corriente binaria-Delta-Sigma de la disposición de la figura 9 con regulación de frecuencia conectada.

La figura 15 muestra la curva de tiempo de señales de prueba alimentadas para la detección de la frecuencia de resonancia secundaria en la disposición de la figura 9.

20 La figura 16 muestra una representación de principio de la corrección digital según una primera forma de realización ventajosa de la presente invención.

25 La figura 17 muestra la curva de tiempo de la fuerza de recuperación utilizando la corrección digital según la figura 16.

La figura 18 muestra el espectro de la corriente binaria corregida digital para la disposición de la figura 16.

30 La figura 19 muestra el ruido de la banda de señales (IBN) para la corriente binaria no corregida y corregida en función de la amplitud de la oscilación primaria.

La figura 20 muestra las amplitudes de corrección utilizadas en función de la amplitud de la oscilación primaria.

35 La figura 21 muestra una representación de principio de acuerdo con otra forma de realización ventajosa de la presente invención.

La figura 22 muestra una representación de principio de la corrección digital de acuerdo con otra forma de realización ventajosa de la presente invención.

40 La figura 23 muestra el espectro de la corriente binaria no corregida para la disposición de la figura 22 a alta velocidad de giro.

45 La figura 24 muestra el espectro de la corriente binaria corregida para la disposición de la figura 22 a alta velocidad de giro.

La figura 25 muestra el ruido en la banda de señales (IBN) para la corriente binaria calibrada, no corregida y corregida en función de la velocidad de giro.

50 La figura 26 muestra la distancia de la señal-ruido (SNR) para la corriente binaria calibrada, no corregida y corregida en función de la velocidad de giro.

Con referencia a la figura 16 se explica en detalle a continuación una primera forma de realización ventajosa de la presente invención.

55 De acuerdo con la invención, para la reducción al mínimo de los efectos atribuibles a la oscilación primaria, se reproduce digitalmente la fuerza de reacoplamiento no constante en el tiempo en cuanto al importe en virtud de la oscilación primaria. A cada valor de exploración de la corriente binaria no se asocia entonces para las otras etapas (demodulación, filtración, submuestreo) la valencia 1 o bien -1, sino un valor digital, que corresponde a la actuación de fuerza media para este valor de exploración. Una estructura ejemplar para la realización de tal corrección digital se realiza en la figura 16.

60 En este caso, la disposición de modulador-Delta-Sigma electromagnético ($em\Delta\Sigma M$) de la representación de la figura 1. Para la simplificación se muestran en la figura 16 sólo el bucle de medición y el procesamiento de señales digitales 100.

La corriente binaria de salida del em $\Delta\Sigma$ M se pondera según la presente invención con la actuación de fuerza media actual. A continuación, se realiza el otro procesamiento digital de la corriente binaria corregida como se muestra en la figura 16, el procesamiento de la señal digital 100 comprende según la presente invención una unidad de corrección digital 102.

El otro procesamiento de los datos corregidos se realiza por medio de una Tabla de Consulta (LUT) para la demodulación 104 así como por medio de una disposición de filtro con un filtro de paso bajo 106 y un filtro decimador 108.

Puesto que la oscilación primaria se regula tanto en la frecuencia como también en la amplitud, se puede partir de una oscilación primaria conocida y también de una posición primaria actual conocida. Alternativamente, se puede medir la oscilación primaria en las salidas del circuito de lectura (convertidor-C/V) de la oscilación primaria. Esta posición primaria conocida sirve como señal de entrada para la unidad de corrección 102. Además, sobre la base del factor de desviación α capacitiva descrito anteriormente se calcula un factor de corrección α/l_0 y se conduce igualmente a la unidad de corrección digital 102. De esta manera, la unidad de corrección digital 102 calcula a partir de la corriente binaria de salida 110 del em $\Delta\Sigma$ M una corriente binaria corregida según la ecuación (6) derivada anteriormente:

$$F_{ges,dr} = F_{ges} \cdot \left(1 + \alpha \cdot \frac{x_p}{l_0} \right) \quad (6)$$

La acción de fuerza media F_{mean} se puede determinar a través de la integración de la acción de fuerza actual según la ecuación (6) sobre el tiempo de reacoplamiento utilizado. Para el caso de que las fuerzas de recuperación se apliquen de forma duradera, se aplica $t_s = 1/f_s$, en la que f_s significa la frecuencia de exploración de em $\Delta\Sigma$ M. Resulta:

$$\begin{aligned} F_{mean} &= \frac{1}{t_s} \int_{t_N}^{t_N+t_s} F_{ges,dr} dt \\ &= F_{ges} \cdot \left(1 + \frac{\alpha}{l_0 \cdot t_s} \int_{t_N}^{t_N+t_s} x_p dt \right) \\ &= F_{ges} \cdot \left(1 + \frac{\alpha}{l_0 \cdot t_s} \int_{t_N}^{t_N+t_s} \hat{x}_p \cdot \cos(2\pi f_p \cdot t + \phi) dt \right) \end{aligned}$$

En la estructura mostrada en la figura 16 se generan los ciclos para el em $\Delta\Sigma$ M a través de un bucle de regulación corregido en la fase (phase locked loop, PLL) en el bloque "regulación de frecuencia" de la figura 1, de manera que se aplica: $f_s = 8 \cdot f_p$. Además, las frecuencias f_s y f_p están en fase, de manera que se puede suponer que $\Phi = 0$.

De esta manera resulta para los valores de ponderación G_N necesarios para la corrección de cada valor de exploración N:

$$\begin{aligned} F_{mean} &= F_{ges} \cdot \left(1 + \frac{\alpha}{l_0 \cdot t_s} \int_{t_N}^{t_N+t_s} \hat{x}_p \cdot \cos(2\pi f_s/8 \cdot t) dt \right) \\ &= F_{ges} \cdot \left(1 + \frac{\alpha \cdot \hat{x}_p}{l_0} \cos\left(\frac{2\pi t_N}{8t_s} + \pi/8\right) \right) \\ F_{mean,N} &= F_{ges} \cdot (1 + A_{ges} \cdot \cos(2\pi/8(N + 0.5))) \\ G_N &= \frac{F_{mean,N}}{F_{ges}} = (1 + A_{ges} \cdot \cos(2\pi/8(N + 0.5))) \end{aligned} \quad (18)$$

Los valores de ponderación G_N de cada valor de exploración N se pueden calcular previamente en virtud de la oscilación primaria regulada. Además, en virtud de la relación existente entre frecuencia primaria y frecuencia de exploración sólo se necesitan 8 valores de corrección, que se repiten a continuación. En el caso mostrado aquí resultan los valores de ponderación para la corrección digital:

$$G_{1:8} = 1 + A_{ges} \cdot 0.924 \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0.414 & -0.414 & -1 & -1 & -0.414 & 0.414 & 1 \end{bmatrix} \quad (19)$$

5 El valor de ponderación A_{ges} depende en este caso según la ecuación (18) de la amplitud primaria v_p y se multiplica por un factor constante adicional, para posibilitar una realización más sencilla de la LUT.

10 Puesto que en la presente forma de realización se utiliza un cuantificador binario sencillo, no es necesaria una fase de multiplicación para la realización de la ponderación. Sólo el signo de los valores de ponderación se adapta en función del valor de salida del cuantificador. La figura 17 muestra de forma ejemplar un fragmento de la corriente binaria corregida junto con la acción de fuerza real. La figura 18 muestra el espectro respectivo de la corriente binaria corregida. Cuando se compara esta representación con el espectro de la figura 6, se muestra claramente que se puede conseguir una mejora de la distancia de la señal-ruido de 12 dB. Esto corresponde a una resolución mejorada de aproximadamente 2 bits.

15 Las figuras 19 y 20 muestran el ruido en la banda de la señal de la corriente binaria corregida, así como las amplitudes de corrección A_{ges} necesarias para las amplitudes primarias mostradas en la figura 7. Una relación lineal entre la amplitud primaria v_p y la amplitud de corrección A_{ges} utilizada conduce en el caso presentado aquí a que se pueda conseguir en la banda de la señal un ruido casi independiente de la amplitud primaria. Esto se puede reconocer en la figura 19. En este caso, la curva continua designa la corriente binaria no corregida, mientras que la curva de trazos designa la corriente binaria corregida.

$$G_{1:8,comb} = \begin{bmatrix} 0.414 & 1 & 1 & 0.414 & -0.414 & -1 & -1 & -0.414 \end{bmatrix} \cdot G_{1:8} \quad (20)$$

25 En virtud de la relación utilizada entre frecuencia primaria y frecuencia de exploración, así como la oscilación primaria regulada se pueden calcular estos valores en el caso ideal igualmente con antelación. La estructura simplificada con LUT combinada se representa en la figura 21. La corrección digital se puede realizar de esta manera con sobregasto digital muy reducido.

30 Para la reducción al mínimo de los efectos perturbadores en el funcionamiento de modo adaptado se pondera, según un desarrollo ventajoso de la presente invención cada valor de exploración de la corriente binaria en función de la tensión U_{Mode} de manera que se reproduce digitalmente la fuerza de recuperación modificada en virtud de la regulación de la frecuencia. A un valor de exploración de la corriente binaria no se asocia entonces para las otras etapas (demodulación, filtración, submuestreo) de nuevo la valencia 1 o bien -1, sino un valor digital, que corresponde a la acción de fuerza media para este valor de exploración.

