

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 544 650**

51 Int. Cl.:

G01D 5/244 (2006.01)

G01D 5/245 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **13.03.2008 E 08004718 (6)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **01.07.2015 EP 1970672**

54 Título: **Detector de posición**

30 Prioridad:

16.03.2007 JP 2007068620

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

02.09.2015

73 Titular/es:

**OKUMA CORPORATION (100.0%)
5-25-1 Shimo-oguchi Oguchi-cho Niwa-gun
Aichi, JP**

72 Inventor/es:

HAYASHI, YASUKAZU

74 Agente/Representante:

CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 544 650 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

Detector de posición

Información de prioridad**Antecedentes de la invención****5 1. Campo de la invención**

La presente invención se refiere a un detector de posición que convierte, en información de posición, las señales de salida desde un sensor de posición que genera dos señales que varían de manera sinusoidal en un paso de longitud de onda λ con respecto a un desplazamiento medido y tienen fases desplazadas una de la otra 90 grados.

2. Descripción de la técnica relacionada

10 En un eje de rotación de una mesa giratoria o similar de una herramienta mecánica, se empleó previamente un esquema de accionamiento conseguido combinando un engranaje de reducción tal como un engranaje helicoidal con un servomotor. Sin embargo, los esquemas de accionamiento que usan engranajes de reducción son desventajosos en que la degradación de la precisión ocurre debido a la holgura, y a que el aumento de la velocidad rotativa se limita. Por consiguiente, en los años recientes, se ha empleado en el eje de rotación un esquema de accionamiento de motor directo conseguido incorporando un motor incorporado para facilitar la consecución de la alta precisión y de la alta velocidad.

15 En una mesa giratoria o similar de una herramienta mecánica, los detectores de posición de alta precisión se emplean convencionalmente para proveer retroalimentación al realizar el control de posición. Para aumentar la precisión de la detección de la posición, estos detectores de posición se configuran usando un sensor de posición que genera dos señales que varían de manera sinusoidal en un paso pequeño con respecto a un desplazamiento medido y tienen fases desplazadas una de la otra 90 grados. Tal sensor de posición se usa porque, incluso cuando es pobre la precisión de la resolución (en lo sucesivo referida como precisión de la interpolación) dentro del paso obtenido realizando el procesamiento de la interpolación con respecto a las dos señales, mientras que el paso es pequeño, el radio por el que la precisión de la interpolación influye en la precisión de la detección de la posición real permanece pequeña.

20 Sin embargo, en este tipo de detector de posición, cuando la rotación sobre el eje se realiza a una alta velocidad, la frecuencia de las señales de salida se hace excesivamente alta. Por esta razón, no ha habido disponible un detector de posición de este tipo que puede usarse a altas velocidades rotativas. Por consiguiente, los ejes de rotación accionados por el esquema de accionamiento de motor directo que facilita la rotación a alta velocidad se sometieron a restricciones en la realización a alta velocidad por los detectores de posición disponibles.

25 Ante estos antecedentes, ha habido una necesidad de detectores de posición capaces de mejorar la precisión de la interpolación incluso cuando se usa un sensor de posición que genera señales de salida que tienen pasos largos en respuesta a un desplazamiento medido. Detectores de posición de este tipo se divulgan en los documentos JP 4-136715 A, JP 2003-14440 A, JP 2005-156348 A, y similar.

30 El documento DE 101 63 504 A1 divulga un procedimiento para determinar interactivamente valores de corrección de errores. El procedimiento comprende medir curvas del coseno y del seno provistas por los sensores de posición de un detector de posición para cada periodo de señal y de una estimación de errores de desfase, amplitud y fase, o de valores proporcionales a ellos, a partir del análisis de Fourier de los valores medidos. Los coeficientes de Fourier para la oscilación fundamental y el primer armónico se determinan usando un valor del radio obtenido a partir de las curvas del coseno y del seno, en las que los errores de desfase se determinan a partir de la oscilación fundamental y los errores de amplitud y de fase se determinan a partir del primer armónico. El análisis de Fourier interactivo se lleva a cabo hasta que se obtienen los valores de corrección aproximadamente exactos. Además, se realiza una interpolación para obtener la información de posición entre dos valores medidos.

