

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 545 768**

51 Int. Cl.:

G01C 19/56 (2012.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **11.03.2005 E 05725501 (0)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **15.07.2015 EP 1723389**

54 Título: **Corrección de errores para giroscopio de velocidad vibratoria**

30 Prioridad:

12.03.2004 US 552652 P

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

15.09.2015

73 Titular/es:

**THOMSON LICENSING (100.0%)
1-5, rue Jeanne d'Arc
92130 Issy-les-Moulineaux, FR**

72 Inventor/es:

**HOTELLING, STEVEN PORTER;
BAYER, LEX y
LAND, BRIAN R.**

74 Agente/Representante:

DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto

ES 2 545 768 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

Corrección de errores para giroscopio de velocidad vibratoria

Campo de la invención

5 La presente invención se refiere al campo de los sensores de velocidad rotacional que incluyen resonadores vibrantes.

Antecedentes de la invención

10 Los sensores de velocidad rotacional con resonadores vibrantes, conocidos también como “giroscopios de velocidad vibratoria”, miden velocidades rotacionales directamente detectando fuerzas generadas por los elementos vibrantes en respuesta a la rotación del sensor. Se han desarrollado diversas configuraciones de elementos vibratorios para su uso en giroscopios de velocidad vibratoria, incluyendo las estructuras de horquilla de sintonización suspendida, vigas vibrantes y anillos vibrantes. Estos elementos son inducidos en resonancia y se mide el movimiento de los elementos en respuesta a la rotación para determinar las fuerzas que actúan sobre los elementos y la rotación del sensor.

15 Un ejemplo de circuito de procesamiento para un sensor de velocidad inercial ha sido mostrado en el documento EP 1189025 (BEI Technologies, Inc). El documento EP 1189025 parece estar dirigido a un sensor de velocidad inercial que incorpora alguna construcción en funciones de prueba. El documento EP 1189025 incluye un único sensor acoplado a un oscilador de excitación junto con otra circuitería asociada.

20 Un giroscopio de velocidad vibratoria ilustrativo, que tiene un elemento de horquilla de sintonización, ha sido enseñado por el documento USP 5.698.784, *Giroscopio de Velocidad Vibratoria y Métodos de Montaje y Operación*, concedida a Steven P. Hotelling y Brian R. Land, 16 de Diciembre de 1997. El giroscopio de Hotelling-Land utiliza dos elementos vibratorios, uno para detectar el movimiento en torno a cada uno de dos ejes rotacionales diferentes. Sin embargo, este diseño no solo requiere el uso de dos horquillas de sintonización, sino que las dos horquillas de sintonización deben operar a diferentes frecuencias con el fin de minimizar la diafonía entre las unidades. Desde una perspectiva de complejidad y compacidad, resulta deseable disponer de un giroscopio que sea capaz de detectar la rotación en torno a dos ejes que requiera solamente un elemento vibrante.

25 Una dificultad de los sensores de velocidad vibratoria se deriva del hecho de que el movimiento vibratorio inducido en muy grande en comparación con las fuerzas y el movimiento resultantes de la rotación. Pequeñas cantidades de desalineamiento del transductor mecánico pueden dar como resultado un movimiento inducido grande, ocasionando errores en las pequeñas señales que están siendo detectadas sobre los otros ejes. Típicamente, estos errores se corrigen mecánicamente, ajustando los sensores y/o recortando el material de los elementos vibrantes. Sin embargo, tal recorte y ajuste mecánico consumen tiempo y son caros. Resulta deseable proporcionar corrección automática de errores electrónicamente y proporcionar además corrección que compense a través de una amplia variación en condiciones operativas.

30 También resulta deseable proporcionar un sensor de velocidad rotacional que sea pequeño, barato de fabricar, que sea adaptable a una amplia gama de aplicaciones, y que sea integrado fácilmente con microelectrónica. Tal adaptabilidad podría incluir preferentemente la capacidad de ajustar el ancho de banda del sensor y proporcionar una salida uniforme desde un número de sensores. La presente invención está dirigida a proporcionar esas ventajas.

Sumario de la invención

40 La realización preferida de la presente invención comprende un circuito de corrección electrónica síncrono para un sensor de velocidad rotacional vibratoria de doble eje. Un diseño híbrido analógico/digital proporciona corrección de errores mediante la adición de señales de corrección sintetizadas enfasadas en el dominio analógico con anterioridad a la digitalización. La corrección de errores, la demodulación de la señal y las conversiones de datos, están sincronizadas con la vibración detectada del conjunto vibratorio para proporcionar referencias de fase precisas.

Breve descripción de los dibujos

45 La Figura 1 es una vista despiezada de un conjunto vibratorio 100;
 La Figura 2 es una ilustración de una vista superior de un elemento de viga 150;
 La Figura 3 ilustra un conjunto vibratorio ensamblado;
 La Figura 4 es una vista lateral del conjunto vibratorio 100 que ilustra movimiento de contrafase;
 50 La Figura 5 es un dibujo en perspectiva que ilustra el movimiento del conjunto vibratorio 100 en respuesta a la rotación en torno a los ejes X y/o Y. Este movimiento se menciona como “modo de detección”;

La Figura 6 es una vista lateral que ilustra el movimiento del conjunto vibratorio 100 en el modo “en-fase”;

La Figura 7 es un dibujo en perspectiva del conjunto vibratorio 100 montado en una placa de montaje 700;

La Figura 8 es un dibujo en perspectiva del conjunto 800 del lado de excitación según una vista despiezada;

La Figura 9 es un dibujo en perspectiva del conjunto 900 del lado de detección según una vista despiezada;

5 La Figura 10 es una vista despiezada de la PCB de señal 1010;

La Figura 11 es una vista despiezada del conjunto suspendido 1110;

La Figura 12 es una vista despiezada del conjunto final 1200;

La Figura 13 es un diagrama esquemático lógico de ASIC 1030;

10 La Figura 14 es una vista esquemática detallada de la combinación y escalado de DACs 1340 y de la circuitería anexa.

Descripción detallada de la realización preferida

Las características y ventajas de la presente invención se pondrán de relieve a partir de la descripción detallada que sigue, dada a título de ejemplo de un ejemplo de sensor de velocidad rotacional conforme a los principios de la presente invención.

15 La Figura 1 es una vista despiezada de un conjunto vibratorio 100, el cual incluye imanes permanentes cilíndricos 110 y 120, soportes de imán 130 y 140, y una estructura de viga planar 150. Los imanes 110 y 120 están con preferencia alineados según se ha ilustrado, con los polos orientados en una dirección común, de tal modo que sus campos magnéticos se refuerzan entre sí.

20 En la Figura 2 se ha proporcionado una vista superior de la estructura de viga 150. La estructura de viga 150 tiene una forma hexagonal axialmente simétrica y está compuesta por varias vigas arrolladas en serpentín plegadas simétricamente en torno al eje Z. Las vigas 210-265 operan a modo de brazos de resorte para proporcionar fuerzas de recuperación en el conjunto vibratorio 100. Los contactos 210c-235c de los extremos de las vigas proporcionan posiciones de montaje de los dos soportes de imán 130 y 140. Los puntos de montaje 240m-265m proporcionan posiciones para fijar un conjunto externo.

25 Haciendo ahora referencia a las Figuras 1-3, tres vigas en serpentín 210, 215, y 220 están conectadas a un soporte de imán 130 en puntos de contacto 210c, 215c y 220c. El soporte de imán 140 está conectado de una manera similar a tres extremos de viga intercalados 225c, 230c y 235c, por el lado opuesto de la estructura de viga 150. Este montaje, y el aligeramiento en los soportes de imán 130 y 140, permiten que los soportes de imán 130 y 140 se muevan libremente cada uno respecto al otro, ambos dentro y fuera del plano de la estructura de viga 150. Específicamente, los soportes de imán 130 y 140 pueden moverse cada uno hacia el otro a lo largo del eje Z sin interferencia durante una distancia suficiente para la operación del conjunto vibratorio 100.

30 Los soportes de imán 130 y 140 están formados a partir de material no magnético, tal como determinados aceros inoxidables, y están sujetos a la estructura de viga 150. Los imanes 110 y 120 están fijados en el interior de los soportes de imán 130 y 140. Las 6 restantes vigas en serpentín están montadas en un conjunto externo en puntos de montaje 240m, 245m, 250m, 255m, 260m y 265m.

Durante el funcionamiento, los imanes 110 y 120 son inducidos hacia un movimiento en contrafase a lo largo del eje Z según se ha ilustrado en la Figura 4. El movimiento de contrafase es un movimiento sinusoidal resonante forzado a lo largo del eje Z en donde los imanes 110 y 120 se separan y después se juntan, secuencialmente, a lo largo del eje Z.

40 En general, Los sensores de velocidad rotacional vibratoria miden la velocidad de rotación del sensor detectando la fuerza ejercida sobre una masa que se mueve en dirección lineal dentro del marco de referencia rotatorio del sensor. Esta fuerza se conoce habitualmente como “fuerza de Coriolis”, y viene descrita por la ecuación:

$$F_{\text{Coriolis}} = -2 m(\omega \times v) \quad (\text{Ecuación 1})$$

45 donde m es la masa del objeto en movimiento, v es el vector velocidad del objeto en movimiento, y ω es la velocidad angular de rotación del sistema.

