



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 295 635**

51 Int. Cl.:
G01D 5/20 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Número de solicitud europea: **03756573 .6**

86 Fecha de presentación : **15.10.2003**

87 Número de publicación de la solicitud: **1552250**

87 Fecha de publicación de la solicitud: **13.07.2005**

54 Título: **Aparato y procedimiento de detección.**

30 Prioridad: **16.10.2002 GB 0224100**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
16.04.2008

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
16.04.2008

73 Titular/es: **TT Electronics Technology Limited**
Harston Mill, Harston
Cambridge CB2 5GG, GB

72 Inventor/es: **James, David Alun;**
Kreit, Darran;
Sills, Colin Stuart y
Howard, Mark Anthony

74 Agente: **Carpintero López, Francisco**

ES 2 295 635 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

Aparato y procedimiento de detección.

5 Esta invención se refiere a un aparato de detección y a un procedimiento para detectar valores de un parámetro, especialmente, aunque no exclusivamente, para medir la posición de un elemento.

Esta invención se refiere a un aparato y a un procedimiento de detección que tienen una aplicabilidad particular, aunque no exclusiva, a un sensor de posición para la detección de la posición relativa de dos miembros.

10 Se han utilizado diversas formas de sensor inductivo para generar señales indicativas de la posición de miembros relativamente móviles. Típicamente, un miembro lleva un bobinado de excitación y dos o más bobinados detectores, mientras que el otro miembro lleva un circuito resonante. El acoplamiento magnético entre el circuito resonante y cada uno de los bobinados detectores, varía con la posición de modo que, aplicando una señal oscilante a la frecuencia de resonancia del circuito resonante al bobinado de excitación, se induce una señal en cada uno de los bobinados detectores que oscila a la frecuencia de resonancia, pero cuya amplitud varía en función de la posición relativa de los dos miembros.

20 Otra forma de sensor inductivo ha sido descrita en nuestra solicitud de patente internacional en tramitación núm. PCT GB02/1204, en la que la señal de excitación comprende una señal portadora que está modulada en amplitud por medio de una señal de frecuencia más baja, y la señal inducida en los bobinados detectores se desmodula en una unidad de procesamiento de señal con el fin de determinar la posición del elemento. Un sistema de este tipo tiene la ventaja de que, debido a que la señal portadora tiene una frecuencia relativamente alta, las señales inducidas en los bobinados detectores tienen una amplitud relativamente grande debido a la ley de Faraday, mientras que al mismo tiempo, la señal desmodulada tiene una frecuencia baja, permitiendo con ello que se realice el posterior procesamiento de señal mediante una electrónica relativamente simple y barata. Los bobinados de excitación y detectores pueden estar acoplados por medio de un resonador, típicamente un simple circuito resonante LC pasivo que tenga una frecuencia de resonancia igual a la frecuencia de la señal portadora, lo que tiene como efecto amplificar la señal recibida por el bobinado detector. De forma clara, cuanto mayor es el factor de calidad Q del circuito resonante, mayor es la 30 amplificación de la señal recibida por el bobinado detector.

Sin embargo, este sistema adolece de la desventaja de que el ancho de banda de medición está limitado por la frecuencia de modulación relativamente baja. Es espectro de frecuencia de la señal de excitación modulada consistirá en una componente a la frecuencia de portadora, junto con dos bandas laterales, una a cada lado de la frecuencia de portadora, y que difieren de la frecuencia de portadora en la frecuencia de modulación. Si la frecuencia de modulación de las señales de excitación se incrementa, con el fin de medir el ancho de banda de la medición, las bandas laterales se moverán más hacia fuera de la banda portadora y por fuera de resonancia con el circuito resonante, reduciendo con ello el acoplamiento del bobinado de excitación y del bobinado detector. En consecuencia, existe un compromiso entre la frecuencia de modulación de la señal de excitación y el ancho de banda de medición por una parte, y el factor de calidad del circuito resonante y el acoplamiento entre bobinados por otra parte. Este compromiso puede ser extremadamente problemático en sistemas que incorporan muchos sensores que están controlados por medio de un único conjunto de medios electrónicos que comparten por ello el ancho de banda de medición disponible.

De acuerdo con un aspecto, la presente invención proporciona un sensor para la detección de un parámetro, comprendiendo el sensor:

- (i) un bobinado de excitación que comprende una pluralidad de bobinas que tienen diferentes funciones espaciales;
- 50 (ii) un generador de señal operable para generar señales de excitación, y dispuesto para aplicar las señales de excitación generadas a las bobinas de excitación;
- (iii) una bobina de detección que puede estar acoplada electromagnéticamente con el bobinado de excitación de tal modo que, en respuesta a la señal de excitación que se esté aplicando al bobinado de excitación por medio del generador de señal, se genera en la bobina de detección una señal eléctrica periódica que tiene una fase que es indicativa del valor del parámetro que ha de ser medido por el sensor, y
- 55 (iv) un procesador de señal operable para procesar la señal eléctrica periódica generada en la bobina de detección para determinar un valor representativo del parámetro que va a ser medido;

60 en el que el procesador de señal es operable para generar una segunda señal a una frecuencia que difiere de la frecuencia de la señal de excitación solamente en una pequeña cantidad, y para mezclar la segunda señal con la señal recibida desde la bobina de detección para generar una tercera señal que tiene una componente de frecuencia igual a la diferencia entre la frecuencia de la señal de excitación y la frecuencia de la segunda señal, y para determinar el citado 65 valor a partir de la fase de la tercera señal.

De acuerdo con otro aspecto, la presente invención proporciona un procedimiento de detección de un parámetro, comprendiendo el procedimiento:

aplicar una señal de excitación a una bobinado de excitación, y

procesar una señal generada en un bobinado detector, que está acoplado electromagnéticamente al bobinado de excitación, en respuesta a la aplicación de la señal de excitación al bobinado de excitación para determinar un valor representativo del parámetro que ha de ser medido;

comprendiendo este procesamiento generar una segunda señal a una frecuencia diferente de la frecuencia de la señal de excitación, mezclar la segunda señal con la señal recibida desde el bobinado detector para generar una tercera señal que tiene una componente de baja frecuencia igual a la diferencia entre la frecuencia de la señal de excitación y la frecuencia de la segunda señal, y determinar el citado valor del parámetro a partir de la fase de la tercera señal.

El sensor y el procedimiento conforme a la invención tienen la ventaja de que, debido a que la señal de excitación puede ser una señal no modulada que tenga por tanto una única componente de frecuencia, se puede emplear un resonador que tenga un factor de calidad relativamente alto con el fin de mejorar el acoplamiento electromagnético sin reducción del ancho de banda de medición del parámetro que ha de ser determinado.

Con preferencia, la señal se acopla entre el bobinado de excitación y la bobina de detección por medio de un dispositivo intermedio que modifica el campo magnético generado por el bobinado de excitación. El dispositivo intermedio puede comprender uno cualquiera de un número de dispositivos formados, por ejemplo, a partir de materiales de alta permeabilidad, por ejemplo ferritas, o de materiales eléctricamente conductores. Alternativamente, se pueden emplear dispositivos eléctricos, por ejemplo un dispositivo pasa banda activo o pasivo (el cual va a ser mencionado por motivos de simplicidad en lo que sigue como resonador). El resonador tendrá, con preferencia, una frecuencia resonante sustancialmente igual a la frecuencia de la señal de excitación. De esta manera, los armónicos más altos indeseados son eliminados mediante filtrado de forma efectiva por el acoplamiento electromagnético entre el bobinado de excitación y el resonador. El resonador puede tener un factor de calidad relativamente alto, por ejemplo al menos 5, y especialmente al menos 10, siendo establecido el límite superior del factor de calidad esencialmente por la capacidad para asegurar una frecuencia resonante estable con respecto a las variaciones del entorno, por ejemplo la temperatura y la humedad, y con respecto a las tolerancias de los valores de los parámetros eléctricos de los componentes.

Solamente es necesario que se encuentre presente un único bobinado de excitación y bobinado detector si se va a medir un único parámetro, por ejemplo una posición en una dimensión. Se puede emplear, si se desea, sin embargo, más de un bobinado de excitación y/o detector. Por ejemplo, se pueden emplear dos bobinados de ese tipo si se va a medir la posición de un elemento en dos dimensiones, y tres bobinados si se va a determinar la posición en tres dimensiones. Alternativamente, el número de bobinados utilizados para la medición de la posición en más de una dimensión, se puede reducir si se emplea también la amplitud de la señal.

La, o cada, bobina del bobinado de excitación puede comprender una pluralidad de espiras, por ejemplo dos espiras en caso de una bobina seno de una longitud de onda, dispuestas de modo que la corriente que pasa a través de la bobina circule alrededor de una espira de la bobina en dirección opuesta al flujo de corriente de la otra espira. El bobinado de excitación podrá comprender normalmente una pluralidad de bobinas (normalmente dos) que tengan diferentes funciones espaciales. En una realización, el, o cada, bobinado de excitación comprende un par de bobinas que están dispuestas en cuadratura espacial de modo que la misma corriente que circula por cada bobina, producirá campos magnéticos en relación de cuadratura espacial, lo que se prefiere a efectos de eliminar o reducir el acoplamiento entre bobinas. De ese modo, una bobina del, o de cada, bobinado de excitación, puede estar dispuesta de modo que produzca un campo magnético cuya magnitud varía como el seno de la distancia desde un punto de referencia, mientras que la otra bobina del, o de cada, bobinado de excitación, puede estar dispuesta de modo que produzca un campo magnético cuya magnitud varía según el coseno de la distancia desde el punto de referencia.

La señal de excitación puede comprender un par de señales oscilantes que están en cuadratura temporal, cada una de las cuales se aplica a una de las bobinas. Puesto que las señales están en cuadratura temporal, y las dos bobinas están en cuadratura espacial, las dos señales forman un campo magnético compuesto que rota, tanto en el tiempo como con respecto a la posición a lo largo de las espiras. El resonador inducirá una señal en el bobinado detector cuya fase varía con la posición del resonador a lo largo del bobinado de excitación.

La señal inducida en el bobinado detector puede ser mezclada con una segunda señal a una frecuencia diferente a la de la señal aplicada al bobinado de excitación, que con preferencia difiere de la señal de excitación solamente en una pequeña cantidad, por ejemplo no más del 30%, y especialmente no más del 10% de la frecuencia de la señal de excitación, con el fin de formar una tercera señal que tenga componentes de frecuencia iguales a la suma y a la diferencia de las frecuencias de la señal de excitación y de la segunda señal. La señal resultante, que contiene los "pulsos", puede ser filtrada para eliminar las componentes de frecuencias altas, y para dejar solamente la componente de baja frecuencia, que por ejemplo tenga una frecuencia de al menos 100 Hz, y que especialmente esté comprendida en la gama de 100 Hz a 100 kHz, y cuyo desplazamiento de fase es proporcional a la posición del resonador. Esta señal puede hacerse pasar hasta un comparador con el fin de generar una señal de onda cuadrada, y se puedan determinar los puntos de cruce. El procesador de señal puede generar una señal de referencia a la misma frecuencia que la frecuencia de pulso de la señal detectada, con el fin de proporcionar una referencia de fase fija, y la diferencia de fase entre la señal detectada y la señal de referencia proporcionará una indicación de la posición del resonador.

ES 2 295 635 T3

Si se desea, es posible generar una señal de excitación periódicamente que tenga una frecuencia diferente de la frecuencia resonante del resonador. Esto permitirá que se pueda determinar el ruido de fondo recogido por la bobina detectora, y que pueda ser tenido en cuenta.

Los términos “seno” y “coseno” según se utilizan aquí, no se pretende que sean interpretados como funciones estrictamente trigonométricas, sino que está previsto que incluyan todas las funciones complementarias que estén en relación de cuadratura cada una con la otra. Por ejemplo, las formas de onda empleadas con las bobinas de excitación, pueden consistir en señales digitales, por ejemplo señales de onda cuadrada, que son producidas directamente a partir de un generador de señal digital (tras amplificación cuando sea necesario).

Una forma de sensor de posición de acuerdo con la presente invención, va a ser descrita ahora a título de ejemplo con referencia a los dibujos que se acompañan, en los que:

La Figura 1 muestra esquemáticamente una vista en perspectiva de un sensor de posición;

la Figura 2 muestra esquemáticamente los componentes principales del sensor de posición ilustrado en la Figura 1;

la Figura 3A muestra el gráfico de una bobina seno que forma parte del sensor de posición ilustrado en la Figura 1;

la Figura 3B muestra el gráfico de una bobina coseno que forma parte del sensor de posición mostrado en la Figura 1;

la Figura 3C muestra el gráfico de una bobina de detección que forma parte del sensor de posición ilustrado en la Figura 1;

la Figura 4 muestra un elemento sensor que forma parte del sensor de posición ilustrado en la Figura 1;

la Figura 5A muestra esquemáticamente cómo varía la fase de una señal inducida en un circuito resonante que forma parte del elemento sensor mostrado en la Figura 4, con la frecuencia de una señal excitadora;

la Figura 5B muestra esquemáticamente cómo varía la amplitud de una señal inducida en el circuito resonante que forma parte del elemento sensor ilustrado en la Figura 4, con la frecuencia de la señal excitadora;

la Figura 5C es una representación esquemática, a la misma escala que la Figura 5B, de las bandas de frecuencia de una señal portadora modulada en amplitud, que puede ser empleada en la solicitud núm. PCT GB02/1204;

la Figura 6 muestra una señal no modulada y una señal detectada generada por un sensor conforme a la invención;

la Figura 7 muestra parte una señal que es detectada por la bobina detectora del sensor conforme a la invención, después de su mezcla con una segunda frecuencia;

la Figura 8 muestra parte de la señal mostrada en la Figura 7 después del filtrado, junto con una señal de referencia;

la Figura 9 es un diagrama de bloques esquemático que muestra los elementos principales del sensor conforme a la presente invención;

la Figura 10 es un diagrama que muestra parte del circuito de la Figura 9 con mayor detalle;

las Figuras 11A-D son diagramas de tiempo que muestran varias señales dentro de la circuitería de procesamiento de la Figura 9;

la Figura 12 es un diagrama de flujo que muestra las operaciones realizadas para calcular la posición del elemento sensor del sensor de posición ilustrado en la Figura 1;

la Figura 13 es un diagrama de flujo que muestra con mayor detalle las operaciones realizadas para calcular la posición del elemento sensor del sensor de posición ilustrado en la Figura 1, y

la Figura 14 es un diagrama de flujo que muestra con mayor detalle las operaciones realizadas para calcular un ángulo inverso utilizado para calcular la posición del elemento sensor del sensor de posición ilustrado en la Figura 1.