Sumario de la invención

45 De acuerdo con la presente invención, los componentes que degradan la precisión de la interpolación tales como una diferencia de desfase, de fase, y una relación de amplitud se determinan cuantitativamente basados en un valor obtenido realizando un análisis de Fourier con respecto a un cambio en una cantidad correspondiente al valor del radio de un círculo de Lissajous que es una raíz cuadrada de la suma de las dos señales que varían de manera sinusoidal en un paso de longitud de onda λ con respecto a un desplazamiento medido y tienen fases desplazadas una de la otra 90 grados. Como resultado de realizar análisis numéricos usando una herramienta de hoja de cálculo y similar respecto al cambio en el valor del radio que ocurre bajo la presencia de los componentes que degradan la precisión de la interpolación tales como una diferencia de desfase, de fase, y una relación de amplitud, se encontró que el cambio ocurre en una cantidad que es equivalente a o al menos aproximadamente 1/2 de la cantidad de los componentes de degradación. Además, se encontró que cuando una de las dos señales incluye un error de desfase, el valor del radio cambia en la forma de una onda del coseno en la longitud de onda λ , y cuando la otra de las dos

señales incluye un error de desfase, el valor del radio cambia de manera sinusoidal en la longitud de onda λ . Además, se encontró que cuando existe una diferencia de amplitud entre las dos señales, el valor del radio cambia en la forma de una onda del coseno en la longitud de onda $\lambda/2$. Se encontró también que cuando una diferencia de fase existe entre las dos señales, el valor del radio cambia de manera sinusoidal en la longitud de onda $\lambda/2$. Además, se encontró que cuando una de las dos señales incluye una distorsión armónica de segundo orden, el valor del radio cambia en la forma de dos ondas del seno que tienen amplitudes y longitudes de ondas idénticas de λ y $\lambda/3$, respectivamente, y cuando la otra de las dos señales incluye un componente de distorsión armónica de segundo orden, el valor del radio cambia en la forma de dos ondas del coseno que tienen amplitudes y longitudes de onda idénticas de λ y $\lambda/3$, respectivamente. Es evidente que el cambio en el valor del radio ocurre cuando la variación mucho más pequeña comparada con la cantidad del cambio de las dos señales varía en el paso de longitud de onda λ .

De acuerdo con la presente invención, los componentes que degradan la precisión de la interpolación tales como una diferencia de desfase, de fase, y una amplitud de radio, se determinan cuantitativamente basados en el valor del radio que varía por cantidades pequeñas. Por consiguiente, incluso cuando el desplazamiento medido es solo un cambio ligero de λ o $1/2\lambda$, la diferencia de desfase, de fase, y la relación de amplitud pueden identificarse de manera precisa. Es posible por lo tanto determinar de manera precisa los cambios en la diferencia de desfase, de fase y en la relación de amplitud que fluctúan dependiendo de la posición, para eliminar esos componentes de degradación de la precisión, y mejorar así considerablemente la precisión de la interpolación. Como resultado, la alta precisión y la alta velocidad pueden conseguirse simultáneamente en un detector de posición.

Breve descripción de los dibujos

La FIG. 1 es un diagrama de bloques que muestra un detector de posición de acuerdo con una realización de la presente invención.

La FIG. 2 es un diagrama de bloques que muestra una estructura básica de un detector de posición.

La FIG. 3 es un diagrama de bloques que muestra una operación de interpolación de un circuito de procesamiento de señal mostrado en la FIG. 2.

Descripción de las realizaciones preferidas

Las realizaciones de la presente invención se describen a continuación en referencia a los dibujos.

La FIG. 2 es un diagrama de bloques que muestra una estructura básica de un detector de posición. La FIG. 3 es un diagrama de bloques que muestra una operación de interpolación de un circuito de procesamiento de señal 29 en la FIG. 2. En la FIG. 2, un rotor 21, que se fija en un eje de rotación 1, se compone de un elemento magnético que tiene 36 depresiones y salientes en su periferia externa en una rotación en el paso de longitud de onda $\lambda = 10$ grados. En un saliente entre los 36 salientes del rotor 21, se conecta una protuberancia 22 hecha de un elemento magnético para indicar el origen. Una placa de circuito impreso 23 montada sobre una porción no rotativa del objetivo de medida (motor) se posiciona en un lado adyacente a la superficie externa del rotor 21. Formados en la placa del circuito impreso 23 hay dos tipos de bobinas de detección 24 y 25 formadas de patrones conductivos sinusoidales, así como una bobina de detección 26 para detectar la protuberancia 22 en el rotor 21 para indicar el origen. Además, un electroimán 27 se provee en el lado trasero de la placa del circuito impreso 23. Cuando la corriente alterna $I \times \text{SEN}(200000\pi t)$ que tiene la frecuencia de 100 kHz se hace para fluir a través de una bobina magnética 28, el electroimán 27 genera el flujo magnético alterno hacia el lado del rotor 21.