50 Cuando el conjunto vibratorio 100 se hace girar en torno al eje X o al eje Y (o en torno a cualquier eje en el plano X-Y), se ejerce una fuerza sobre los imanes 110 y 120 en una dirección ortogonal tanto al eje de rotación como al eje de vibración, según se proporciona en la Ecuación 1. Esta fuerza es proporcional a la velocidad angular de rotación ω y da como resultado el movimiento de los imanes 110 y 120 en el plano X-Y. Este movimiento se detecta para resolver las velocidades rotacionales en torno a los ejes X e Y. Más específicamente, con referencia al sistema

coordinado de la Figura 4, el eje de vibración de contrafase forzada es el eje Z. Cuando el imán 110 se mueve en la dirección +Z según se muestra, se producen fuerzas sobre los imanes 110 y 120 en movimiento cuando el conjunto vibratorio 100 se hace girar en torno a cualquiera de los ejes X o Y. Si el conjunto vibratorio 100 se hace girar en torno al eje X en la dirección "R" mostrada en la Figura 4, la velocidad angular ω será un vector a lo largo del eje +X. Esto da como resultado una fuerza sobre el imán 110 en la dirección +Y (según la "regla de la mano derecha"), y el movimiento del imán 110 en la dirección +Y. Un análisis similar resuelve las fuerzas sobre el imán 120 según se mueve (simultáneamente) en la dirección -Z. Según rota el conjunto vibratorio 100 en torno al eje X en la dirección R mostrada en la Figura 4, la fuerza sobre el imán 120 es en la dirección -Y, dando como resultado el movimiento del imán 120 en la dirección -Y.

Según se ha ilustrado en la Figura 5, la rotación del conjunto vibratorio 100 en torno al eje Y da como resultado el movimiento de los imanes 110 y 120 paralelos al eje X, y se detecta la amplitud de este movimiento para proporcionar una medición de la velocidad de rotación en torno al eje Y. Específicamente, los imanes 110 y 120 han sido ilustrados incluyendo un componente de movimiento paralelo al, o a lo largo del, eje X, que corresponde a una rotación del sensor en torno al eje Y. El movimiento de los imanes 110 y 120 en el plano X-Y se conoce como "movimiento de detección" puesto que se detecta el movimiento en el plano X-Y a efectos de medición de las velocidades rotacionales del conjunto vibratorio 100.

Según se ha discutido en lo que antecede e ilustrado en la Figura 4, para establecer el movimiento de contrafase resonante requerido del conjunto vibratorio 100, el imán 110 es accionado a lo largo del eje Z a la frecuencia de resonancia del modo de contrafase de 1800 Hz. La amplitud de este movimiento es de aproximadamente 50 micras pico a pico, y la resonancia se caracteriza por un factor de calidad "Q" de aproximadamente 2000. Un Q alto, que es una indicación de que el sistema pierde solamente una pequeña fracción de su energía con el tiempo, y el emparejamiento de la frecuencia de excitación con la de resonancia del conjunto vibratorio permiten que el movimiento de contrafase sea inducido con una fuerza de entrada relativamente pequeña.

El imán 120 adquiere un movimiento simpático simétrico en respuesta al movimiento del imán 110. Se detecta el movimiento del imán 120 no inducido en el plano X-Y para detectar la rotación del conjunto vibratorio 100 en torno a los ejes X e Y. Alternativamente, el mismo imán o la misma masa podrían ser excitados y detectados usando secuenciación de tiempo apropiada. Sin embargo, la realización preferida permite planear más diseños en cuanto a la asignación de las funciones de excitación y detección.

Haciendo de nuevo referencia a la Figura 2, la estructura de viga 150 proporciona las fuerzas de recuperación requeridas para establecer las frecuencias resonantes deseadas de la estructura vibratoria 100. Ésta se ha diseñado también para proporcionar una simetría radial en el plano X-Y, de tal modo que los imanes 110 y 120 se muevan simétricamente en el plano X-Y en respuesta a la rotación. Especialmente, la estructura de viga 150 es 6 veces axialmente simétrica. Es decir, si la estructura de viga 150 se divide en 6 segmentos de sesenta grados, los segmentos son idénticos, y se mantienen idénticos con la rotación. Este diseño simétrico minimiza los errores por desalineamiento de trayectoria de accionamiento, los errores de eje transversal, y facilita la igualdad de movimiento de los imanes en cualquier dirección en el plano X-Y.

Las seis vigas en serpentín 210, 215, 220, 225, 230 y 235 se acoplan a los pares de imanes/soportes de imán en puntos de contacto 210c, 215c, 220c, 225c, 230c y 260c. Estas vigas proporcionan una fuerza de recuperación que establece una resonancia de contra-modo a aproximadamente 1800 Hz. Las formas de serpentín de las vigas permiten longitudes de viga más largas requeridas para rebajar la frecuencia de resonancia hasta los 1800 Hz deseados en un diseño compacto.

La estructura de viga 150 incluye también características de diseño que reducen modos de oscilación indeseables. Más específicamente el diseño minimiza el modo "en-fase" de vibración ilustrado en la Figura 6. En el modo en-fase, los imanes 110 y 120 se mueven ambos en la dirección +Z, y a continuación se mueven ambos en la dirección -Z. Este modo de operación es indeseable debido a que acopla fuerzas desequilibradas hacia el, y hacia fuera del, conjunto vibratorio 100 en los puntos de montaje 240m - 265m. El modo en-fase se minimiza diseñando la estructura de viga 150 de tal modo que la frecuencia resonante del modo en-fase esté bien separada de la resonancia de contrafase. Esto se realiza mediante una elección apropiada de longitudes de viga para las seis vigas 240-265 que acoplan la estructura de viga 150 a un conjunto externo en puntos de montaje 240m - 265m. Estas vigas se ven mínimamente involucradas en el modo de contrafase pero se ven involucradas en el modo en-fase, de una manera análoga a la participación del mango en una horquilla de sintonización cuando los brazos de la horquilla de sintonización se mueven en fase. El alargamiento de esas 6 vigas rebaja la frecuencia de resonancia del modo en-fase, lo que reduce la energía acoplada entre el modo en-fase y la frecuencia de excitación, que se capta de modo que coincida con el modo de contrafase deseado. Las longitudes de las vigas 240-265 han sido elegidas de modo que den como resultado una frecuencia resonante en-fase de 1400 Hz, muy por debajo de la frecuencia de excitación. Esta separación de más de un 20% es más que suficiente para permitir que los filtros eliminen frecuencias en-fase.

La estructura de viga 150 tiene un diseño planar de elemento único que se presta en sí mismo a una fabricación fácil y tiene un número de características mecánicas preferidas. La configuración de viga-muelle planar puede ser fabricada fácilmente mediante ataque químico con ácido, o mediante varias técnicas de fabricación de

semiconductores o de microchips, o mediante ataque químico, troquelado fino, estampación o mecanización por electroerosión. Los procesos físicos de deposición de vapor, tal como pulverización catódica, pueden ser usados también para producir las formas de viga deseadas. Resulta deseable que el material de la estructura de viga 150 mantenga un módulo de elasticidad constante con la temperatura de modo que la frecuencia de vibración se mantenga adecuadamente constante con la temperatura de operación del sensor. El material es con preferencia homogéneo y los materiales adecuados para el elemento de viga 150 incluyen metales tales como elinvar, acero inoxidable, berilio y cobre, acero de resorte u otras aleaciones adecuadas. Alternativamente, se pueden usar cuarzo o silicio y pueden ser conformados mediante procesos convencionales de grabado fotolitográfico.

Se podrían desarrollar otros mecanismos para proporcionar las fuerzas de recuperación para ciertas realizaciones de la presente invención; sin embargo, la estructura de viga planar, y más en particular la estructura de viga en serpentín con vigas-muelle de longitudes variables, proporcionan ventajas únicas a la realización preferida de la presente invención, tal como un Q extremadamente alto que es el resultado del diseño homogéneo de bajas pérdidas de la estructura de viga 150.

Haciendo de nuevo referencia a la Figura 5, el movimiento de detección es una respuesta a los pares de torsión causados por la rotación del conjunto vibratorio 100. El movimiento de detección es un movimiento sinusoidal que está inducido a la frecuencia del movimiento de contrafase y que tiene una amplitud proporcional tanto a la velocidad de rotación como a la amplitud del movimiento de contrafase. La frecuencia resonante natural del movimiento de detección, mencionada como "modo de detección", se elige próxima a la frecuencia de excitación del modo de contrafase. La frecuencia resonante natural del modo de detección es con preferencia cercana a la frecuencia de excitación del modo de contrafase, aproximadamente 1700 Hz en la realización preferida. La elección de la resonancia del modo de contrafase para que sea próxima a la frecuencia del movimiento inducido de contrafase, amplifica la cantidad de movimiento de detección, lo que resulta deseable debido a la magnitud muy pequeña del movimiento que ha de ser detectado. Esta frecuencia es lo suficientemente próxima a la frecuencia de excitación del movimiento de contrafase como para conseguir un múltiplo significativo de amplificación de resonancia física de aproximadamente 10. Es posible una amplificación y una sensibilidad más altas si se elige la resonancia del modo de detección de manera que sea más próxima a, o coincidente con, la frecuencia del movimiento inducido de contrafase. Sin embargo, en el presente diseño se prefirió calibrar un número de sensores para que respondan idénticamente a entradas iguales, con lo que se eligió una frecuencia en la que la pendiente de la curva de amplificación sea lo suficientemente pequeña como para que las variaciones de unidad a unidad pudieran ser fácilmente compensadas.

La estructura de viga 150 proporciona de ese modo una fuerza de recuperación para el modo de contrafase deseado, y permite que las vibraciones que se detectan en el plano ortogonal al eje vibratorio (mencionadas como "movimiento de detección") indiquen la rotación del conjunto. Además, la estructura de viga 150 establece una resonancia de alto Q (el Q es de aproximadamente 2000) para el modo de contrafase, y establece la resonancia del modo de detección próxima a la frecuencia inducida del modo de contrafase.

La Figura 7 ilustra el elemento de viga montado en una placa de montaje 700 metálica externa. La estructura de viga 150 está sujeta a la placa de montaje 700 mediante fijación de los puntos de montaje 240m – 265m (véase la Figura 2) de las seis vigas en serpentín 240-265 en salientes elevados de la placa de montaje 700. Estos salientes (no representados) han sido formados a modo de semi-perforaciones en la placa de montaje 700 y mantienen la estructura de viga 150 a aproximadamente 0,23 mm de la placa de montaje 700 de modo que todas las vigas de la estructura de viga 150 puedan vibrar libremente.