35 Idealmente, en este caso la regulación de la frecuencia se realiza de tal manera que sólo puede aparecer una tensión U_{Mode} en los instantes de exploración. De esta manera, las repercusiones sólo se pueden modificar en los instantes de exploración, lo que simplifica el cálculo de los valores de corrección.

40 La figura 22 muestra la estructura de principio con una corrección digital de la corriente binaria en el caso de una regulación de la frecuencia de resonancia secundaria sobre la base de la disposición mostrada en la figura 9. La corriente binaria se calcula según la presente invención con el valor de salida digital escalado de la regulación de la frecuencia para cada valor de exploración. La escala k se selecciona en este caso de manera que para la valencia de la corriente binaria después de la corrección se aplica la asociación siguiente:

$$\pm 1 \rightarrow \pm \frac{U_{Mode}}{U_{FB}} \quad (21)$$

45 A través de esta corrección se reproducen las fuerzas de recuperación generadas según la ecuación (11), con lo que tanto se corrige la modificación descrita del factor de escala como también se reducen al mínimo los efectos de pliegue de ruido.

50 Alternativamente, se puede utilizar una estructura similar a la disposición de la figura 16, en la que sólo se calculan y se suman las desviaciones en virtud de la regulación de la frecuencia. El cálculo de las desviaciones se puede implementar de una manera normalmente más eficiente como se indica en M. Sarhang-Nejad, G.C. Temas: "A high-resolution multibit $\Sigma\Delta$ ADC with digital correction and relaxed amplifier requirements", IEEE J. Solid-State Circuits, 28(6):648- 660, 1993.

55 Como otra alternativa se puede realizar la corrección también en el desarrollo siguiente del procesamiento de señales digitales. Las etapas ya realizadas antes de la corrección del procesamiento de señales digitales deben

tenerse en cuenta en la corrección de manera correspondiente. Es igualmente posible un procesamiento separado de las desviaciones.

5 Las figuras 23 y 24 comparan como ejemplo el espectro de una corriente binaria no corregida y de una corriente binaria corregida de esta manera. En la comparación con el espectro de la corriente binaria no corregida se puede reconocer una mejora clara del IBN. En la comparación con el sistema calibrado no corregido (figura 13), se muestra que las repercusiones sobre el ruido-Inband han sido compensadas en su mayor parte a través de la corrección.

10 Las figuras 25 y 26 muestran el IBN, así como la distancia de señal-ruido a diferentes velocidades de giro con y sin corrección en comparación con el IBN o bien el SNR de un sistema calibrado, no regulado. Las curvas continuas se refieren en este caso, respectivamente, a la corriente binaria no corregida, mientras que las curvas de trazos se refieren a la corriente binaria calibrada y las curvas de puntos y trazos muestran el IBN o bien el SNR de la corriente binaria corregida según la invención. Se muestra que a través de la corrección digital se pueden compensar las repercusiones de los efectos descritos con referencia a la figura 9. La corrección es en este caso, según la relación (21) anterior, independiente de la velocidad de giro existente.

15 En resumen, según la presente invención, los niveles del reacoplamiento del modulador Sigma-Delta no se consideran constantes en el tiempo como es habitual hasta ahora, sino que se parte de que se produce una modificación temporal de estos niveles en virtud de otras influencias. Además, no se toman medidas similares para mantener constantes los niveles de las fuerzas de reacoplamiento.

20 Las fuerzas de reacoplamiento variables en el tiempo se compensan, en oposición al estado de la técnica, por que se realiza una ponderación del valor de exploración respectivo del modulador Sigma-Delta de acuerdo con las fuerzas de reacoplamiento que actúan realmente en el seguimiento digital de la corriente binaria. Esto conduce a que se eliminen o se reduzcan al mínimo las repercusiones negativas de las fuerzas de reacoplamiento no constantes en el tiempo (por ejemplo, ruido elevado).

25 De ello resulta la ventaja de que no deben tomarse medidas para mantener constantes las fuerzas de recuperación, en particular el importe de las fuerzas de recuperación. Esto conduce a que especialmente durante la generación de las tensiones a aplicar en el sensor no sean necesarios componentes de circuito analógicos adicionales.

30 El efecto negativo de las fuerzas de reacoplamiento no constantes se suprime por que las fuerzas de recuperación que actúan realmente se reproducen digitalmente y esta reproducción digital se utiliza en el procesamiento siguiente de las señales. Por lo demás, a través de una ponderación digital se pueden suprimir también modificaciones temporales más complejas que las observadas aquí a través de la utilización de valores de ponderación adaptados correspondientes o cálculos correspondientes.

35 En virtud de la implementación digital, esta solución ofrece la posibilidad de un ahorro de energía, así como de superficie en comparación con una supresión por medio de circuitos analógicos. Otra ventaja de la implementación digital reside en que es posible muy fácilmente una calibración a través de la fijación de parámetros digitales. Por lo tanto, esta solución se puede adaptar fácilmente a otros sensores u otras tecnologías, lo que no sólo es el caso con condiciones en una implementación analógica.

40 Además, hay que mencionar que está técnica en una implementación como circuito integrado específico de la aplicación (Application Specific Integrated Circuit, ASIC) aprovecha totalmente las ventajas de la escala de la tecnología, puesto que la solución representada está constituida totalmente digital. Un cambio de la tecnología utilizada sería posible, además, más fácil en virtud de la implementación digital, puesto que para las partes digitales del ASIC se puede generar automáticamente el diseño.

45 Además, los valores de ponderación necesarios para la compensación del efecto de accionamiento se pueden integrar en la LUT necesaria para la demodulación de la velocidad de giro, de manera que sólo se necesita muy poco hardware digital adicional.

50 De esta manera, es posible una mejora del sistema a través de sobregasto puramente digital reducido, lo que contribuye a una mejora de los parámetros del sistema y a la reducción de costes en comparación con otras soluciones.

REIVINDICACIONES

- 1.- Disposición de circuito para la lectura de un sensor capacitivo de velocidades de giro con al menos una masa primaria y al menos una masa secundaria, que está conectada con la masa primaria, en la que la masa primaria se puede excitar en el funcionamiento en un primer circuito de regulación cerrado en una oscilación primaria y en la que la masa secundaria se puede desviar en una dirección transversal a la oscilación primaria desde una posición de reposo, cuando el sensor de la velocidad de giro gira alrededor de un eje sensible, que se extiende transversalmente a la dirección de la oscilación primaria y a la dirección de la desviación de la masa secundaria, en la que la disposición de circuito presenta: un modulador-Delta-Sigma con al menos un bucle de regulación para la realización de un reacoplamiento de fuerza en un segundo circuito de regulación cerrado para la reposición de la masa secundaria a su posición de reposo a través de la aplicación de una señal de recuperación en la que la señal de recuperación (110) forma una señal de salida del modulador-Delta-Sigma, en la que la disposición de circuito se caracteriza por una unidad de corrección (102), que se puede impulsar con la señal de salida del modulador y está alineada para generar una señal de salida del modulador corregida, que corresponde a una fuerza de recuperación que actúa realmente, un demodulador (104), que está conectado para la demodulación de la señal de salida del modulador corregida con la unidad de corrección (102), una disposición de filtro (106, 108) para filtrar la señal demodulada y para emitir una señal de la velocidad de giro, en la que la unidad de corrección (102) presenta un miembro multiplicador, que está instalado para que multiplique la señal de salida del modulador (110) por un valor (x_p) conocido de la posición de la masa primaria y por un factor de ponderación, y en la que la unidad de corrección (102) presenta un miembro sumador, que está instalado para que añada la salida del miembro multiplicador a la señal de salida del modulador para generar la señal de salida del modulador corregida.
- 2.- Disposición de circuito según la reivindicación 1, en la que el demodulador (104) presenta una Tabla de Consulta.
- 3.- Disposición de circuito según la reivindicación 1, en la que la unidad de corrección (102) y el demodulador (104) están implementados por una Tabla de Consulta combinada.
- 4.- Disposición de circuito según una de las reivindicaciones 1 a 3, en la que la disposición de filtro presenta un filtro de paso bajo (106) y un filtro decimador (108), que están conectados en serie.
- 5.- Disposición de circuito según una de las reivindicaciones 1 a 4, que comprende, además, un regulador para regular una secuencia de resonancia secundaria, en la que la unidad de corrección presenta un miembro multiplicador, que está conectado con una señal de salida del regulador.
- 6.- Sensor de la velocidad de giro de Coriolis con al menos una masa primaria y al menos una masa secundaria, que está conectada con la masa primaria, en el que la masa primaria se puede excitar en el funcionamiento en una oscilación primaria, y en el que la masa secundaria se puede desviar en una dirección transversal a la oscilación primaria, cuando el sensor de la velocidad de giro de Coriolis gira alrededor de un eje sensible, en el que el sensor de la velocidad de giro de Coriolis presenta para la lectura de una señal de la velocidad de giro una disposición de circuito según una de las reivindicaciones anteriores.
7. Procedimiento para el funcionamiento y lectura de un sensor de la velocidad de giro capacitivo, con al menos una masa primaria y al menos una masa secundaria, que está conectada con la masa primaria, en el que el procedimiento presenta las siguientes etapas:
- excitación de una oscilación primaria de la masa primaria en un primer circuito de regulación cerrado, en el que la segunda masa es desviada en una dirección transversal a la oscilación primaria desde una posición de reposo, cuando el sensor de la velocidad de giro gira alrededor de un eje sensible, que se extiende transversalmente a la dirección de la oscilación primaria y a la dirección de la desviación de la masa secundaria;
- realización de un reacoplamiento de fuerza, en recupera la masa secundaria a través de la aplicación de una señal de recuperación (110) a su posición de reposo, en el que la señal de recuperación (110) forma una señal de salida del modulador de un modulador-Delta-Sigma y se genera en un segundo circuito de regulación, en el que el procedimiento se caracteriza por que la señal de salida del modulador (110) se corrige digitalmente, para reproducir una fuerza de recuperación que actúa realmente sobre la masa secundaria;
- en el que para la corrección digital, se multiplica la señal de salida del modulador (110) en un miembro multiplicador por un valor (x_p) conocido de la posición de la masa primaria y por un factor de peso y se suma la señal de salida del miembro multiplicador en un miembro sumador a la señal de salida del modulador (110), y en el que a continuación de la corrección digital se realiza una etapa de demodulación para la demodulación de la señal de salida del modulador corregida y una etapa de filtro para la filtración de la señal demodulada.
- 8.- Procedimiento según la reivindicación 7, en el que en la etapa de filtro se realizan una filtración de paso bajo y una filtración de decimación.

