

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 811 533**

51 Int. Cl.:

G01D 5/34 (2006.01)

G01D 5/244 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **05.03.2013 PCT/US2013/029102**

87 Fecha y número de publicación internacional: **12.09.2013 WO13134255**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **05.03.2013 E 13757149 (3)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **20.05.2020 EP 2823262**

54 Título: **Método de estimación de fase y aparato para el mismo**

30 Prioridad:

05.03.2012 US 201261606606 P

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

12.03.2021

73 Titular/es:

**NOVANTA CORPORATION (100.0%)
125 Middlesex Turnpike
Bedford, MA 01730-1409, US**

72 Inventor/es:

**REMILLARD, PAUL A. y
HORWITZ, BRUCE A.**

74 Agente/Representante:

VALLEJO LÓPEZ, Juan Pedro

ES 2 811 533 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

Método de estimación de fase y aparato para el mismo

5 **Antecedentes de la invención**

La presente invención se refiere en general al campo de estimación de fase sinusoidal y más particularmente al campo de estimación de fase para fines de detección de posición absoluta. Más particularmente, la presente invención se refiere a la estimación de fase para detección de posición angular absoluta.

10 Como es bien sabido, los dispositivos de detección de posición generalmente se dividen en dos categorías; analógico, en el que una señal medida (por ejemplo, una tensión o corriente) está relacionada con la posición del objeto que se observa de una manera conocida, y digital, en el que las señales de salida de uno o más elementos sensores se combinan y procesan para proporcionar una representación numérica de la posición del objeto. Los dispositivos de
15 detección de posición que proporcionan una representación numérica a menudo se denominan codificadores porque la posición del objeto está "codificada" como un número.

Los sensores de posición también se clasifican como lineales o rotativos, lo que indica si están diseñados para detectar cambios de posición lineales o rotativos del objeto que se está observando y además pueden ser sensores de posición
20 "incrementales" o "absolutos". Los sensores o codificadores incrementales miden solo los cambios de posición y, por lo tanto, requieren algún tipo de memoria para proporcionar el punto base desde el cual se evalúan los cambios medidos. La salida típica de la cabeza del sensor de un codificador incremental es un tren binario simple en el que cada pulso incrementa un contador en un bit menos significativo. Los codificadores absolutos o sensores de posición,
25 por otro lado, producen una señal que, en cualquier instante, está relacionada con la posición del objeto en relación con un punto cero designado a priori.

Los codificadores y sensores de posición generalmente comprenden un generador de indicación de posición, dos o más sensores que sirven como fuente(s) de señal para el procesamiento y un sistema de procesamiento electrónico de señal. En muchos sistemas, el generador de indicación de posición, cuando se combina con los dos o más
30 sensores, produce señales sustancialmente sinusoidales, en el que la(s) fase(s) de la(s) senoide(s) están relacionadas con la posición del objeto de interés.

Si estas señales fueran perfectas, se podría aplicar con éxito un procesamiento relativamente simple. Sin embargo, en muchos sistemas codificadores las señales no son perfectas, por lo que los procesadores avanzados y
35 autoadaptativos son ventajosos.

En muchos sistemas codificadores anteriores, en los que el generador de indicación de posición y los sensores producen señales sinusoidales, los detectores múltiples están muy separados, a menudo directamente adyacentes entre sí. Además, estos detectores a menudo son grandes en comparación con el período de la senoide que están
40 detectando. A menudo, estos codificadores generalmente se han diseñado para muestrear la señal sinusoidal a intervalos de 90 grados y, de hecho, tienen detectores que integran la señal durante un cuarto de ciclo completo. Ejemplos de tales codificadores se enseñan, por ejemplo, por Mitchell et al. en US5.646.730.

Hay varias características beneficiosas inherentes al diseño de estos codificadores. Debido a que los detectores múltiples están muy adyacentes entre sí, comparten muchas condiciones ambientales y eléctricas. Para un codificador
45 basado en luz, por ejemplo, la potencia óptica que cae sobre los detectores es relativamente uniforme. Del mismo modo, si los detectores son parte de una matriz lineal hecha a medida, como suele ser el caso, las propiedades optoeléctricas de todos los detectores son prácticamente idénticas y sus señales de salida pasan a través de elementos electrónicos en chip prácticamente idénticos (a saber, preamplificadores). Además, los detectores que son
50 grandes, como una fracción de un período, se integran inherentemente durante esa fracción de un período, suavizando el ruido y eliminando los efectos de armónicos más altos de la base senoide. Finalmente, es típico en los codificadores de este tipo de diseño que la matriz de detectores, en lugar de tener detectores suficientes para detectar un ciclo de la senoide, tenga suficientes detectores para muestrear cierto número de ciclos adyacentes de la senoide, mejorando la relación de señal a ruido de las señales de salida y mejora el promedio de cualquier error del generador
55 de indicación de posición.

Aunque los codificadores anteriores generan señales de salida precisas y de alta calidad, están sujetos a ciertos tipos de errores que pueden degradar la precisión. Por lo tanto, ciertos métodos de estimación de fase se han diseñado para trabajar con las señales generadas por estos codificadores anteriores comunes. Por ejemplo, vea Remillard et al., US 6.897.435, que describe un método de estimación de fase de autocalibración particularmente adecuado para procesar señales de codificador que usan el llamado proceso de 4 bandejas, como el codificador descrito en Mitchell (op. cit.).

65 **Breve resumen de la invención**

Algunos sistemas de codificador tienen características algo diferentes, incluida la separación entre diferentes sensores

o elementos detectores que pueden introducir errores correspondientes que pueden estar ausentes o ser insignificantes en un codificador más integrado como el mencionado anteriormente. Los sensores pueden tener diferentes características de rendimiento en virtud de la fabricación por separado, especialmente si no se utiliza agrupación o un proceso análogo para un rendimiento uniforme. Además, puede haber errores derivados de la disposición mecánica no ideal de los sensores con respecto al objeto. Por ejemplo, en aplicaciones de motor es común usar tres sensores colocados idealmente exactamente a 0, 120 y 240 grados alrededor del eje de rotación, todos en el mismo plano y con la misma orientación. En la práctica, siempre hay errores en la colocación que contribuyen a errores en la posición rotacional estimada del motor.

- 5
10
15

La presente invención se refiere a un aparato y método para determinar el ángulo de fase instantáneo de una señal cuasi-sinusoidal, basado en dos o más muestras de la señal, en el que las señales muestreadas cuasi-sinusoides pueden tener amplitudes variables, cambios de fase y/o compensaciones. Normalmente, la señal cuasi-sinusoidal se genera por el movimiento de un objeto físico en relación con varios sensores fijos, como en la aplicación del motor mencionada anteriormente, por ejemplo. El aparato comprende al menos dos fuentes de señal (por ejemplo, sensores) que producen muestras de la señal para un procesador electrónico en el que la electrónica de procesamiento, normalmente basada en microprocesador, combina las dos o más muestras de señal y compensa de forma adaptativa (o calibra) su magnitud, fase, y errores de compensación para estimar mejor la posición del objeto físico (el generador de señal), cuya posición está relacionada con la fase. La invención es aplicable a sistemas de codificador absoluto. Tenga en cuenta que "codificador" y "sensor de posición" se usan indistintamente en este documento. Además, los términos "sensor" y "detector" también se usan indistintamente.

- 20
25

En una realización, un procesador de fase de correlación primario (PCP) recibe señales de entrada, S_M , a partir de dos o más detectores, los detectores de cada muestreo de la salida de un generador de señal de cuasi-sinusoidal. El procesador PCP realiza dos sumas ponderadas de las señales de entrada para generar dos valores de salida, los valores relacionados con los componentes en cuadratura de un vector de fase que tiene la fase de la fuente de señal. Estas sumas se pueden expresar en formato de multiplicación matricial como:

- 30

$$\begin{bmatrix} y \\ x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_{y1} & \dots & W_{yM} \\ W_{x1} & \dots & W_{xM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ \vdots \\ S_M \end{bmatrix}$$

- 35

donde x e y son los componentes en cuadratura (es decir, los componentes coseno y seno) de un vector de fase matemático o fasor $V = e^{i\phi}$, la matriz $2 \times M$ es la matriz de ponderación, y el vector de columna $1 \times M$ contiene las señales de entrada muestreadas de los detectores. Las ponderaciones (W_{nm}) se determinan en parte en función del diseño del aparato.

- 40

Esta realización comprende además una calculadora de vector de fase que transforma los dos valores de cuadratura en un valor de magnitud (MAG) y un valor de fase (ϕ) utilizando las siguientes relaciones bien conocidas:

$$\text{MAG} = [x^2 + y^2]$$

- 45

y

$$\phi = \arctan (y/x).$$

- 50

El valor de fase calculado puede servir como un indicador del ángulo de fase instantáneo de la señal cuasi-sinusoidal.

El método y aparato de estimación de fase incluye además un circuito de calibración previa a la cuadratura que genera valores de cálculo variables usados por el PCP para calcular los valores de cuadratura. Los valores de cálculo variables pueden incluir las ponderaciones para la matriz de ponderación descrita anteriormente y/o los valores ajustados de las muestras de señal de entrada, donde el ajuste de uno o ambos tiende a eliminar errores en las señales de cuadratura y lograr una mayor precisión.

- 55

En algunas realizaciones de calibración previa a la cuadratura hay una combinación de procesador secundario de correlación secundaria (SCP)/calculadora vectorial para cada detector. Se notará que cada señal del detector es una senoide y la fase de esa senoide, en relación con las de los otros detectores, está relacionada con la separación relativa de los detectores alrededor del generador de señal. A medida que cambia la señal de entrada, cada señal del detector se muestrea al menos tres, pero más generalmente cuatro puntos de fase, por ejemplo, una vez cada 1,571 radianes de cambio de fase medido a la salida de la calculadora de PCP/vector de fase. Además de la magnitud y

- 60

fase de la señal, estos procesadores de fase de correlación adicionales también se pueden programar para calcular la compensación de las señales del detector. Estos valores individuales de ganancia de señal, fase y compensación pueden usarse para calibrar el método de estimación de fase.