La Figura 1 muestra esquemáticamente un sensor de posición para detectar la posición de un elemento 1 sensor que está montado deslizantemente en un soporte 3 para permitir un movimiento lineal a lo largo de una dirección de medición (la dirección X en la Figura 1). Una placa 5 de circuito impreso (PCB) se extiende a lo largo de la dirección de medición adyacente al soporte 3, y tiene impresas sobre la misma pistas conductoras que forman una bobina 7 seno, una bobina 9 coseno, y una bobina 11 de detección, cada una de las cuales se ha conectado a una unidad 13 de control. También se ha conectado un visualizador 15 a la unidad 13 de control para presentar un número representativo de la posición del elemento 1 sensor a lo largo del soporte 3.

ES 2 295 635 T3

Según se muestra en la Figura 1, la PCB 5 tiene forma rectangular en general, con el eje longitudinal alineado con la dirección de medición, y con el eje de anchura alineado perpendicular con la dirección de medición. La bobina 7 seno, la bobina 9 coseno y la bobina 11 de detección, están conectadas a la unidad de control a través de un borde longitudinal de la PCB 5, que corresponde al valor posicional de x igual a cero, incrementándose el valor posicional a lo largo de la longitud de la PCB 5 desde el borde longitudinal correspondiente a x igual a cero.

Una visión general de la actuación del sensor de posición ilustrado en la Figura 1, va a ser proporcionada ahora con referencia a la Figura 2. La unidad 13 de control incluye un generador 21 de señal de cuadratura que genera una señal $I(t)$ en fase, y una señal $Q(t)$ de cuadratura, en salidas respectivas diferentes. La señal $I(t)$ en fase es una señal oscilante que tiene una frecuencia f_0 , que en esta realización es de 1 MHz.

De manera similar, la señal $Q(t)$ de cuadratura es una señal oscilante que tiene frecuencia f_0 , estando la segunda señal desfasada en $\pi/2$ radianes (90°) con respecto a la primera señal.

La señal $I(t)$ en fase, se aplica a la bobina 7 seno, y la señal $Q(t)$ de cuadratura se aplica a la bobina 9 coseno.

La bobina 7 seno se forma según un patrón que provoca que la corriente que circula a través de la bobina 7 seno produzca un primer campo B_1 magnético cuya primera componente de intensidad tomada perpendicular a la PCB 5, varía sinusoidalmente a lo largo de la dirección de medición de acuerdo con la siguiente función:

$$B_1 = B \sin(2\pi x/L) \quad (1)$$

donde L es el período de la bobina seno en la dirección x .

De manera similar, la bobina 9 coseno ha sido formada a partir de un patrón que provoca que la corriente que circula a través de la bobina 9 coseno produzca un segundo campo B_2 magnético cuya componente de intensidad de campo tomada perpendicular a la PCB 5, varía sinusoidalmente a lo largo de la dirección de medición, pero con una diferencia de fase de $\pi/2$ radianes (90°) respecto a la fase del primer campo B_1 magnético, dando:

$$B_2 = B \cos(2\pi x/L) \quad (2)$$

De esta forma, el campo B_T magnético total generado en cualquier posición a lo largo de la dirección de medición, estará formado por una primera componente a partir del primer campo B_1 magnético y por una segunda componente a partir del segundo campo B_2 magnético, con las magnitudes de la primera y la segunda componentes, tomadas perpendiculares a la PCB 5, variando a lo largo de la dirección de medición.

Si se aplica una señal $I(t)$ oscilante en fase a la bobina 7 seno, a la frecuencia angular $\omega_0 (=2\pi f_0)$, y una señal $Q(t)$ oscilante, a la misma frecuencia y en relación de cuadratura, se aplica a la bobina 9 coseno, la componente del campo compuesto resultante tomada perpendicular a la PCB 5 producida por el bobinado de excitación, tendrá entonces una magnitud de forma:

$$\begin{aligned} \sin(\omega_0 t) \sin(2\pi x/L) + \cos(\omega_0 t) \cos(2\pi x/L) = \\ \cos(\omega_0 t - 2\pi x/L) \end{aligned} \quad (3)$$

La señal compuesta producirá, en efecto, un campo magnético cuya dirección parece rotar tanto con respecto al tiempo como con respecto a la posición a lo largo del bobinado de excitación.

En esta realización, el elemento 1 sensor incluye un circuito resonante que tiene una frecuencia resonante igual a la frecuencia f_0 . La componente B_T de campo magnético total induce por lo tanto una señal eléctrica en el circuito resonante que oscila a la frecuencia f_0 de portadora, con una fase que depende de la posición del elemento 1 sensor a lo largo de la dirección de medición. La señal eléctrica inducida en el circuito resonante genera a su vez un campo magnético que induce una señal $S(t)$ eléctrica direccionada en la bobina 11 de dirección.

Los componentes separados del sensor de posición mostrado en la Figura 1 van a ser discutidos ahora con mayor detalle.

Según se muestra en la Figura 3A, la bobina 7 seno está formada por una pista conductora que se extiende en general alrededor de la periferia de la PCB 5 separada de un punto de cruce a medio camino a lo largo de la PCB 5 en la dirección de medición, en el que la pista conductora de cada borde en anchura de la PCB se cruza con la correspondiente al borde en anchura opuesto de la PCB 5. De este modo, se forma de manera efectiva una primera espira 21a de corriente y una segunda espira 21b de corriente. Cuando se aplica una señal a la bobina 7 seno, fluye corriente por la primera espira 21a de corriente y por la segunda espira 21b de corriente en direcciones opuestas, y por lo tanto la corriente que circula por la primera espira 21a de corriente genera un campo magnético que tiene polaridad opuesta al campo magnético generado por la corriente que circula por la segunda espira 21b de corriente. Esto da

como resultado la variación sinusoidal de la intensidad de campo de la componente del primer campo B_1 magnético tomada perpendicular a la PCB 5, dada por la ecuación 1 anterior.

En particular, el trazado de la bobina 7 seno es tal que la intensidad de campo de la componente del primer campo B_1 magnético tomada perpendicular a la PCB 5, generada por la corriente que circula a través de la bobina 7 seno, varía a lo largo de la dirección de medición desde aproximadamente cero en el punto en que x es igual a 0, hasta un valor máximo donde x es igual a $L/4$ (la posición A que se muestra en la Figura 3A), cayendo después a cero en x igual a $L/2$ (la posición C que se muestra en la Figura 3A), volviendo después a un valor máximo (que tiene polaridad opuesta al valor máximo de la posición A) donde x es igual a $3L/4$, y volviendo de nuevo a 0 donde x es igual a L . De ese modo, la bobina 7 seno genera una componente de campo magnético perpendicular a la placa PCB 5, que varía de acuerdo con un período de la función seno.

Según se muestra 3B, la bobina 9 coseno está formada por una pista conductora que se extiende generalmente alrededor de la periferia de la PCB 5 separada de dos puntos de cruce, situados a un cuarto y a tres cuartos del recorrido a lo largo de la PCB 5 en la dirección de medición, respectivamente. De esta manera, se forman tres espiras 23a, 23b y 23c, de las que las espiras exteriores 23a y 23c son de la mitad de tamaño que la espira 23b interior. Cuando se aplica una señal a la bobina 9 coseno, fluye corriente en una dirección por las espiras 23a y 23c exteriores, y en dirección opuesta por la espira 23b interior. De esta manera, el campo magnético generado por la corriente que circula por la espira 23b interior tiene una polaridad opuesta al campo magnético generado por la corriente que circula por las espiras 23a y 23c exteriores. Esto da como resultado la variación co-sinusoidal de la intensidad de campo de la componente del segundo campo B_2 magnético tomada perpendicular a la PCB 5 dada por la ecuación 2 anterior.

En particular, el trazado de la bobina 9 coseno es tal que la intensidad de campo de la componente del segundo campo B_2 magnético tomada perpendicular a la PCB 5, que ha sido generada por la corriente que circula a través de la bobina 9 coseno, varía a lo largo de la dirección de medición desde un valor máximo en x igual a 0, hasta cero en x igual a $L/4$ (la posición A según se muestra en la Figura 3B), a continuación vuelve a un valor máximo (que tiene polaridad opuesta al valor máximo cuando x es igual a cero) en x igual a $L/2$ (la posición C que se muestra en la Figura 3B), y después vuelve a cero en x igual a $3L/4$, y a continuación vuelve a un valor máximo (que tiene la misma polaridad que el valor máximo cuando x es igual a 0) en x igual a L . De ese modo, la bobina 7 coseno genera una componente de campo magnético perpendicular a la PCB 5 que varía de acuerdo con un período de la función coseno.

Según se muestra en la Figura 3, la bobina 11 de detección está formada por una pista conductora que se extiende generalmente en torno a la periferia de la PCB 5 formando una única espira.

El trazado de la bobina 7 seno es tal que la corriente eléctrica inducida en la bobina 11 de detección por medio de la corriente que circula por la primera espira 21a de corriente, es anulada sustancialmente por la corriente eléctrica inducida en la bobina 11 de detección por medio de la corriente que circula por la segunda espira 21b de corriente. De manera similar, para la bobina 9 coseno, la corriente inducida en la bobina 11 de detección por las espiras 23a y 23c, es anulada por la corriente inducida en la bobina 11 de detección por la bobina 23b interior. Utilizar tales bobinas equilibradas tiene la ventaja adicional de que las emisiones electromagnéticas desde la bobina 7 seno y desde la bobina 9 coseno disminuyen con la distancia a una velocidad más rápida que para un único bobinado planar. Esto permite que se utilicen señales excitadoras más grandes mientras se satisfacen también los requisitos relativos a las emisiones electromagnéticas. Esto resulta particularmente importante debido a que los requisitos reguladores de las emisiones electromagnéticas se están volviendo cada vez más estrictos.

La Figura 4 muestra el elemento 1 sensor con mayor detalle. Según se muestra, el elemento 1 sensor incluye en esta realización una bobina 31 cuyos extremos están conectados entre sí a través de un condensador 33. Puesto que la bobina 31 tiene una inductancia asociada, la bobina 31 y el condensador 33 forman en conjunto un circuito resonante. En esta realización, el circuito resonante tiene una frecuencia f_{res} resonante nominal de 1MHz (que es igual a la frecuencia f_0 portadora) aunque la frecuencia resonante real variará de acuerdo con factores medioambientales tales como la temperatura y la humedad.

Según se ha descrito en lo que antecede, cuando se aplica una señal excitadora a una o ambas bobina 7 seno y bobina 9 coseno, se induce una señal oscilante a la misma frecuencia en el circuito resonante del elemento 1 sensor. Sin embargo, se produce un retardo de fase entre la señal excitadora y la señal inducida, siendo la cantidad de retardo de fase dependiente de la relación entre la frecuencia de la señal excitadora y la frecuencia resonante del circuito resonante. Según se muestra en la Figura 5A, el retardo de fase varía más rápidamente alrededor de la frecuencia resonante del circuito resonante, siendo el retardo de fase a la frecuencia resonante de $\pi/2$ radianes (90°). Cuanto mayor es el factor de calidad del circuito resonante, más rápidamente varía la fase en torno a la frecuencia resonante. Sin embargo, según se muestra en la Figura 5B, cuanto mayor es el factor de calidad del circuito resonante, más estrecha es la banda de frecuencia a la que el resonador amplificará la señal.

Según se ha descrito anteriormente, suponiendo que no se introduce ningún retardo de fase mediante el circuito resonante, para cada posición x en la dirección de medición se introduce un desplazamiento de fase $\phi(x)$ relacionado con la posición cuando se aplican la señal $I(t)$ en fase y la señal $Q(t)$ de cuadratura, y se introduce un desplazamiento de fase $-\phi(x)$ relacionado con la posición cuando se aplican la señal $-I(t)$ anti-fase y la señal $Q(t)$ de cuadratura. En la práctica, el circuito resonante introduce un desplazamiento de fase ϕ_{RC} , pero el desplazamiento de fase ϕ_{RC} es generalmente el mismo tanto si se aplica la señal $I(t)$ en fase como si se aplica la señal $-I(t)$ anti-fase a la bobina 7

seno. Esto se aplica también a otros desplazamientos de fase introducidos por la electrónica de procesamiento. Por lo tanto, en esta realización, el desplazamiento de fase medido cuando se aplica la señal $-I(t)$ anti-fase se resta del desplazamiento de fase medido cuando se aplica la señal $I(t)$ en fase, lo que da como resultado que el desplazamiento de fase ϕ_{RC} introducido por el circuito resonante sea anulado para dar una fase resultante que es igual a dos veces el desplazamiento de fase $\phi(x)$ dependiente de la posición.