- 9.- Procedimiento según una de las reivindicaciones 7 a 8, en el que, además, se regula una frecuencia de resonancia secundaria por medio de una regulación de frecuencia y en la etapa de la corrección digital se multiplica la señal de salida del modulador por un valor de salida escalado de la regulación de frecuencia.
- 5 10.- Procedimiento según una de las reivindicaciones 7 a 9, en el que la etapa de la corrección digital se realiza para cada uno de una pluralidad de valores de exploración de la señal de salida del modulador.

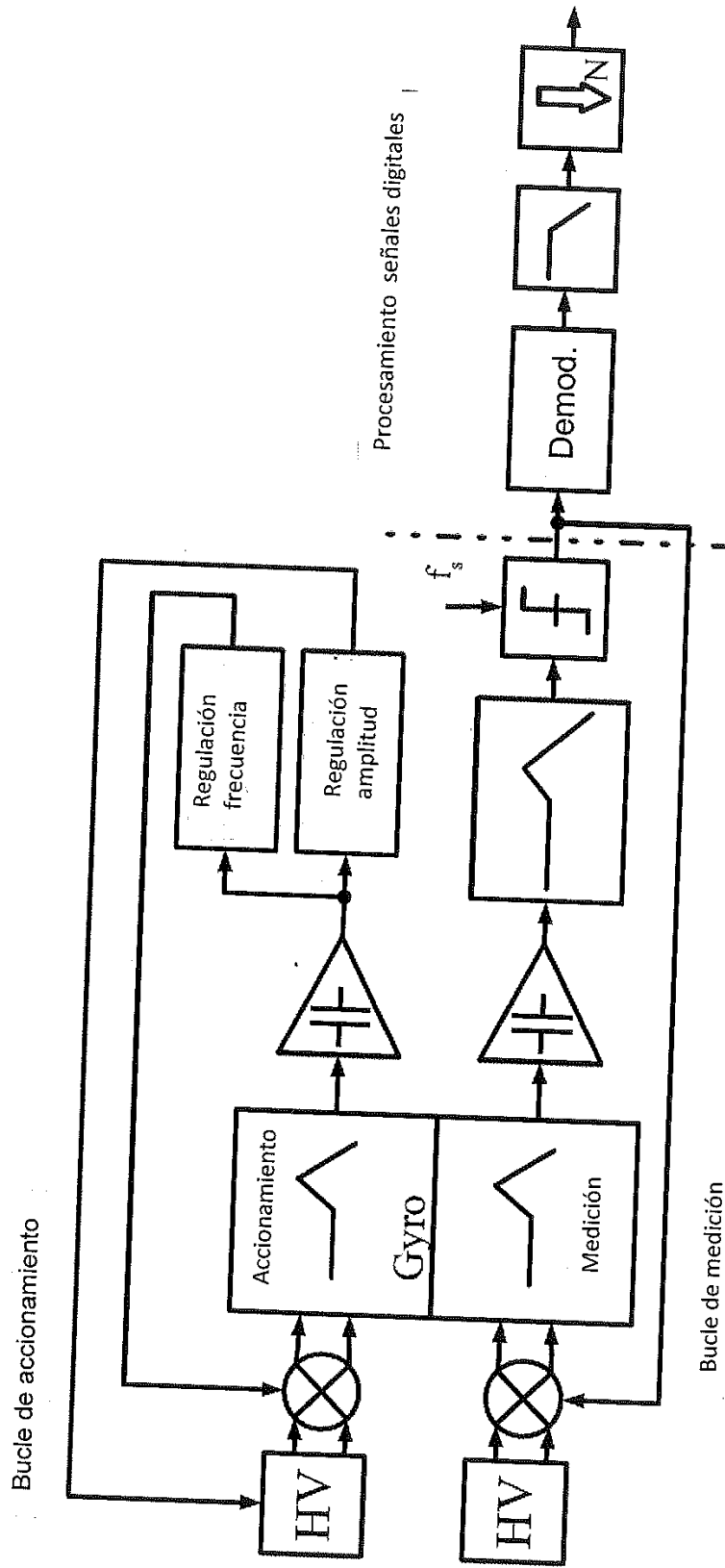


FIG. 1

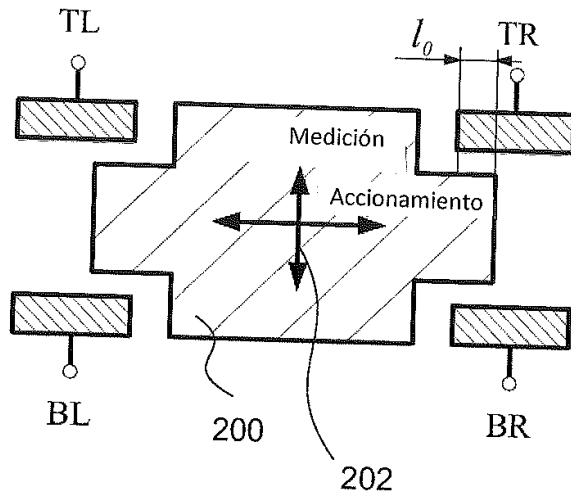