- 5 En algunas realizaciones, el subsistema de calibración acepta valores de entrada para las diversas ganancias, fases y compensaciones y genera ponderaciones modificadas en la matriz de ponderación que se utilizará en el PCP. En algunos casos, el subsistema de calibración genera un vector de compensación que se resta del vector de señal de entrada y en otros casos un vector de ganancia que multiplica el vector de señal de entrada.
- 10 En algunos casos, la entrada a la invención comprende tres señales, mientras que en otros casos la entrada comprende cuatro señales. En los primeros casos, las señales están relativamente desplazadas entre sí en fase por 2,094 radianes (nominal), mientras que en los últimos casos las señales están relativamente desplazadas en fase por 1,571 radianes (nominal). Las ponderaciones fijas en las dos sumas en el procesador de fase de correlación son, en consecuencia, proporcionales a $\sin(m\delta)$ y $\cos(m\delta)$, $m = 0, 1, \dots, M-1$, donde δ es el desplazamiento de fase relativo y M es el número de señales de entrada.

Además, algunas realizaciones de la invención comprenden un subsistema de calibración "posterior a la cuadratura". Un subsistema de calibración posterior a la cuadratura es aquel que aplica una o más calibraciones a la salida del procesador PCP, es decir, aplica sus calibraciones a los componentes de la cuadratura resultante de la PCP, antes de que sean procesadas por la calculadora de vector de fase. Este subsistema de calibración envía las salidas de magnitud y fase de la calculadora de vector de fase a un motor lógico basado en reglas que genera incrementalmente los coeficientes de calibración de ganancia, compensación y cambio de fase apropiados para conducir el locus de la punta del fasor hacia un círculo perfecto. Estos coeficientes de calibración modifican las dos señales de cuadratura (x, y) antes de que entren en la calculadora de vectores de fase. Este subsistema de calibración puede funcionar en un circuito cerrado de retroalimentación negativa diseñado para converger y mantener los mejores coeficientes de calibración posibles. Además, el subsistema de calibración se puede configurar para que funcione de manera autónoma, por lo que actualiza de manera sustancial y continua los coeficientes de calibración, o solo por comando.

30 En otra realización, el método y aparato de estimación de fase comprende un acondicionador de señal de entrada. El acondicionador de señal de entrada puede corregir defectos conocidos en las señales de entrada, como ganancias o compensaciones desiguales de la señal. Por ejemplo, el acondicionador de señal puede promediar cada señal de entrada durante al menos un ciclo completo de la senoide para determinar los valores de compensación o puede seguir los valores de pico y valle para determinar las ganancias de la señal.

35 El método de estimación de fase puede incluirse en productos tales como codificadores de posición y usarse durante su operación, ya sea continuamente o según sea necesario o según lo ordenado. Alternativamente o además, el método de estimación de fase puede usarse en el momento de la fabricación de un sistema particular en el que se usa la estimación de fase, tal como un sistema de motor que tiene circuitos de detección de posición. En este caso, el uso del método durante la fabricación produce ponderaciones y/o coeficientes de calibración que se incorporan a los circuitos operativos y pueden permanecer fijos durante períodos relativamente largos o incluso indefinidamente. Por ejemplo, los valores obtenidos por el uso del método durante la fabricación pueden almacenarse en tablas de búsqueda o estructuras análogas de las que se recuperan para su uso en los cálculos durante la operación regular posterior en curso. El método se realiza preferiblemente bajo las condiciones operativas esperadas, y no necesita ser de larga duración porque los valores finales se pueden obtener en solo unos pocos períodos de las señales de entrada.

45 Las características anteriores y otras de la invención, que incluyen diversos detalles novedosos de construcción y combinaciones de piezas, y otras ventajas, se describirán ahora más particularmente con referencia a los dibujos adjuntos y se indicarán en las reivindicaciones. Se entenderá que el método particular y el dispositivo que incorpora la invención se muestran a modo de ilustración y no como una limitación de la invención. Los principios y características de esta invención pueden emplearse en diversas y numerosas realizaciones sin apartarse del ámbito de la invención.

Breve descripción de las diferentes vistas del dibujo

55 Los anteriores, otros objetos, características y ventajas de la invención se harán evidentes a partir de la siguiente descripción junto con los dibujos adjuntos, en los que los caracteres de referencia se refieren a las mismas partes en las diferentes vistas. Los dibujos no son necesariamente a escala; se ha puesto énfasis en ilustrar los principios de la invención. De los dibujos:

60 La Figura 1 es una ilustración esquemática de un sistema de codificador absoluto rotativo;

La Figura 2 es un diagrama de bloques de una realización del aparato y método de estimación de fase;

La Figura 3 es un diagrama de bloques de una configuración del método de estimación y calibración de fase;

65 La Figura 4 ilustra esquemáticamente la lógica para determinar los ajustes de calibración realizados de acuerdo con una configuración de la invención.

La Figura 5 es un diagrama de bloques de una segunda configuración del método de estimación y calibración de fase;

5 Descripción detallada de la invención

La figura 1 es una ilustración esquemática de un sistema de codificador absoluto rotativo 10 que utiliza sensores discretos y ampliamente separados. El sistema codificador 10 comprende un disco de una sola pista 110, sensores nominalmente idénticos 120 y un sistema de procesamiento electrónico digital 200. El disco 110, en esta realización a modo de ejemplo, es un disco de vidrio montado en un árbol 130 de un motor, dicho árbol es el objeto cuya posición angular debe medirse. El disco 110 tiene un borde exterior 111. Una pista óptica de transmisión variable 114 está dispuesta cerca del borde exterior 111 con las secciones restantes de la superficie del disco recubiertas con un material opaco. La pista óptica 114 comprende una región opaca 115 y una región nominalmente transparente 116, en la que la pista está modulada en área en la dirección radial para crear una función de transmisión óptica sinusoidal elevada alrededor del perímetro del disco; es decir, la función de transmisión óptica toma la forma:

$$T(\theta) = A + B\cos(\theta) \quad (1)$$

donde θ es la posición angular alrededor del perímetro del disco con respecto a un punto de partida predeterminado pero arbitrario, A es una compensación y B es la amplitud del coseno. En una realización, el período angular de la función de transmisión óptica sinusoidal es 360 grados o una rotación completa; puede tener valores diferentes en realizaciones alternativas.

El sistema codificador absoluto rotativo 10 comprende M sensores idénticos 120, en el que M es un número entero mayor o igual a 2 y normalmente mayor o igual a 3. En algunas realizaciones, M es igual a 4 o más. En la realización ilustrada, los sensores 120 pueden ser fotodetectores semiconductores que están emparejados individualmente con una fuente de luz de estado sólido (no ilustrada) tal como un diodo emisor de luz, el fotodetector y la fuente de luz están dispuestos en caras opuestas del disco 110. Como es bien sabido por los expertos en codificadores ópticos, cada fuente de luz y fotodetector emparejados estarán dispuestos para iluminar una región angular de la pista 114 y detectar la luz que pasa a través de ella. La región iluminada y detectada de la pista 114 es, por diseño, proporcional al tamaño de la región transmisiva máxima de la pista 114 de área modulada. Las salidas eléctricas de los sensores 120 están generalmente relacionadas linealmente con la intensidad de luz promedio que alcanza sus áreas fotosensibles y, por lo tanto, están relacionadas con la sección de la pista 114 de área modulada que se coloca entre la fuente y el fotodetector. Normalmente, los sensores 120 se distribuyen uniformemente alrededor de la circunferencia del disco 110, aunque esta distribución uniforme no puede usarse en diseños específicos.

Debe observarse que el sistema codificador 10 discutido anteriormente no es más que un ejemplo de un generador de señal sinusoidal de una vez por revolución al que se pueden aplicar el aparato y el método de estimación de fase descritos en este documento. En otras realizaciones, por ejemplo, el aparato y el método de estimación de fase descritos en este documento pueden aplicarse a un codificador magnético, en el que el estado físico de un imán giratorio se estima a partir de señales generadas por sensores de campo magnético tales como sensores de efecto Hall. El imán giratorio puede ser el rotor de un motor, por ejemplo.

La figura 2 es un diagrama de bloques de los circuitos de estimación de fase incorporados en el aparato del sistema de procesamiento 200. Los sensores 120 forman un conjunto de fuentes de señal para un sistema de procesamiento electrónico digital 200. El sistema de procesamiento 200 comprende un acondicionador de señal 210, cuyo acondicionador incluye uno o más convertidores analógico a digital y varios medios convencionales analógicos o digitales para ajustar y adaptar las señales de entrada sin procesar para un procesamiento digital adicional. El sistema de procesamiento 200 comprende además un estimador de fase 220, que comprende un procesador primario de correlación (PCP) 221 y un convertidor de vector de fase 230. El sistema de procesamiento también puede incluir uno o los dos subsistemas de calibración 240A, 240B mostrados en líneas discontinuas.

La descripción a continuación puede referirse alternativamente a elementos del sistema de procesamiento 200 como etapas o funciones, ya que el diagrama también generalmente representa un flujo de procesamiento y funciones realizadas en el flujo. Como se menciona a continuación, el sistema de procesamiento 200 puede implementarse utilizando circuitos de procesamiento programados (por ejemplo, un microprocesador) y software o firmware especializado, en cuyo caso los componentes del sistema de procesamiento 200 pueden corresponder a módulos u otros elementos organizativos.

Las señales de salida de las fuentes de señal 120 forman un conjunto de señales medidas S210 que comprende M señales individuales S210-M, en el que las M señales se relacionan con las M fuentes de señal respectivamente.

El conjunto de señales S210 toma la forma de M, muestras con compensación de fase de la misma señal sinusoidal. Esto es,

65

$$S_m(\theta) = A_m + R_m \cos\left(\frac{2\pi\theta}{360} + \varphi_m\right) \quad (2)$$

donde el subíndice, m, indica que la señal S es de la m^{ésima} fuente de señal 120 y φ_m es la compensación de fase nominalmente constante asociada con la m^{ésima} fuente de señal. Por ejemplo, si se hace referencia a la fase a la fuente de señal proveniente de un "primer" sensor 120-1 seleccionado arbitrariamente, entonces la fuente de señal asociada con otro sensor 120 dispuesto en el disco diametralmente opuesto a dicho "primer" sensor tendrá un cambio de fase, φ_m , igual a π radianes.