En el sensor de posición configurado como se indica anteriormente, cuando se hace rotar el eje de rotación 1, el cambio de reluctancia causado por las depresiones y los salientes en la periferia externa del rotor sirve para cambiar la magnitud del flujo alterno, de tal manera que los voltajes electromotrices SC y SS, a los que se modula la amplitud hacia el valor del seno y el valor del coseno del desplazamiento rotativo θ , respectivamente, se generan en las bobinas de detección 24 y 25. Estas señales se introducen en el circuito de procesamiento de señal 29, amplificadas respectivamente en los amplificadores 3 y 4, y se generan como señales AC y AS. En el ejemplo de la FIG. 2, la frecuencia de la señal magnética es de 100 kHz. Dado que el ángulo de rotación del eje de rotación 1 es θ y que la amplitud de las señales de salida son G, las señales AC y AS pueden expresarse mediante Ecuaciones 1 y 2 a continuación:

$$AC = G \times \text{COS}(36\theta) \text{ SEN}(200000\pi t) \quad (1)$$

$$AS = G \times \text{SEN}(36\theta) \text{ SEN}(200000\pi t) \quad (2)$$

Estas señales AC y AS se digitalizan respectivamente en convertidores AD 6 y 7 mostrándolas en tiempos de tal manera que $\text{SEN}(200000\pi t)=1$ ocurre, usando la señal de pulso TIM que tiene un periodo de 10 μs y se genera

desde un controlador de tiempo 5 en sincronización con la señal magnética. Como resultado, las señales AC y AS se convierten en valores numéricos DC y DS, que pueden expresarse mediante Ecuaciones 3 y 4 a continuación:

$$DC = G \times \text{COS}(36\theta) \quad (3)$$

$$DS = G \times \text{SEN}(36\theta) \quad (4)$$

5 Basado en lo anterior, puede asumirse que el sensor de detección de posición dentro del detector de posición mostrado en la FIG. 2 genera dos salidas de señal que varían de manera sinusoidal en un paso de longitud de onda λ (10 grados) del desplazamiento medido y tienen fases desplazadas una de la otra 90 grados.

Debido a la variación de las condiciones de instalación del rotor 21 y de las bobinas de detección 24, 25 y de las variaciones características de los amplificadores de señal y similar, los dos valores digitalizados DC, DS incluyen voltajes de desfase COF y SOF, así como la diferencia de fase P y la relación de amplitud B entre las dos señales. Por consiguiente, las Ecuaciones anteriormente indicadas 3 y 4 se expresan de manera más precisa mediante las Ecuaciones 5 y 6 a continuación:

$$DC = G \times \text{COS}(36\theta) + \text{COF} \quad (5)$$

$$DS = B \times G \times \text{SEN}(36\theta) + P \times G \times \text{COS}(36\theta) + \text{SOF} \quad (6)$$

Normalmente, la precisión de la interpolación se hace pobre cuando el procesamiento de la interpolación se realiza usando los valores numéricos DC, DS en la forma de señales sin procesar como se ha obtenido inicialmente. Por consiguiente, en el detector de posición de la FIG. 2, los valores de desfase COF, SOF, así como el valor de corrección de fase PHJ (=P) y el valor de corrección de la relación de amplitud BAJ (=1/B) para corregir la diferencia de fase y la relación de amplitud entre las dos señales, todos los que se incluyen en los valores numéricos DC y DS, se miden en el momento de fabricación del detector de posición, almacenado en una memoria no volátil o similar provista en el detector de posición, y fijado en unidades de memoria, 10, 11, 12, y 13 en el tiempo de encender la alimentación antes de empezar la detección de posición. Los valores de corrección de desfase COF y SOF almacenados en las unidades de memoria 10 y 11 se sustraen de los valores numéricos DC y DS mediante los sustractores 8 y 9, de tal manera que se obtienen los valores numéricos DCA y DSA. En el sustractor 14, un valor obtenido multiplicando el valor de corrección de fase PHJ almacenado en la unidad de memoria 12 y el valor numérico DCA se sustrae del valor numérico DSA, resultando en el valor numérico DSB del que se extrae el componente de error de fase. Además, en el multiplicador 16, el valor numérico DSB se multiplica por el valor de corrección de la relación de amplitud BAJ almacenado en la unidad de memoria 13, resultando en el valor numérico DSC que tiene una amplitud sustancialmente igual a la del valor DCA. En una calculadora de interpolación 17, los valores DCA y DSC se someten al cálculo del arco tangente usando la introducción de dos variables, para convertirse en la señal de posición IP que indica una cantidad de rotación dentro de la rotación 1/36 del eje de rotación 1.