FIG. 2

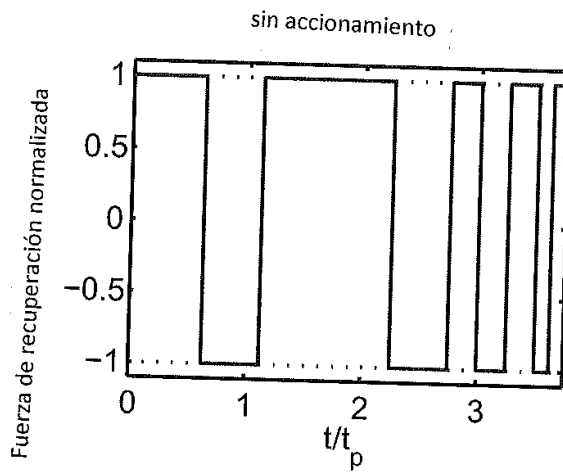


FIG. 3

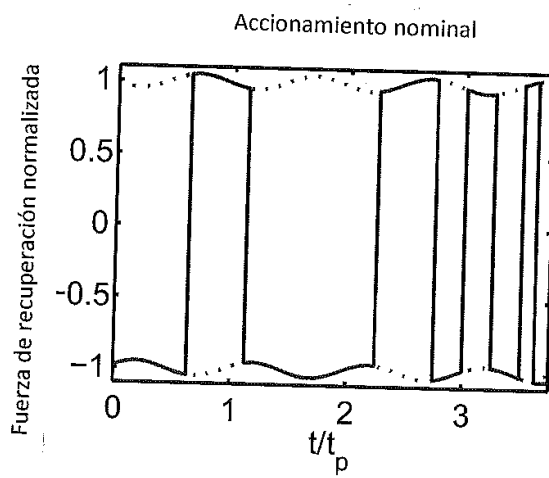


FIG. 4

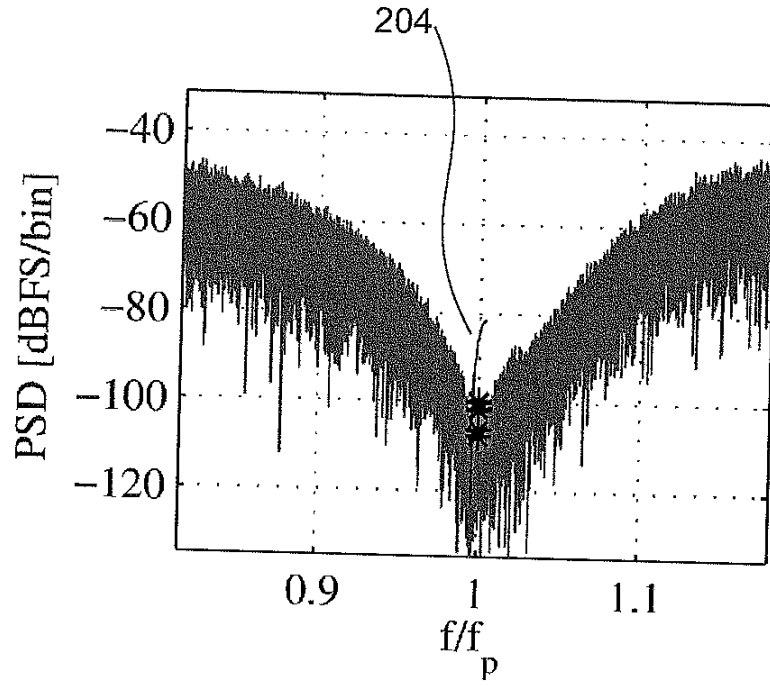


FIG. 5

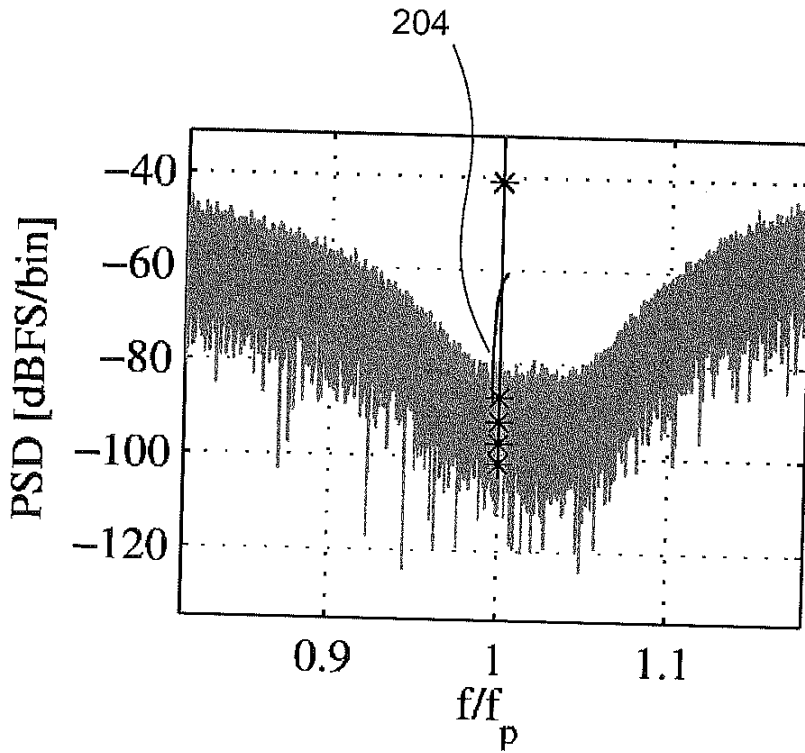


FIG. 6

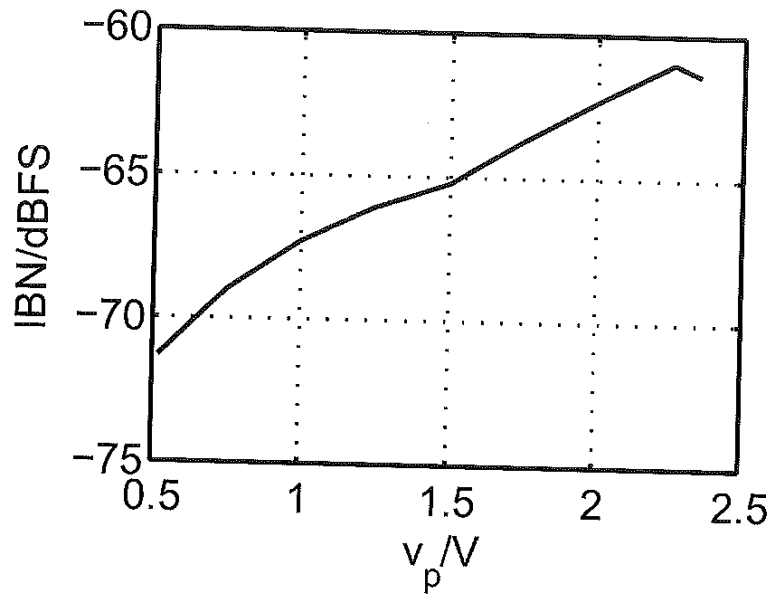


FIG. 7

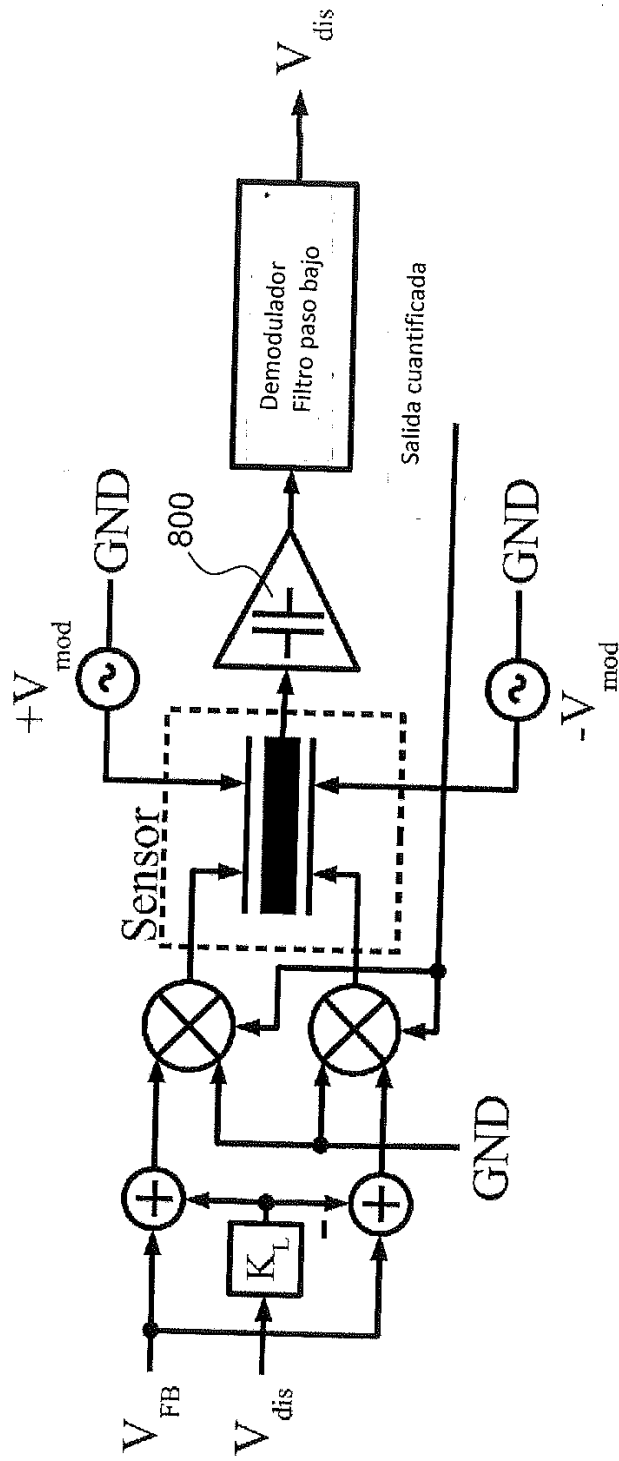