Según se muestra en la figura 5C, el espectro de frecuencia de una señal de excitación modulada en amplitud según se emplea en la solicitud de patente internacional en tramitación núm. PCT GB02/01204, comprende un pico 34 a la frecuencia de portadora de la señal de excitación, y una banda lateral 36 a cada lado del pico 34 de frecuencia de portadora, separadas de ésta por un valor igual a la frecuencia de la señal moduladora. Las bandas laterales 36 son las que contienen la información relacionada con la posición del resonador. Si la frecuencia de modulación de la señal de excitación se incrementa con el fin de mejorar el ancho de banda de medición de la medición, la posición de las bandas laterales 36 se moverá hacia fuera de la banda 34 de portadora como se muestra mediante flechas, con el resultado de que las bandas laterales ya no se situarán más en la pasa banda de un resonador de alto Q. En consecuencia, con una señal de excitación modulada en amplitud, siempre es necesario hallar un compromiso entre el factor de calidad del resonador y la frecuencia de modulación de la señal de excitación.

El principio de operación de un sensor de posición inductivo que supere los inconvenientes del sensor que se ha comentado en lo que antecede, va a ser descrito ahora con referencia a las Figuras 6 a 10.

La Figura 6 muestra una señal 200 no modulada a una frecuencia de 1 MHz, que es suficientemente alta como para generar una respuesta relativamente grande del resonador. La Figura muestra también una señal 201 que es detectada por la bobina 11 de detección, y que tiene un retardo de fase pequeño con respecto a la señal original, en este caso de $0,1 \mu s$. A una frecuencia de 1 MHz el retardo de fase será siempre de $1 \mu s$ o menor, con el resultado de que, con el fin de determinar la posición del resonador de forma precisa, es necesario tomar el retardo de fase en un valor de 1 a 10 ns, lo que resulta relativamente difícil. Si, no obstante, la señal detectada se mezcla con una segunda señal de frecuencia ligeramente más baja o más alta, se genera una señal como se muestra en la Figura 7, que contiene una señal a una frecuencia más alta que la señal original, junto con la señal original de 1 MHz junto con una señal de frecuencia más baja que tiene "pulsos" a una frecuencia igual a la diferencia de frecuencia entre la señal detectada y la segunda señal. Esta señal puede ser filtrada para eliminar la señal de alta frecuencia y otras señales, y dejar la señal 120 sinusoidal pulsante como se muestra en la Figura 8. La señal 120 tiene un retardo de fase que está relacionado con la posición del resonador, de modo que puede ser comparado con una señal 122 de referencia de la misma frecuencia, para determinar la posición del resonador. Se puede ver, a partir de la Figura 8, que el retardo de fase de la señal pulsante resultante corresponde a tiempos mucho más largos, lo que da como resultado que se pueda emplear circuitería relativamente barata.

La Figura 9 muestra esquemáticamente un sensor de posición que comprende un microprocesador 41, un generador 42 de señal de excitación, para generar señales que son enviadas a través de excitadores 40 analógicos a la bobina 7 seno y a la bobina 9 coseno, y un procesador 44 de señal para las señales recibidas por la bobina 11 de detección.

El microprocesador 41 incluye un primer oscilador 112 de onda cuadrada, que genera una señal de onda cuadrada al doble de la frecuencia f_0 (es decir, a 2 MHz). Esta señal de onda cuadrada se dispone a la salida del microprocesador 41 para una unidad 63 divisora de cuadratura que divide por 2 la señal de onda cuadrada, y forma una señal $+I$ digital en fase a la frecuencia f_0 , una señal $-I$ digital anti-fase de la misma frecuencia, y una señal $+Q$ digital de cuadratura, también de la misma frecuencia.

La señal de cuadratura a la frecuencia f_0 se envía a continuación a un circuito 83 analógico excitador de bobina, donde se amplifica, y la señal amplificada se presenta a la salida para la bobina 9 coseno. De forma similar, la señal en fase o anti-fase $+I$ o $-I$, es enviada al circuito 85 analógico excitador de bobina donde es amplificada y presentada a la salida para la bobina 7 seno.

La generación digital de las señales excitadoras aplicadas a la bobina 7 seno y a la bobina 9 coseno, introduce ruido de armónicos de alta frecuencia. Sin embargo, los excitadores 83, 85 de bobina eliminan algo de este ruido de armónicos de alta frecuencia, como lo hacen las características de respuesta de frecuencia de las bobinas 7, 9 coseno y seno. Además, el circuito resonante del interior del elemento 1 sensor, no responderá a señales que estén muy por encima de la frecuencia de resonancia, y por lo tanto, el circuito resonante eliminará también por filtrado una parte del ruido de armónicos de alta frecuencia indeseados.

Según se ha discutido en lo que antecede, las señales aplicadas a la bobina 7 seno y a la bobina 9 coseno, inducen una señal eléctrica en el circuito resonante del elemento 1 sensor que induce a su vez la señal $S(t)$ detectada en la bobina 11 de detección, la cual será de la forma:

$$\cos(\omega_0 t - 2\pi x/L) \quad (3)$$

La señal $S(t)$ detectada se hace pasar a través de un amplificador 99 de filtro pasa alto, que amplifica la señal recibida y también elimina el ruido de baja frecuencia (es decir, de 50 Hz de la alimentación de electricidad desde la red), y cualquier desviación de DC. La señal amplificada se introduce a continuación en un mezclador 95, donde la señal

ES 2 295 635 T3

amplificada se mezcla con una señal de una segunda frecuencia f_1 . La segunda señal de frecuencia f_1 puede ser una señal sinusoidal o una señal digital que tenga características sinusoidales, y puede ser generada por una componente digital asociada al divisor 63 de cuadratura, o puede ser generada indirectamente desde un oscilador 112 de onda cuadrada. Lo importante es que la segunda señal f_1 tenga una frecuencia fundamental algo más alta o más baja que la de las señales originales de frecuencia f_0 , de modo que la señal mezclada incluya componentes a frecuencias $f_0 + f_1$ y $f_0 - f_1$. Esta señal comprende una señal sinusoidal de frecuencia f_0 superpuesta sobre una señal sinusoidal de baja frecuencia, de frecuencia $f_0 - f_1$. La forma general de la señal puede ser representada como:

$$\cos((\omega_0 + \omega_1)t - 2\pi x/L) + \cos(\omega_0 - \omega_1)t - 2\pi x/L)$$

Esta señal es enviada a continuación a un filtro 97 amplificador pasa bajo, para eliminar mediante filtrado las componentes de alta frecuencia, es decir, aquellas componentes de frecuencia $f_0 + f_1$, y para dejar la señal como se muestra en la Figura 8.

La segunda señal f_1 tendrá típicamente una frecuencia que difiere de f_0 no más del 25% de la frecuencia f_0 original, y especialmente no más del 10% de la frecuencia original, de modo que las componentes de la señal resultante tengan una frecuencia $f_0 - f_1$ que sea una frecuencia mucho más baja que la de cualesquiera otras componentes de la señal, y las componentes de frecuencia más alta puedan ser fácilmente eliminadas por medio de un filtro analógico. La señal filtrada puede ser introducida a continuación en un amplificador 99 de filtro pasa banda que tenga una banda de paso centrada en $f_0 - f_1$, después de lo cual se forma una tercera señal 120 sinusoidal en general como se muestra en la Figura 8. Según se muestra, la señal resultante, que ha sido formada mediante mezcla de la señal detectada con una segunda señal que tiene una frecuencia del 95% de la frecuencia de la señal original, tiene una frecuencia de alrededor de 50 kHz, correspondiente a un período de 20 microsegundos, y por lo tanto es relativamente fácil de procesar utilizando una circuitería simple y barata. La Figura 8 muestra también una señal 122 de referencia correspondiente, de la misma frecuencia, que no ha sido sometida a ningún desplazamiento de fase.

La señal 120 resultante puede ser representada esquemáticamente como:

$$\cos[(\omega_0 - \omega_1)t - 2\pi x/L]$$

y, de ese modo, tiene un ángulo de fase que es proporcional a la distancia x del resonador a lo largo del bobinado de excitación. La señal se introduce a continuación en un comparador 101 que la convierte en una señal 124 de onda cuadrada como se muestra en la Figura 9, cuyos flancos de subida y bajada corresponden con puntos de cruce por cero de la señal 120 sinusoidal de la Figura 8. La señal 115 de onda cuadrada resultante, según se muestra en la Figura 11D, se introduce en un temporizador 104 junto con otra señal V_{ref} de onda cuadrada generada ya sea por el generador de señal digital o ya sea directamente por el microprocesador 41. La señal V_{ref} tiene la misma frecuencia que la señal 115 de onda cuadrada, y tiene una fase cero arbitraria respecto a la que se compara la fase de la señal detectada.

La salida del temporizador 104 ha sido observada y almacenada por una unidad 108 de procesamiento, a continuación de lo cual, la posición del resonador, que está relacionada con el valor generado por el temporizador 104, es mostrada por medio del controlador 110 de visualización.

La Figura 10 muestra los componentes de procesamiento de la señal analógica con mayor detalle. Según se muestra, un extremo de la bobina 11 de detección se ha conectado entre dos resistores R1 y R2 que están conectados en serie entre la tensión de alimentación y la “verdadera” tierra para establecer un nivel V_{AG} de tensión de servicio de tierra. En particular, en esta realización, la tensión de alimentación es de 5 V, y la resistencia del resistor R1 es igual a la resistencia del resistor R2 para proporcionar un nivel de tensión de servicio de tierra de 2,5 V. Las entradas +I y -I para las mezclas, se generan mediante los generadores de señal a la frecuencia f_1 .

La Figura 11A muestra la señal V_{ref} de sincronización enviada desde el generador de señal hasta el temporizador 104, mientras que las Figuras 11B y 11C muestran la señal detectada, antes y después de ser filtrada. La señal resultante puede tener una desviación de DC dependiente del filtrado por parte de los filtros 95, 97 y 99. La Figura 11D muestra la señal 113 filtrada junto con la señal 115 de onda cuadrada presentada a la salida por el comparador 101.

En esta realización, el comparador 101 es un comparador inversor cuya salida está alta (es decir, a 5 V) cuando la señal 113 a la salida del amplificador 99 de filtro pasa banda está por debajo de un nivel de tensión de referencia, y cuya salida es baja (es decir, 0 V) cuando la señal 113 presente a la salida del amplificador de filtro pasa banda está por encima del nivel de tensión de referencia. Según puede verse en la Figura 11D, el nivel V_{offset} de tensión de referencia no es el nivel V_{AG} de tensión de servicio de tierra, sino por el contrario, una tensión por debajo del nivel V_{AG} de tensión de servicio de tierra y de la verdadera tierra. Esto evita que el comparador 101 genere señales espúreas cuando no existe ninguna salida desde el amplificador 99 de filtro pasa banda, salvo una pequeña cantidad de ruido. Sin embargo, esto significa también que los flancos de ataque y de salida de la señal presentada a la salida por el comparador 101, no coinciden con los puntos en los que la señal 113 puesta a la salida por el amplificador 99 de filtro pasa banda, cruza el nivel V_{AG} de tensión de servicio de tierra. Para evitar que esto introduzca un error de fase, la temporización de la señal 115 puesta a la salida por el comparador 101 se determina a partir de la temporización del punto medio entre un

flanco de ataque y un flanco de salida. En particular, si como se muestra en la Figura 11D el flanco de ataque está en un instante T_1 y el flanco de salida está en un instante t_2 , entonces el tiempo medido corresponde a $(t_1 + t_2)/2$.

La Figura 12 es un diagrama de flujo que muestra las etapas para la determinación de la posición del resonador. Inicialmente, en la etapa S1, la unidad 108 de procesamiento envía una señal de control al generador 42 de señal, el cual responde presentando a la salida la señal $Q(t)$ de cuadratura y la señal $I(t)$ en fase, para los excitadores 83 y 85 de bobina para la bobina 9 coseno y la bobina 7 seno, respectivamente. La unidad 108 de procesamiento mide después, en la etapa S3, el ángulo de fase entre la señal digitalizada de baja frecuencia procedente del comparador 101 y la señal V_{ref} de referencia, el cual será mencionado en lo que sigue como ángulo directo.

La Figura 13 muestra las etapas principales llevadas a cabo para medir el ángulo directo. En primer lugar, la unidad 108 de procesamiento identifica, en la etapa S21, el instante correspondiente a cuándo la señal 113 presentada a la salida por el amplificador 99 de filtro pasa banda, cruza la tensión V_{offset} de referencia en dirección positiva. A continuación, la unidad 108 de procesamiento identifica, en la etapa S23, el instante correspondiente a cuándo la señal 113 presentada a la salida por el amplificador 99 de filtro pasa banda, cruza la tensión V_{offset} de referencia en dirección negativa.

Tras la medición del ángulo directo, la unidad 108 de procesamiento envía una señal de control al generador 42 de señal, el cual responde presentando a la salida la señal coseno y la señal menos seno, de modo que la señal $Q(t)$ de cuadratura y la señal $-I(t)$ seno anti-fase son aplicadas a la bobina 9 coseno y a la bobina 7 seno, respectivamente. La unidad 108 de procesamiento mide a continuación, en la etapa S7, el ángulo de fase inversa entre la señal digitalizada de baja frecuencia procedente del comparador 101 y la señal V_{ref} de referencia, que será mencionado en lo que sigue como ángulo inverso.