Aunque no se muestra en los dibujos debido a la falta de necesidad de describir la presente invención, en un detector de posición real, el procesamiento tal como el procesamiento de recuento basado en los cambios en la señal de posición IP se lleva a cabo para obtener los datos de posición para al menos una o más rotaciones del eje de rotación 1 y se generan los datos obtenidos hacia un controlador de motor o similar. Además, cuando la protuberancia 22 en el rotor 21 que indica el origen pasa cerca de la bobina de detección 26, el valor de recuento para el procesamiento incremental puede despejarse, y después de eso, las posiciones rotativas dentro de una rotación del eje de rotación 1 pueden detectarse como posiciones absolutas.

Además, añadiendo un disco que tiene patrones absolutos como se divulga en el documento JP 4-136715 al rotor 21 y proveyendo en la placa de circuito impreso 23 una pluralidad de bobinas para leer los patrones absolutos, es posible detectar una posición absoluta inmediatamente después de activar el detector.

De acuerdo con el detector de posición convencional mostrado en la FIG. 2, la precisión de la interpolación puede mejorarse en algún grado. Sin embargo, como la diferencia de desfase, de fase, y la relación de amplitud fluctúan de hecho dependiendo de la posición rotativa, es extremadamente difícil una mejora adicional de la precisión de la interpolación usando valores de corrección constantes. Mientras tanto, empleando la técnica divulgada en el documento JP 2003-14440 A y similar, es posible identificar, en algún grado, las variables de corrección COF, SOF, PHJ y BAJ que varían dependiendo de la posición rotativa, de tal manera que la precisión de la interpolación puede mejorarse más de alguna manera usando esas variables. Sin embargo, de acuerdo con la técnica del documento JP 2003-14440 A, como las variables de corrección se identifican basadas en los cambios en el valor numérico DC o DS que varía significativamente dentro de la longitud de onda de λ de la posición rotativa, para aumentar la precisión de la identificación, es necesario eliminar el componente fundamental que varía significativamente en la longitud de onda de λ . En este sentido, es necesario extraer el componente fundamental tomando una media del desplazamiento rotativo varias veces la longitud de onda λ . Como tal, esta técnica es insuficiente para identificar de manera altamente precisa las variables de corrección durante un desplazamiento rotativo pequeño.

En contraste, en un detector de posición de acuerdo con una realización de la presente invención, los componentes que degradan la precisión de la interpolación, que se incluyen en las dos señales que varían de manera sinusoidal en un paso de longitud de onda λ con respecto a un desplazamiento medido y tienen fases desplazadas una de la otra 90 grados, se identifican de manera precisa para cada posición rotativa, y estos componentes de degradación se extraen en cada posición rotativa. Por consiguiente, la precisión de la interpolación puede aumentarse, haciendo así posible conseguir simultáneamente la alta precisión y la alta velocidad en el detector de posición.

La FIG. 1 es un diagrama de bloques que muestra una realización de la presente invención. En la FIG. 1, los bloques que tienen funciones idénticas a esas de la FIG. 3 se marcan con los mismos números de referencia, y no se repetirán las explicaciones de esos bloques.

En la FIG. 1, los valores numéricos DCA y DSC después de la eliminación de la diferencia de desfase, de fase, y la relación de amplitud se someten al cálculo mostrado en la Ecuación 7 a continuación en una calculadora de radio 18, y se genera el valor del radio RD.

$$RD = \text{SQRT}(DCA^2 + DCC^2) \quad (7)$$

Aquí, SQRT denota la raíz cuadrada, y 2 denota el cuadrado.

En una transformada rápida de Fourier (FFT) 19, la salida del valor del radio RD de la calculadora de radio 18 se somete al cálculo rápido de Fourier en cada ejemplo en el que la posición rotativa se cambia por λ , usando la salida del valor de interpolación IP de la calculadora de interpolación 17. En la FFT 19, un valor correspondiente al valor del radio RD para cada cambio posicional de $1/2^n$ de la longitud de onda λ de la señal posicional IP (donde n es un número entero mayor o igual que 3) se calcula por medio del procesamiento del cálculo de la media y de la interpolación. Además, el número resultante 2^N de los valores del radio RDs se someten a la eliminación del componente de cambio de inclinación, y se someten luego al cálculo rápido de Fourier para calcular los componentes del primer al tercer orden. Como resultado de este análisis de Fourier, la FFT 19 genera: el componente del coseno y el componente del seno que tienen la longitud de onda λ , correspondiente a los componentes de primer orden, como C1 y S1; el componente del coseno y el componente del seno que tienen la longitud de onda $\lambda/2$, correspondiente a los componentes de segundo orden, como C2 y S2; y el componente del coseno y el componente del seno que tienen la longitud de onda $\lambda/3$, correspondiente a los componentes de tercer orden, como C3 y S3. La FFT 19 calcula también el radio medio de los valores de RD en cada incidente de cambio de posición rotativo λ , y genera el valor calculado como valor numérico RDA. Tras la finalización del cálculo rápido de Fourier ejecutado en cada incidente de cambio de posición rotativo λ , la FFT 19 genera una señal de comando de almacenamiento SET a las unidades de memoria 30, 31, 32, y 33.