Por diseño, los sensores 120 están dispuestos de manera que el conjunto de señales medidas S210 no sea completamente redundante; es decir, al menos un miembro del conjunto comprende al menos algunos datos que son matemáticamente ortogonales a los datos en los otros miembros del conjunto. Por ejemplo, tomado en conjunto, el conjunto contiene datos que están relacionados tanto con $\sin(\theta)$ como con $\cos(\theta)$. Esta condición se cumple cuando cualquier par de señales en el conjunto no está en fase ni desfasada 180 grados. La no redundancia completa ocurre cuando hay al menos un par de señales que está 90 grados fuera de fase entre sí.

El sistema de procesamiento 200 recibe el conjunto de señales S210 en la entrada del acondicionador de señales 210. Dado que cada señal en el conjunto S210 se origina en un sensor analógico único 120, el acondicionador de señal 210, como es convencional en la técnica, normalmente contiene canales paralelos de amplificadores y filtros para eliminar el ruido y hacer coincidir las señales en amplitud. El acondicionador de señal 210 comprende además uno o más convertidores analógico a digital. Es importante que todas las señales en el conjunto S210 sean muestreadas y digitalizadas sustancialmente simultáneamente ya que cualquier diferencia de tiempo de muestra aparecerá más tarde como un error de cambio de fase variable en la medición.

En algunos sistemas, el sistema de sensor subyacente es unipolar, es decir, las señales eléctricas sin procesar no toman valores tanto positivos como negativos. Por ejemplo, el codificador óptico descrito en la Figura 1 tiene una señal que es unipolar ya que la intensidad de la luz nunca es negativa. El valor medio de la señal en todo el rango del codificador se conoce como compensación de CC o simplemente "compensación", que, al ser independiente de la posición del codificador, no contiene información significativa. En tales sistemas, puede ser deseable incorporar una corrección de compensación de CC ajustable en el acondicionador de señal 210. La corrección de compensación de CC también se puede utilizar en sistemas con sensores bipolares. La magnitud de la corrección de compensación de CC puede determinarse y establecerse manualmente, por ejemplo, durante la configuración del sistema, o automática y sustancialmente continua durante la operación, o una combinación de ambos enfoques. En cualquier enfoque, el valor promedio de cada señal de corrección posterior se calcula normalmente sobre una o más variaciones $2n$ completas en el rango de entrada (por ejemplo, revoluciones completas de un disco codificador). Ese promedio se utiliza como entrada para la corrección de compensación de CC. Si la corrección se realiza de forma continua, es conveniente tratarla como una señal de retroalimentación en un bucle de enganche tipo 1 para evitar la inestabilidad.

El conjunto de señal de salida S220 del acondicionador de señal 210 es la entrada para el estimador de fase 220. En realizaciones típicas, el estimador de fase está basado en correlación. En general, para una señal sinusoidal continua de magnitud R y fase instantánea φ , un estimador de fase de correlación multiplica una señal sinusoidal de entrada con un seno de referencia y un coseno de referencia e integra las dos funciones del producto resultante durante uno o más períodos de los sinusoides de referencia. Los dos resultados de integración intermedios son respectivamente proporcionales a los dos componentes en cuadratura de la fase de la sinusoide de entrada (en relación con la fase de las sinusoides de referencia). Es decir, para una señal de entrada de la forma de la ecuación (2), los resultados intermedios son iguales a $R\sin(\varphi)$ y $R\cos(\varphi)$ respectivamente, donde el valor de sesgo (o compensación), A, se filtra automáticamente por proceso de correlación.

Una vez que estos resultados en cuadratura están disponibles, es fácil evaluar la magnitud y la fase de la señal de entrada utilizando las ecuaciones conocidas:

$$\begin{aligned} \text{MAG} &= R = R \times \text{SQRT}[\sin(\varphi)^2 + \cos(\varphi)^2] \\ \varphi &= \text{Arctan}[\sin(\varphi) / \cos(\varphi)] \end{aligned} \quad (3)$$

En el método de estimación de fase a modo de ejemplo, la señal de entrada no es continua, sino que comprende M muestras discretas de una sinusoide en la que los puntos de muestra se distribuyen en $2n$. En esta configuración, el proceso de integración de caso continuo se convierte en un proceso de suma discreta. Además, en la realización típica de un estimador de fase de correlación discreta, los puntos de muestra M están distribuidos uniformemente. Cuando se aplica esta condición, el proceso de estimación de fase se describe mediante la ecuación:

$$\tan(\varphi_t) = \frac{\sum_1^M S_{t,m} \sin [2\pi(m-1)/M]}{\sum_1^M S_{t,m} \cos [2\pi(m-1)/M]}, \quad (4)$$

o

$$\tan(\varphi_t) = \frac{y_t}{x_t}, \quad (5)$$

5 donde las estimaciones de la señal de cuadratura y_t y x_t son las sumas de numerador y denominador de la ecuación (4) y el subíndice t se ha agregado para indicar que el resultado no es más que una de una serie de mediciones secuenciales, las mediciones se han realizado en el instante $t^{\text{ésimo}}$.

10 Con referencia ahora a la Figura 3, el estimador de fase de correlación 220 comprende PCP 221 y el convertidor de vector de fase 230. También se muestran dos componentes del subsistema de calibración opcional 240A de la Figura 2, al que se hace referencia en este documento como el subsistema de calibración "posterior a la cuadratura" 240A. Estos componentes son un generador de coeficientes 235 y un módulo 225 para aplicar coeficientes de calibración a los valores de correlación x, y.

15 PCP 221 comprende dos subprocesadores; un estimador senoidal 222 y un estimador cosenoidal 224. Los dos subprocesadores evalúan la suma del numerador (y_t) y la suma del denominador (x_t) de la ecuación (4) respectivamente, mientras que el convertidor de vector de fase 230 realiza la evaluación de arcotangente requerida para extraer la fase, φ_t , de la relación de la ecuación (5). El convertidor de vector de fase 230 también estima la magnitud R a partir de la suma de raíz cuadrada de las estimaciones de seno y coseno, como se muestra en las ecuaciones (3). Como entenderán los expertos en la técnica de procesamiento de señales, una calculadora de vector de fase generalmente no estima literalmente el arcotangente de la relación de los dos valores de cuadratura, como se muestra en la ecuación (5), ya que ese proceso está limitado a un rango de valores de salida entre $-\pi/2$ a $+\pi/2$. En cambio, el procesador generalmente usará un algoritmo de evaluación de arcotangente de rango 2π completo, como la conocida función ATAN2.

25 Cada uno de estos procesadores o subprocesadores puede implementarse en varias formas que incluyen hardware no programado ("cableado") o hardware de procesamiento de uso más general programado con software o firmware en arreglos configurados específicamente de aparatos informáticos conocidos como ordenadores, microprocesadores, arreglos de puertas programables u otros circuitos electrónicos digitales. Además, las diversas etapas de procesamiento se han dividido en módulos, procesadores, subsistemas o subprocesadores específicos dentro del sistema de procesamiento 200 para mayor claridad. En diversas realizaciones, la partición, la disposición y las interacciones funcionales pueden ser diferentes de lo que se describe aquí.

30 Los valores de referencia seno y coseno utilizados en la ecuación (4) son valores de ponderación constante aplicados a cada conjunto de muestras de señal, $S_{t,m}$. Como tal, muchos procesadores de fase de correlación (digital) fijan estas ponderaciones en el firmware o como constantes de software. Además, puede observarse que el proceso general de tomar múltiples sumas ponderadas de un solo conjunto de datos puede expresarse matemáticamente como una multiplicación de matriz, como en:

$$\begin{bmatrix} y_t \\ x_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_{y1} & \dots & W_{yM} \\ W_{x1} & \dots & W_{xM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{t1} \\ \vdots \\ S_{tM} \end{bmatrix} \quad (6)$$

35 donde el vector de señal $\overrightarrow{S_{t,m}}$ es el conjunto de valores de señal S220 y las ponderaciones en la matriz son los valores de seno y coseno muestreados que se muestran en la ecuación (4).

40 Cabe señalar que los valores de ponderación utilizados en la ecuación (4) son específicos para procesar M muestras separadas uniformemente de una senoide. En el caso más general, las ponderaciones son el conjunto normalizado de senos y cosenos evaluados en los puntos de muestra quizás no espaciados uniformemente, por ejemplo, la ϕ_m de la ecuación (2).

45 Las dos salidas de componentes en cuadratura de PCP 221, x_t y y_t , se transfieren al convertidor de vector de fase 230, donde se realizan las conversiones de x e y a una magnitud R y una fase θ_t (Figura 3, señales S235M y S235P respectivamente) usando las fórmulas en las ecuaciones (3).

50 Como se mencionó, el sistema de procesamiento 200 puede incluir uno o ambos subsistemas de calibración 240. Como se describe a continuación, el sistema de procesamiento 200 puede incluir un subsistema de calibración posterior a la cuadratura 240A o un subsistema de calibración previo a la cuadratura 240B, o el sistema de procesamiento 200 puede incluir ambos subsistemas de calibración.

Como se muestra en la Figura 3, en una realización a modo de ejemplo, el subsistema de calibración posterior a la cuadratura 240A recibe la magnitud S235M y la fase S235P estima la salida del convertidor de vector de fase 230. Comparando las muestras con una plantilla ideal, el subsistema genera incrementalmente coeficientes de calibración (en un generador de coeficientes 235) para aplicar o realimentar a las entradas del convertidor de vector de fase 230.

En la configuración ilustrada en la Figura 3, los valores estimados de magnitud y fase de salida del calculador 230 se pasan al generador de coeficientes 235. El generador 235 contiene un motor lógico que compara la magnitud estimada R con una magnitud de vector nominal predeterminada, R_{NOM}. Si la magnitud estimada es igual a R_{NOM}, no se requieren cambios de calibración. Por otro lado, si la magnitud no es igual a R_{NOM}, el generador de coeficientes 235 aplica un conjunto de reglas (descritas a continuación) para generar incrementos o reducciones incrementales en uno o más de cinco (5) coeficientes de calibración: Escalado (G_{x,t} y G_{y,t}), Compensación (O_{x,t} y O_{y,t}) y Fase (P_t). Estos coeficientes de calibración se aplican a la salida del estimador senoidal 222 y el estimador coseno 224 mediante el módulo de aplicación del coeficiente de calibración 225 para producir señales de cuadratura calibradas como entradas al convertidor de vector de fase 230 usando las fórmulas:

$$\begin{aligned} X_t &= (x_t + O_{x,t} + P_t \times y_t) \times G_{x,t} \\ Y_t &= (y_t + O_{y,t}) \times G_{y,t} \end{aligned} \quad (7)$$

(observe la diferencia entre la variable "x_t" y el signo de multiplicación "x"), donde x_t e y_t son señales de cuadratura de calibración previa y X_t e Y_t son señales de cuadratura posterior a la calibración. En esta configuración, los diversos coeficientes de calibración se ajustan incrementalmente para controlar la magnitud [MAG en la ecuación (3)] del vector de fase para igualar R_{NOM} para todos los valores de la fase φ.