La Figura 8 ilustra el conjunto del lado de excitación 800 en una vista despiezada. El conjunto del lado de excitación 800 dispone una bobina excitadora 810 en las proximidades del imán 110 y del soporte de imán 130 (ilustrados en las Figuras anteriores 1, 3-7) e incluye un molde de plástico duro 820, el cual incorpora una particularidad de ubicación para la bobina excitadora 810. Una placa de hierro 830 magnéticamente permeable ha sido fijada a la parte trasera del molde duro 820 para ayudar a canalizar las líneas de flujo magnético generadas por el imán 110 y a mejorar el acoplamiento entre la bobina excitadora 810 y el imán 110. La placa 830 proporciona también inercia adicional al sistema para reducir el movimiento indeseado. Se han fijado pines 840 al molde duro 820 y portan señales eléctricas a, y desde, el conjunto del lado de excitación 800.

La Figura 9 ilustra un conjunto 900 del lado de detección en una vista despiezada. El conjunto del lado de detección 900 está montado en las proximidades del imán 120 en el lado de la estructura de viga 150 opuesto al conjunto de excitación 800. Dos pares de bobinas de detección 910 y 915 están sujetas al molde de detección 920. Los dos pares de bobinas de detección planas, ovaladas, están orientadas con 90 grados de separación y, cuando están completamente montadas, se sitúan en una relación de proximidad muy cercana al imán 130. Las bobinas 910 y 915 están montadas cada una de ellas en el plano X-Y y se usan para detectar el movimiento del imán 120 en el plano X-Y, donde un par detectan el movimiento a lo largo del eje X y el otro par detectan el movimiento a lo largo del eje Y. Específicamente, con referencia a los ejes X-Y ilustrados en la Figura 9, las bobinas de detección 910 están orientadas de tal modo que el movimiento del imán 120 a lo largo del eje X incrementará por lo general el flujo en una bobina, y reducirá el flujo en la otra, correspondiendo la señal a la posición X del imán 120. La forma ovalada de las bobinas hace que sean más sensibles al movimiento en la dirección X. Cada par de bobinas están conectadas con polaridad opuesta (arrolladas en direcciones opuestas) de modo que los cambios de flujo resultantes del

movimiento inducido en el eje Z del imán 120 se anulen en general, pero los movimientos a lo largo del eje X sean aditivos.

La Figura 10 es una vista despiezada de una placa de circuito impreso (PCB) 1010 para la señal. Unidos a la PCB de señal 1010 están la Memoria de Sólo Lectura Eléctricamente Programable y Borrable (EEPROM) 1020 y el Circuito Integrado Específico de la Aplicación (ASIC) 1030. Una placa 1040 de apantallamiento capacitivo está fijada a la PCB de señal 1010 e impide el acoplamiento capacitivo entre las bobinas de detección 910 y 915 y las diversas pistas y pines en la PCB de señal 1010. La placa de apantallamiento capacitivo 1040 está hecha de un material eléctricamente conductor y no magnético tal como bronce fosforado. La bobina de AGC 1050 está sujeta al lado trasero de la PCB de señal 1010. Según se describe con mayor detalle en lo que sigue, la bobina de AGC 1050 detecta la amplitud y la fase precisa del movimiento inducido de contrafase a lo largo del eje Z y proporciona realimentación para la circuitería excitadora, de corrección de error y de demodulación de señal. Las bobinas 810, 910, 915 y 1050 están fabricadas por arrollamiento de hilo conductor eléctricamente aislado, tal como cobre, en torno a un carrete que se retira después. Las bobinas pueden ser formadas también mediante pistas en espiral en varias capas de la PCB para generar una estructura de bobina, o mediante deposición de películas metálicas sobre un sustrato y grabando a continuación espiras de bobina con métodos fotolitográficos. Una ventaja del presente diseño es que es sensible al uso de bobinas planas, las cuales son baratas y fáciles de fabricar. Alternativamente, se podrían usar otros tipos de transductores para inducir y detectar el movimiento vibratorio.

La Figura 11 es una vista despiezada del conjunto suspendido 1110. El conjunto 800 del lado excitador está sujeto a la placa de montaje 700 por medio de lengüetas 710. La placa de montaje 700 está además sujeta al conjunto 900 del lado de detección por medio de lengüetas 720. El conjunto integrado compacto resultante sitúa la bobina excitadora 810 en proximidad cercana con el imán 110; y la bobina de AGC 1050 y las bobinas de detección 910 y 915 se posicionan en proximidad cercana con el imán 120. Los diversos pines transversales de conexión están conectados (soldados) en la PCB de señal 1010 para establecer rutas eléctricas a través del conjunto suspendido 1110.

La Figura 12 es una vista despiezada del conjunto final 1200. El conjunto de base 1210 consiste en una pieza moldeada por inyección de plástico, el molde de base 1220, que tiene 4 pines 1225 unidos a la misma. La placa de protección 1230 metálica conductora está unida al molde de base 1220. Una junta 1240, moldeada en caucho de silicona, ha sido insertada entre el molde de base 1220 y la placa de protección 1230 según se ha representado. Cuatro resortes helicoidales 1250 están conectados a los pines 1225. Los resortes helicoidales 1250 están hechos de material eléctricamente conductor que está arrollado en forma de espiral helicoidal. El conjunto suspendido 1110 está posicionado sobre 4 resortes helicoidales 1250, y sujeto mediante unión soldada, soldadura por inducción o sujeción mecánica.

Los resortes helicoidales 1250 realizan dos funciones. En primer lugar, los cuatro resortes conductores se utilizan para hacer pasar señales eléctricas entre la PCB de señal 1010 y el molde de base 1220. Además, los resortes 1250 proporcionan aislamiento vibratorio entre el conjunto suspendido 1110 y el molde de base 1220. Este aislamiento impide que vibraciones indeseadas (aceleración lineal, efectos de desajuste de la masa) se acoplen con el conjunto vibratorio 100. Finalmente, el bote 1260 se fija a continuación a la placa de protección 1230 para formar un contenedor cerrado para apantallar el sensor frente a fuentes de interferencia indeseadas. La junta 1240 forma un cierre hermético contra el bote con el fin de evitar que la humedad penetre en el conjunto.

Haciendo ahora referencia a la Figura 13, el ASIC 1030 lleva a cabo el procesamiento de la señal para el sensor de velocidad rotacional. La EEPROM 1020 almacena varios factores de calibración y otros datos usados por el ASIC 1030. La Figura 13 es un esquema lógico de la electrónica de sistema del ASIC 1030.

Las bobinas 810, 910, 915 y 1050 en el conjunto final 1200 han sido ilustradas en la sección de transductor 1305. El conjunto vibratorio 100 está inducido a su frecuencia resonante natural por aplicación de una corriente excitadora alterna (DP-DM) a la bobina excitadora 810. Esto produce un movimiento sinusoidal en el conjunto vibratorio 100 a lo largo del eje Z, el cual es detectado por la bobina de AGC 1050. La bobina de AGC 1050 produce una señal de AGC sinusoidal (AGP-AGM) que tiene una amplitud escalada para proporcionar la amplitud de vibración física deseada del conjunto vibratorio 100 a lo largo del eje Z. La frecuencia y la fase de la corriente excitadora se ajustan de modo que coincidan con la frecuencia del conjunto vibratorio 100 en el modo de contrafase con el fin de maximizar el movimiento inducido. El movimiento de guiñada (en torno al eje X) se detecta mediante las bobinas de detección 910, las cuales producen la señal de guiñada (YWP-YWM). De forma similar, el movimiento de cabeceo (en torno al eje Y) se detecta mediante bobinas de detección 915, las cuales producen la señal de cabeceo (PWP-PWM).

Preamplificadores de guiñada y de cabeceo 1320 y 1330 y la porción de preamplificación de AGC del preamplificador y oscilador de vibración 1310 de AGC convierten las señales de tensión de bajo nivel procedentes de las bobinas 910, 915 y 1050 en corrientes diferenciales utilizando resistores de conversión on-chip. Estos preamplificadores tienen características de mínimo retardo de fase, lo que conserva la relación de fase precisa entre señales de guiñada, cabeceo y AGC usadas por el ASIC 1030. Alternativamente, las características de fase podrían estar emparejadas. En cualquier caso, las relaciones de fase entre las señales se conservan de manera precisa.

La señal de AGC diferencial analógica (AGP-AGM) se acopla al preamplificador y oscilador de vibración 1310 de AGC. Una porción de oscilador de vibración del preamplificador de y oscilador de vibración 1310 de AGC excita el conjunto vibratorio 100 a su frecuencia de resonancia aplicando corriente de excitación (DP-DM) a la bobina excitadora 810 usando realimentación de fase y amplitud a partir de la señal de AGC (AGP-AGM) procedente de la bobina de AGC. La señal de AGC (AGP-AGM) se integra a través de cada medio ciclo y el resultado se compara con una referencia de tensión extraída de la banda de referencia (BG) compensada en temperatura, y la diferencia se utiliza para crear la señal excitadora apropiada de magnitud serie limitada en las salidas de DP y de DM. La señal (DP-DM) tiene una forma de onda similar en general a una onda cuadrada y está nominalmente en fase con la señal de AGC. La señal de AGC diferencial analógica (AGP-AGM) se amplifica y se presenta a la salida DACs de combinación y escalado 1340 como señales (AG1P-AG1M). También se proporciona una señal de referencia de fase ADPCOMP al Sintetizador y Contador de Reloj de ADC 1325 en respuesta a los cruces por cero de la señal de AGC.