En la calculadora 36, el valor numérico CO que se almacena en la unidad de memoria 30 y se usa para eliminar el componente de desfase del valor numérico DC se añade al valor numérico C1 que es el componente del coseno de la longitud de onda λ del valor del radio RD calculado en la FFT 19, y además, se sustrae el valor numérico C3 que es el componente del coseno de la longitud de onda $\lambda/3$. El valor calculado de esta manera en la calculadora 36 se almacena en la unidad de memoria 30 tras la recepción de la señal de comando de almacenamiento SET desde la FFT 19, y se usa como el valor de corrección de desfase para el valor numérico DC. En la calculadora 37, el valor numérico SO que se almacena en la unidad de memoria 31 y que se usa para eliminar el componente de desfase del valor numérico DS se añade al valor numérico S1 que es el componente del seno de la longitud de onda λ del valor del radio RD calculado en la FFT 19, y se añade además el valor numérico S3 que es el componente del seno de la longitud de onda $\lambda/3$. El valor calculado de esta manera en la calculadora 37 se almacena en la unidad de memoria 31 tras la recepción de la señal de comando de almacenamiento SET desde la FFT 19, y se usa como el valor de corrección de desfase para el valor numérico DS.

Usar la disposición anteriormente descrita, es posible para identificar de manera precisa, durante un cambio rotativo por longitud de onda λ solamente, los componentes de desfase de los valores numéricos DC y DS, y para eliminar los componentes identificados a partir de los valores numéricos DC y DS. Cuando los componentes armónicos de segundo orden se incluyen en los valores numéricos DC y DS en una pequeña cantidad solamente, no es necesario realizar la corrección usando los componentes de desfase de acuerdo con los componentes que tienen longitud de onda $\lambda/3$. Además, en principio, es posible realizar la identificación del componente de desfase como se ha descrito anteriormente no solo para un cambio rotativo por longitud de onda λ sino también para un cambio rotativo por un múltiplo entero de longitud de onda λ .

En la calculadora 35, el cálculo de acuerdo con la Ecuación 8 se realiza a continuación con respecto al valor numérico S2 que es el componente del seno de la longitud de onda $\lambda/2$ del valor del radio RD calculado en la FFT 19 y el valor numérico RDA que es el radio medio, resultando en el valor numérico de salida DP.

$$DP = 2 \times S2 / RDA \quad (8)$$

En el sustractor 38, el valor numérico DP generado por la calculadora 35 se sustrae del valor numérico PJ que se almacena en la memoria 32 para su uso para eliminar la diferencia de fase incluida en el valor numérico DSA. El

valor numérico obtenido como resultado de la sustracción por el sustractor 38 se almacena en la unidad de memoria 32 tras la recepción de la señal de comando de almacenamiento SET desde la FFT, y se usa como el valor de corrección de la diferencia de fase para el valor numérico DSA.

- 5 De acuerdo con la disposición anterior, es posible identificar de manera precisa, durante un cambio rotativo por longitud de onda λ solamente, cuánta diferencia de fase del valor numérico DSA con respecto al valor numérico DCA se desvía de 90 grados, es decir, para identificar de manera precisa los componentes en el valor numérico DSA que están en fase con el valor numérico DCA, y para eliminar los componentes identificados a partir de los valores numéricos DSA. Mientras que la diferencia de fase se identifica para cada cambio rotativo por longitud de onda λ en la realización anterior, en principio, es posible identificar el componente de diferencia de fase no solo para un cambio rotativo por λ sino también para un cambio rotativo por un múltiplo entero de $\lambda/2$.

