

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 662 124**

51 Int. Cl.:

G01D 5/353 (2006.01)

G01D 5/26 (2006.01)

G01R 15/24 (2006.01)

G01B 9/02 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **19.02.2015 PCT/EP2015/053513**

87 Fecha y número de publicación internacional: **27.08.2015 WO15124676**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **19.02.2015 E 15705315 (8)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **13.12.2017 EP 3108212**

54 Título: **Sensor interferométrico**

30 Prioridad:

21.02.2014 EP 14156090

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

05.04.2018

73 Titular/es:

**ABB SCHWEIZ AG (100.0%)
Brown Boveri Strasse 6
5400 Baden, CH**

72 Inventor/es:

**GU, XUN;
MARCHESE, SERGIO VINCENZO;
BOHNERT, KLAUS y
FRANK, ANDREAS**

74 Agente/Representante:

CONTRERAS PÉREZ, Yahel

ES 2 662 124 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

Sensor interferométrico

5 CAMPO DE LA INVENCION

La invención se refiere a un sensor interferométrico, en el que un cambio en el parámetro a medir se relaciona con un cambio de fase relativo entre dos ondas, tal como un sensor de tensión electroóptico, particularmente para tensiones eléctricas de CC, o un sensor de corriente de fibra óptica (FOCS).

10

ANTECEDENTES DE LA INVENCION

Son conocidos sensores que dependen de la interferencia entre dos ondas, típicamente dos modos de polarización ortogonal de una onda, y se utilizan en una amplia gama de campos técnicos. Las señales del detector de estos sensores están relacionadas con el coseno del cambio de fase relativo ϕ entre las dos ondas. Por lo tanto, los cambios de fase de ϕ y $\pm \phi + 2n\pi$ (siendo n un número entero, también denominado aquí contador de período) producen la misma salida de interferencia y, por lo tanto, no pueden distinguirse entre sí. En consecuencia, el rango de medición inequívoco del cambio de fase relativo está limitado a un rango de $[0, \pi]$.

15

Por ejemplo, un sensor de tensión de CC electro-óptico que consiste en un cristal de germanato de bismuto ($\text{Bi}_4\text{Ge}_3\text{O}_{12}$, o BGO) con su eje cristalino [001] orientado a lo largo de la trayectoria óptica de las ondas (véase también la referencia [1] para más detalles) tiene una tensión π correspondiente o un rango de medición inequívoco de aproximadamente 75 kV para ondas de luz en 1310 nm.

20

Aunque la ambigüedad del signo (entre ϕ y $-\phi$) puede eliminarse combinando dos señales polarimétricas con un cambio de fase relativo (estático) (preferiblemente $\pi/2$, denominado señales de cuadratura) tal como se describe, por ejemplo, en la ref. [2], la ambigüedad periódica (entre ϕ y $\phi + 2n\pi$) es un problema inherente para todas las mediciones interferométricas.

25

Para las mediciones relativas de cambios de fase, el rango de medición puede extenderse por recuento de las franjas, recuento a cero o técnicas de seguimiento de historial similares. En mediciones de tensión de CA, puede extenderse así el rango de medición a muchas veces la tensión π combinando señales polarimétricas de cuadratura y utilizando recuento a cero (véase ref. [2-4]), facilitado por el hecho de que la tensión de CA oscila continuamente alrededor de cero. Sin embargo, para mediciones absolutas en las que la información del historial no está disponible o no es confiable, la ambigüedad de periodos es un problema real y establece un límite fundamental para el rango de medición alcanzable. Este es particularmente el caso para las mediciones de tensión o corriente continua, debido a la ausencia de una forma de onda oscilante y, por lo tanto, a la falta de una referencia cero. Además, esto último hace que sea difícil distinguir derivas de tensión o corriente de otros efectos tales como pérdida óptica variable, birrefringencia inducida por estrés, etc. Se ha intentado, véase ref. [5], abordar el problema de la deriva cortando la tensión aplicada, pero dichas soluciones no son fácilmente adaptables a aplicaciones de AT.

30

35

40

Los sensores de tensión electro-ópticos también pueden construirse utilizando la técnica de detección de fase de modulación (MPD) tal como se describe, por ejemplo, en [6]. Generalmente se implementa en un esquema de modulación de fase no recíproco y se utiliza comúnmente en giroscopios de fibra óptica y sensores de corriente de fibra óptica, véase ref. [7, 8]. Los sensores MPD recíprocos tienen una excelente precisión de fase y estabilidad de CC. La patente US 7911196 del mismo titular (citada aquí como referencia [9]) describe un sensor de tensión que incorpora un elemento de detección de tensión (o varios de estos elementos), un rotador de Faraday de 45° , y la electrónica de detección y modulación de MPD. La ambigüedad de periodos de tiempo sigue siendo una limitación en esta técnica y, por lo tanto, el sensor tal como se describe también sólo es capaz de medir un cambio de fase electroóptico de CC ϕ entre $-\pi$ y $+\pi$. En la ref. [10] puede encontrarse un sistema similar con una celda de tensión de configuración transversal.