La unidad 108 de procesamiento determina a continuación, en la etapa S25, si el instante t_1 es mayor que el instante t_2 , lo que puede ocurrir dependiendo de la diferencia de fase entre la señal 115 y V_{ref} . Si se determina que el tiempo t_1 es mayor que t_2 , entonces la unidad de procesamiento añade, en la etapa S27, medio período T de la señal al valor de t_2 . La unidad de procesamiento establece a continuación el ángulo directo que corresponde al tiempo desde el comienzo de un ciclo de operaciones hasta el punto medio de t_1 y t_2 promediando el tiempo.

La unidad de procesamiento comprueba a continuación, en la etapa S31, si el ángulo directo es mayor que 360° , lo que puede suceder dependiendo de la temporización de la señal 115, y si lo es, resta 360° del ángulo directo.

La Figura 14 muestra las etapas principales llevadas a cabo para medir el ángulo inverso. En primer lugar, la unidad de procesamiento determina el instante t_1 del pulso positivo que cruza por cero en la etapa S41, y del pulso negativo que cruza por cero en la etapa S43. La unidad de procesamiento determina a continuación, en la etapa S45, si t_1 es mayor que t_2 y, si lo es, añade, en la etapa S47, medio período T a t_2 .

La unidad de procesamiento establece entonces, en la etapa S49, el ángulo inverso que corresponde a la temporización desde el final de un ciclo de operaciones hasta el punto medio de t_1 y t_2 . La unidad 108 de procesamiento comprueba a continuación, en la etapa S51, si el ángulo inverso es menor de 0° y si lo es, añade 360° al mismo en la etapa S53.

La unidad 108 de procesamiento realiza a continuación el promedio, en la etapa S9, de los ángulos directo e inverso, lo que, según se ha discutido anteriormente, elimina el desplazamiento ϕ_{RC} de fase fijo introducido por el circuito resonante, y cualesquiera otros errores de fase motivados por los componentes electrónicos y de procesamiento presentes en el interior del elemento 1 sensor, para proporcionar un ángulo medio representativo de la posición del elemento 1 sensor. La unidad 108 de procesamiento convierte a continuación, en la etapa S11, el ángulo medio en un valor de posición, multiplicando el ángulo medio por un factor escalar. El valor de posición se muestra a continuación en el visualizador 15.

Modificaciones y realizaciones adicionales

Según se ha descrito en lo que antecede, el desplazamiento ϕ_{RC} de fase introducido por el circuito resonador en el elemento 1 sensor, se elimina tomando de manera efectiva dos mediciones de la posición, invirtiendo la amplitud de la señal aplicada a la bobina 7 seno entre mediciones. Se apreciará que en realizaciones alternativas, la medición inversa necesita ser efectuada solamente de forma intermitente para determinar un valor para el desplazamiento ϕ_{RC} de fase que debe ser restado del ángulo directo. Esto tiene la ventaja de incrementar la velocidad de actualización de la medición. Alternativamente, un valor predeterminado de desplazamiento ϕ_{RC} de fase, determinado mediante una calibración en fábrica, podría ser restado de una única medición de fase. Sin embargo, esta última alternativa no es la preferida debido a que no puede permitir factores ambientales que afecten a la frecuencia f_{res} resonante y al factor de calidad del circuito resonante, y que por tanto varíen el desplazamiento ϕ_{RC} de fase.

Se apreciará que si el ángulo inverso se resta del, en vez de sumarse al, ángulo directo, entonces el desplazamiento $\phi(x)$ de fase dependiente de la posición podría ser eliminado para dejar un valor igual a dos veces el desplazamiento ϕ_{RC} de fase. Puesto que el desplazamiento ϕ_{RC} de fase varía con factores medioambientales, una medición del desplazamiento ϕ_{RC} de fase puede ser indicativa de un factor medioambiental. Por lo tanto, el sensor inductivo descrito podría ser utilizado también, por ejemplo, como sensor de temperatura o como sensor de humedad. Típicamente, esto

ES 2 295 635 T3

podría conllevar el almacenaje en la circuitería de control del sensor inductivo de una calibración de fábrica entre el desplazamiento ϕ_{RC} de fase medido y el valor correspondiente del factor ambiental.

5 En una realización de la invención, el sensor inductivo descrito se utiliza para detectar remotamente la temperatura de un líquido del interior de una vasija. En particular, el elemento 1 sensor se coloca en el interior de la vasija de modo que se sumerge en el líquido mientras que la bobina 7 seno, la bobina 9 coseno y la bobina 11 de detección, se posicionan adyacentes al exterior de la vasija. Los ángulos directo e inverso se calculan según se ha descrito, y se restan a continuación para proporcionar un valor representativo del desplazamiento ϕ_{RC} de fase. La unidad 108 de procesamiento accede a continuación a una tabla de búsqueda que almacena una calibración de fábrica entre el desplazamiento ϕ_{RC} de fase medido y la temperatura, de modo que se obtiene un valor de temperatura. También se podrá apreciar que una ventaja de la utilización de un sensor inductivo consiste en que no hay ninguna necesidad de punzonar un orificio en la vasija para obtener una señal eléctrica desde el elemento sensor.

15 Otra aplicación de un sensor inductivo conforme a la invención, consiste en detectar la humedad en el conducto de salida de una secadora de ropa, lo que resulta útil para optimizar los ciclos de secado.

Se apreciará que la detección de factores medioambientales puede ser llevada a cabo ya sea en sustitución de, o ya sea adicionalmente a, la detección de la posición relativa de dos miembros relativamente móviles.

20 En la realización descrita, la bobina 7 seno y la bobina 9 coseno están dispuestas de modo que sus contribuciones relativas a la componente de campo magnético total perpendicular a la PCB 5 varían de acuerdo con la posición a lo largo de la dirección de medición. En particular, las bobinas seno y coseno tienen una estructura de bucle desfigurado. Sin embargo, resultará evidente para los expertos en la materia que se puede emplear una diversidad de geometrías diferentes de bobinados de excitación para formar antenas de transmisión que logren el objetivo de hacer que las proporciones relativas de la primera y la segunda señales de transmisión que aparecen en la señal combinada finalmente detectada, dependan de la posición del elemento sensor en la dirección de medición.

25 Mientras que en la realización descrita, los bobinados de excitación han sido formados mediante pistas conductoras sobre una placa de circuito impreso, también podrían ser proporcionados sobre un sustrato planar diferente o, si son suficientemente rígidos, podrían incluso estar libres de soporte. Además, no es esencial que los bobinados de excitación sean planares puesto que, por ejemplo, los bobinados cilíndricos podrían ser también utilizados con el elemento sensor moviéndose a lo largo del eje cilíndrico del bobinado cilíndrico.

30 Si se usa el sensor inductivo para medir solamente un factor medioambiental del tipo de la temperatura o la humedad, solamente se utilizaría una antena de transmisión puesto que no existe necesidad alguna de que la fase del campo magnético varíe con la posición. No sólo la temperatura y la humedad se pueden medir de esa manera. Por ejemplo, el sistema puede ser empleado para medir la posición (o la presencia) de un objeto cuya conductividad, permeabilidad o permitividad afecte a la resonancia del resonador.

40 En la realización que se ha descrito en lo que antecede, se ha hecho uso de un resonador pasivo. Sin embargo, en algunas circunstancias, puede resultar ventajoso utilizar un resonador activo de modo que la señal inducida en el resonador sea considerablemente amplificadora, reduciendo de ese modo los requisitos respecto a la circuitería de procesamiento de la señal. Esto se puede conseguir, por ejemplo, empleando simplemente un filtro pasa banda estrecho, junto con un amplificador operacional.

45 En la realización descrita, el sensor inductivo se utiliza para medir la posición lineal de un primer miembro (es decir, el elemento 1 sensor) respecto a un segundo miembro (es decir, la PCB 5), en una dirección de medición a lo largo de una línea recta. Alternativamente, el sensor inductivo podría estar adaptado para medir una posición lineal a lo largo de una línea curva, por ejemplo un círculo (es decir, un sensor de posición giratoria), variando el trazado de la bobina seno y de la bobina coseno de una manera que resulta evidente para una persona experta en la materia. Así, el sensor podría ser utilizado para medir la posición angular conformando el bobinado de excitación con geometría cilíndrica. El sensor inductivo podría ser también usado como detector de velocidad realizando una serie de mediciones de la posición del primer miembro con relación al segundo miembro en instantes conocidos. Además, con la inclusión de dispositivos adicionales de detección de posición para detectar la posición del segundo miembro con relación a un sistema coordinado de posición (por ejemplo, un sensor GPS, un giróscopo inercial, un compás o similar), se puede determinar la posición del primer miembro en el sistema coordinado de posición.

50 En algunas realizaciones, el primer miembro es significativamente más grande que el circuito resonante. En ese caso, puede resultar difícil identificar correctamente el movimiento del primer miembro. Por ejemplo, el circuito resonante puede moverse linealmente mientras que el movimiento del primer miembro incluye una componente rotacional. Se puede obtener información más precisa sobre el movimiento del primer miembro utilizando dos circuitos resonadores, teniendo cada uno de ellos una frecuencia resonante respectiva diferente, sujetos en posiciones respectivas diferentes sobre el primer miembro. La posición de cada circuito resonante puede ser medida individualmente sintonizando la frecuencia f_0 con la frecuencia resonante para ese circuito resonante, y las dos posiciones pueden ser procesadas para proporcionar una información más precisa sobre la posición y la orientación del primer miembro.

65 Según se ha descrito anteriormente, el sensor inductivo puede ser utilizado para medir parámetros medioambientales adicionalmente a la posición. En una realización, el primer sensor incluye dos circuitos resonantes co-posicionados,

que tienen diferentes frecuencias resonantes, incluyendo un circuito resonante componentes que son relativamente in-
munes a los factores medioambientales de tal modo que la frecuencia resonante sea relativamente estable, mientras
que el otro circuito resonante tiene una frecuencia resonante que varía de forma relativamente acusada con los factores
medioambientales. De esta forma, obteniendo una medición posicional para cada circuito resonante sin corregir el
desplazamiento ϕ_{RC} de fase, la diferencia en las mediciones de posición puede formar una medición de un parámetro
medioambiental (por ejemplo, la temperatura en un ambiente de humedad constante o la humedad en un ambiente de
temperatura constante). Además, no es esencial que los dos circuitos resonantes estén co-posicionados mientras sus
posiciones relativas en la dirección de medición sean conocidas.

Con el fin de minimizar la susceptibilidad al ruido indeseado derivado de, por ejemplo, un dispositivo externo, se
pueden añadir una o más espiras adicionales a la estructura básica de la bobina de detección, con el fin de equilibrarla.
Tales espiras adicionales están con preferencia desplazadas en dirección transversal a la trayectoria de medición, de
tal modo que la señal recibida por las espiras adicionales no varía con la posición relativa del miembro móvil.

En la realización que se ha descrito anteriormente, la trayectoria de medición se extiende solamente sobre un único
período de variación espacial de las dos bobinas de transmisión (es decir, la bobina 7 seno y la bobina 9 coseno). Sin
embargo, éste no tiene que ser el caso y la trayectoria de medición podría extenderse sobre uno o más períodos simples
de la variación espacial de las bobinas de transmisión. En ese caso, se prefiere incluir un mecanismo para determinar
ambigüedad de período (es decir, el hecho de que la fase básica de la componente portadora de información de la señal
combinada, sea idéntica para la misma posición correspondiente en diferentes períodos espaciales de las bobinas de
transmisión). Los mecanismos para superar la ambigüedad de período espacial que pueden ser empleados incluyen
la provisión de una única posición de referencia detectada, por ejemplo, mediante un único sensor de localización de
posición (por ejemplo, disponiendo de una sola bobina de transmisión localizada que transmita una tercera señal a
una frecuencia diferente para sumarla con el bobinado de excitación, o utilizando un conmutador óptico), y contando
a continuación los períodos desde la posición de referencia, y manteniendo una anotación en un registro dentro del
microprocesador del período particular en el que está actualmente posicionado el elemento sensor. Alternativamente,
un bobinado de excitación adicional que transmite a una frecuencia diferente (o que transmite de una manera multi-
plexada en el tiempo), podría ser utilizado ya sea con una frecuencia espacial ligeramente diferente para proporcionar
un efecto de escala calibrada, o ya sea con una frecuencia espacial muy diferente para proporcionar una detección
gruesa de posición utilizando un bobinado de excitación de escala grande, y una detección fina de posición de escala
utilizando un bobinado de excitación de escala pequeña.

En la realización descrita, se forma un único circuito resonante en el elemento 1 sensor, y se fija la orientación del
elemento 1 sensor con relación a la bobina 7 seno, a la bobina 9 coseno y a la bobina 11 de detección. No es esencial
una orientación particular, aunque se prefiere que la orientación sea fija o conocida por coherencia de la medición.