La figura 4 se usa para describir el funcionamiento del generador de coeficientes 235. Ilustra un círculo unitario normalizado 157 que representa una ubicación esperada de un vector de fase o fasor 156 correspondiente al valor de fase S235P y S235M, así como un círculo desplazado 158 correspondiente a una ubicación real del fasor 156. El generador de coeficiente 235 usa los valores de señal de fase S235P y los valores de señal de magnitud S235M para ajustar automática y continuamente los coeficientes de calibración que se aplican a los componentes de la cuadratura de acuerdo con la ecuación (7) en el subsistema de calibración 240A. En el sistema a modo de ejemplo, el generador de coeficientes 235 aplica un conjunto de pruebas lógicas (véase la Tabla 1 a continuación) para decidir si el fasor 156 representado por el valor de fase S235P y el valor de magnitud S235M se encuentra en el círculo unitario normalizado 157. Si la punta del fasor 156 no está en el círculo 157 (por ejemplo, está en un círculo desplazado 158), el subsistema 240A incrementa/disminuye los diversos coeficientes de calibración (colectivamente, coeficientes S225) hasta que el fasor 156 se encuentre en el círculo 157. Cada incremento/decremento es preferiblemente pequeño, por ejemplo, un LSB, por lo que el efecto de cualquier ajuste a los coeficientes de calibración es casi imperceptible. Tenga en cuenta que el motor lógico en el generador de coeficientes 235 tiene solo dos pruebas simples para realizar: 1) es MAG mayor o menor que R_{NOM}, y 2) en cuál de los 16 "espacios" (sectores de un círculo unitario) se encuentra la fase, donde los espacios se identifican en la Tabla 1. Tenga en cuenta que no se realizan ajustes en los espacios impares ni cuando la magnitud es igual al radio del círculo unitario.

Tabla 1

Sector			Magnitud					
De	A	Espacio	> Radio del círculo unitario			< Radio del círculo unitario		
			Ganancia	Compensación	Fase	Ganancia	Compensación	Fase
348,75	11,25	0	G _x = G _x -1	O _x = O _x -1	-	G _x = G _x +1	O _x = O _x +1	-
11,25	33,75	1						
33,75	56,25	2	-	-	P = P-1	-	-	P = P + 1
56,25	78,75	3						
78,75	101,25	4	G _y = G _y -1	O _y = O _y -1	-	G _y = G _y +1	O _y = O _y +1	-
101,25	125,75	5						
123,75	146,25	6	-	-	P = P + 1	-	-	P = P-1
146,25	168,75	7						
168,75	191,25	8	G _x = G _x -1	O _x = O _x +1	-	G _x = G _x +1	O _x = O _x -1	-

(continuación)

Sector			Magnitud					
De	A	Espacio	> Radio del círculo unitario			< Radio del círculo unitario		
			Ganancia	Compensación	Fase	Ganancia	Compensación	Fase
191,25	213,75	9						
213,75	236,25	10	-	-	P = P-1	-	-	P = P + 1
236,25	258,75	11						
258,75	281,25	12	Gy = Gy-1	Oy = Oy+1	-	Gy = Gy+1	Oy = Oy-1	-
281,25	303,75	13						
303,75	326,25	14	-	-	P = P + 1	-	-	P = P-1
326,25	348,75	15						

Las pruebas lógicas se pueden aplicar con varias reglas. Por ejemplo, el generador de coeficientes 235 puede aplicar las pruebas cada vez que se registra una fase de muestra. Alternativamente, en una implementación preferida, las pruebas solo se aplican si el ángulo de fase actual del fasor está en un cuadrante diferente al valor de fase en el que se realizó el último ajuste de los coeficientes de calibración. Este modo preferido evita que se aplique la misma corrección una y otra vez cuando la fuente subyacente no se mueve en relación con los detectores. Otra alternativa es calibrar el sistema una vez, para acomodar los efectos de fabricación y/o configuración inicial, y luego bloquear esos valores de calibración para todas las mediciones futuras (o al menos hasta que se aplique un comando de recalibración). Remillard, en el documento US 6.897.435 (incorporado aquí como referencia), describió este proceso en detalle.

Refiriéndose nuevamente a la Figura 2, el sistema de procesamiento 200 puede incluir un subsistema de calibración previa a la cuadratura 240B. Como se muestra en la Figura 2, en una realización a modo de ejemplo, el subsistema de calibración previa a la cuadratura 240B genera uno o más conjuntos de coeficientes de calibración S221 y S515 que se aplican en diferentes puntos de la cadena de procesamiento de señal en comparación con el subsistema 240A posterior a la cuadratura. Específicamente, la calibración inherente a la ecuación (7) se aplica *después de* la estimación del componente en cuadratura en PCP 221, mientras que la configuración ilustrada en la Figura 5 generalmente aplica la calibración *antes* o como parte de la estimación del componente en cuadratura. En el subsistema de calibración previa a la cuadratura 240B, se usan estimaciones explícitas de la magnitud, la compensación y la fase relativa de *cada sensor* 120 para adaptar/calibrar el estimador de fase de correlación 220 y/o las propias señales de entrada. Cabe señalar que los dos enfoques de calibración son independientes y funcionan en serie entre sí. Se pueden usar en realizaciones del método de estimación de fase para mejorar individualmente la precisión de la estimación de fase o se pueden usar juntos en un sistema de estimación de una fase. Además, en las realizaciones donde se espera que los parámetros del sensor sean relativamente estables, el método y el aparato de calibración previo o posterior a la cuadratura pueden usarse para calibrar el sistema una vez en el momento de la fabricación u otro despliegue inicial, para acomodar la fabricación y/o inicial configure los efectos y luego bloquee esos valores de calibración para todas las mediciones futuras (o al menos hasta que se aplique un comando de recalibración).

Para mayor claridad, pero sin pérdida de generalidad prevista, el subsistema de calibración previa a la cuadratura 240B se describe aquí en el contexto de una realización a modo de ejemplo que usa un número mínimo (tres) de sensores 120. Los principios y el método descritos aquí no se limitan en modo alguno a esta realización a modo de ejemplo. La realización a modo de ejemplo es un codificador similar al representado en la Figura 1 que comprende tres sensores 120. Los sensores 120 están dispuestos preferiblemente (nominalmente) a $\theta = 0$, $\theta = 120$ y $\theta = 240$ grados en relación con una posición de inicio arbitraria. Tenga en cuenta que la letra griega θ se usa aquí para denotar ángulos físicos en grados (como la posición de un sensor alrededor del disco) mientras que la letra griega ϕ se usa para representar la fase trigonométrica en radianes. Idealmente, los detectores y la electrónica de procesamiento para diferentes sensores son sustancialmente idénticos a los diseñados y fabricados, por lo que la señal bruta de cada detector, $I_m(\phi) = A + R \cos(\phi + \pi\theta_m/180)$, tiene aproximadamente la misma compensación A y amplitud R (o pueden hacerse idénticos mediante ajustes en el acondicionador de señal 210).

En esta realización a modo de ejemplo, los coeficientes de calibración S221 sirven como ponderaciones utilizadas por el PCP 221, en el que la salida digitalizada del acondicionador de señal 210 (conjunto de señal S220) es procesada por el estimador senoidal 222 y el estimador coseno 224, que juntos implementan la multiplicación de la matriz

$$\begin{bmatrix} R\text{sen}(\phi) \\ R\text{cos}(\phi) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -0,5 & -0,5 \\ 0 & 0,866 & -0,866 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A + R \cos(\phi) \\ A + R \cos(\phi + 120) \\ A + R \cos(\phi + 240) \end{bmatrix} \quad (8)$$

donde las ponderaciones iniciales en la matriz de ponderación se reconocerán como el seno y el coseno de 0, 120 y 240 grados. La salida de PCP 221 se transfiere al convertidor de vector de fase 230, que convierte los dos valores de cuadratura en magnitud S235M y fase S235P usando las fórmulas bien conocidas.

5 La figura 5 ilustra el subsistema de calibración previa a la cuadratura 240B. Tenga en cuenta que para mayor claridad de la exposición, los elementos en la Figura 5 pueden, en diferentes momentos, ser referenciados sintácticamente como etapas de procesamiento o como módulos de procesamiento que realizan esas etapas. El flujo de procesamiento comienza en la etapa 510 de entrada de señal, que es la transferencia del conjunto de señal S220 desde el acondicionador de señal 210. Como se mencionó anteriormente, el conjunto de señal S220 comprende una muestra digitalizada de cada una de las fuentes de señal M (es decir, sensores 120), donde el muestreo es simultáneo. Además de los valores de la señal M, este enfoque de calibración comprende además etiquetar cada conjunto de muestras con un número de identificación, ID, que se utiliza solo con fines de seguimiento. La ID puede ser un número secuencial adjunto a todos los datos que se muestrean en un instante.

15 Las señales muestreadas se envían a dos canales de procesamiento en paralelo. Un canal comprende el proceso de estimación de fase descrito anteriormente realizado en el estimador de fase de correlación 220. Estas etapas se ilustran en el lado derecho del diagrama como una etapa de multiplicación de matriz 221 (correspondiente al PCP 221) y una etapa de conversión de vector de fase 230 (correspondiente al calculador de vector de fase 230). Este canal también incluye una etapa de calibración previa a la cuadratura 515 para eliminar la ganancia de señal y los errores de compensación antes de realizar la etapa 221 de multiplicación de la matriz. También se ilustran como parte de este canal las etapas opcionales de calibración posterior a la cuadratura (generación de coeficientes 235 y aplicación de coeficientes 225). Algunas realizaciones incluirán preferiblemente procesos de calibración previa y posterior a la cuadratura. En cada etapa del proceso, los valores derivados mantienen el número de identificación, ID, de los datos originales.