45

50

Se han realizado esfuerzos para ampliar el rango de medición inequívoco de la interferometría más allá de 2π . Ambas solicitudes de patente WO9805975A1 [11] y EP1179735A1 [12] proponen, por ejemplo, el uso de dos longitudes de onda ópticas distintas, particularmente en una medición de tensión o corriente eléctrica. Debido a que el cambio de fase óptico inducido por el mensurando depende de la longitud de onda, las señales interferométricas medidas en las dos longitudes de onda generalmente tienen diferentes periodicidades en función del mensurando. Por lo tanto, el par de valores medidos que consiste en lecturas de detectores en las dos longitudes de onda no tiene una dependencia periódica simple del mensurando y, por lo tanto, puede utilizarse para asignar inequívocamente el valor de mensurando en un amplio rango. También pueden utilizarse tres o más longitudes de onda (véase ref. [12]), que proporciona ventajas adicionales de eliminar todos los puntos ambiguos restantes. Sin embargo, el procedimiento de dos longitudes de onda (o longitud de onda múltiple) requiere por lo menos dos conjuntos de

55

60

fuentes de luz y detectores en distintas longitudes de onda, lo que aumenta significativamente la complejidad y puede reducir la fiabilidad del sistema sensor.

En otro enfoque en interferometría, se utiliza luz de baja coherencia. Dicha radiación abarca un ancho de banda relativamente amplio (a veces conocido como luz blanca), a diferencia de la radiación monocromática emitida por fuentes láser coherentes, que se utilizan en interferómetros convencionales. En consecuencia, el tiempo de coherencia de la luz de baja coherencia, inversamente proporcional al ancho de banda, es relativamente corto, igual a sólo un pequeño número de periodos ópticos. Las fuentes de luz de baja coherencia son ampliamente utilizadas en muchos sensores de fibra, especialmente aquellos que consisten en muchas secciones, componentes e interfaces dispares, principalmente para localizar temporalmente las ondas interferentes y eliminar la interferencia espuria de retrodispersión retrógrada no deseada y acoplamiento cruzado. La misma idea también se explora en los sistemas de sensores multiplexados por coherencia tal como se describe en [13], donde se combinan y se separan múltiples señales en función de sus tiempos de coherencia no superpuestos.

El pico de coherencia estrecho proporciona una referencia natural absoluta para mediciones interferométricas. Uno de los primeros intentos en emplear este principio para una aplicación de sensor apareció en la ref. [14], y el primer sensor de posición completamente desarrollado se demostró en [15] y US4596466 [16]. Se han desarrollado varios sensores de interferencia de baja coherencia utilizando el mismo principio, para medir cantidades físicas como la presión [17], la temperatura [18, 19], etc. Normalmente, en estos sistemas, un interferómetro de detección remota está conectado ópticamente en serie a un interferómetro de referencia local. La luz de baja coherencia produce un paquete de franjas de interferencia de luz blanca a medida que el interferómetro local se escanea (mecánica o electrónicamente, tal como se describe, por ejemplo, en la referencia [20]), y la franja central del paquete proporciona una referencia absoluta para una reproducción precisa y un bloqueo del cambio de fase entre los dos interferómetros, para que no se produzca un "olvido cero" después de una interrupción. El interferómetro local es interrogado simultáneamente para medir el cambio de fase transferido, por ejemplo, con otra luz monocromática mediante recuento de franjas. Cabe señalar que para todas las técnicas que utilizan fuentes de luz de baja coherencia tal como se ha descrito anteriormente, la luz de baja coherencia se utiliza para transferir inequívocamente la señal de interferencia de un interferómetro a otro, y la medición de fase se lleva a cabo en el interferómetro de referencia a través de medios de recuento de franjas convencionales.

También se conoce una técnica de medición óptica relacionada denominada reflectometría de dominio de coherencia óptica, véase ref. [21, 22]. La técnica escanea una línea de retardo y detecta las franjas de interferencia de luz blanca para medir los tiempos de llegada de las ondas reflejadas desde varias interfaces. Se comercializó a principios de la década de 1990 y se ha generalizado en el campo. El mismo concepto puede extenderse a la caracterización de superficies [23], y también a la formación de imágenes en sección transversal en muestras biológicas, en cuyo caso ha surgido todo un campo denominado tomografía de coherencia óptica (OCT) [24], que se ha convertido en una herramienta muy poderosa en el diagnóstico biológico. Estas técnicas utilizan las franjas de interferencia de luz blanca reflejada o dispersa para la caracterización de muestras. Para estas técnicas, el cambio de fase de las ondas que se utiliza generalmente no es un parámetro de interés.