10 En la calculadora 34, el cálculo de acuerdo con la Ecuación 9 a continuación se realiza con respecto al valor numérico C2 que es el componente del coseno de la longitud de onda $\lambda/2$ del valor del radio RD calculado en la FFT 19 y el valor numérico RDA que es el radio medio, resultando en el valor numérico de salida DB.

$$DB = (RDA + C2) / (RDA - C2) \quad (9)$$

- 15 En el multiplicador 39, el valor numérico BJ que se almacena en la memoria 33 para su uso para eliminar la relación de amplitud del valor numérico DSB se multiplica por el valor numérico DB generado por la calculadora 34. El valor numérico obtenido como resultado de la multiplicación por el multiplicador 39 se almacena en la unidad de memoria 33 tras la recepción de la señal de comando de almacenamiento SET desde la FFT, y se usa como el valor de corrección de la relación de amplitud para el valor numérico DSB.
- 20 De acuerdo con la disposición anterior, es posible identificar de manera precisa, durante un cambio rotativo por longitud de onda λ solamente, la cantidad por la que la relación de amplitud del valor numérico DSB con respecto al valor numérico DSA difiere de uno, y para eliminar la cantidad identificada a partir de los valores numéricos DSB. Mientras que la cantidad de la degradación de la relación de amplitud se identifica para cada cambio rotativo por longitud de onda λ en la realización anterior, en principio, es posible identificar la cantidad de la degradación de la
- 25 relación de amplitud no solo para un cambio rotativo por λ sino también para un cambio rotativo por un múltiplo entero de $\lambda/2$.

REIVINDICACIONES

1. Un detector de posición para detectar un desplazamiento de un objetivo, que comprende:

- un sensor de posición (24, 25) que genera dos señales que varían de manera sinusoidal en un paso de longitud de onda λ con respecto al desplazamiento y tienen fases desplazadas una de la otra 90 grados;

5 - una memoria de desfase (30, 31) que almacena valores de desfase (CO, SO) respecto a las dos señales generadas desde el sensor de posición (24, 25);

- una calculadora de eliminación del desfase (8, 9) que elimina los valores de desfase (CO, SO) almacenados en la memoria de desfase (30, 31) de las dos señales respectivas generadas desde el sensor de posición (24, 25);

10 - una calculadora de interpolación (17) que convierte las dos señales después de la eliminación del desfase dentro de los datos de posición (IP);

- una calculadora de radio (18) que calcula la raíz cuadrada de la suma de las dos señales después de la eliminación del desfase ; y

15 - una calculadora de valor de desfase (19, 36, 37) que calcula los valores de desfase (CO, SO) para almacenarse en la memoria de desfase (30, 31) basados en los datos de posición (IP) y en el valor de salida (RD) desde la calculadora de radio (18) que se obtienen cuando el desplazamiento medido se cambia por un múltiplo entero de la longitud de onda λ ;

20 en el que los valores de desfase (CO, SO) almacenados en la memoria de desfase (30, 31) se actualizan usando los valores de desfase obtenidos en la calculadora de valor de desfase (19, 36, 37), **caracterizado porque** la calculadora de valor de desfase (19, 36, 37) calcula los valores de desfase basados en un componente que tiene longitud de onda λ y un componente que tiene longitud de onda $\lambda/3$ que se obtienen realizando un análisis de Fourier con respecto a un cambio en el valor de salida (RD) de la calculadora de radio (18).

2. Un detector de posición para detectar un desplazamiento de un objetivo, que comprende:

25 - un sensor de posición (24, 25) que genera dos señales que varían de manera sinusoidal en un paso de longitud de onda λ con respecto al desplazamiento y tienen fases desplazadas una de la otra 90 grados;

- una memoria de valor de corrección de la relación de amplitud (33) que almacena un valor de corrección de la relación de amplitud (BJ) respecto a las dos señales generadas desde el sensor de posición (24, 25);

30 - una calculadora de corrección de la relación de amplitud (16) que corrige una relación de amplitud de las dos señales generadas desde el sensor de posición de acuerdo con el valor de corrección de la relación de amplitud (BJ) almacenado en la memoria del valor de corrección de la relación de amplitud (33);

- una calculadora de interpolación (17) que convierte las dos señales después de la corrección de la relación de amplitud dentro de los datos de posición (IP);

35 - una calculadora de radio (18) que calcula la raíz cuadrada de la suma de las dos señales después de la corrección de la relación de amplitud; y

- una calculadora de valor de corrección de la relación de amplitud (19, 34, 39) que calcula un valor de corrección de la relación de amplitud (BJ) para almacenarse en la memoria de valor de corrección de la relación de amplitud (33) basada en los datos de posición (IP) y en un valor de salida (RD) desde la calculadora de radio (18) que se obtienen cuando el desplazamiento medido se cambia por un múltiplo entero de la longitud de onda $\lambda/2$;

40 en el que el valor de corrección de la relación de amplitud (BJ) almacenado en la memoria del valor de corrección de la relación de amplitud (33) se actualiza usando el valor de corrección de la relación de amplitud obtenido en la calculadora de valor de corrección de la relación de amplitud (19, 34, 39), **caracterizado porque** la calculadora de valor de corrección de la relación de amplitud (19, 34, 39) calcula el valor de corrección de la relación de amplitud (BJ) basado en un componente que tiene longitud de onda $\lambda/2$ obtenida realizando un análisis de Fourier con respecto a un cambio en el valor de salida (RD) de la calculadora de radio (18) con respecto a los datos de posición y a un componente que tiene un radio medio (RDA).