FIG. 8

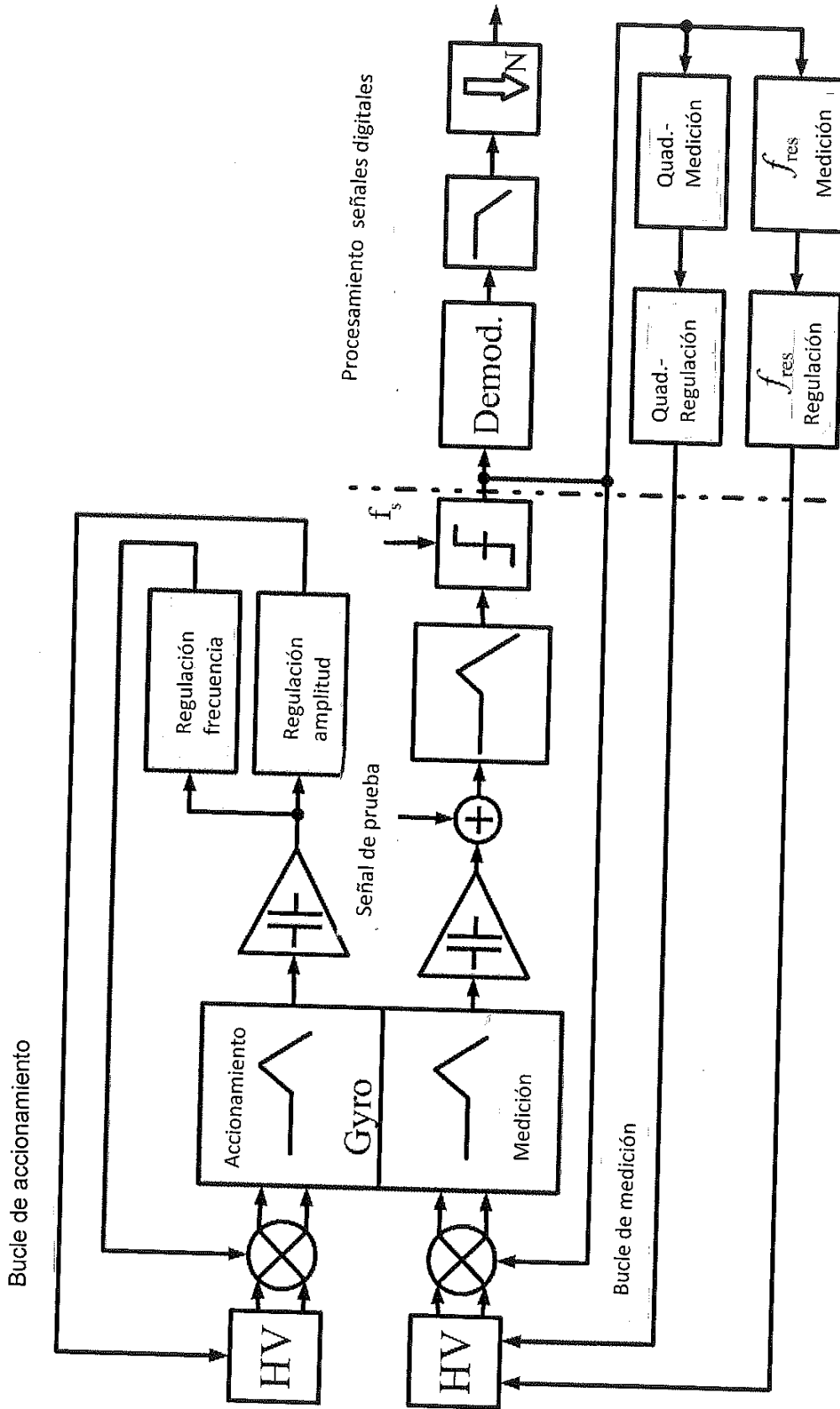


FIG. 9

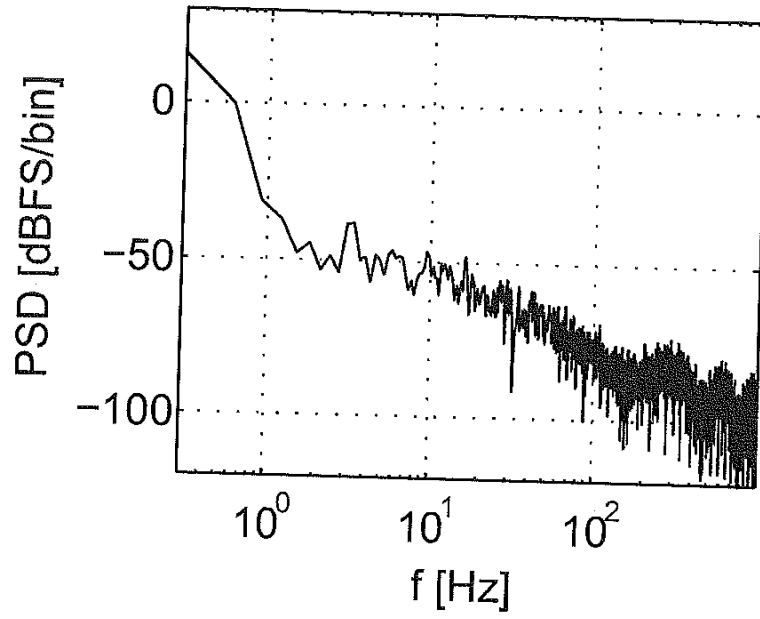


FIG. 10

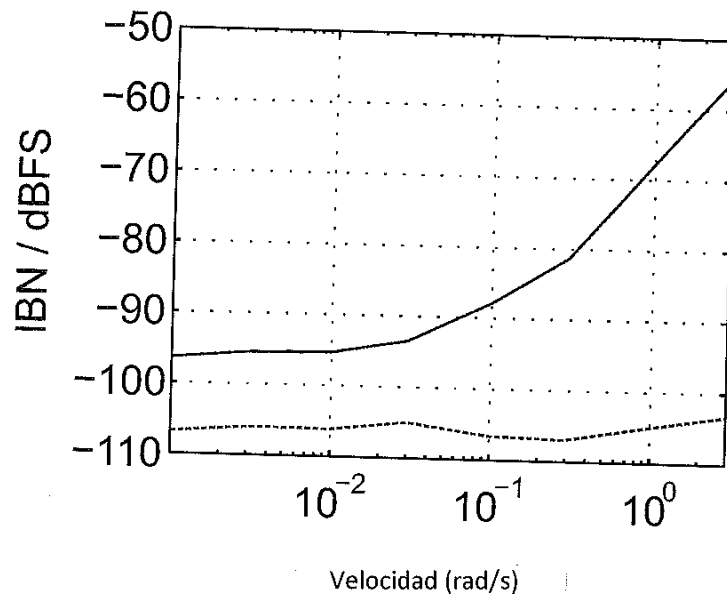


FIG. 11

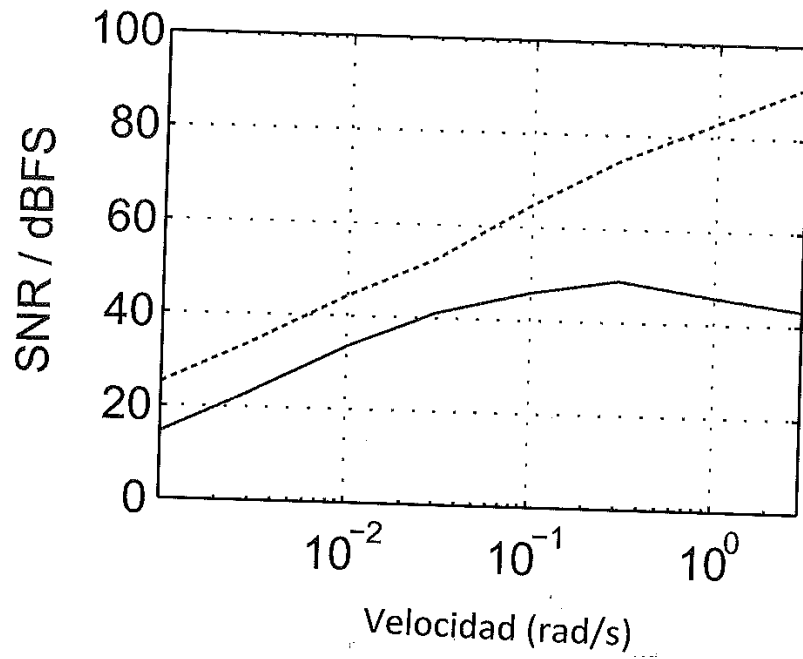


FIG. 12

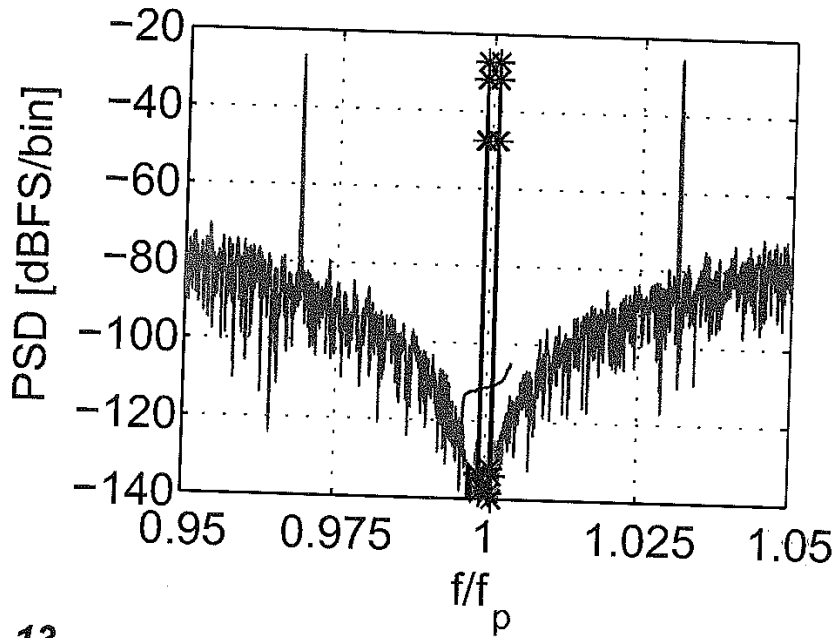


FIG. 13

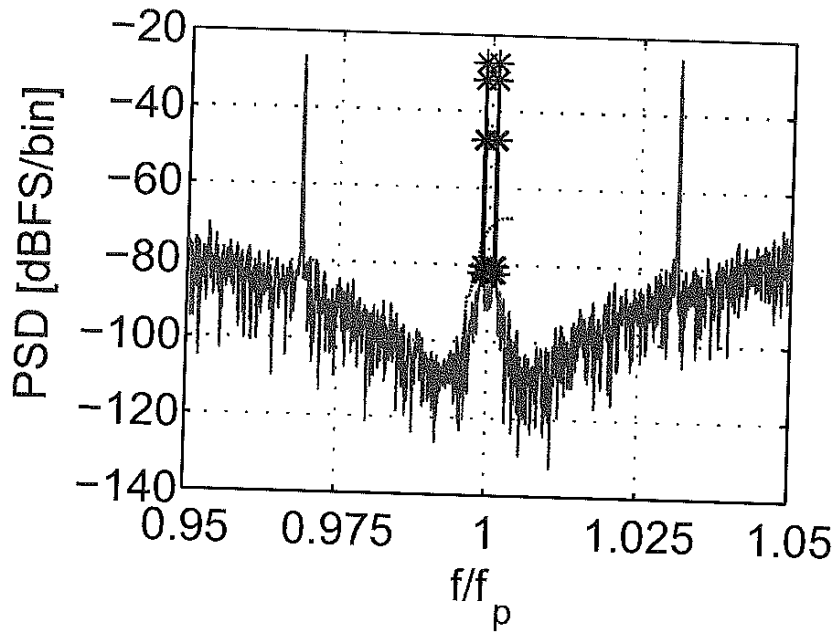