El segundo canal paralelo ilustrado en la Figura 5 comprende etapas para la generación/cálculo del proceso de calibración previa a la cuadratura 240B. Cada conjunto de datos recibido S220 se almacena en una memoria intermedia, etapa 540, para construir al menos un ciclo completo de cada seno/coseno. Además de los datos entrantes, la memoria intermedia también almacena los valores de posición angular estimados asociados, θ_{ID} , producidos más tarde en la etapa 230 y recuperados a partir de ellos. Los valores de posición estimados están asociados con las muestras de señal a partir de las cuales fueron producidos por sus números de identificación comunes. Normalmente, la memoria intermedia eliminará las muestras más antiguas (aquellas con los números de ID más bajos) para dejar espacio para las muestras más recientes.

35 Opcionalmente, la etapa de almacenamiento temporal de señal 540 puede activarse mediante una prueba de umbral de movimiento 538. Si el generador de señal subyacente no se mueve (o se mueve lentamente en relación con la frecuencia de muestreo), entonces las muestras de señal en la etapa 510 no cambian sustancialmente. La prueba de umbral de movimiento 538 congela el contenido de la memoria intermedia 540 (es decir, se abstiene temporalmente de registrar nuevas muestras) cada vez que el cambio en la posición estimada del generador de señal (como se calcula en el diferenciador 537) es menor que un valor umbral predeterminado (pero opcionalmente adaptable), T. Cabe señalar que hay un retraso entre el movimiento del generador de señal y el cambio de posición calculado, lo que dará como resultado que se carguen algunos valores de señal redundantes en la memoria intermedia cuando el generador de señal se detenga y se pierda alguna señal utilizable. muestras cuando el generador de señal comienza a moverse. Sin embargo, tales efectos simplemente reflejan el hecho de que el proceso de calibración de la señal funciona más efectivamente cuando el generador de señal está en movimiento.

En un sentido general, los datos en la memoria intermedia de señal 540 pueden considerarse como una tabla con columnas M+2: M columnas en las que cada columna almacena la salida de una fuente de señal durante un período de tiempo anterior, una columna almacena la posición estimada del generador de señal θ_{ID} del convertidor de vector de fase 230, y una columna para los números de etiquetado de ID, donde los datos en cualquier fila dada de esta tabla representa información recopilada/generada simultáneamente.

Los datos de las "filas" seleccionadas de esta tabla se copian de la memoria intermedia 540 mediante una etapa de selección de muestra 545. Los criterios utilizados en la etapa de selección 545 están normalmente predeterminados. En general, es deseable tener al menos tres muestras por ciclo completo del generador de señal y es preferible en muchas realizaciones tener cuatro muestras por ciclo. También es preferible que las muestras se distribuyan de manera sustancialmente uniforme a lo largo del ciclo. En una realización preferida, las muestras se seleccionan para estar sustancialmente separadas 90 grados, según se mide por los valores de posición angular, θ_{ID} . Por ejemplo, las cuatro muestras seleccionadas pueden estar separadas por valores nominales estimados de posición angular de 0, 90, 180 y 270 grados.

65 Generalmente, debido a la aleatoriedad inherente en los tiempos de muestreo, los valores de posición angular seleccionados se desplazan ligeramente de sus valores ideales. Por ejemplo, los 4 valores de posición angular pueden ser: θ , $\theta + 90 + \epsilon$, $\theta + 180 + \alpha$ y $\theta + 270 + \beta$ donde θ es la posición arbitraria de la primera muestra y ϵ , α y β son las pequeñas diferencias con respecto a los cambios nominales de 90 grados que son inherentes al uso de datos

recopilados operacionalmente.

Los valores de posición angular seleccionados se transmiten a una etapa de cálculo de ponderación de correlación 547, mientras que los datos de señal muestreados se transmiten a una etapa de multiplicación de matriz 550, comprendiendo dicha etapa de multiplicación de matriz un procesador de fase M de correlación secundaria (SCP) de canal M que puede ser sustancialmente idéntico a lo descrito como PCP 221. Además, la etapa de multiplicación de matriz 550 puede incluir una fila adicional de ponderaciones en la matriz en la que estas ponderaciones adicionales generan una estimación de la compensación de cada señal.

5
10 Como se ha señalado anteriormente, las ponderaciones en un estimador de fase de correlación discreta son proporcionales al seno y coseno de referencia evaluados en las mismas etapas de fase que las señales que se muestrean. Por lo tanto, para las muestras aproximadas de 90 grados en la realización a modo de ejemplo, la etapa de cálculo de ponderación de correlación 547 genera ponderaciones para llenar una matriz tal como:

$$15 \quad \begin{bmatrix} \text{sen}(0) & \text{sen}(90 - \epsilon) & \text{sen}(180 - \alpha) & \text{sen}(270 - \beta) \\ \text{cos}(0) & \text{cos}(90 - \epsilon) & \text{cos}(180 - \alpha) & \text{cos}(270 - \beta) \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

donde la fila superior genera los valores de cuadratura y, la fila central genera los valores de cuadratura x y la fila inferior se aproxima a la compensación promedio de la señal. Para PCP 221 estos son los valores (x, y) que se muestran en la Figura 2, mientras que para el SCP representado por el multiplicador de matriz 550 generalmente hay M conjuntos de valores x e y, uno para cada sensor 120. El ejemplo específico de tres sensores 120 se describe a continuación. También se observará que para el caso de cambios de fase perfectos de 90 grados, las dos filas superiores de esta matriz degeneran en el conocido proceso de estimación de fase de "4-bandejas".

25 La etapa de multiplicación de matrices 550 es, en una realización, un procesador multicanal que comprende estimadores de seno, coseno y compensación para cada una de las fuentes de señal M. La etapa de multiplicación de matriz 550 es seguida por una etapa de cálculo de fase relativa 555 que convierte los conjuntos M de valores de cuadratura en fases M y luego hace referencia a las fases M a la fase del "primer" sensor arbitrariamente seleccionado.

30 En el sistema a modo de ejemplo ilustrado en la Figura 5 en el que hay tres sensores y cuatro muestras por ciclo, la etapa 550 de multiplicación de la matriz proporciona tres conjuntos de valores de salida en cuadratura (y tres estimaciones de compensación):

$$35 \quad \begin{bmatrix} y_0 & y_{120} & y_{240} \\ x_0 & x_{120} & x_{240} \\ A_0 & A_{120} & A_{240} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(0) & \text{sen}(90 - \epsilon) & \text{sen}(180 - \alpha) & \text{sen}(270 - \beta) \\ \text{cos}(0) & \text{cos}(90 - \epsilon) & \text{cos}(180 - \alpha) & \text{cos}(270 - \beta) \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_0(0) & S_{120}(0) & S_{240}(0) \\ S_0(90 + \epsilon) & S_{120}(90 + \epsilon) & S_{240}(90 + \epsilon) \\ S_0(180 + \alpha) & S_{120}(180 + \alpha) & S_{240}(180 + \alpha) \\ S_0(270 + \beta) & S_{120}(270 + \beta) & S_{240}(270 + \beta) \end{bmatrix} \quad (10)$$

Opcionalmente, estos valores de salida pueden promediarse en múltiples evaluaciones para suavizar los datos. Los valores de salida de esta etapa se transmiten a la etapa de cálculo de fase relativa 555 y a una etapa de acondicionamiento de ganancia y compensación 552. Además, pero no se ilustra, la estimación de compensación en la salida de la etapa de acondicionamiento 552, que es la compensación promedio para cada canal, puede realimentarse (es decir, restar de las señales de entrada) a la entrada de la etapa de multiplicación de matriz 550 para mejorar adicionalmente la precisión de las estimaciones de fase, magnitud y compensación. Los que estén familiarizados con los bucles de retroalimentación entenderán que promediar la compensación en un número significativo de muestras es efectivamente una etapa de integración que hace que la configuración descrita en este documento sea un bucle de enganche estable de tipo 1.

45 Continuando con la Figura 5, la etapa de acondicionamiento 552 realiza tres funciones. Primero, suaviza promediando cada una de las señales de salida de 3M de la etapa 550 de multiplicación de matrices. En segundo lugar, coincide con las magnitudes (proporcionando constantes de escala designadas como ganancias) de las señales M que se utilizan como entradas para la etapa 220 de estimación de fase de correlación. La oscilación absoluta de pico a valle de cualquiera de las sinusoides M no es crítica para una estimación de fase precisa, pero todas las señales tienen preferiblemente la misma oscilación de pico a valle. La etapa de acondicionamiento 552 genera un factor de ganancia para cada una de las señales M que les permitirá alcanzar sustancialmente esta condición. En tercer lugar, genera una estimación del desplazamiento de cada una de las señales M, siendo esta compensación uno de los coeficientes de calibración. Los coeficientes de ganancia y compensación generados en la etapa de acondicionamiento 552 se aplican a las señales M en la etapa de corrección de señal 515 usando la fórmula:

$$55 \quad S = G * (s - O) \quad (11)$$

donde S es la señal corregida, s es la señal de entrada, y G y O son los coeficientes de ganancia y compensación

respectivamente para esa señal de entrada particular.

Con referencia nuevamente a la Figura 5, los valores de fase M de la etapa 550 de multiplicación de la matriz se transfieren a la etapa 555 de sustracción de fase. Mientras que el valor de fase absoluto de cada señal cambia constantemente a medida que se mueve el generador de señal, las fases relativas entre la señal 1 y la señal 2, la señal 1 y la señal 3, etc. permanecen constantes, donde el valor de la constante depende de dónde se encuentran los detectores físicos. están dispuestos alrededor del perímetro del generador de señal. Idealmente, por diseño, el incremento de fase entre las señales es idénticamente igual a una M^{ésima} de un ciclo. Para tres detectores, los incrementos de fase deberían ser idénticamente 120 grados, para cuatro detectores deberían ser de 90 grados, etc. En realizaciones reales, los incrementos de fase generalmente tienen pequeños errores que degradan la precisión de las mediciones de fase. La precisión de las mediciones puede mejorarse si el valor de estos pequeños errores puede calibrarse en las ponderaciones de la matriz del procesador.

La etapa de sustracción de fase 555 calcula los incrementos de fase, δ_i , entre las M señales medidas. Dado que cualquier detector puede ser declarado el detector de referencia, la etapa de sustracción de fase 555 resta la fase instantánea del detector de referencia designado de cada una de las otras fases, produciendo incrementos de fase M-1. Al igual que con las compensaciones y ganancias, los incrementos de fase se pueden suavizar promediando.