45 3. Un detector de posición para detectar un desplazamiento de un objetivo, que comprende:

50 - un sensor de posición (24, 25) que genera dos señales que varían de manera sinusoidal en un paso de longitud de onda λ con respecto al desplazamiento y tienen fases desplazadas una de la otra 90 grados;

ES 2 544 650 T3

- una memoria de valor de corrección de diferencia de fase (32) que almacena un valor de corrección de la diferencia de fase (PJ) respecto a las dos señales generadas desde el sensor de posición (24, 25);
 - una calculadora de corrección de diferencia de fase (14, 15) que corrige una diferencia de fase de las dos señales generadas desde el sensor de posición de acuerdo con el valor de corrección de la diferencia de fase (PJ) almacenado en la memoria de valor de corrección de la diferencia de fase (32);
 - una calculadora de interpolación (17) que convierte las dos señales después de la corrección de la diferencia de fase dentro de los datos de posición (IP);
 - una calculadora de radio (18) que calcula la raíz cuadrada de la suma de las dos señales después de la corrección de la diferencia de fase; y
- 5
- una calculadora de valor de corrección de la diferencia de fase (19, 35, 38) que calcula un valor de corrección de la diferencia de fase (PJ) para almacenarse en la memoria de valor de corrección de la diferencia de fase (32) basada en los datos de posición (IP) y en un valor de salida (RD) desde la calculadora de radio (18) que se obtienen cuando el desplazamiento medido se cambia por un múltiplo entero de longitud de onda $\lambda/2$;
- 10
- 15 en el que el valor de corrección de la diferencia de fase (PJ) almacenado en la memoria de valor de corrección de la diferencia de fase (32) se actualiza usando el valor de corrección de la diferencia de fase obtenido en la calculadora de valor de corrección de la diferencia de fase (19, 25, 32) **caracterizado porque** la calculadora de valor de corrección de la diferencia de fase (19, 35, 38) calcula el valor de corrección de la diferencia de fase (PJ) basado en un componente que tiene longitud de onda $\lambda/2$ obtenida realizando un análisis de Fourier con respecto a un cambio
- 20 en el valor de salida (RD) de la calculadora de radio (18) con respecto a los datos de posición y a un componente que tiene un radio medio (RDA).