Los DACs 1340 de escalado y combinado condicionan las señales analógicas de detección de guiñada (YWP-YWM) y de cabeceo (PWP-PYM) para proporcionar la eliminación de desplazamientos de dc a partir de los preamplificadores, para eliminar señales parásitas de error de cuadratura, y para eliminar errores de eje transversal para compensar variaciones de unidad a unidad de modo que las señales presentadas a los bloques de ADC estén normalizados con respecto a las variaciones de unidad a unidad. La desviación de DC y las señales de error de cuadratura parásitas se eliminan por adición analógica de señales analógicas iguales y opuestas que son sintetizadas por convertidores digital-analógicos (DACs) programables usando valores de calibración almacenados en registros digitales en la interfaz serie y RAM 1355. Los errores de eje transversal se compensan de una manera similar, pero usan las señales del canal de detección directamente como referencia. Se debe apreciar que la línea de bus COMCAL que interconecta DACs de escalamiento 1340 y la interfaz serie y RAM 1355 proporciona a los DACs de escalamiento 1340 acceso a los registros PINPH, POFST, PCAX, PSF, YINPH, YOFST, YCAX e YSF de la interfaz serie y RAM 1355. El uso de estos registros se discute con mayor detalle en lo que sigue.

La Figura 14 es un esquema detallado de DACs 1340 de combinación y escalado y de la circuitería anexa. La señal de entrada de guiñada es la tensión diferencial a través de los pines YWP e YWM de entrada de guiñada. La señal de guiñada diferencial analógica (YWP-YWM) es una señal compuesta que incluye la señal de velocidad deseada para la rotación de guiñada así como las señales de error indeseadas. Específicamente:

$$V_{yaw} = V(YWP) - V(YWM) \quad (\text{Ecuación 2})$$

La definición teórica de señal de guiñada, la cual describe las componentes deseada y de error, es:

$$V_{yawNOM} = InphYaw * SEN(2\pi * F_{vib} * t) \\ - CrossYaw * RatePitvh * COS(2\pi * F_{vib} * t) \quad (\text{Ecuación 3}) \\ - (RateYaw + MROyaw) * YSF * COS(2\pi * F_{vib} * t)$$

El término SEN de esta ecuación es una señal en fase (en relación a la señal de AGC) que es una componente de error indeseada resultante del desalineamiento de transductor del movimiento vibratorio inducido. InphYaw se define como la amplitud de esta señal de guiñada en fase. Este error se elimina añadiendo una señal igual y opuesta proporcionada por YINPH DAC 1410 a la señal de guiñada detectada (YWP-YWM) en el sumador 14110. YINPH DAC 1410 escala su salida con la señal de AGC (AGP-AGM), la cual se multiplica por el parámetro de calibración de YINPH. Corrigiendo la señal de detección con anterioridad a la digitalización y usando la señal de AGC analógica directamente para conservar la relación de fase entre el movimiento vibratorio y el movimiento de detección, la componente de error en fase se reduce considerablemente.

El primer término COS es una señal de error indeseada que proviene del acoplamiento entre los ejes de guiñada y de cabeceo. CrosYaw se define como la amplitud de esta señal de error de eje transversal (cabeceo). Este error de eje transversal se compensa añadiendo una señal igual y opuesta a la señal de guiñada detectada (YWP-YWM) en el sumador 14110. La señal de corrección se proporciona mediante YCAX DAC 1430, el cual escala su salida con la señal de cabeceo (PWP-PYM), y se multiplica por el parámetro de calibración de YCAX. Corrigiendo la señal de detección con anterioridad a la digitalización, y usando la señal de cabeceo analógica directamente para conservar la relación de fase entre la fuente de error y la señal de corrección, la componente de error de eje transversal se reduce considerablemente.

El segundo término COS contiene la señal deseada, la cual se desmodula mediante la velocidad angular de guiñada. Esta señal indica el movimiento de señal de guiñada angular deseada del conjunto vibratorio 100. Sin embargo, este término incluye también una desviación de velocidad mecánica indeseada (MROyaw) que se genera a partir de errores de alineamiento.

La operación de la porción de señal de cabeceo de los DACs 1340 de combinación y escalado, es similar a la descrita con referencia a la circuitería de la señal de guiñada. Los valores digitales en los registros de calibración digital del DAC proporcionan los factores de escalado para el DAC. Descripciones adicionales de los errores

compensados por cada una de entre la fuente de señal de compensación, la descripción de la causa de raíz del error, y la correspondencia con la definición de señal de estado estable se proporcionan con mayor detalle en la Tabla I.

Tabla I

Registros de calibración digital de DAC	Descripción del error a ser compensado	Compensar fuente de señal	Descripción de la causa raíz del error	Referencia a Definición de Señal de estado estable
<YOFST>	Desviación de DC de guiñada	Corriente de DC proporcional a polarización de preamplificador	Tensiones de desviación de entrada, tolerancias espejo de corriente en ASIC 1030 (la señal de entrada tiene desviación de DC despreciable)	No descrito en la definición de señal de estado estable
<YINPH>	Error de Guiñada En Fase	Señal de AGC	Desalineamiento de transductor mecánico	Término SEN en la fórmula de Vyaw
<YCAX>	Eje Transversal de Guiñada	Señal de cabeceo	Desalineamiento de transductor mecánico y desalineamiento de modo de vibración del principio de detección de elemento vibrante	Primer término COS en la fórmula de Vyaw
<YSF>	Factor de Escala de Guiñada	Señal de guiñada tras compensación de desviación de DC, compensación En Fase, y compensación de eje Transversal	Desemparejamiento entre factor de escala en bruto a la salida y rango de conversión de escala completa de ADC deseada	Segundo término COS en la fórmula de Vyaw
<POFST>	Desviaciones de DC de Cabeceo	Corriente de DC proporcional a polarización de preamplificador	Tensiones de desviación de entrada, tolerancias espejo de corriente en ASIC 1030 (la señal de entrada tiene desviación de DC despreciable)	No descrito en la definición de señal de estado estable
<PINPH>	Error de Cabeceo En Fase	Señal de AGC	Desalineamiento de transductor mecánico	Término SEN en la fórmula de Vpitch
<PCAX>	Eje Transversal de Cabeceo	Señal de guiñada	Desalineamiento de transductor mecánico y desalineamiento de modo de vibración del principio de detección de elemento vibrante	Primer término COS en la fórmula de Vpitch
<PSF>	Factor de Escala de Cabeceo	Señal de cabeceo tras compensación de desviación de DC, compensación En Fase, y compensación de eje Transversal	Desemparejamiento entre factor de escala en bruto a la salida y rango de conversión de escala completa de ADC deseada	Segundo término COS en la fórmula de Vpitch

5

Después de que las señales de error se han eliminado electrónicamente mediante adición analógica en el sumador 14110, la señal de detección de guiñada deseada se desmodula en el mezclador 14140 con una señal coseno (en cuadratura con la señal de AGC) para desmodular la señal de guiñada deseada y para eliminar además las restantes componentes seno indeseadas. El mezclador 14140 puede desmodular además selectivamente la señal de detección de guiñada con cualquiera de entre una señal seno o una señal de dc. Estos modos se usan para determinar valores de calibración, según se describe en lo que sigue.

10

El convertidor analógico-digital (ADC) 1350 de guiñada y el ADC 1360 de cabeceo realizan conversiones

simultáneas de analógico a digital que están sincronizadas en relación con la señal de AGC. El ADC 1360 de cabeceo opera de una manera consistente con la del ADC 1350 de guiñada, lo cual se describe a continuación. La señal de guiñada corregida se aplica a un mezclador 14140, donde se desmodula mediante mezcla con una señal coseno en cuadratura con la señal de AGC. La señal desmodulada es rectificadora a continuación y convertida en niveles digitales mediante el ADC 1350 de guiñada. En la realización preferida, el ADC 1350 de guiñada utiliza un convertidor Sigma Delta 14150 que muestrea la señal de guiñada desmodulada a una alta velocidad en respuesta a la señal de HSCLK procedente del sintetizador de reloj y contador 1325 de ADC, muchas veces cada ciclo. Dos veces cada ciclo de 1,8 kHz son integradas las muestras rectificadas por medio del integrador 14160 en sincronización con la señal de CLK procedente del sintetizador de reloj y contador 1325 del ADC. La señal de CLK se extrae directamente de la señal de AGC para mantener la relación de fase precisa con el oscilador físico. Esta demodulación y conversión sincronizada mejora además la relación señal-ruido de las señales detectadas eliminando además determinadas señales de error.

Los valores digitales aplicados al DAC 1410 del YINPH y al DAC 1460 del PINPH, se extraen mediante bucles de autocorrección que realizan demodulación seno de los canales de detección y ajustan el escalado del DAC 1410 de YINPH y del DAC 1460 de PINPH para minimizar la cantidad de señal en-fase en cada uno de los dos canales de detección. Específicamente, un modo de ajuste seleccionable en-fase selecciona la entrada seno para el mezclador 14104 y para desmodular la señal de guiñada corregida con una onda seno. La señal digital desmodulada seno resultante procedente del ADC 1350 de guiñada establece el valor del parámetro YINPH, el cual se carga en el registro 1420 de YINPH y se usa para escalar el DAC 1410 de YINPH para eliminar señales de error seno durante la operación normal. El bucle de autocorrección de PINPH opera de una manera similar.

Los valores digitales para el DAC 1430 de YCAX y el DAC 1480 de PCAX se derivan de procedimientos de calibración en fábrica en donde el conjunto completo se hace girar y se mide la cantidad de eje transversal en los canales relativos. Estos valores digitales se cargan a continuación en la EEPROM 1020 y registros digitales en el ASIC 1030. YOFST y POFST son señales de corrección respecto a los errores de desviación de DC. Los valores digitales para YOFST y POFST se determinan también mediante bucles de autocorrección. La salida del sumador 14110 se aplica al integrador 14190, la cual está sincronizada con la señal de CLK procedente del sintetizador de reloj y contador 1320 de ADC para integrar la salida procedente del sumador 14110 a través de un número determinado de ciclos de la señal de AGC. El valor integrado se compara con un valor de referencia (nominalmente cero) en un comparador 14200. El resultado se aplica al contador 1450. Este conteo ajusta el valor de YOFST almacenado en el DAC 1440 de YOFST, el cual escala una señal de DC aplicada al sumador 14110 para proporcionar corrección de error de DC. El bucle de POFST opera de una manera idéntica. En funcionamiento, estos bucles ajustarán el escalado de un YOFST y un POFST para minimizar la cantidad de señal de DC sobre los canales de detección.