En lugar de escanear el retardo para obtener franjas de interferencia de luz blanca en lo que se conoce como enfoque de dominio de tiempo, alternativamente puede variarse la longitud de onda de detección y medir el espectro a un retardo fijo distinto de cero, en un enfoque denominado dominio de frecuencia. En este caso, se mide un espectro modulado que contiene muchas franjas espectrales. La interferometría de luz blanca en el dominio de frecuencia contiene básicamente la misma información que el homólogo del dominio del tiempo, y la adquisición de datos puede conseguirse en un único disparo por un espectrógrafo. Se utiliza ampliamente en la investigación de tomografía de coherencia óptica [25], pero también ha visto algunas aplicaciones de sensores.

En la patente US5301010 [26], la dependencia del contraste de franjas de interferencia de luz blanca en una cantidad física se utiliza explícitamente para medir esa cantidad. En esta patente, se utiliza una configuración de interferómetro dual y el reflector en un brazo del interferómetro de referencia se hace oscilar hacia adelante y hacia atrás para registrar un número de franjas de interferencia de luz blanca alrededor de una posición determinada. El valor del contraste de interferencia en la longitud de la trayectoria determinada se calcula utilizando las intensidades relativas de los máximos y mínimos de estas franjas, y el mensurando se deduce entonces del valor de contraste. En esta patente se incluye también una realización preferida con un espejo escalonado, produciendo dos paquetes de franjas de interferencia de luz blanca desplazadas con el punto de medición situado entre ellos. En esta patente, el contraste de interferencia se calcula y se utiliza deliberadamente para la medición de una cantidad física. Sin embargo, no se realiza ninguna medición de fase en esta técnica, y se requiere un escaneo a través de múltiples franjas de interferencia para medir el contraste.

WO 94/18523, WO 03/093759 y US 2006/0158659 describen configuraciones interferométricas que también se basan en el escaneo de las franjas de interferencia completas de la luz de banda ancha.

A la luz de lo anterior, se considera que un objetivo de la invención disponer un sensor interferométrico con el parámetro a medir representado por un cambio de fase relativo entre dos ondas, que no presenta ambigüedades periódicas. Se aprecia como un objetivo particular de la invención eliminar la ambigüedad de periodos para sensores que miden parámetros de CC que no oscilan rápidamente durante la duración de una medición.

DE 1970121 describe configuraciones interferométricas en las que se mide un parámetro de contraste y se utiliza para determinar una temperatura de sensor para corregir la señal de medición. WO 2011/069558 describe sensores interferométricos que miden corriente en un rango de medición inequívoco y, además, se mide un parámetro de contraste y se utiliza para calibrar la señal del sensor.

DESCRIPCIÓN DE LA INVENCIÓN

Por lo tanto, de acuerdo con un primer aspecto de la invención, se dispone un sensor interferométrico tal como se define en la reivindicación 1, con un elemento sensor mediante el cual un mensurando induce un cambio de fase relativo entre dos ondas, por lo menos un detector que mide una señal de interferencia entre las dos ondas, e incluyendo, además, una unidad de detección de cambio de fase que tiene como entrada la señal de interferencia y determina una primera medida representativa del valor principal del cambio de fase relativo (φ), y una unidad de detección de contraste que tiene como entrada la señal de interferencia y determina una segunda medida representativa de la correlación cruzada (A) entre las dos ondas y, además, una unidad de procesamiento para convertir la primera y segunda medición en un valor de mensurando.

El término "onda" aquí se entiende en el sentido físico general de la palabra, incluidos todos los tipos de oscilaciones que van por el espacio y el tiempo. La onda puede tener un contenido espectral estrecho o amplio, puede ser de larga duración o tener una duración limitada, y puede ser generada por una fuente o puede ser sintetizada a partir de múltiples fuentes. La naturaleza de la onda puede ser mecánica (acústica), electromagnética (óptica) o de cualquier otro tipo. En la siguiente descripción, la invención se describe utilizando ondas de luz como ejemplos. Las dos ondas interferentes pueden ser, por ejemplo, dos modos de polarización ortogonal lineal o circular de una onda de luz.

En principio, las dos ondas en interferencia pueden emitirse desde fuentes diferentes, pero mutuamente coherentes (por lo menos parcialmente). Si las dos ondas son copias de la misma onda, entonces la función de correlación cruzada (también conocido como grado de coherencia mutua) es una función de autocorrelación (también conocido como grado de auto-coherencia) de la onda en cuestión.