Los incrementos de fase M-1 de la etapa de sustracción de fase 555 se envían a una etapa de generación de ponderaciones 560 en el que los incrementos de fase medidos M-1 se comparan con los incrementos de fase nominales. Las diferencias entre los incrementos medidos, δ_i , y los incrementos nominales ("diseño"), Δ_i , son los errores de muestreo, ϵ_i , donde $\epsilon_i = \Delta_i - \delta_i$. En función de los errores de muestreo, las ponderaciones de matriz calibradas se calculan utilizando la fórmula:

$$W_{sj} = \text{sen}(\Delta_j + \epsilon_j) \text{ y } W_{cj} = \text{cos}(\Delta_j + \epsilon_j) \quad (12)$$

Estas ponderaciones se envían a PCP 221, cuya operación se ha descrito anteriormente, en el que se sustituyen en la multiplicación de la matriz:

$$\begin{bmatrix} \widehat{R \text{ sen}(\varphi)} \\ \widehat{R \text{ cos}(\varphi)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y \\ x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(0) & \text{sen}(120 + \epsilon_1) & \text{sen}(240 + \epsilon_2) \\ \text{cos}(0) & \text{cos}(120 + \epsilon_1) & \text{cos}(240 + \epsilon_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A + R \text{ cos}(\varphi) \\ A + R \text{ cos}(\varphi + 120) \\ A + R \text{ cos}(\varphi + 240) \end{bmatrix} \quad (13)$$

Donde la notación "hat" (z) se usa para indicar que el resultado es una estimación de los componentes de la cuadratura y no una solución exacta. La ecuación (13) se aplica en un sistema de tres detectores, como el ejemplo descrito aquí; Se usan ecuaciones análogas en sistemas que tienen otros números de detectores, como será evidente para los expertos en la materia.

Para resumir este segundo enfoque de calibración: en un codificador de detector M en el que los detectores se pueden muestrear muchas veces en un ciclo de la senoide a evaluar, cada detector se calibra para obtener errores de ganancia, compensación y fase procesando individualmente la serie de muestras recogidas de ese detector en particular. Estos flujos de datos de detectores individuales se procesan en procesadores de fase de correlación secundaria. Preferiblemente, las calibraciones de ganancia y compensación se aplican directamente al flujo de datos que alimenta el procesador de fase de correlación primaria. Además, los errores de fase entre los conjuntos de datos se usan para calcular un conjunto calibrado de ponderaciones para usar en el procesador de correlación primaria. Este enfoque de calibración funciona de forma autónoma y se puede permitir que funcione continuamente para compensar los errores que varían con el tiempo, como los efectos de deriva térmica en los detectores. Alternativamente, en las realizaciones donde se espera que los parámetros del sensor sean relativamente estables, el método y el aparato de calibración previa a la cuadratura pueden usarse para calibrar el sistema una vez en el momento de la fabricación u otro despliegue inicial, para acomodar los efectos de fabricación y/o configuración inicial, y luego para bloquear esos valores de calibración en la memoria para todas las mediciones futuras o hasta que se dé un comando de recalibración. En otra realización alternativa más, el método y el aparato de calibración previa a la cuadratura pueden usarse para desarrollar una tabla de consulta (LUT) de valores de calibración, donde los valores de calibración específicos dependen de uno o más parámetros medibles, por ejemplo, temperatura de funcionamiento, y donde los valores de la LUT se aplican al procesador de estimación de fase a medida que cambia el parámetro medible.

Este segundo enfoque de calibración es particularmente adecuado para codificadores en los que los detectores son físicamente distintos (es decir, donde no tienen una relación física inherente entre sí). Un ejemplo de dicho codificador se ilustra en la Figura 1. Otra realización de codificador similarmente adecuada hace uso de los sensores de efecto Hall (HES) normalmente integrados en motores sin escobillas de CC para medir la posición del rotor. Es común usar estos sensores para medir de forma aproximada la posición de rotación del rotor (están allí para proporcionar información de conmutación), pero generalmente los HES están diseñados para producir una salida binaria, adecuada para la conmutación pero no para la medición precisa y precisa del ángulo del rotor. Es posible sustituir HES analógicos en el motor para producir señales sinusoidales. Las realizaciones del método y aparato de estimación de fase, por lo

tanto, descritos aquí, pueden emplearse ventajosamente para usar estos HES analógicos para medir la posición angular absoluta del rotor.

- 5 Si bien se han mostrado y descrito particularmente diversas realizaciones de la innovación, los expertos en la materia entenderán que se pueden realizar diversos cambios en la forma y los detalles sin apartarse del ámbito de la innovación tal como se define en las reivindicaciones adjuntas. Por ejemplo, la invención no se limita de ninguna manera a las realizaciones descritas para el generador o detectores de señal (fuentes de señal). Tampoco hay ninguna limitación en el número o disposición de los detectores alrededor del generador de señal. Los inventores consideran que las diferentes configuraciones y disposiciones de las etapas de procesamiento del método descrito son
- 10 equivalentes a las configuraciones y disposiciones a modo de ejemplo descritas en este documento.

REIVINDICACIONES

1. Aparato para estimación de fase mediante el procesamiento de señales de sensor desde un conjunto de sensores (120), transportando las señales de sensor colectivamente una fase detectada para un estado que varía periódicamente de un objeto, incluyendo la fase detectada un componente de error debido a una disposición o un rendimiento no ideales de los sensores (120), que comprende:
- 5 un procesador de estimación de fase (220) operativo para [1] aplicar un primer cálculo de correlación a muestras recogidas simultáneamente de las señales de sensor para generar unos primeros valores de cuadratura para las señales de sensor, empleando el primer cálculo de correlación coeficientes de calibración y [2] aplicar un cálculo de fase a los primeros valores de cuadratura para generar una fase estimada indicativa del estado periódicamente variable del objeto; y
- 10 un circuito de calibración previa a la cuadratura (240B) operativo para [1] aplicar respectivos segundos cálculos de correlación a secuencias respectivas de muestras de las señales de sensor individualmente para generar conjuntos respectivos de segundos valores de cuadratura para cada una de las señales de sensor, [2] aplicar cálculos de fase y/o de magnitud a los conjuntos de segundos valores de cuadratura para generar los coeficientes de calibración para el primer cálculo de correlación y, por lo tanto, compensar el componente de error y mejorar la precisión de la fase estimada, en donde el circuito de calibración previa a la cuadratura (240B) es operativo además para registrar conjuntos sucesivos de muestras en la memoria digital junto con las respectivas fases estimadas del estado periódicamente variable del objeto cuando se generaron los conjuntos respectivos, y para seleccionar entre las muestras grabadas para formar las secuencias de muestras utilizadas en los segundos cálculos de correlación para generar los conjuntos de segundos valores de cuadratura a los que se aplican los cálculos de fase y/o magnitud, seleccionándose las muestras grabadas en diferentes puntos de fase durante un período de la señal de sensor según lo indicado por las respectivas fases estimadas almacenadas.
- 15 2. El aparato de la reivindicación 1, en el que los cálculos de fase y/o magnitud incluyen el cálculo de los coeficientes de ganancia y compensación para las señales de sensor, formando los coeficientes de ganancia y compensación parte o la totalidad de los coeficientes de calibración, y en donde la aplicación de los cálculos de fase y/o magnitud incluye aplicar correcciones de ganancia y compensación a las muestras de las señales de sensor de acuerdo con los coeficientes de ganancia y compensación, generando así muestras de señales de sensor calibradas usadas en el primer cálculo de correlación.
- 20 3. El aparato de la reivindicación 1, en el que los cálculos de fase y/o magnitud incluyen [1] calcular fases relativas de las señales de sensor, y [2] usar las fases relativas calculadas para generar primeras ponderaciones, definiendo dichas ponderaciones los primeros sinusoides de referencia y formando parte o la totalidad de los coeficientes de calibración utilizados en el primer cálculo de correlación.
- 25 4. El aparato de la reivindicación 1, en el que el cálculo de fase es parte de una conversión de vector de fase que genera la fase estimada así como también una magnitud estimada, y en donde el procesador de estimación de fase (220) incluye un circuito de calibración posterior a la cuadratura (240A), operativo para [1] aplicar una plantilla ideal a la magnitud y la fase estimadas para generar los segundos coeficientes de calibración correspondientes, y [2] aplicar correcciones a los primeros valores de cuadratura de acuerdo con los segundos coeficientes de calibración para usar en la conversión del vector de fase, compensando además el componente de error y mejorando adicionalmente la precisión de la fase estimada.
- 30 5. El aparato de la reivindicación 1, en el que el objeto es un imán giratorio y los sensores (120) son sensores magnéticos dispuestos alrededor del mismo, y en donde el estado que varía periódicamente es una posición angular del imán giratorio alrededor de un eje de rotación.
- 35 6. El aparato de la reivindicación 5, en el que el imán giratorio es un rotor en un motor.
- 40 7. Un codificador de posición (10) para generar una señal de posición indicativa de una posición de un objeto usando el aparato de estimación de fase de la reivindicación 1, que comprende:
- 45 un conjunto de sensores (120) operativos para convertir un patrón indicador de posición de energía generada al menos en parte por el objeto en señales de sensor correspondientes; y el aparato de la reivindicación 1 que opera sobre las señales de sensor para generar la fase estimada como la señal de posición.
- 50 8. Un método para la estimación de fase, que comprende:
- 55 recibir señales de sensor desde un conjunto de sensores (120), transportando las señales de sensor colectivamente una fase detectada para un estado que varía periódicamente de un objeto, incluyendo la fase detectada un componente de error debido a una disposición o funcionamiento no ideales de los sensores; aplicar un primer cálculo de correlación a muestras recolectadas simultáneamente de las señales de sensor para generar los primeros valores de cuadratura para las señales de sensor, empleando el primer cálculo de correlación
- 60 65