En algunas aplicaciones, resulta deseable no introducir ninguna limitación sobre la orientación del elemento 1
sensor. Por ejemplo, para un sensor de nivel de líquido en el que el elemento sensor flota sobre la parte superior de un
líquido (por ejemplo, un sensor de nivel de líquido en un contenedor que almacena detergente o similar), si se dispone
una limitación sobre el movimiento del elemento sensor, entonces el elemento sensor puede resultar atascado tras un
uso prolongado de modo que no proporcione una verdadera representación del nivel de líquido. En una aplicación de
ese tipo, el elemento sensor flota con preferencia de manera libre sobre la parte superior del líquido, y el elemento
sensor comprende múltiples circuitos resonantes con diferentes orientaciones respectivas de modo que la posición
del elemento sensor pueda ser detectada con independencia de su orientación. Si se desea, la frecuencia resonante
para cada uno de los circuitos resonantes puede ser diferente de modo que la orientación del elemento sensor puede
ser también detectada mediante exploración a través de todas las frecuencias resonantes posibles, y midiendo las
intensidades y/o las fases de las señales recibidas.

Una ventaja de la realización descrita consiste en que el procesamiento digital requerido para determinar la posición
del elemento de detección es tan directo que puede ser llevada a cabo mediante una pieza corta de emisión de código
mediante un chip microprocesador convencional. Por lo tanto, no es necesario desarrollar ningún circuito integrado
de aplicación específica (ASIC), que constituya una tarea considerablemente difícil y que lleve tiempo. Se apreciará
que no se requiere ningún microprocesador dedicado, de modo que se podría utilizar un microprocesador que realice
funciones adicionales, por ejemplo que controle un aparato doméstico.

En la realización descrita, se utiliza una frecuencia de 1 MHz. La utilización de una frecuencia más alta hace
que el elemento sensor sea más pequeño. Sin embargo, en algunas aplicaciones puede resultar deseable utilizar una
frecuencia por debajo de 100 kHz, por ejemplo en caso de que una lámina de acero inoxidable separe el elemento
sensor de los bobinados de excitación y detector, debido a que la profundidad de penetración del acero inoxidable es
mayor a frecuencias más bajas.

En la realización que se ha descrito, los bobinados de excitación (es decir, la bobina 7 seno y la bobina 9 coseno)
están acoplados electromagnéticamente con el bobinado detector (es decir, la bobina 11 de detección) a través de un
circuito resonante. Alternativamente, los bobinados de excitación podrían estar acoplados con el bobinado detector
por medio de un elemento permeable o conductor o mediante un elemento armónico (tal como un elemento magneto-
restrictivo que genere señales a los armónicos de una señal de excitación). Además, no es esencial utilizar un compo-
nente de acoplamiento intermedio entre los bobinados de excitación y detector ya que, o bien el bobinado detector o
bien el bobinado de excitación, podría ser formado en la parte móvil, aunque esto no es lo preferido debido a que se

ES 2 295 635 T3

requeriría realizar conexiones eléctricas con la parte móvil. En una realización, el bobinado detector forma parte de un circuito resonante sobre la parte móvil.

Según se ha descrito anteriormente, solamente se emplea un único circuito resonante. Sin embargo, es posible emplear uno o más circuitos resonantes que tengan una cualquiera de un número de frecuencias resonantes diferentes con el fin de identificar un resonador particular. Adicionalmente o alternativamente, se puede emplear la orientación del resonador con el fin de identificarlo. La frecuencia y/o la orientación pueden ser establecidas por un usuario o, por ejemplo, por parte del fabricante de un equipo. De ese modo, por ejemplo, los subcomponentes de un equipo, por ejemplo un panel frontal, pueden incorporar un resonador de frecuencia resonante y/o de orientación predeterminadas, con el fin de identificar el subcomponente en cuestión mediante interrogación por parte del equipo. Alternativamente, se pueden emplear resonadores que tengan frecuencias de resonancia diferentes en los que se encuentre presente más de un resonador. Por ejemplo, los resonadores pueden ser excitados por el bobinado de excitación por turno, con el fin de determinar un valor de parámetro a partir de los mismos. Cuando se ha de determinar la orientación del resonador, el bobinado de excitación y/o detector pueden tener geometría cilíndrica si se desea.

REIVINDICACIONES

1. Un sensor para detectar un parámetro, comprendiendo el sensor:

(i) un bobinado de excitación que comprende una pluralidad de bobinas que tienen diferentes funciones espaciales;

(ii) un generador de señal operable para generar señales de excitación, y dispuesto para aplicar las señales de excitación generadas a las bobinas de excitación;

(iii) una bobina de detección que puede estar acoplada electromagnéticamente con el bobinado de excitación de tal modo que, en respuesta a la señal de excitación que se está aplicando al bobinado de excitación por medio del generador de señal, se genera en la bobina de detección una señal eléctrica periódica que tiene una fase que es indicativa del valor del parámetro que se va a medir por medio del sensor, y

(iv) un procesador de señal operable para procesar la señal eléctrica periódica generada en la bobina de detección, para determinar un valor representativo del parámetro que se va a medir,

en el que el procesador de señal es operable para generar una segunda señal a una frecuencia que difiere de la frecuencia de la señal de excitación solamente en una pequeña cantidad, y para mezclar la segunda señal con la señal recibida desde la bobina de detección para generar una tercera señal que tiene una componente de frecuencia igual a la diferencia entre la frecuencia de la señal de excitación y la frecuencia de la segunda señal, y para determinar el citado valor a partir de la fase de la tercera señal.

2. Un sensor según se reivindica en la reivindicación 1, en el que el bobinado detector puede estar acoplado electromagnéticamente con el bobinado de excitación a través de un dispositivo intermedio.

3. Un sensor según se reivindica en la reivindicación 2, en el que el dispositivo intermedio comprende un objeto de permeabilidad o permitividad definidas.

4. Un sensor según se reivindica en la reivindicación 2, en el que el dispositivo intermedio comprende un resonador que tiene una frecuencia resonante sustancialmente igual a la frecuencia de la señal de excitación.

5. Un sensor según se reivindica en la reivindicación 4, en el que el resonador comprende un circuito LC pasivo.

6. Un sensor según se reivindica en la reivindicación 4 o en la reivindicación 5, en el que el resonador tiene un factor de calidad de al menos 10.

7. Un sensor según se reivindica en una cualquiera de las reivindicaciones 2 a 6, en el que el parámetro que se determina es la posición del dispositivo intermedio en una o más dimensiones.

8. Un sensor según se reivindica en una cualquiera de las reivindicaciones 2 a 6, en el que el parámetro que se determina es la orientación del dispositivo intermedio.

9. Un sensor según se reivindica en una cualquiera de las reivindicaciones 2 a 6, en el que el parámetro que se determina es la temperatura.

10. Un sensor según se reivindica en una cualquiera de las reivindicaciones 2 a 6, en el que el parámetro que se determina es la humedad.

11. Un sensor según se reivindica en una cualquiera de las reivindicaciones 2 a 6, que incluye al menos dos bobinados de excitación y/o bobinas de detección a efectos de determinar la posición del dispositivo intermedio en dos o más dimensiones.

12. Un sensor según se reivindica en la reivindicación 11, que incluye al menos tres bobinados de excitación y/o bobinas de detección con el fin de determinar la posición del resonador en tres dimensiones.

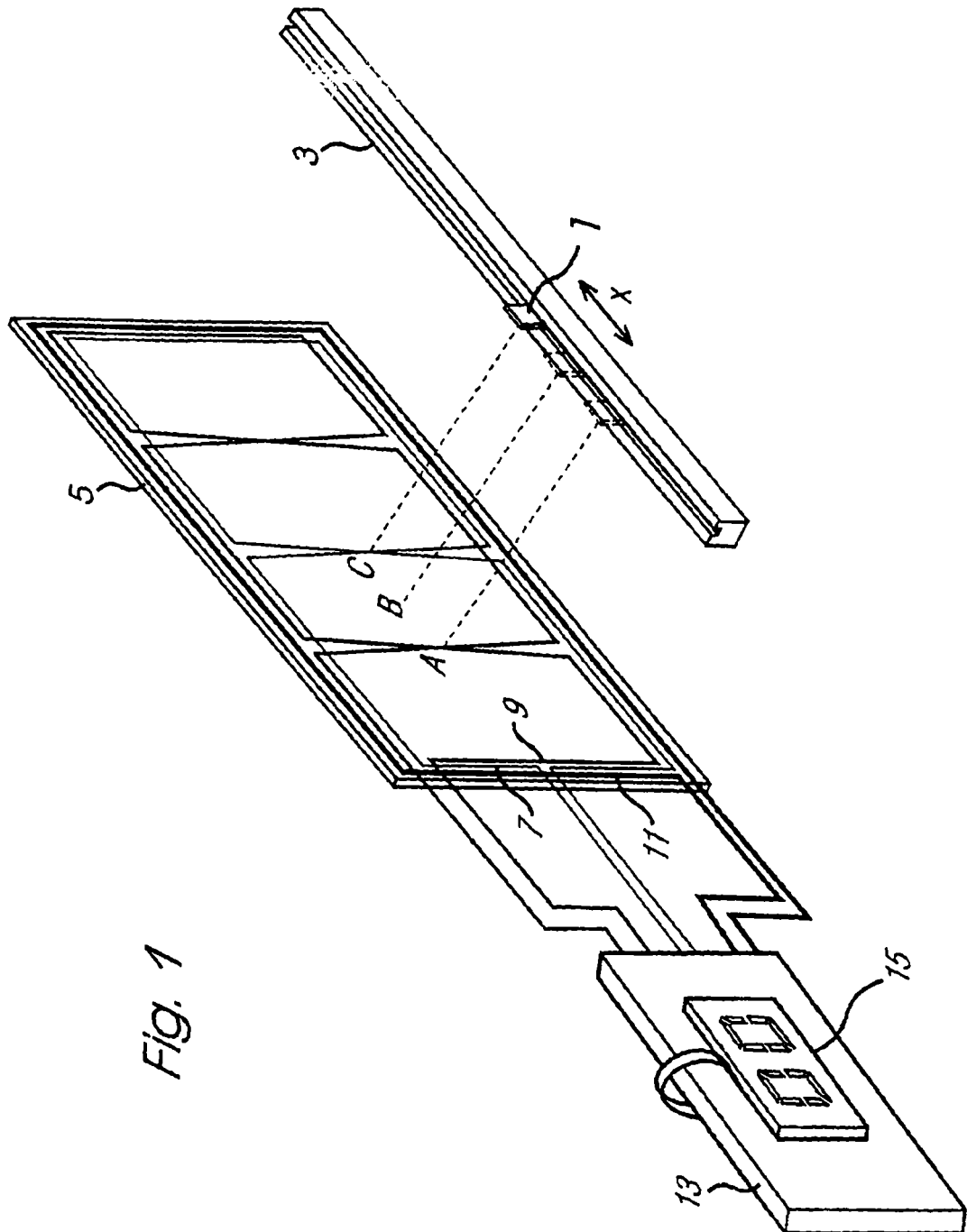
13. Un sensor según se reivindica en la reivindicación 4, en el que el generador de señal es operable periódicamente para generar una señal de excitación que tiene una frecuencia diferente de la frecuencia resonante del resonador, con el fin de que el sensor determine el ruido de fondo captado por la bobina detectora.

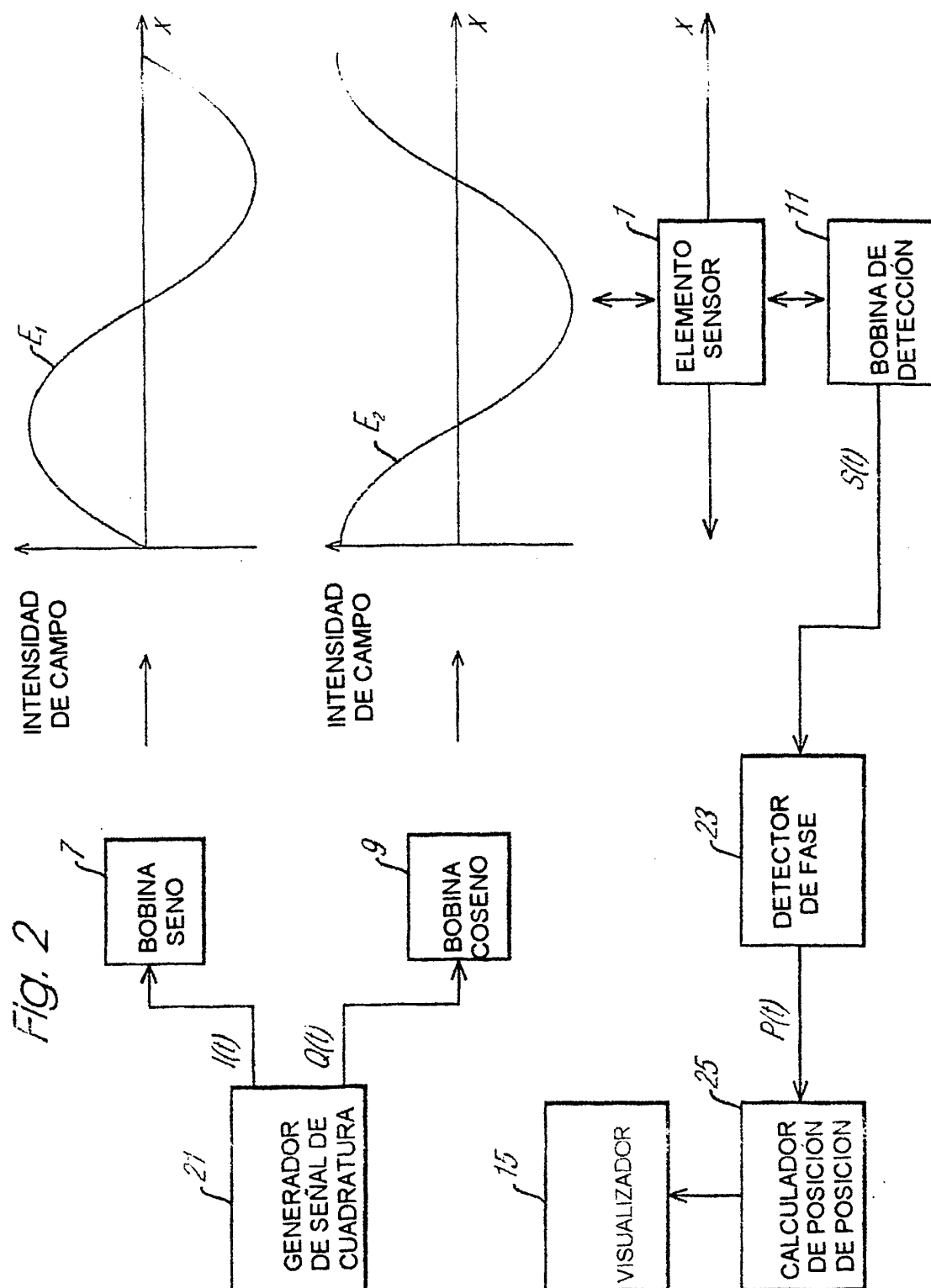
14. Un sensor según se reivindica en una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 13, en el que el, o cada, bobinado de excitación comprende una bobina, o bobinas que tienen una pluralidad de espiras dispuestas de modo que la corriente que circula por el bobinado de excitación fluye por una espira en dirección opuesta al flujo de corriente por la, o por al menos la, otra espira.