Haciendo de nuevo referencia a la Figura 13, el sintetizador de reloj y contador 1320 del ADC recibe la señal AGCCOMP analógica procedente del preamplificador y oscilador de vibración 1310 de AGC, y proporciona las señales digitales de reloj CLK y COUNT utilizadas para sincronizar de manera precisa la circuitería digital y muestrear las oscilaciones del conjunto vibratorio. Esto se realiza utilizando un oscilador de alta frecuencia que se divide en descenso hasta una frecuencia que se empareja con la frecuencia de vibración natural del conjunto vibratorio 100 y que se engancha a una referencia de fase (tal como el punto de cruce por cero) de la señal AGPCOMP de AGC.

La señal de CLK/COUNT se desplaza 90 grados en-fase desde la señal de AGCCOMP para facilitar la extracción de la información de velocidad angular de la señal de detección. De ese modo, se sincroniza de manera precisa con la vibración física del conjunto de vibración 100. También se proporciona una señal de HSCLK de alta velocidad, la cual se sincroniza con la señal de CLK y tiene una frecuencia más alta. Durante la calibración, el desplazamiento de fase de 90 grados se desactiva selectivamente a efectos de determinar valores de calibración de YINPH y de PINPH.

El ASIC 1030 y la EEPROM 1020 comunican con un microprocesador externo usando una interfaz alámbrica de serie 2, tal como la interfaz I2C de Philips, contenida en una interfaz serie y bloque de RAM 1355. La interfaz alámbrica 2 conserva el número de conexiones requeridas entre el empaquetamiento externo y el conjunto suspendido. De hecho, existen solamente cuatro conexiones eléctricas con el conjunto suspendido. Esto permite que el microprocesador externo lea valores digitales procedentes de registros de resultados, y escriba valores de calibración y valores de estado en los registros de entrada.

Durante la calibración en fábrica, se miden las señales de error y los factores de escalamiento apropiados se almacenan en la EEPROM 1020. Durante la inicialización de la operación normal, un microprocesador externo lee los valores de calibración almacenados desde la EEPROM 1020 y los escribe en registros del ASIC 1030. El ASIC 1030 utiliza esos valores almacenados para establecer los niveles de DAC apropiados usados para llevar a cabo las correcciones de errores discutidas en lo que antecede.

Los valores YINPH, PINPH, YOFST, POFST, YCAX, PCAX, YSF, PSSF, RCC, CN y AGS se almacenan en los registros <PINPH>, <YINPH>, <POFST>, <YOFST>, <YCAX>, <PCAX>, <YSF>, <PSSF>, <RCC>, <CN>, <AGS>, respectivamente. Durante la calibración en fábrica, esos valores de registro se escriben mediante un procesador

- 5 externo en la EEPROM 1020 para su almacenamiento permanente. En las puestas en marcha posteriores, esos valores son re-cargados (preseleccionados) en los registros en el ASIC 1030 para minimizar el tiempo de establecimiento de bucle. Los valores para RCC y AGC son preseleccionados en registros asociados con el preamplificador y oscilador de vibración 1310 del AGC. RCC es la calibración de constante de tiempo usada para ajustar la frecuencia central del oscilador para compensar las variaciones de procesamiento del ASIC. AGS es el valor de calibración de amplitud que escala la señal de AGC con anterioridad a la detección de amplitud. De ese modo, modificando el valor de AGS, se cambia la amplitud física del movimiento de contrafase inducido. Preseleccionar (precargar) esos valores en los registros activos en el ASIC 1030, que es el conjunto 1110 suspendido de a bordo, permite que cada sensor sea calibrado electrónicamente y mejora el tiempo de inicio.
- 10 El filtrado digital y analógico se realiza además por medio de la circuitería de una manera convencional con el fin de eliminar las componentes indeseadas de baja y alta frecuencia, presentes en las señales. Esta circuitería no se ha ilustrado.
- 15 El ASIC 1030 incluye además un sensor de temperatura 1380 y un detector de nivel de tensión 1390, los cuales son alimentados a través del ADC 1370 de tensión/temperatura de modo que la temperatura del sensor, así como la tensión de alimentación, pueden ser consignadas. Esos valores se hacen disponibles para permitir la corrección posterior del error de orden más alto en cuanto a fenómenos dependientes de la temperatura y de la tensión.
- Mientras la presente invención ha sido descrita con referencia a las realizaciones preferidas, resulta evidente que se pueden realizar diversos cambios en las realizaciones sin apartarse del alcance de la invención, según se define en las reivindicaciones anexas.

20

REIVINDICACIONES

- 1.- Un circuito de procesamiento síncrono para procesar señales procedentes de un sensor de velocidad rotacional, en donde el sensor (1305) proporciona una primera y una segunda señales de detección, teniendo la primera y la segunda señales de detección al menos una componente de fuera de fase con una oscilación del sensor (1305), y proporciona además una señal oscilante sincronizada con la oscilación del sensor, comprendiendo además el circuito un primer circuito de escalado (1410) acoplado al sensor (1305) para escalar la señal oscilante en respuesta a un primer factor de escalado programable, un segundo circuito de escalado (1460) acoplado al sensor (1305) para escalar la señal oscilante en respuesta a un segundo factor de escalado programable, un primer circuito de combinación (14110) acoplado al primer circuito de escalado (1410) y al sensor (1305) para sumar la primera señal oscilante escalada a la primera señal de detección, y un segundo circuito de combinación (14120) acoplado al segundo circuito de escalado (1460) y al sensor (1305) para sumar la segunda señal oscilante escalada a la segunda señal de detección, en donde el primer y el segundo circuitos de combinación (14110, 14120) son operables para eliminar errores de cuadratura en la primera y la segunda señales de detección, estando dichos errores de cuadratura en fase con la oscilación del sensor (1305).
- 2.- Un circuito de procesamiento síncrono según la reivindicación 1, comprendiendo además el circuito un tercer circuito de escalado (1480) para escalar la primera señal de detección en respuesta a un tercer factor de escalado, y un cuarto circuito de escalado (1430) para escalar la segunda señal de detección en respuesta a un cuarto factor de escalado, en donde el primer circuito de combinación suma además la segunda señal de detección escalada a la primera señal de detección, y el segundo circuito de combinación suma la primera señal de detección escalada a la segunda señal de detección.
- 3.- Un circuito de procesamiento síncrono según la reivindicación 2, que comprende además dos demoduladores, uno acoplado para desmodular cada una de las señales de detección combinadas con una señal periódica enganchada en fase a la señal oscilante.
- 4.- Un circuito de procesamiento síncrono según la reivindicación 3, en donde los demoduladores pueden operar selectivamente en fase con relación a la señal oscilante, y en donde el primer factor de escalado se determina en respuesta a la salida del demodulador acoplado para recibir la primera señal de detección combinada, y el segundo factor de escalado se determina en respuesta a la salida del demodulador acoplado para recibir la segunda señal de detección combinada.
- 5.- Un circuito de procesamiento síncrono según la reivindicación 3, que comprende además dos convertidores analógico-digitales (1350, 1360), uno de ellos acoplado para rectificar e integrar la primera señal de detección desmodulada a través de un intervalo sincronizado con la señal oscilante, y el otro acoplado para rectificar e integrar la segunda señal de detección desmodulada a través de un intervalo sincronizado con la señal oscilante.
- 6.- Un circuito de procesamiento síncrono según la reivindicación 5, en donde los demoduladores pueden operar selectivamente en fase con relación a la señal oscilante, y en donde el primer factor de escalado se determina en respuesta a la salida del convertidor analógico-digital acoplado para recibir la primera señal de detección combinada y desmodulada y el segundo factor de escalado se determina en respuesta a la salida del convertidor analógico-digital acoplado para recibir la segunda señal de detección combinada y desmodulada.
- 7.- Un método para procesar señales procedentes de un sensor de velocidad rotacional, en donde el sensor proporciona una primera y una segunda señales de detección, teniendo la primera y la segunda señales de detección al menos una componente de fuera de fase con una oscilación del sensor, y además proporciona una señal oscilante sincronizada con la oscilación del sensor, comprendiendo el método las etapas de escalar la señal oscilante en respuesta a un primer factor de escalado programable, escalar la señal oscilante en respuesta a un segundo factor de escalado programable, combinar la primera señal oscilante escalada con la primera señal de detección, y combinar la segunda señal oscilante escalada con la segunda señal de detección, en donde las etapas de combinar proporcionan compensación para la eliminación de errores de cuadratura en la primera y la segunda señales de detección, estando dichos errores de cuadratura en fase con la oscilación del sensor (1305).
- 8.- Un método para procesar señales procedentes de un sensor de velocidad rotacional según la reivindicación 7, que comprende además las etapas de determinar el primer y el segundo factor de escalado con el fin de minimizar la componente de error de las señales de detección en fase con la señal oscilante.
- 9.- Un método para procesar señales procedentes de un sensor de velocidad rotacional según la reivindicación 8, que comprende además las etapas de escalar la primera señal de detección en respuesta a un tercer factor de escalado, escalar la segunda señal de detección en respuesta a un cuarto factor de escalado, en donde la etapa de combinar realiza además la suma de segunda señal de detección escalada con la primera señal de detección, y la otra etapa de combinar suma la primera señal de detección escalada con la segunda señal de detección.
- 10.- Un método para procesar señales procedentes de un sensor de velocidad rotacional según la reivindicación 7, que comprende además la etapa de desmodular la señal de detección escalada y combinada con una señal periódica enganchada en fase con la señal oscilante.