- coeficientes de calibración;
 aplicar un cálculo de fase a los primeros valores de cuadratura para generar una fase estimada indicativa del estado periódicamente variable del objeto;
 5 aplicar los respectivos segundos cálculos de correlación a las secuencias respectivas de muestras de las señales de sensor individualmente para generar conjuntos respectivos de segundos valores de cuadratura para cada una de las señales de sensor; y
 aplicar cálculos de fase y/o magnitud a los conjuntos de segundos valores de cuadratura para generar los coeficientes de calibración para el primer cálculo de correlación y así compensar el componente de error y mejorar la precisión de la fase estimada,
 10 incluyendo además la grabación de conjuntos sucesivos de muestras en la memoria digital junto con las respectivas fases estimadas del estado periódicamente variable del objeto cuando se generaron los conjuntos respectivos, y seleccionando entre las muestras grabadas para formar las secuencias de muestras utilizadas en los segundos cálculos de correlación para generar los conjuntos de segundos valores de cuadratura a los que se aplican los cálculos de fase y/o magnitud, seleccionando las muestras registradas en diferentes puntos de fase durante un período de la señal de sensor como lo indican las respectivas fases estimadas almacenadas.
9. El método de la reivindicación 8, en el que los cálculos de fase y/o magnitud incluyen el cálculo de los coeficientes de ganancia y compensación para las señales de sensor, formando los coeficientes de ganancia y compensación parte o la totalidad de los coeficientes de calibración, y en donde la aplicación de los cálculos de fase y/o magnitud incluye
 20 aplicar correcciones de ganancia y compensación a las muestras de las señales de sensor de acuerdo con los coeficientes de ganancia y compensación, generando así muestras de señales de sensor calibradas usadas en el primer cálculo de correlación.
10. El método de la reivindicación 8, en el que los cálculos de fase y/o magnitud incluyen [1] calcular las fases relativas de las señales de sensor, y [2] usar las fases relativas calculadas para generar primeras ponderaciones, definiendo dichas ponderaciones los primeros sinusoides de referencia y formando parte o la totalidad de los coeficientes de calibración utilizados en el primer cálculo de correlación.
 25
11. El método de la reivindicación 8, en el que el objeto es un imán giratorio y los sensores (120) son sensores magnéticos dispuestos alrededor del mismo, y en donde el estado que varía periódicamente es una posición angular del imán giratorio alrededor de un eje de rotación.
 30
12. El método de la reivindicación 11, en el que el imán giratorio es un rotor en un motor.
- 35 13. Un método para estimar la posición de un objeto usando el método de la reivindicación 8, que comprende:
 operar un conjunto de sensores (120) para convertir un patrón de energía de indicación de posición generado al menos en parte por el objeto en señales de sensor correspondientes; y
 40 realizar el método de la reivindicación 9 usando las señales de sensor de los sensores (120) para generar la fase estimada como la posición estimada del objeto.