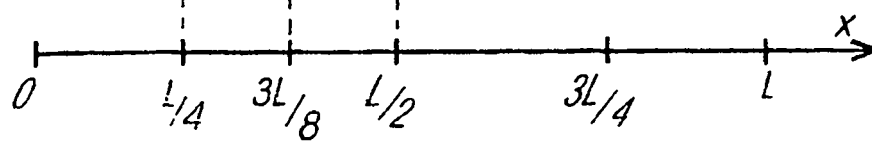
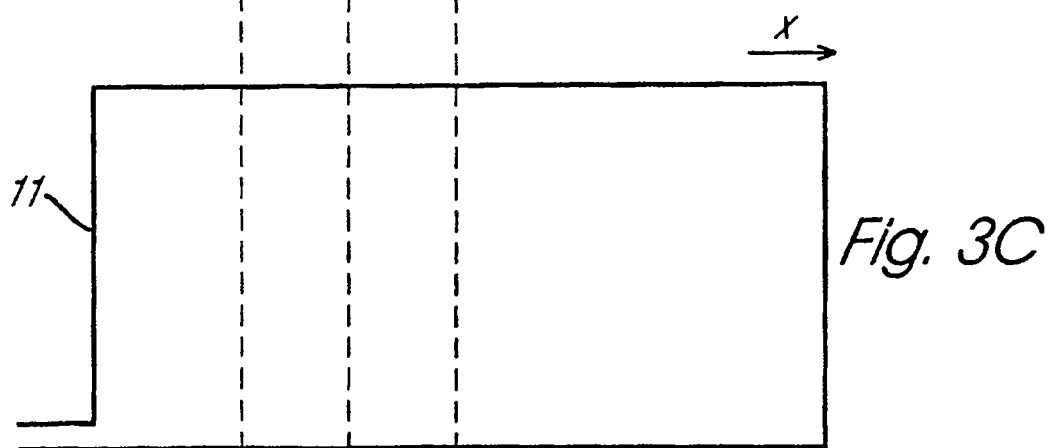
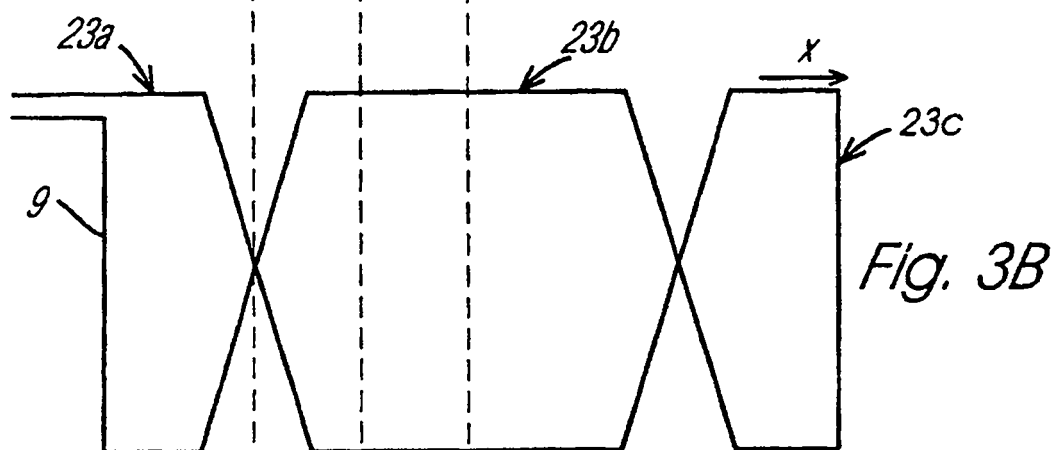
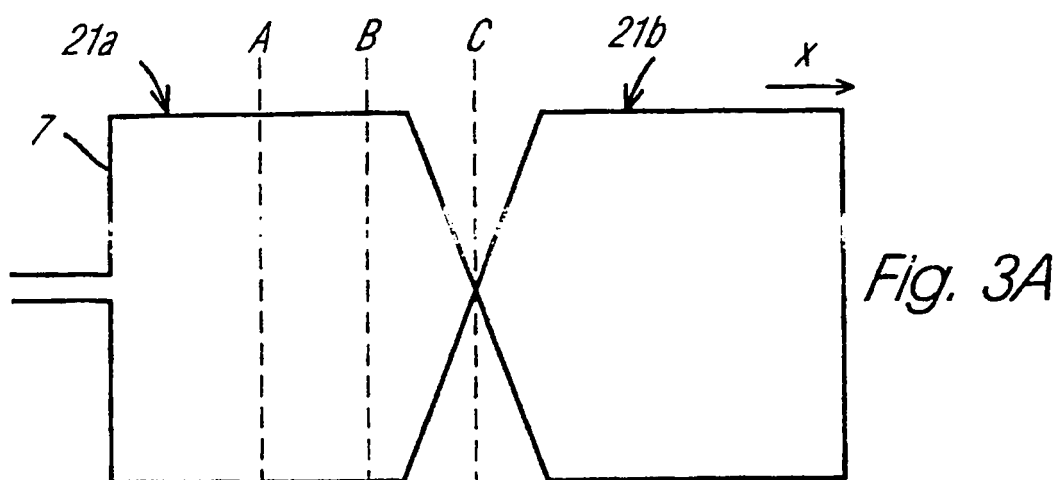
15. Un sensor según se reivindica en una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 14, en el que el, o cada, bobinado de excitación comprende un par de bobinas que están dispuestas en cuadratura espacial de modo que la misma corriente que circula por cada bobina producirá campos magnéticos en relación de cuadratura.

ES 2 295 635 T3

16. Un sensor según se reivindica en la reivindicación 14, en el que una bobina del, o de cada, bobinado de excitación está dispuesta de modo que produce un campo magnético del que una componente tiene una magnitud que varía según el seno de la distancia desde un punto de referencia, mientras que la otra bobina del, o de cada, bobinado de excitación está dispuesta de modo que produce una componente de campo magnético en la misma dirección, cuya magnitud varía según el coseno de la distancia desde el punto de referencia.
17. Un sensor según se reivindica en una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 16, en el que la diferencia entre la frecuencia de la señal de excitación y la frecuencia de la segunda señal no es mayor del 30% de la frecuencia de la señal de excitación.
18. Un sensor según se reivindica en la reivindicación 17, en el que la diferencia entre la frecuencia de la señal de excitación y la frecuencia de la segunda señal no es mayor del 10% de la frecuencia de la segunda señal.
19. Un sensor según se reivindica en una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 18, en el que la señal de excitación comprende un par de señales oscilantes que están en cuadratura de tiempo, cada una de las cuales se aplica a una de las bobinas.
20. Un sensor según se reivindica en la reivindicación 19, en el que el generador de señal es operable para invertir una de las señales oscilantes, y el procesador de señal es operable para determinar el valor del parámetro procesando cantidades determinadas de ambas señales oscilantes invertida y no invertida.
21. Un sensor según se reivindica en una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 20, en el que el procesador de señal incluye un filtro para eliminar componentes de la tercera señal que tengan frecuencias más altas que la diferencia entre la frecuencia de la señal de excitación y la frecuencia de la segunda señal.
22. Un sensor según se reivindica en una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 21, en el que el procesador de señal es operable para generar una señal de referencia a una frecuencia igual a la de dicha componente de frecuencia de la tercera señal respecto a la que se refiere la fase de la tercera señal a efectos de determinar el valor del parámetro que ha de ser determinado.
23. Un sensor según se reivindica en una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 22, en el que el procesador de señal incluye un comparador que determina el punto de cruce de la tercera señal.
24. Un sensor según se reivindica en la reivindicación 22, en el que el procesador de señal incluye un comparador que determina el punto de cruce de la tercera señal, y un comparador que determina el punto de cruce de la señal de referencia, e incluye un temporizador para medir la diferencia de fase entre la tercera señal y la señal de referencia.
25. Un sensor según se reivindica en una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 24, en el que los bobinados de excitación y la bobina de detección son generalmente coplanares.
26. Un sensor según se reivindica en una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 25, en el que el generador de señal es operable para generar un señal de excitación digital.
27. Un sensor según se reivindica en una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 26, en el que la señal de excitación tiene una frecuencia de al menos 100 kHz.
28. Un sensor según se reivindica en una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 27, en el que dicha componente de frecuencia de la tercera señal está comprendida en la gama de 100 Hz a 100 kHz.
29. Un sensor según se reivindica en una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 28, que incluye medios para almacenar datos de calibración para convertir la fase de la tercera señal en un valor medido para el parámetro.
30. Un procedimiento de detección de un parámetro, comprendiendo el procedimiento:
- aplicar una señal de excitación a un bobinado de excitación;
- procesar una señal generada en un bobinado detector que está acoplado electromagnéticamente con el bobinado de excitación, en respuesta a la aplicación de la señal de excitación al bobinado de excitación, para determinar un valor representativo del parámetro que se está midiendo;
- comprendiendo el procesamiento generar una segunda señal a una frecuencia diferente de la frecuencia de la señal de excitación, mezclar la segunda señal con la señal recibida desde el bobinado detector para generar una tercera señal que tenga una componente de frecuencia igual a la diferencia entre la frecuencia de la señal de excitación y la frecuencia de la segunda señal, y determinar el citado valor del parámetro a partir de la fase de la tercera señal.







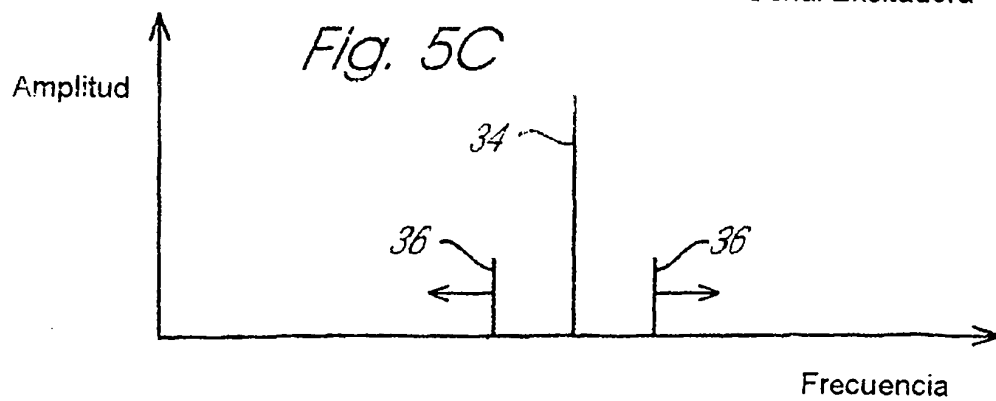
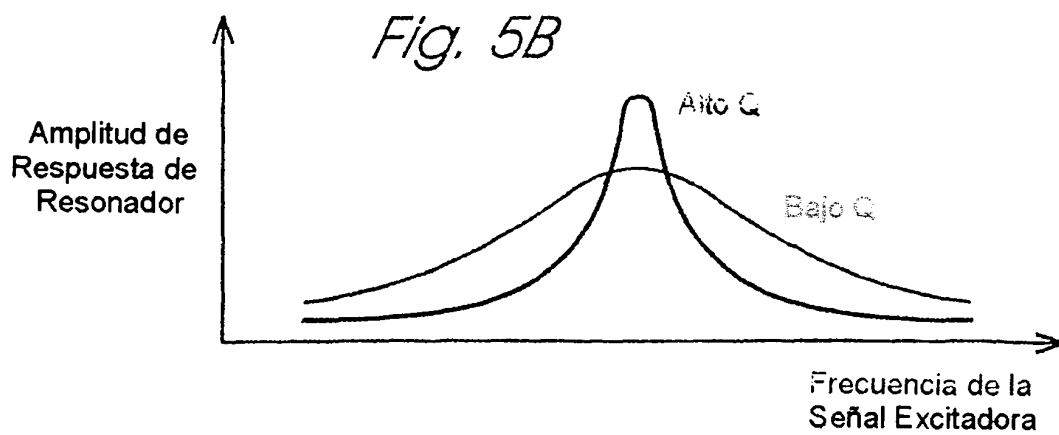
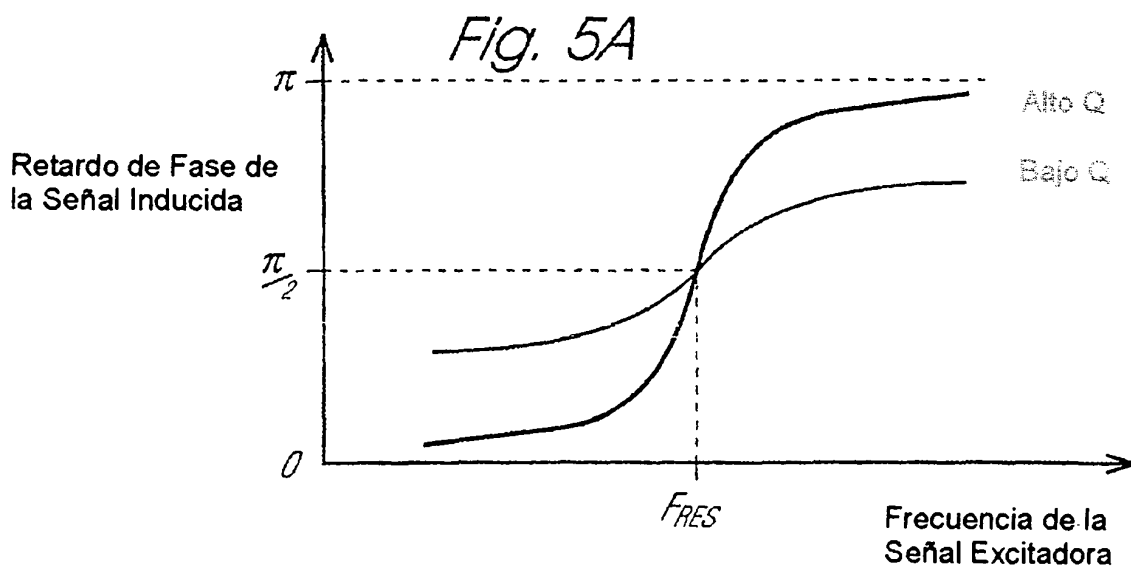
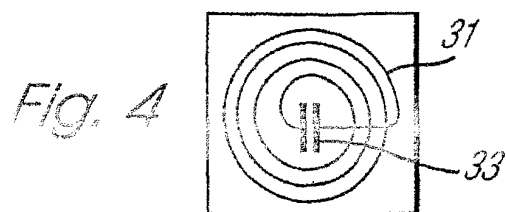