11.- Un método para procesar señales procedentes de un sensor de velocidad rotacional según la reivindicación 10, que incluye además la etapa de desmodular selectivamente la señal de detección escalada y combinada con una señal periódica que tiene la fase en cuadratura con relación a la señal oscilante, y en donde la etapa de determinar el primer factor de escalado es una respuesta a la salida de la etapa de demodulación.

5

Fig. 1

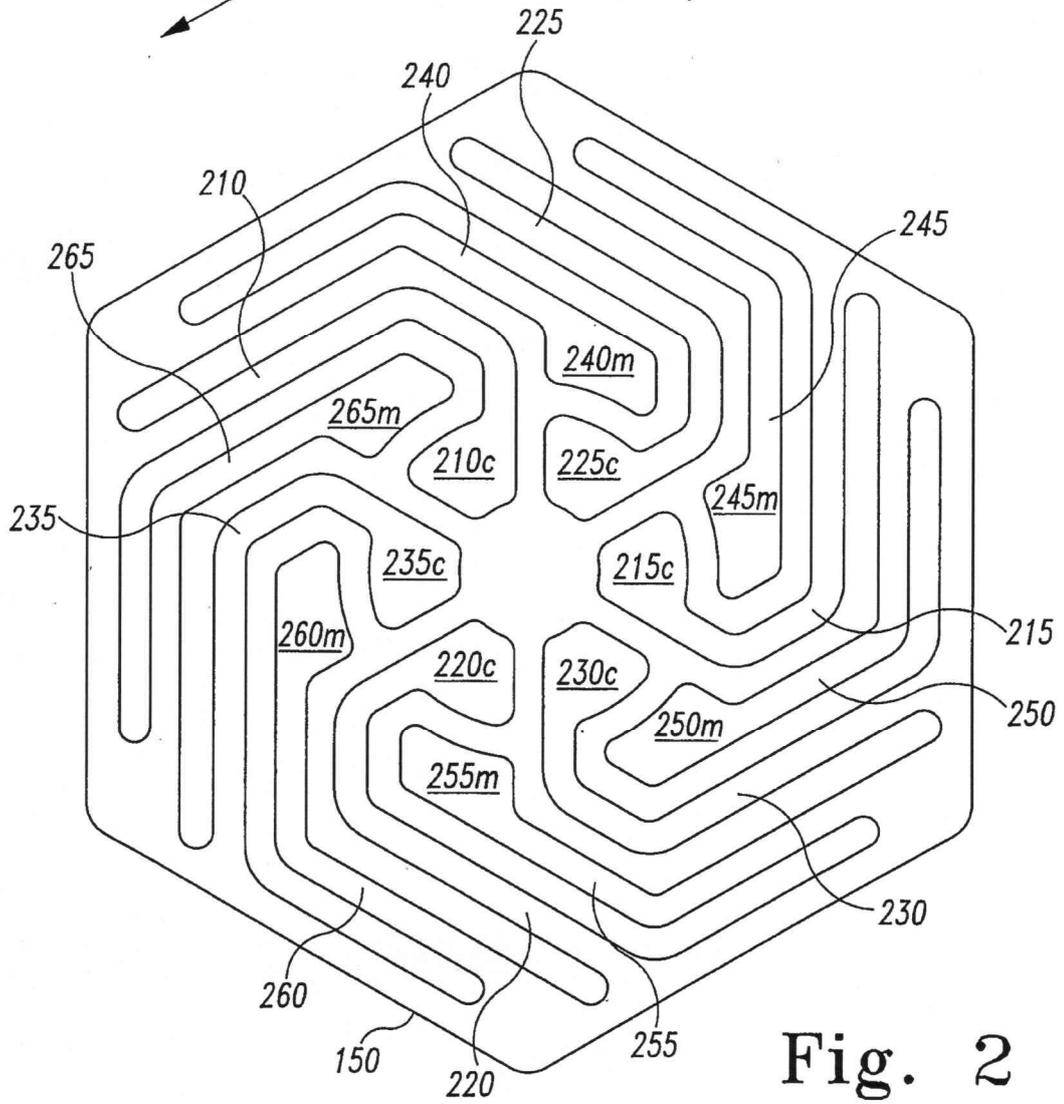
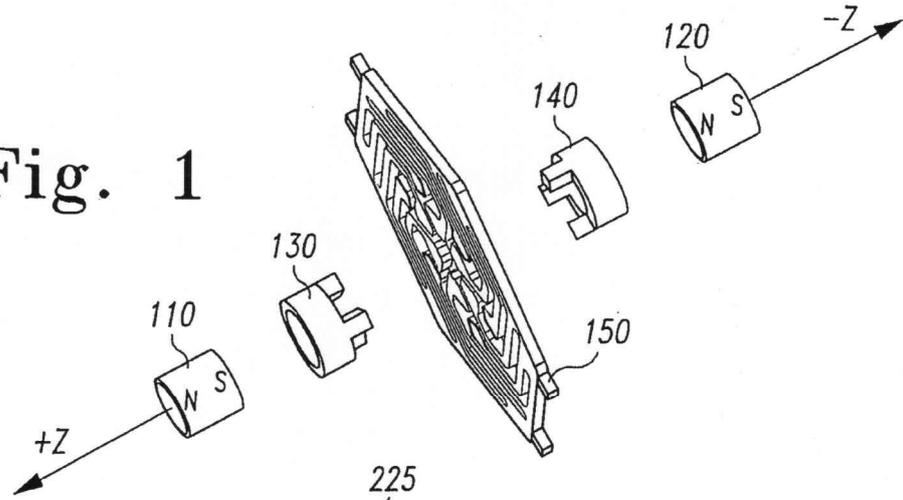


Fig. 2

Fig. 3

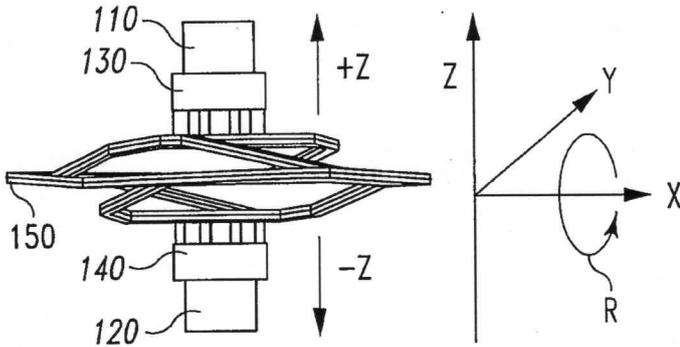
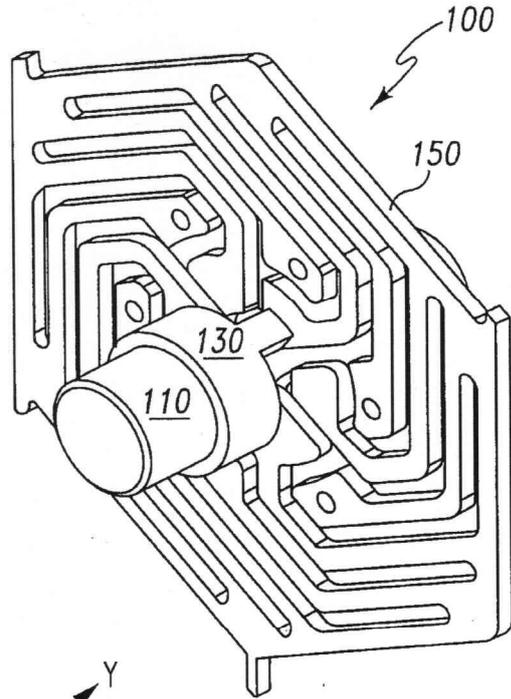