FIG. 14

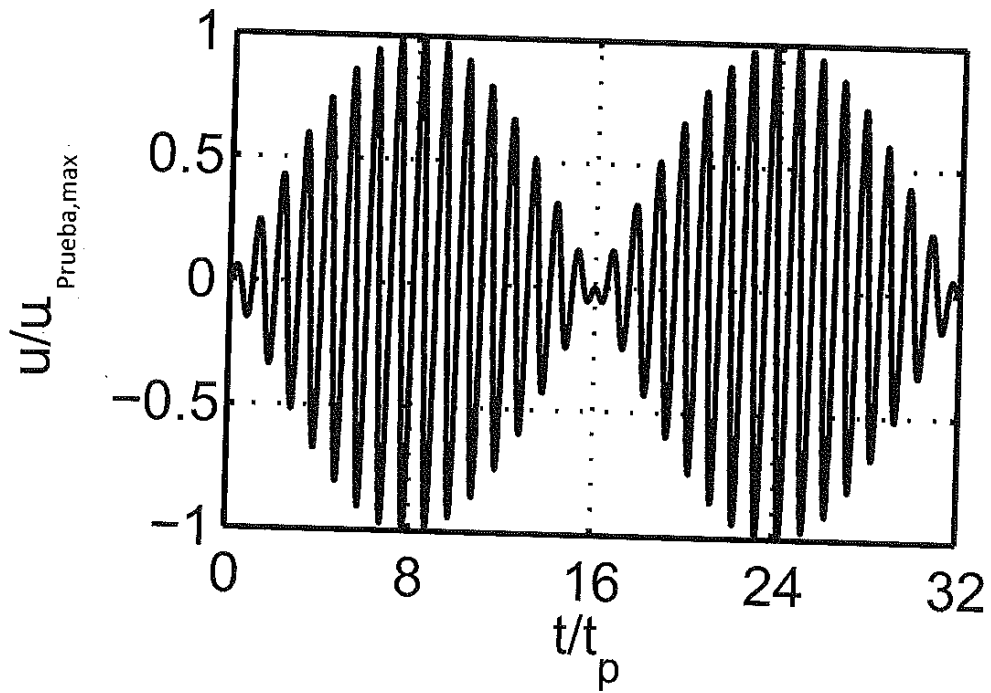


FIG. 15

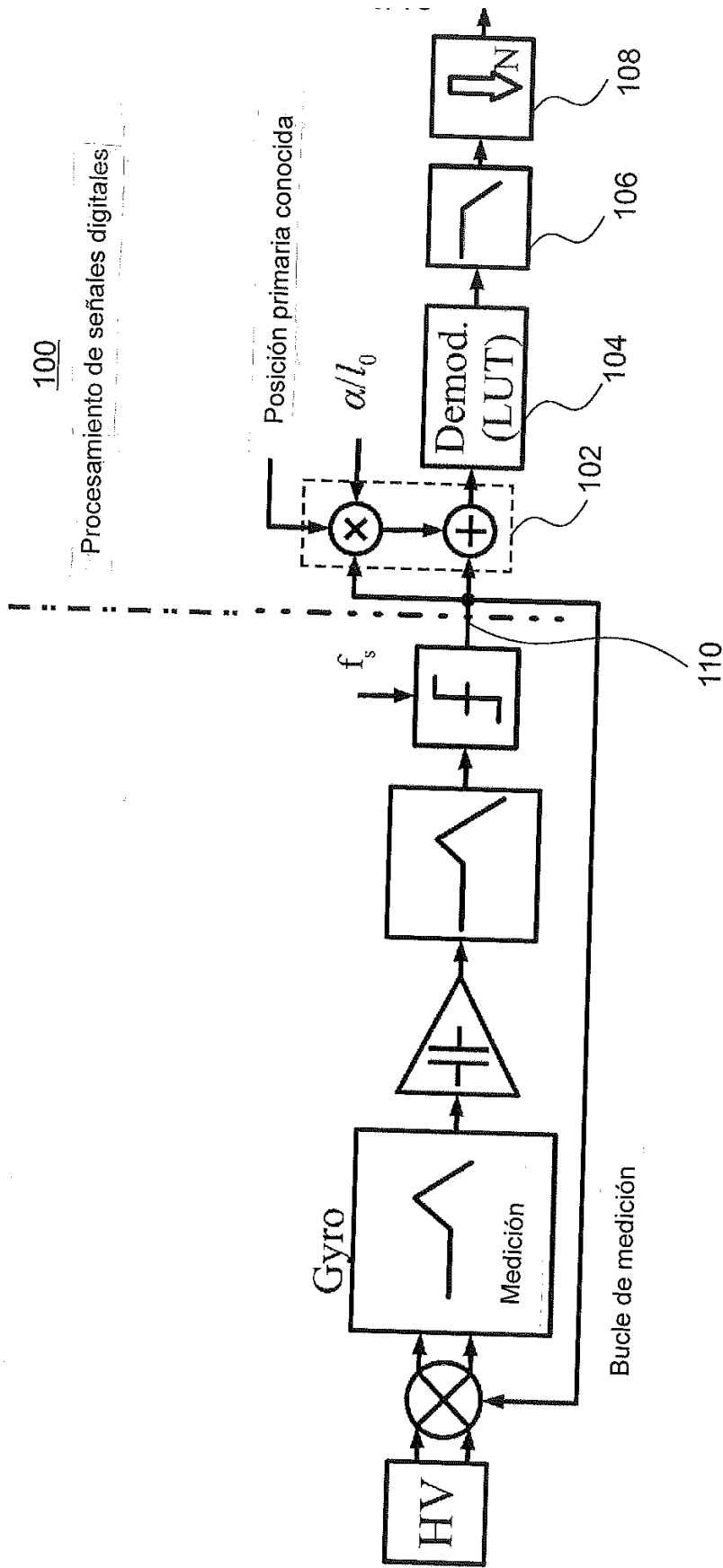


FIG. 16

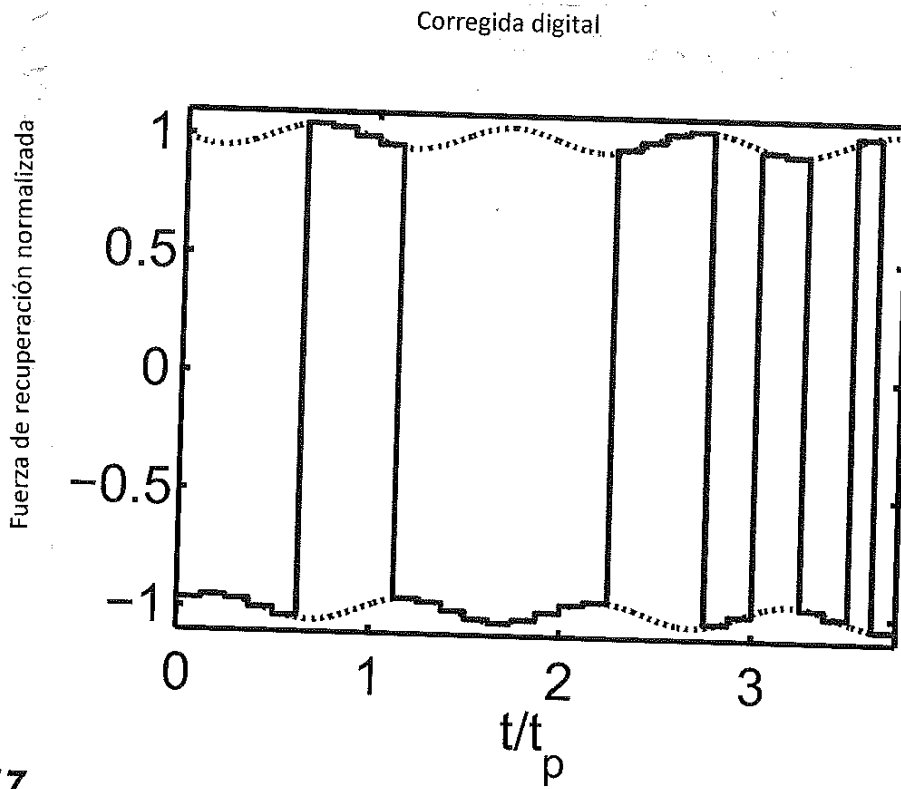


FIG. 17

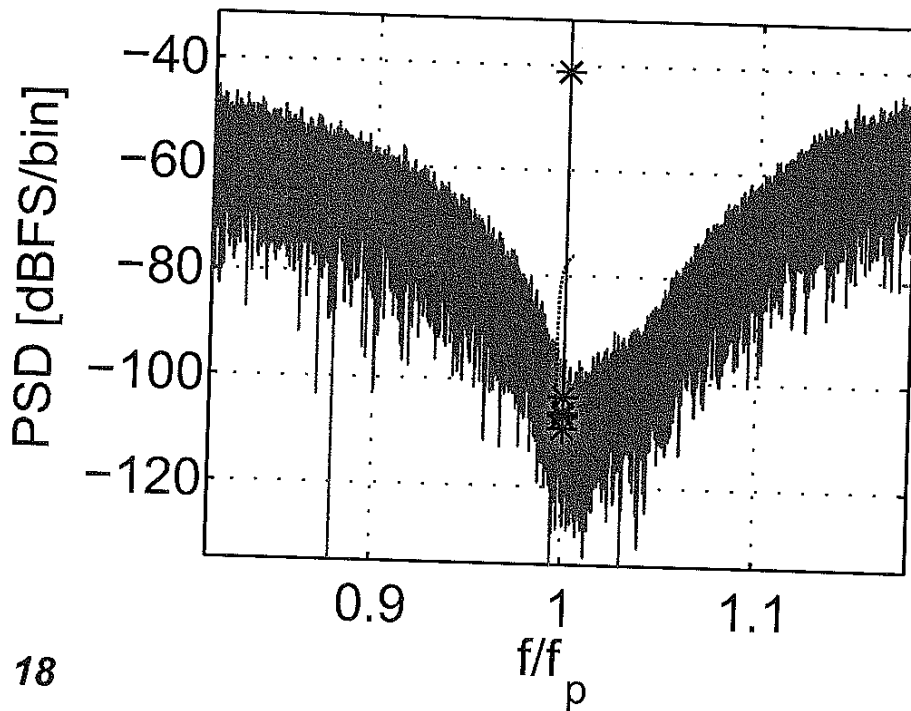


FIG. 18

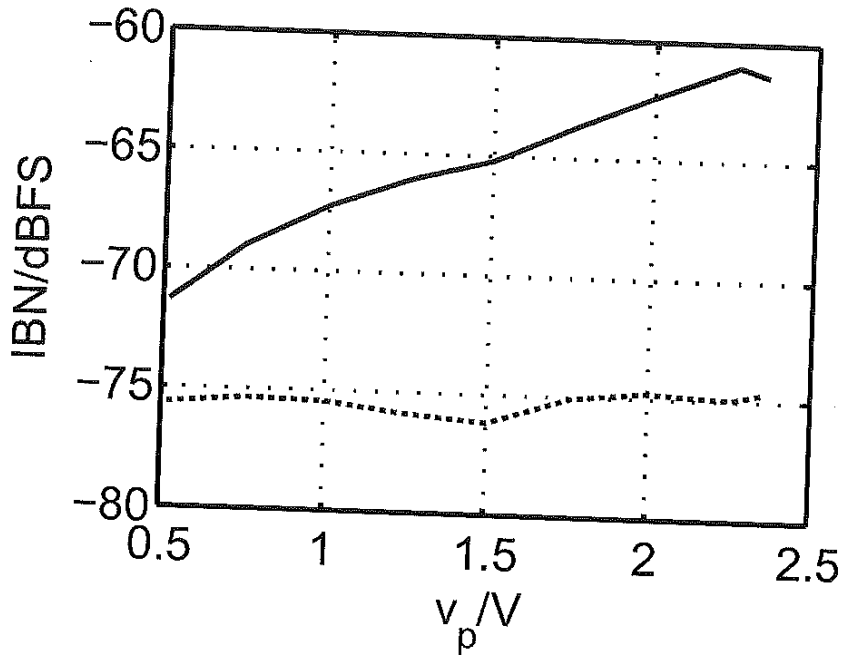


FIG. 19

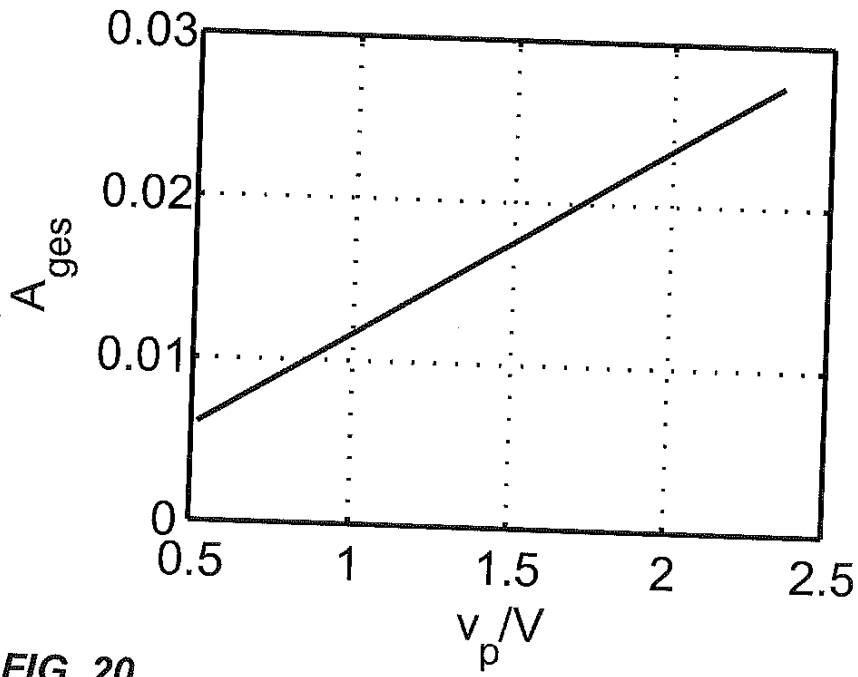