Fig. 6

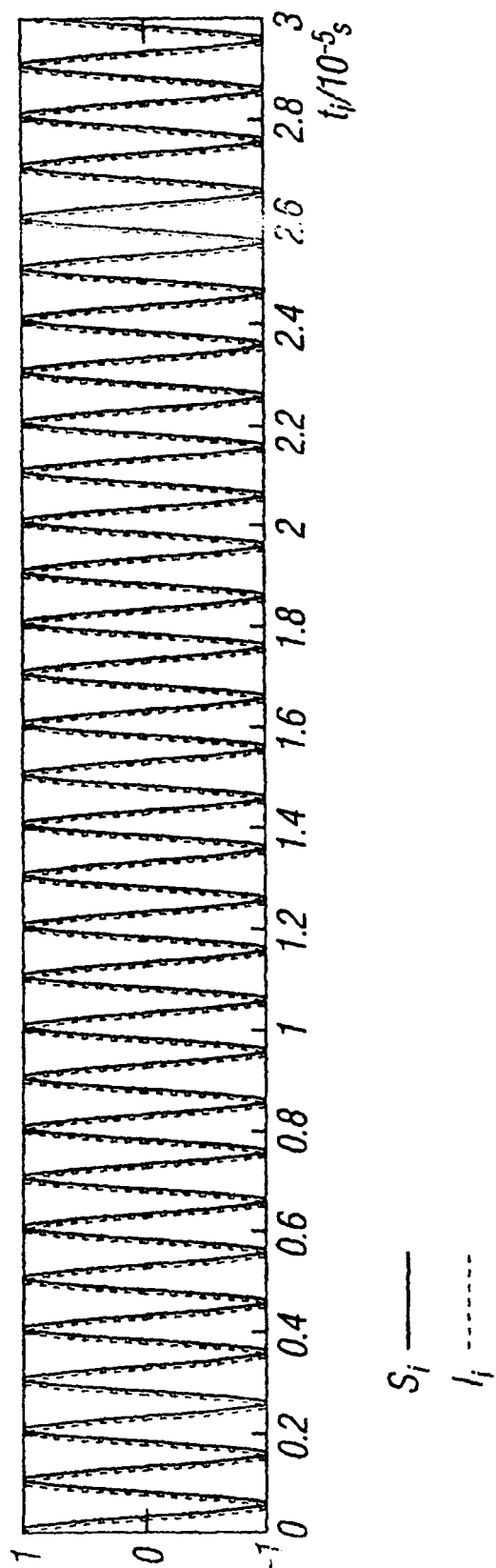


Fig. 7

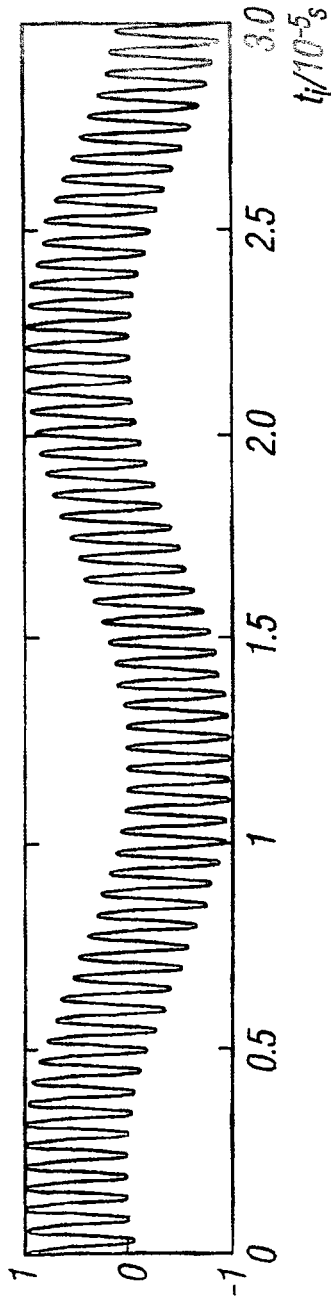


Fig. 8

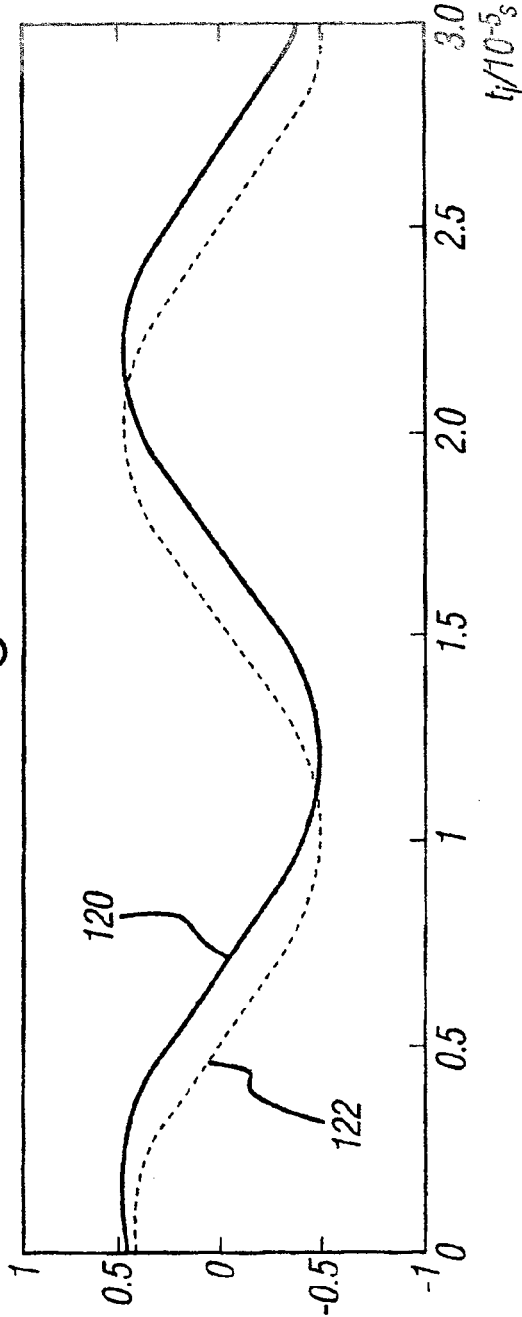


Fig. 9

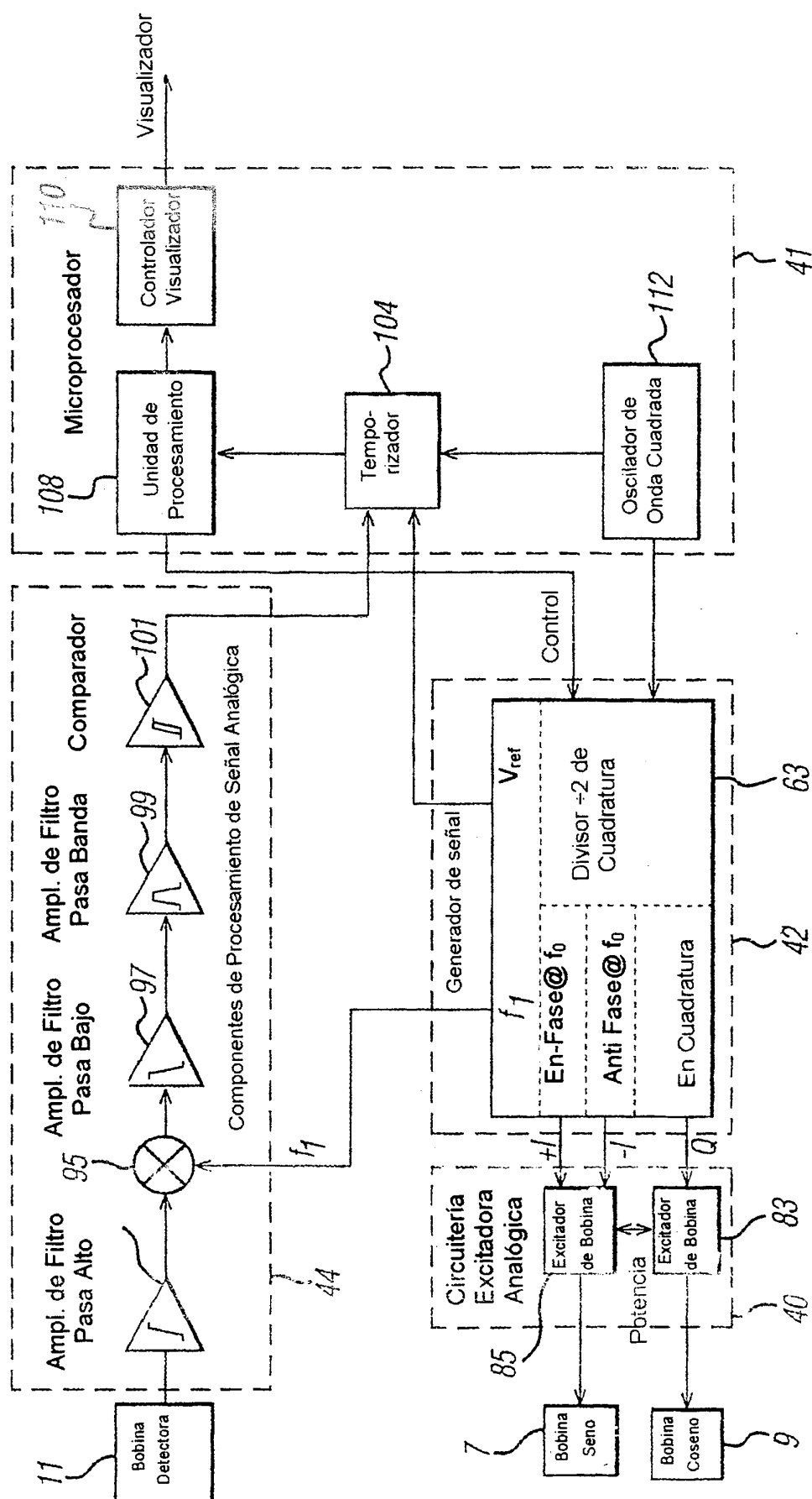


Fig. 10

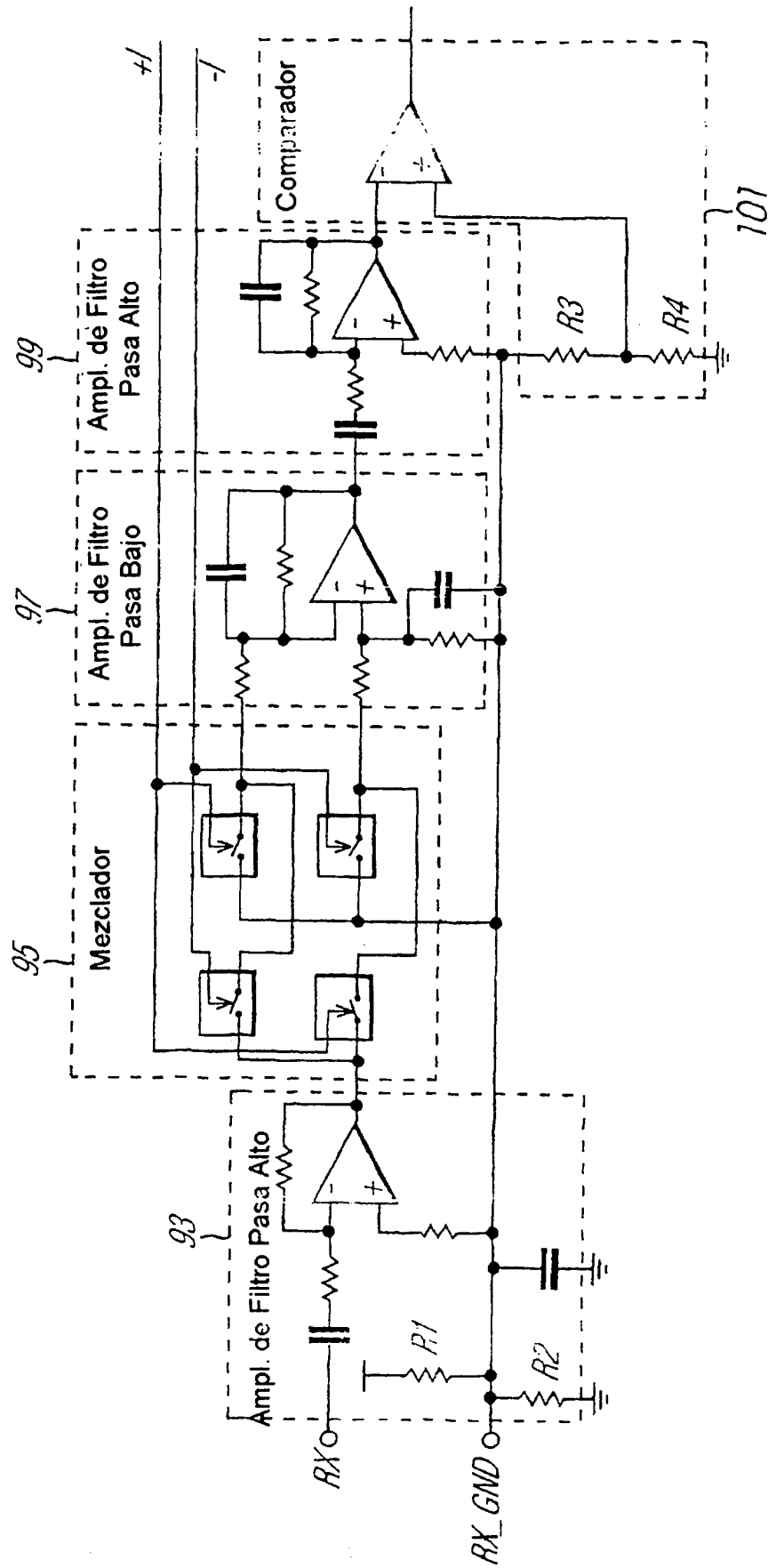


Fig. 11A

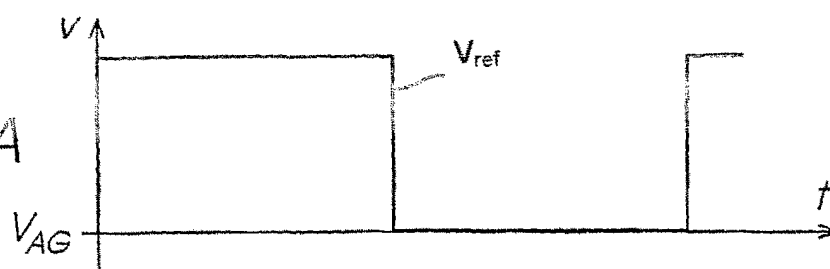