Fig. 4

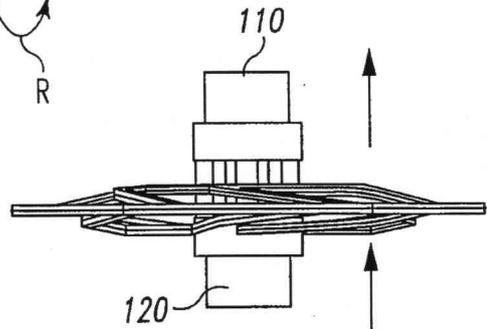


Fig. 6

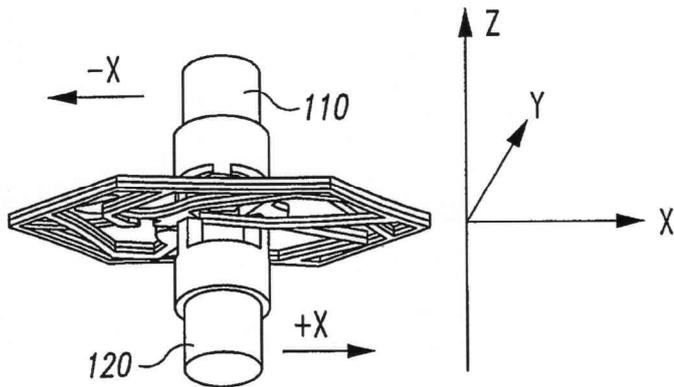
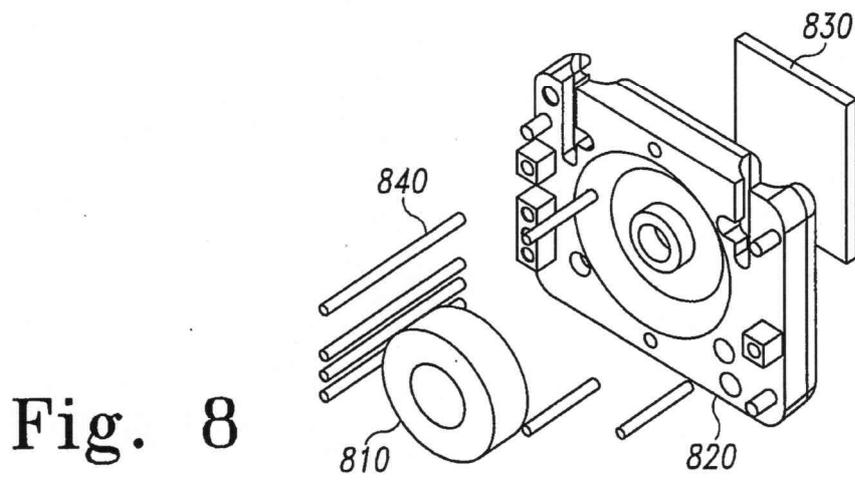
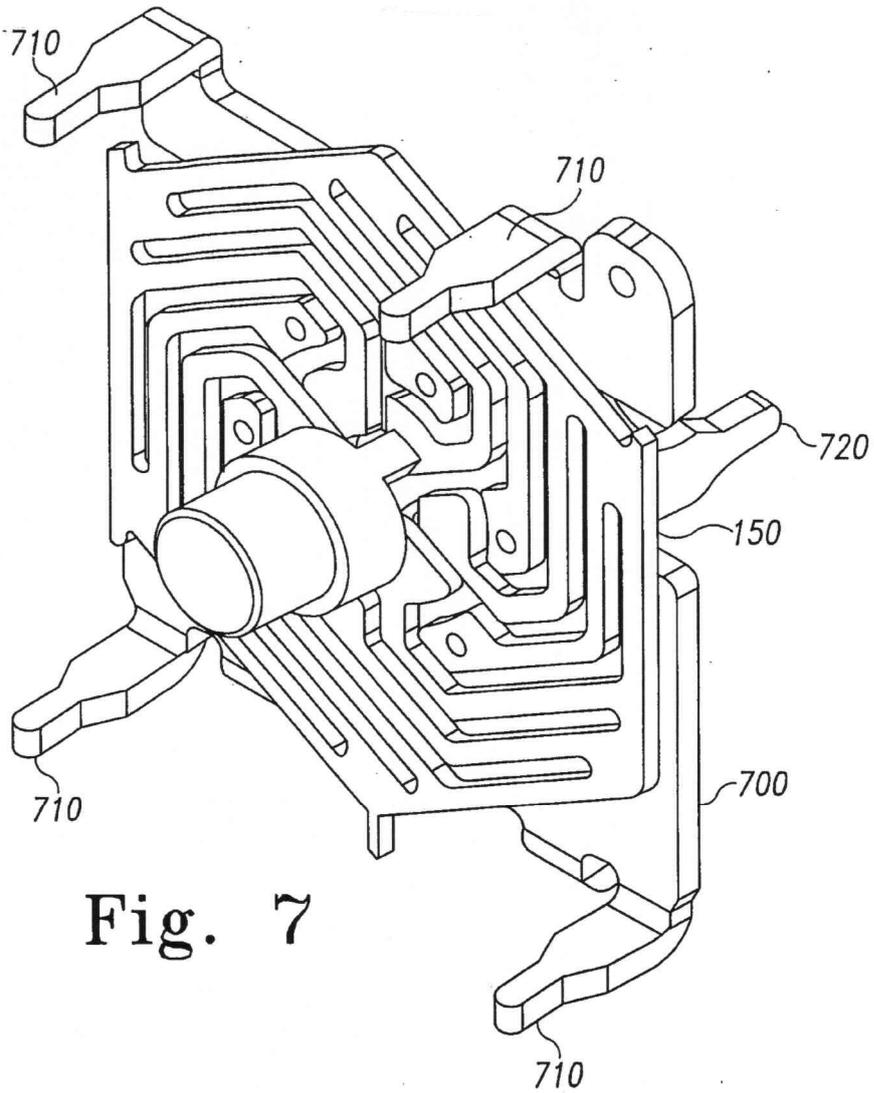