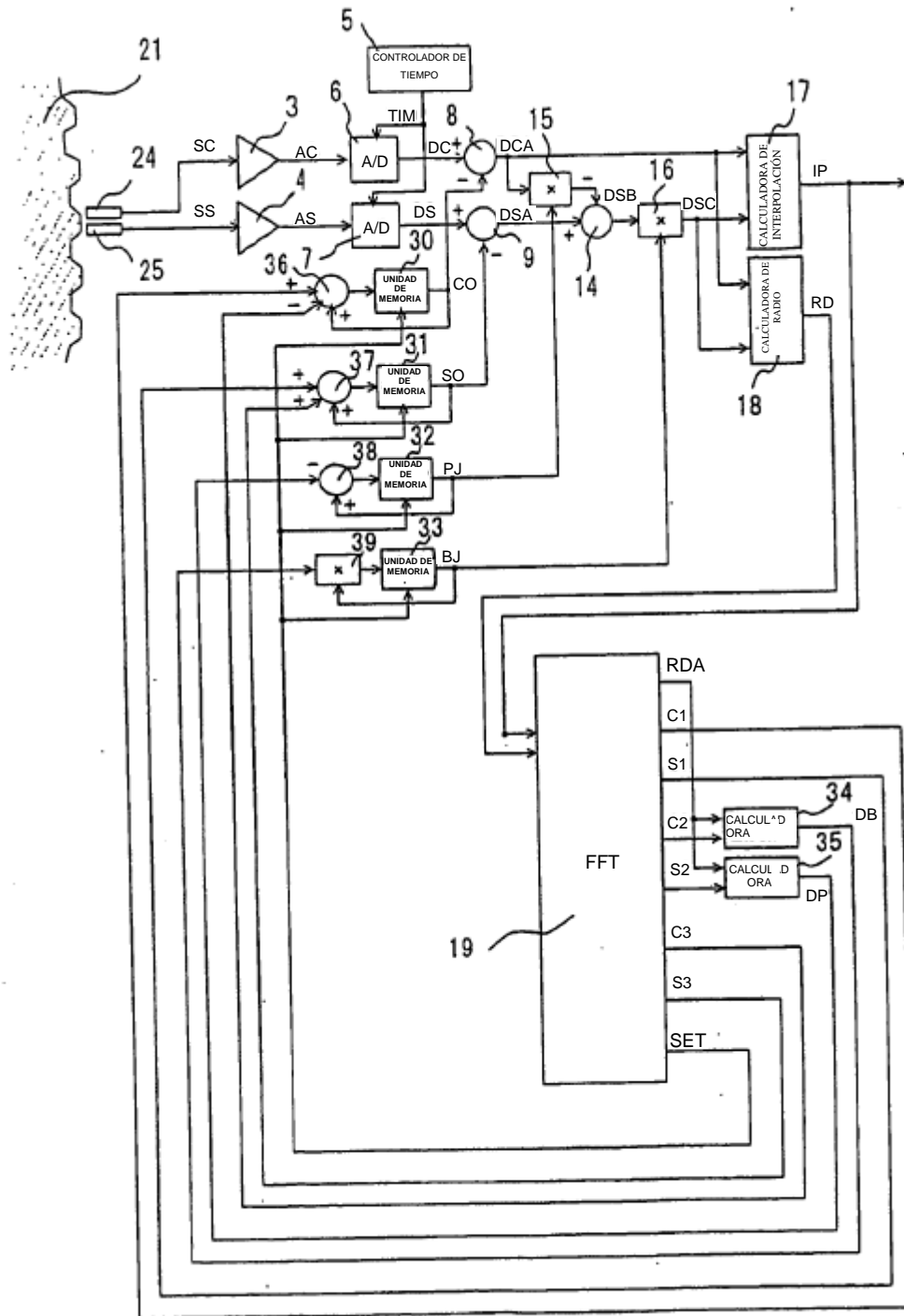


FIG. 1

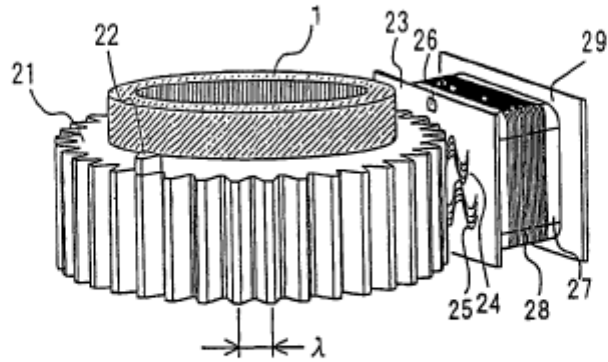


FIG. 2

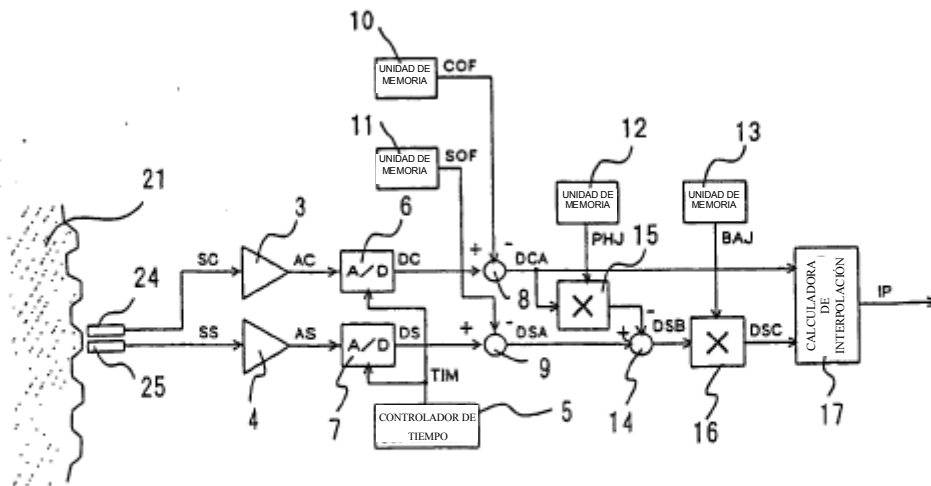


FIG. 3