Fig. 11B

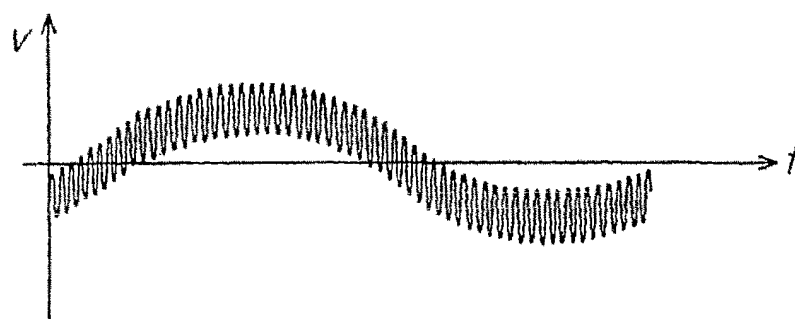


Fig. 11C

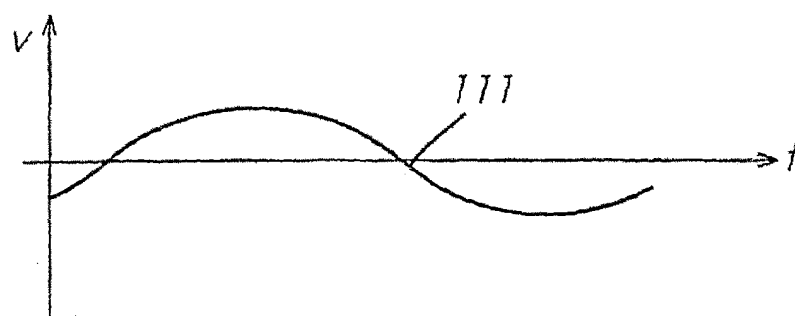


Fig. 11D

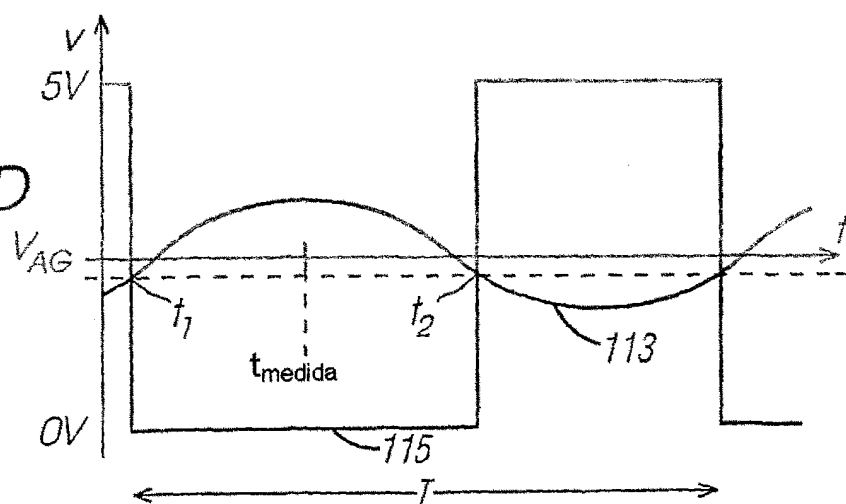


Fig. 12

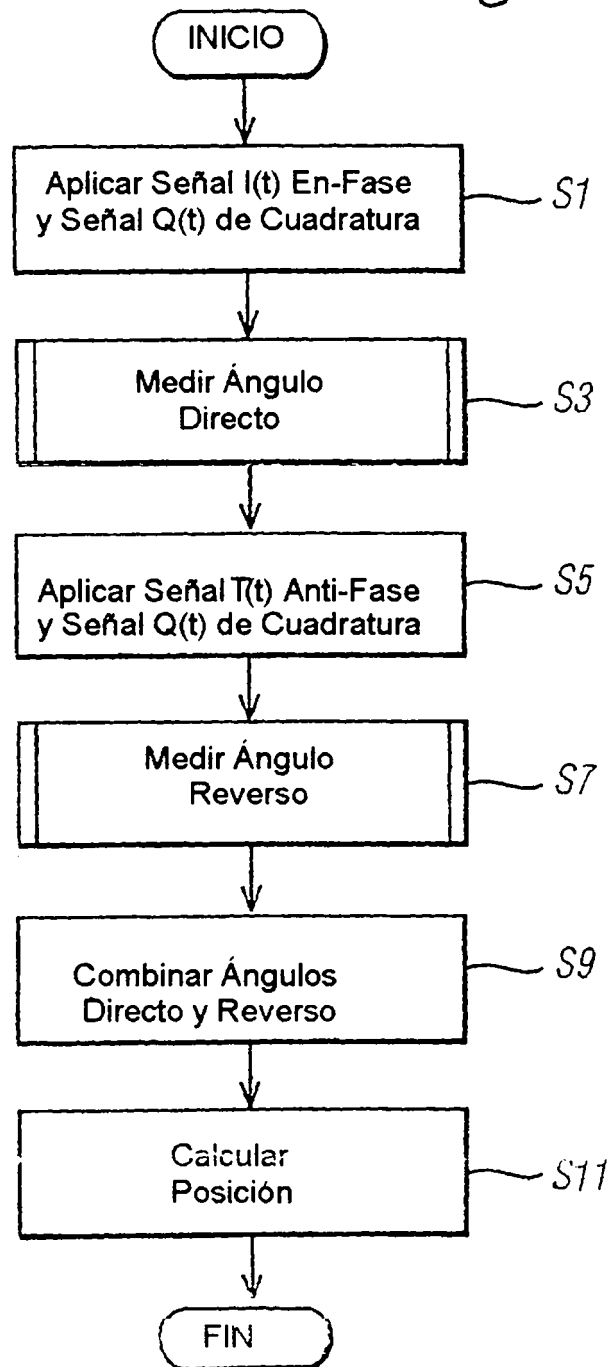


Fig. 13

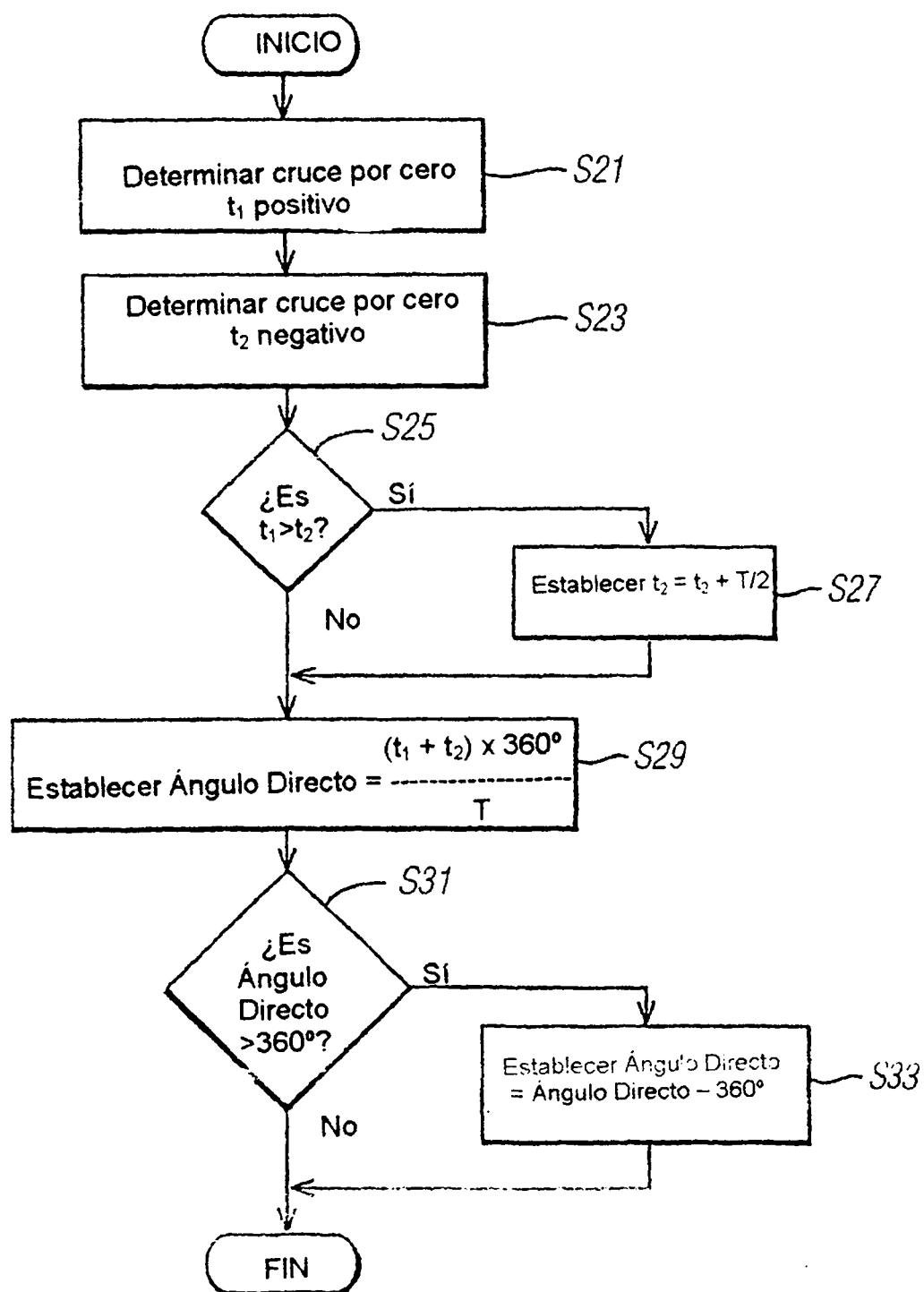


Fig. 14