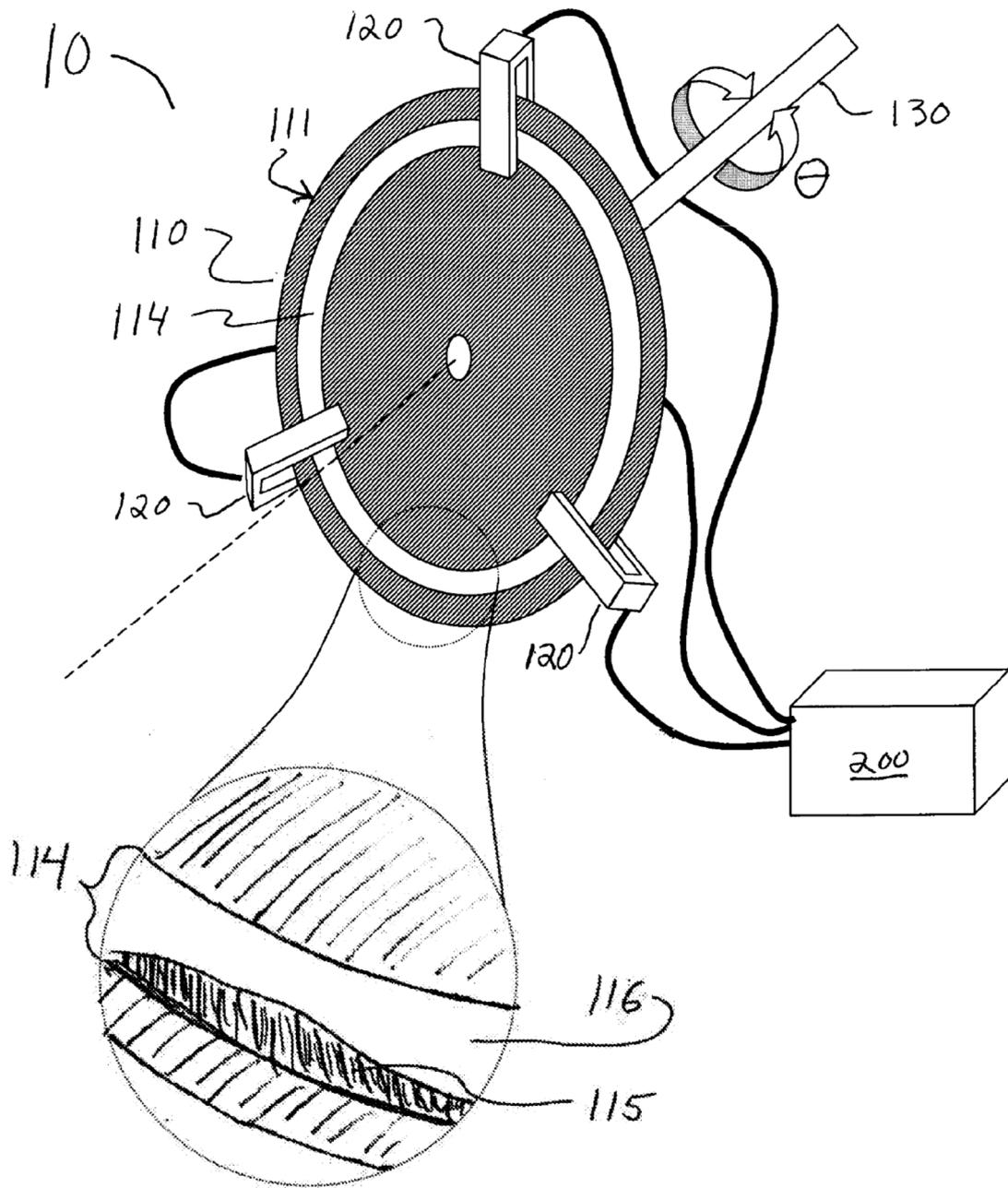


FIG. 1

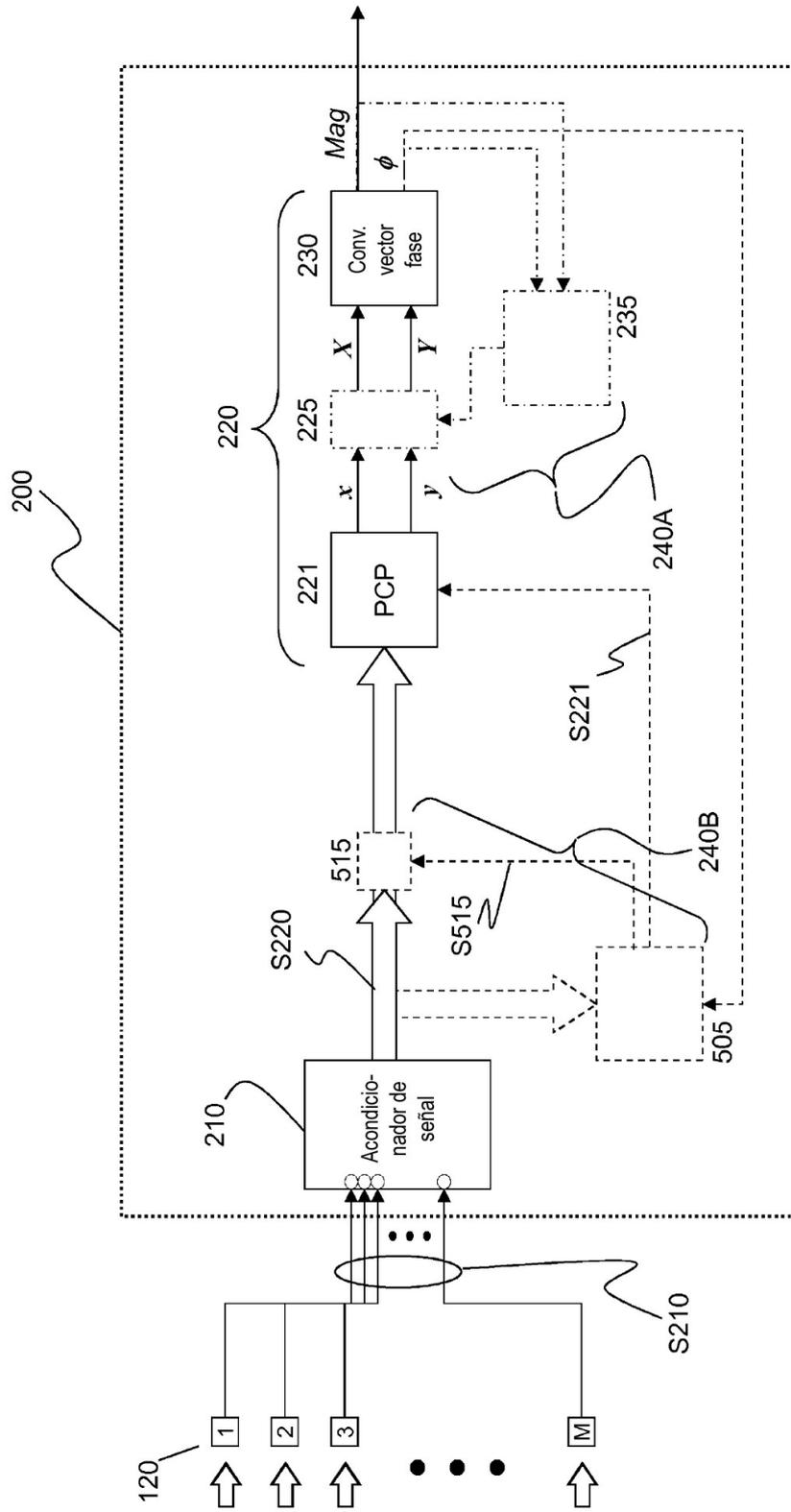


Fig. 2

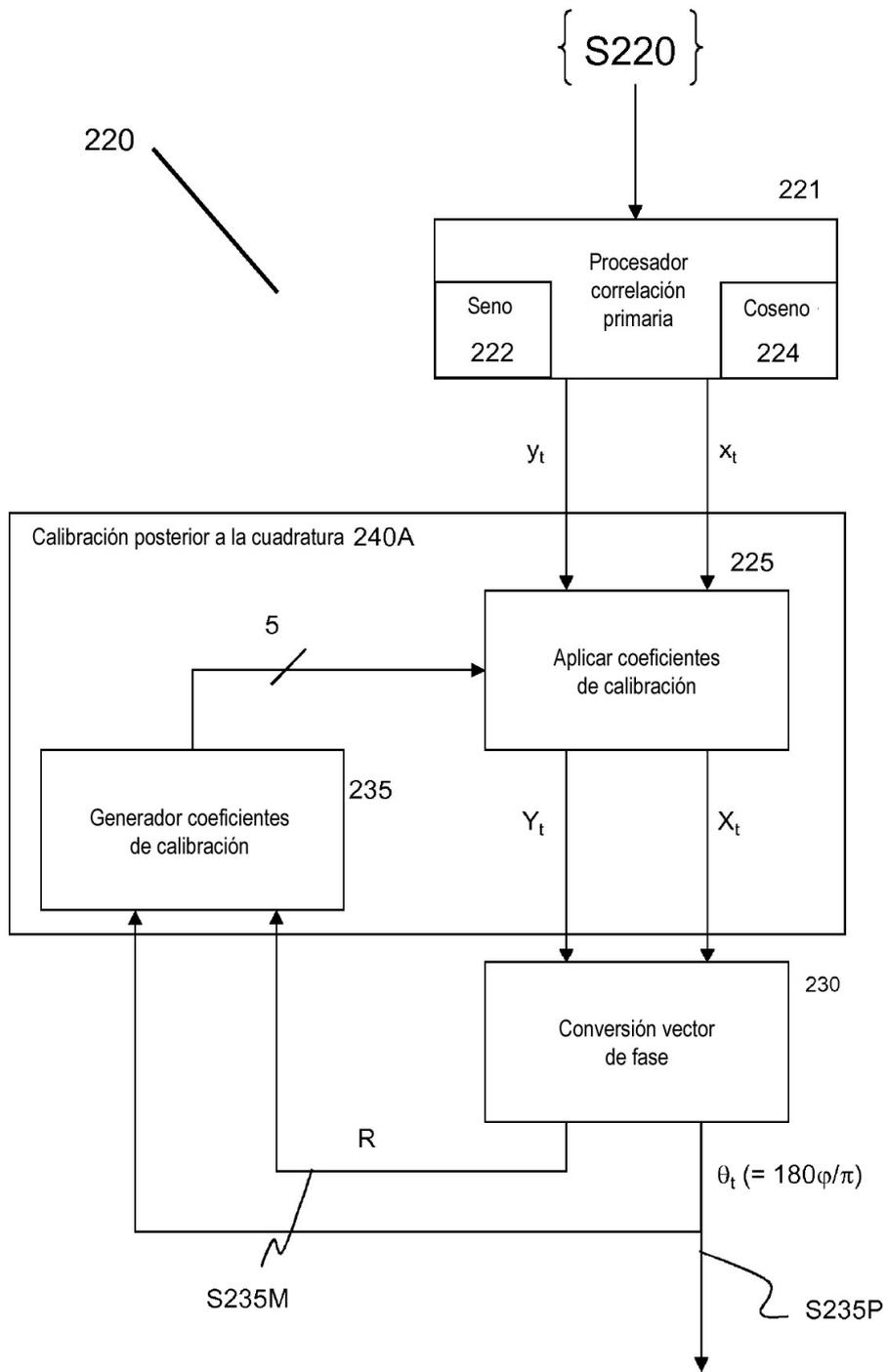


FIG. 3

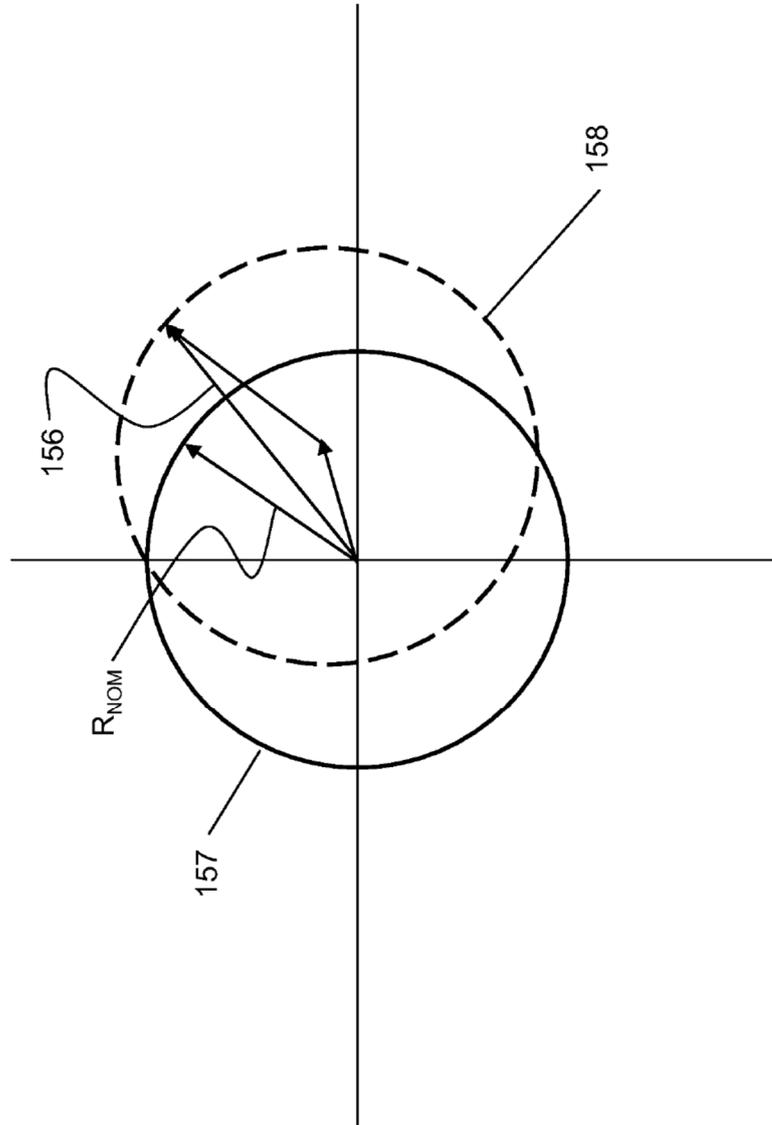


FIG. 4

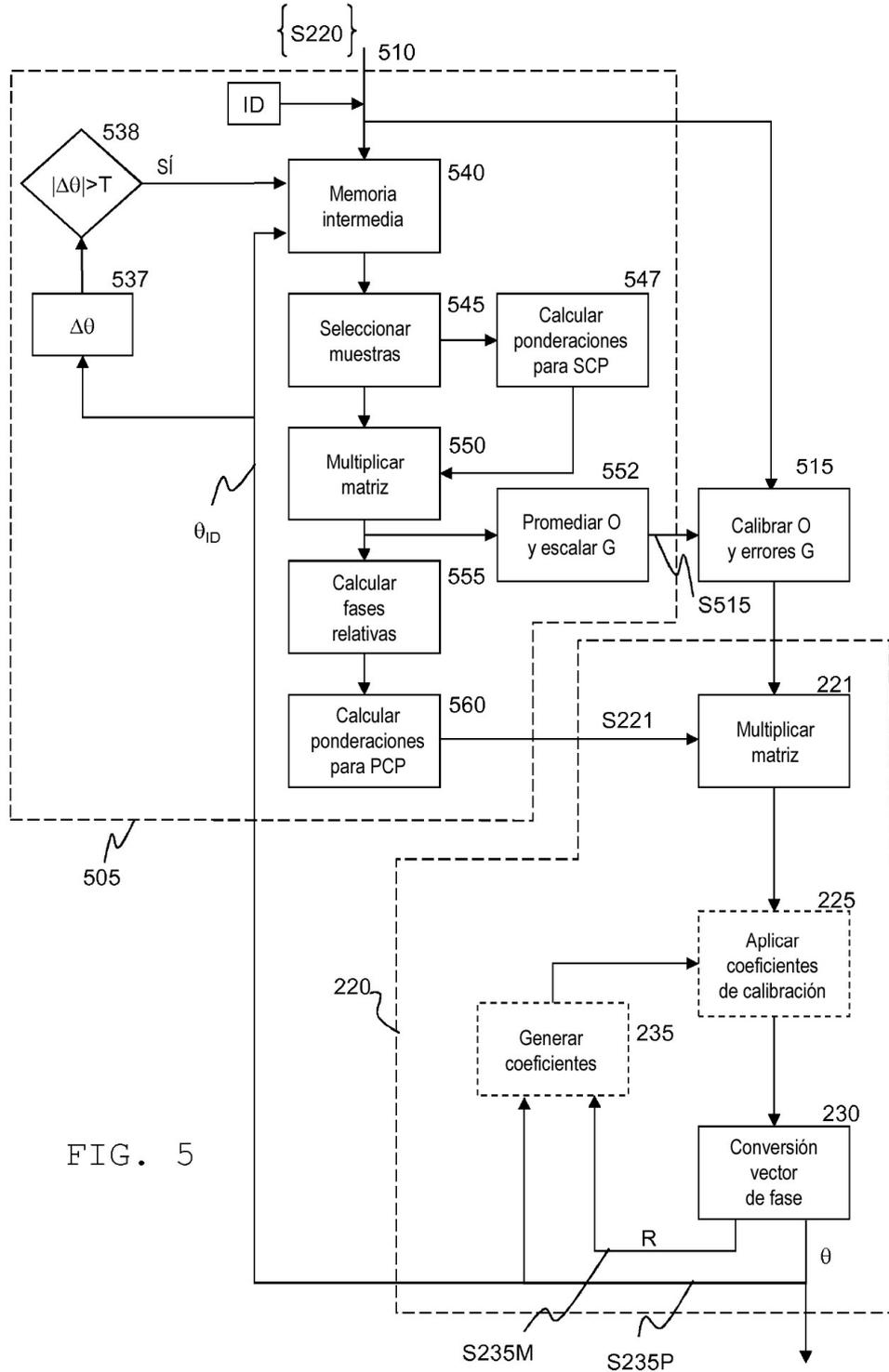


FIG. 5