Fig. 5



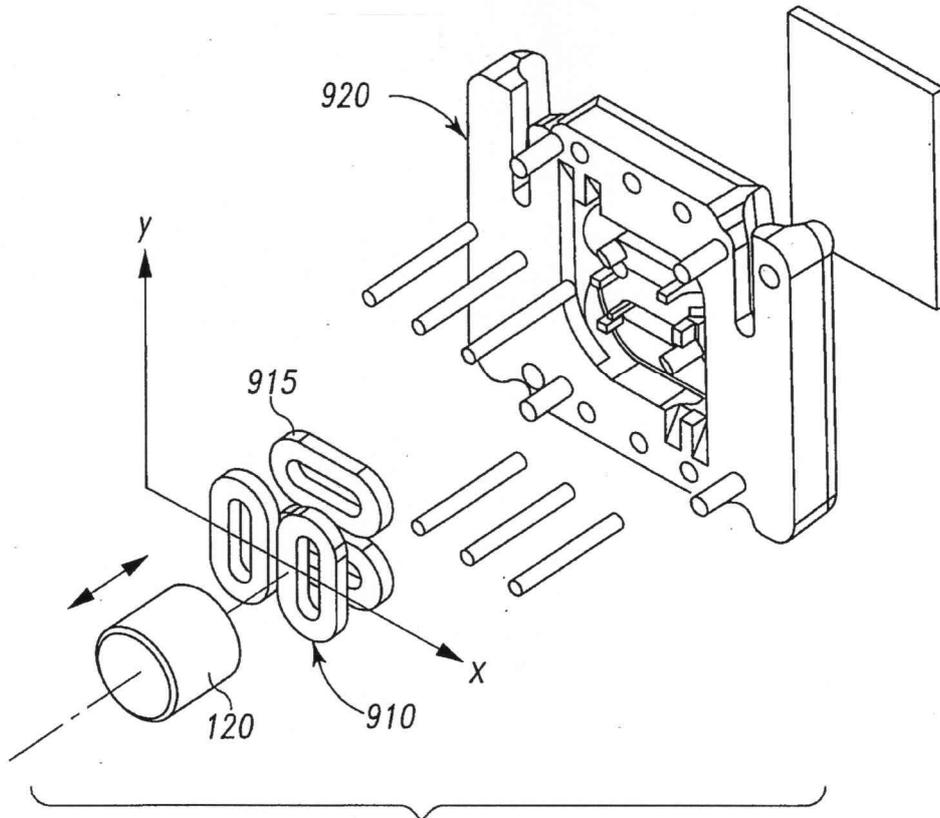


Fig. 9

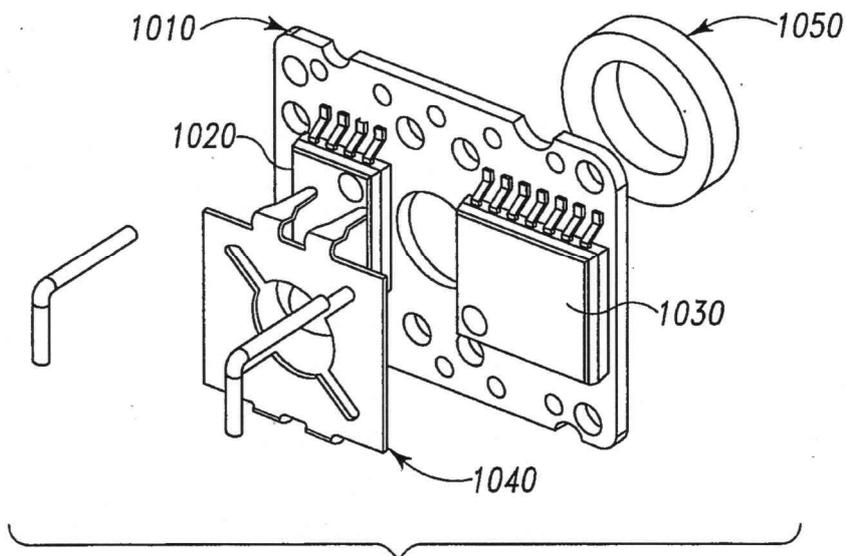


Fig. 10

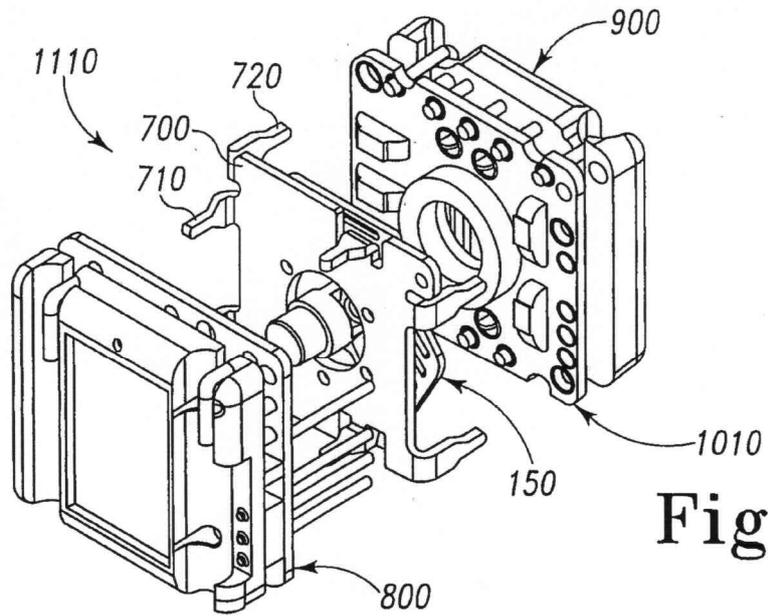


Fig. 11

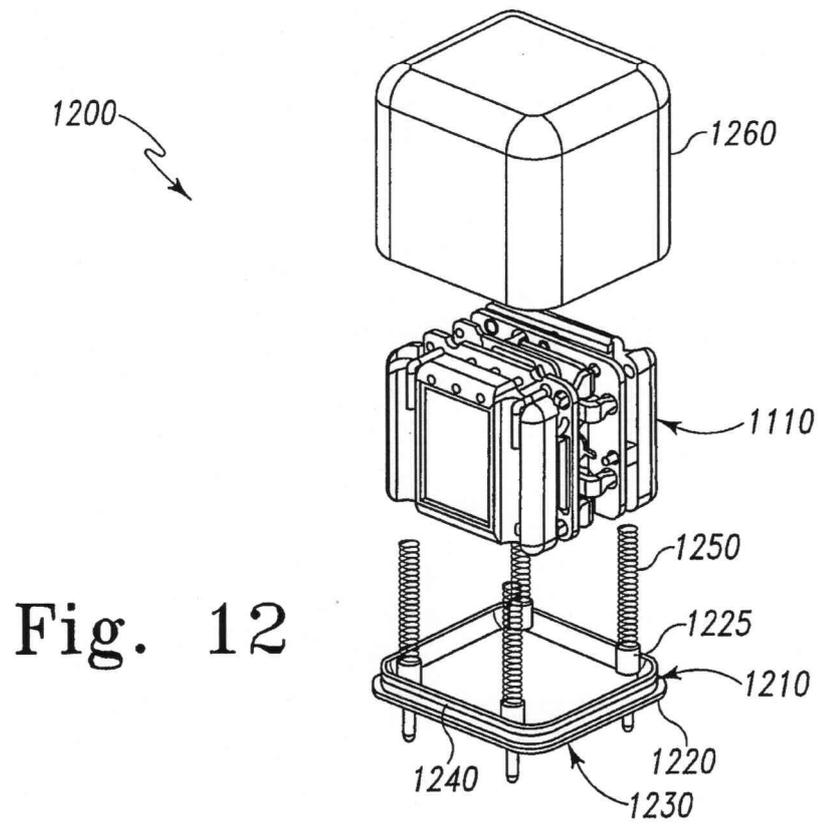


Fig. 12

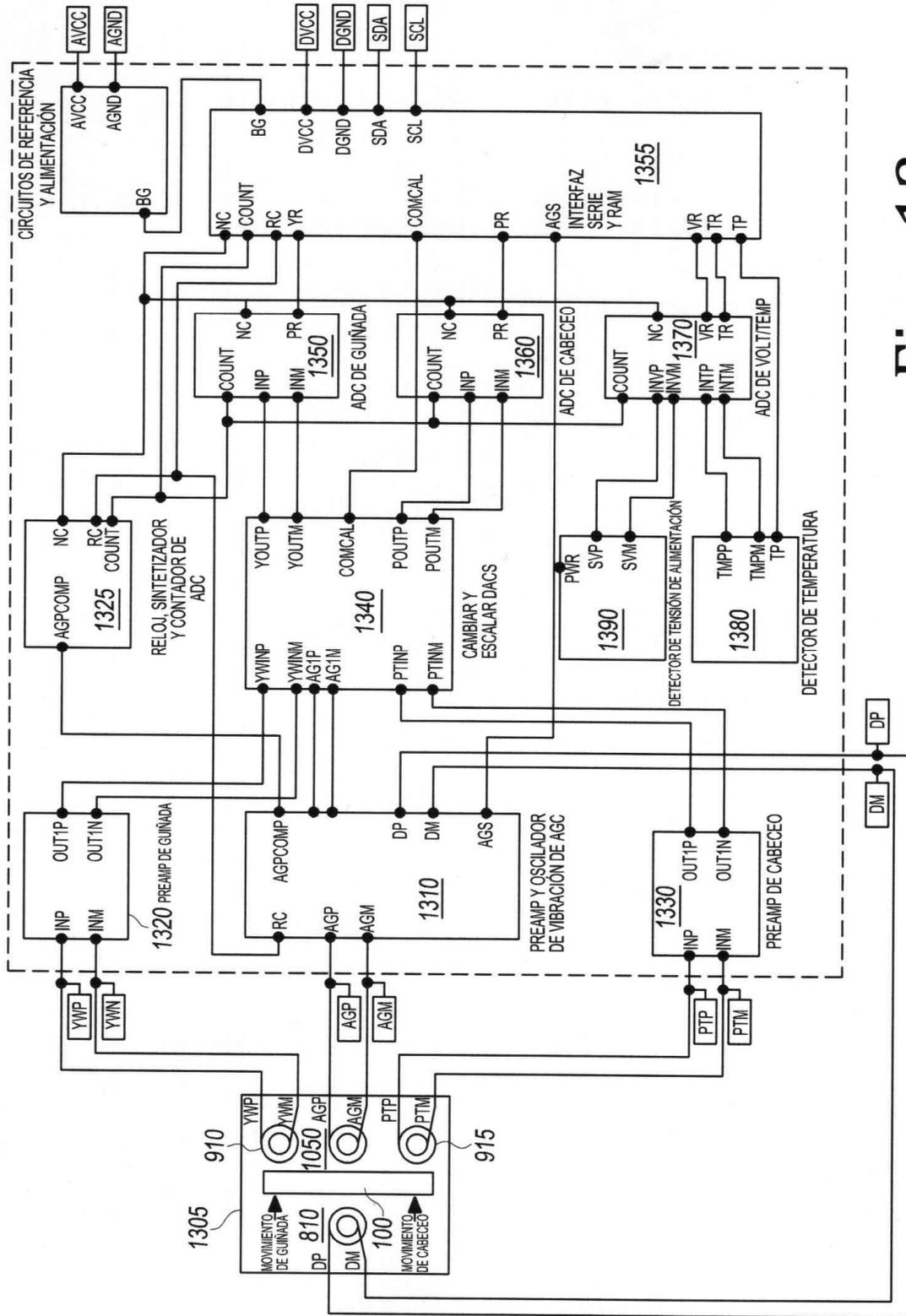


Fig. 13

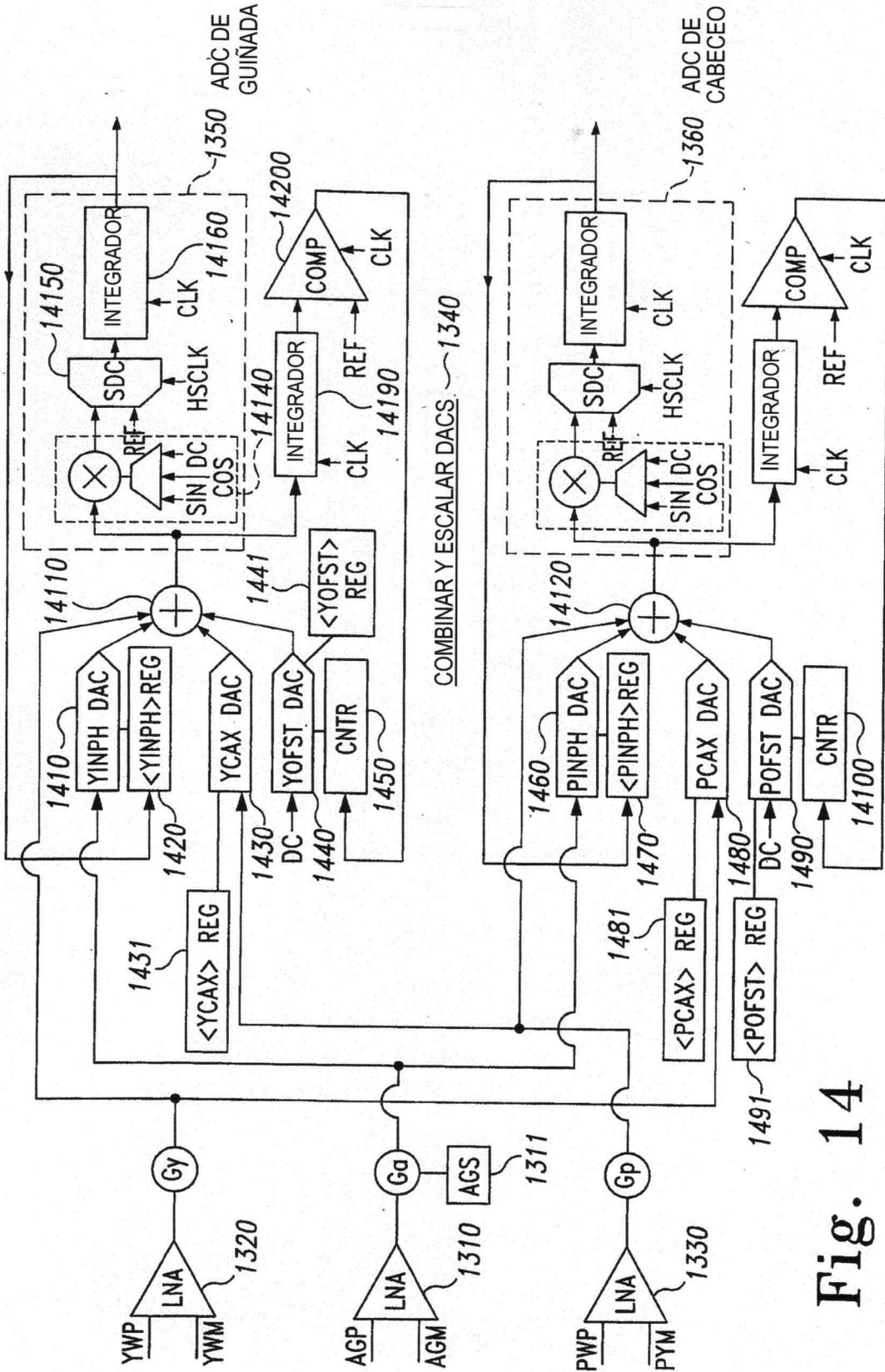


Fig. 14