FIG. 20

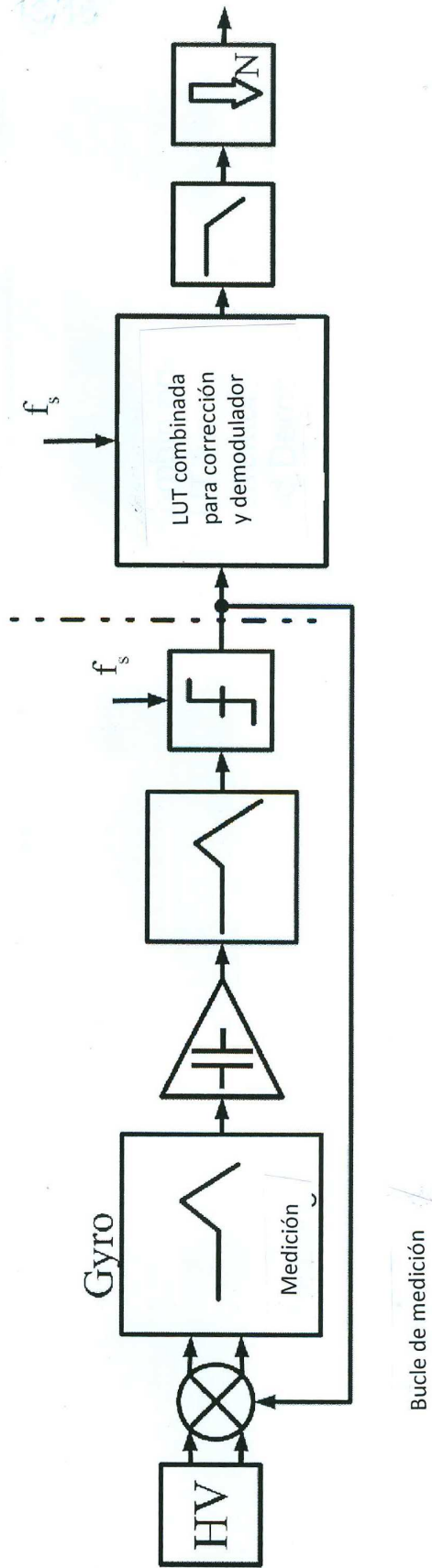


FIG. 21

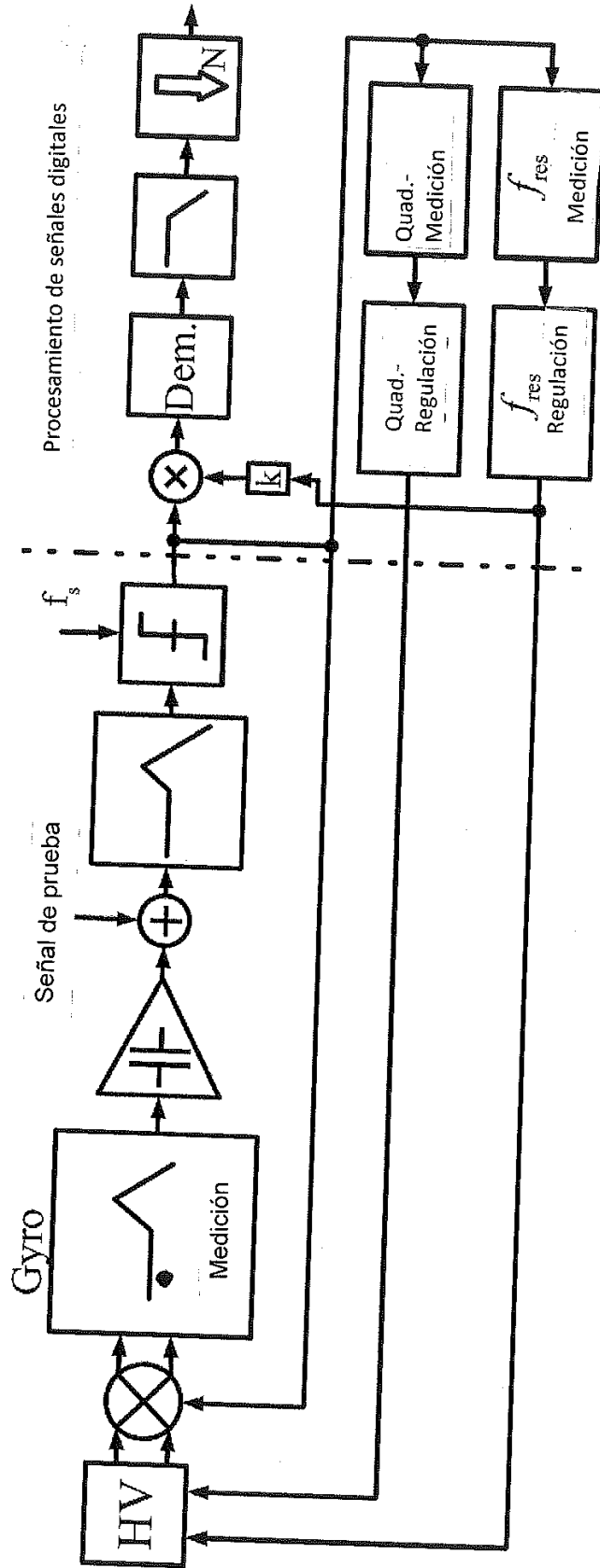
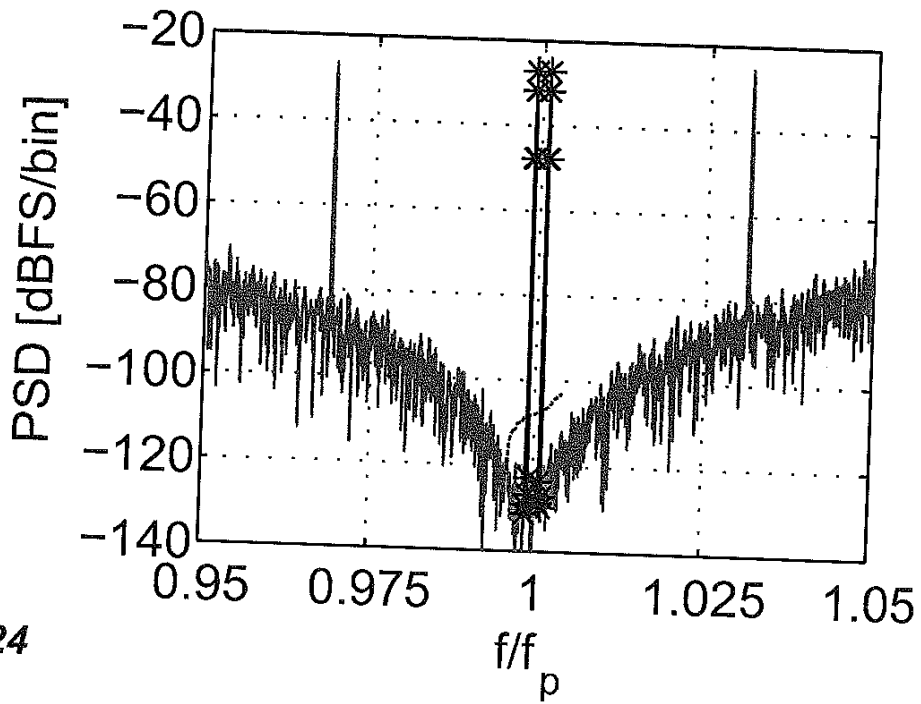
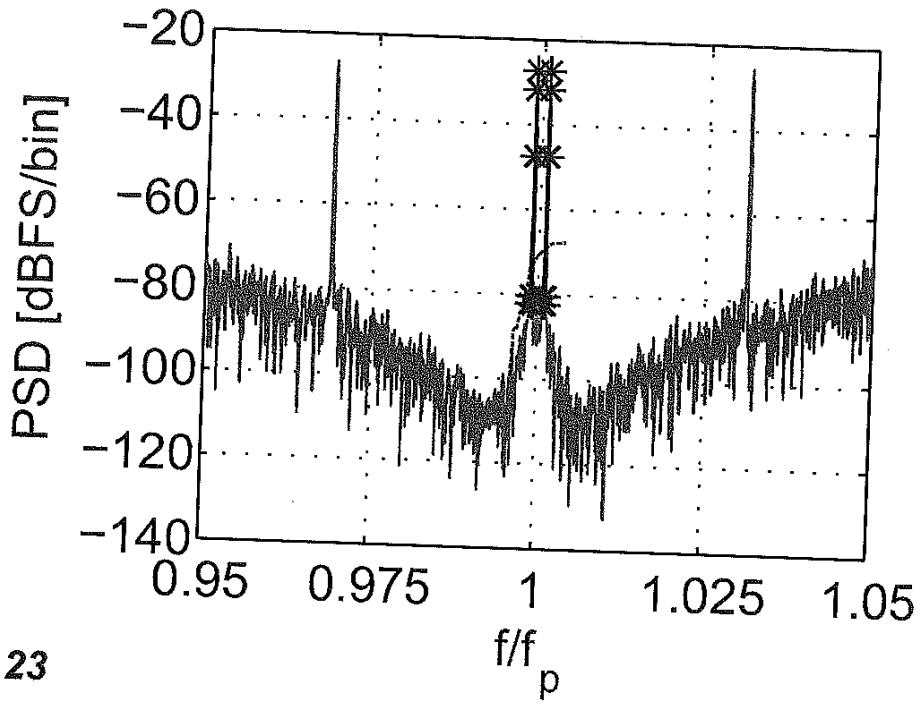


FIG. 22



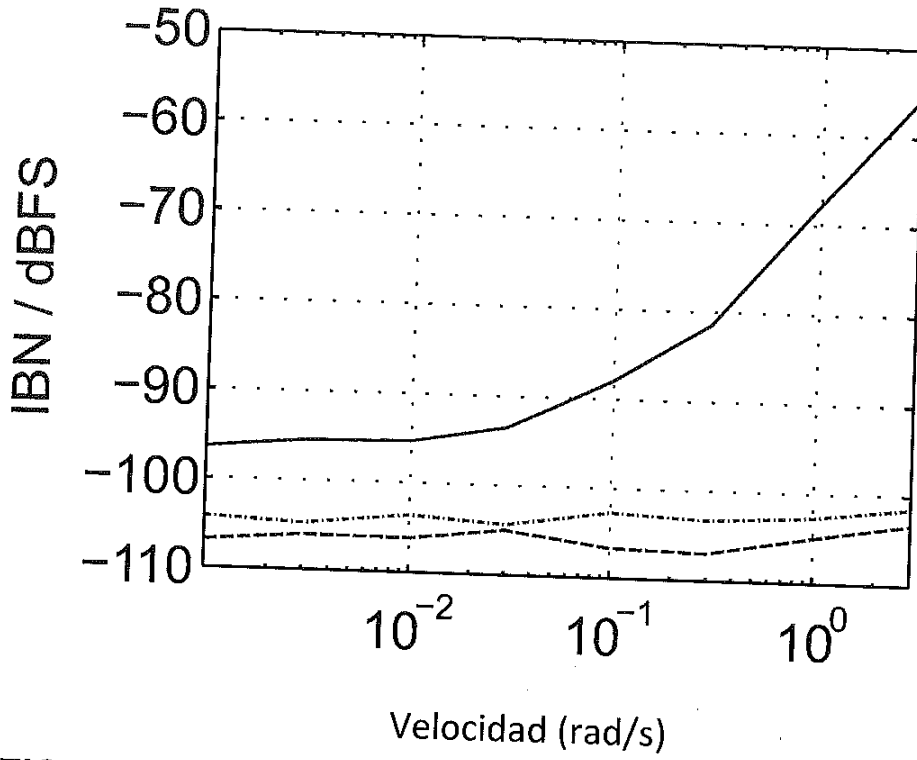


FIG. 25

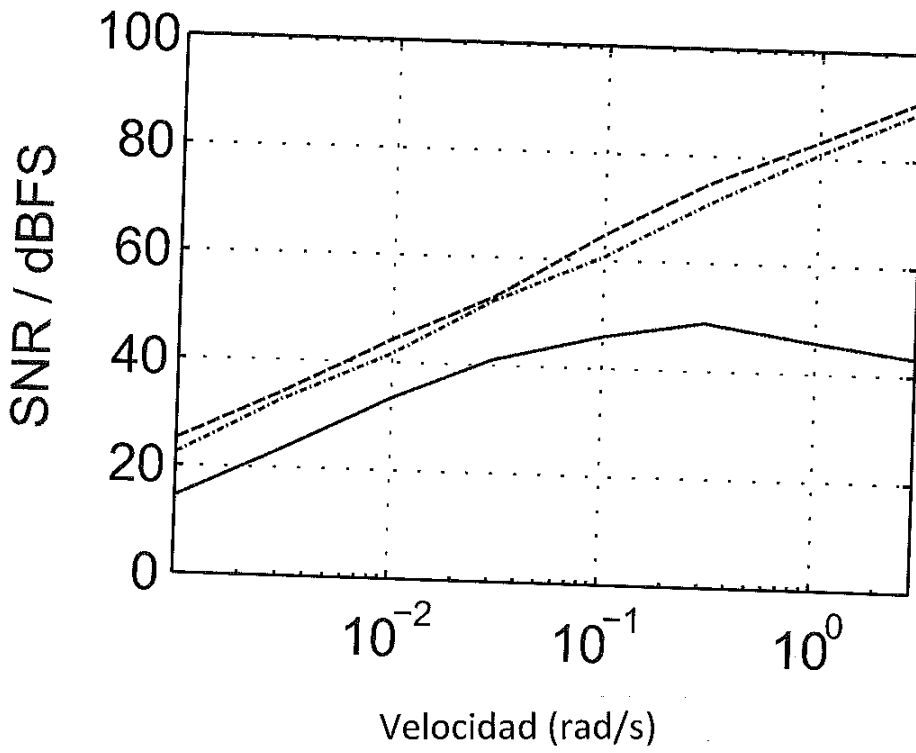


FIG. 26