Para mediciones de tensión o campo eléctrico de acuerdo con esta invención, el elemento de detección puede comprender un cristal electroóptico, una fibra electroóptica cristalina, una fibra de polos, o una fibra o material óptico en bruto unida a un elemento piezoeléctrico. Para mediciones de fuerza o tensión de acuerdo con esta invención, el elemento sensor puede comprender una fibra óptica o un material óptico en bruto. Para sensores de campo magnético óptico o sensores de corriente de acuerdo con esta invención, el elemento de detección puede comprender fibras ópticas o guías de ondas, incluyendo fibras poco birrefringentes especializadas, fibras de vidrio de sílex o fibras altamente birrefringentes hiladas; materiales magneto-ópticos en bruto, tales como cristales de granate de itrio y hierro o bloques de vidrio de sílice fundida; o fibras ópticas, guías de ondas o materiales ópticos e bruto unidos a un elemento magnetorresistente; o combinaciones de los mismos.

Debido a que el valor de correlación cruzada varía con el retardo de grupo relativo entre las dos ondas (que, a su vez, es proporcional a su cambio de fase relativo), los diferentes periodos de cambio de fase verían un valor diferente de correlación cruzada. Por lo tanto, utilizando la segunda medida detectada representativa de la correlación cruzada, el sensor puede eliminar la ambigüedad del período del cambio de fase relativo tal como se midió. Preferiblemente, el segundo valor medido detectado se asigna a un contador de período n utilizando una función o mapa predeterminado de parámetros que representan la función de correlación cruzada de las ondas dentro del rango de medición del sensor y, combinado con la primera medida detectada que representa el valor principal del cambio de fase relativo, se determina un valor de mensurando inequívoco correspondiente.

La amplitud de la función de correlación cruzada (o autocorrelación) de la(s) onda(s) se manifiesta como contraste de interferencia o visibilidad de las franjas. Pueden utilizarse varios procedimientos para obtener la primera y la segunda medición tal como se describe, tales como el procedimiento polarimétrico o el procedimiento de detección de fase de modulación.

Debido a la relación de la transformada de Fourier entre la correlación cruzada (o autocorrelación) y el espectro, las ondas en interferencia deben tener un espectro suficientemente amplio para producir una función de correlación cruzada (o autocorrelación) rápidamente variable en un rango de la misma anchura que el rango de medición objetivo. El espectro puede cubrir una banda continua, o puede consistir en múltiples bandas desconectadas o líneas espectrales desconectadas.

Puede utilizarse un componente de polarización de retardo de grupo estático para regular la polarización del retardo de grupo relativo, para desplazar el rango de medición objetivo a una sección de la función de correlación cruzada que tiene una dependencia fuerte y monótona del retardo de grupo relativo. El componente de polarización de retardo de grupo se insertará en serie con el medio de detección antes del punto de interferencia entre las dos ondas.

Aquí las palabras "rápido", "fuerte" y similares relacionadas con la variación de la correlación cruzada significan específicamente que la diferencia en el valor de correlación cruzada entre los períodos de cambio de fase adyacentes es lo suficientemente grande como para resolverse mediante la detección de la segunda medida por la unidad de procesamiento de señal, es decir, $|A(\phi) - A(\phi \pm 2\pi)| \gg \delta A$, donde δA es la incertidumbre en la medición de $A(\phi)$. La incertidumbre δA depende, entre otros, de la potencia de la fuente de luz y del tiempo promedio de la señal.

Ventajosamente, la variación de la correlación cruzada con el retardo de grupo o cambio de fase ϕ se considera que varía fuertemente si la amplitud relativa de la señal de interferencia varía en un retardo de grupo de 2π en por lo menos un 0,1%, es decir $|A(\phi) - A(\phi \pm 2\pi)| / A(\phi) \geq 0,001$, siendo A la "segunda medida", en particular la amplitud de la señal de interferencia.

El sensor es particularmente preferido como sensor para señales de CC y, más particularmente, para la medición de tensión o campo eléctrico de CC, especialmente para aplicaciones de tensión media o alta.

Un aspecto adicional de la invención se refiere a un procedimiento tal como se define en la reivindicación 20, determinando una primera medida representativa del valor principal del cambio de fase relativo y determina una segunda medida representativa de la correlación cruzada entre dos ondas, pasando ambas medidas derivadas de un señal de interferencia de las dos ondas a través de un elemento de detección que introduce el cambio de fase relativo entre las dos ondas por interacción con el mesurando, y convirtiendo la primera y la segunda medida en un valor del mesurando. Las mediciones combinadas de la medida de correlación cruzada y el valor principal del cambio de fase relativo pueden utilizarse ventajosamente para eliminar la ambigüedad de período de la medición de cambio de fase y, por lo tanto, pueden aumentar ampliamente el rango de medición inequívoco de un sensor interferométrico.

Los aspectos anteriores y otros aspectos de la presente invención junto con otras realizaciones ventajosas y aplicaciones de la invención se describen con más detalle en la siguiente descripción y figuras.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LAS FIGURAS

Las figuras 1A y 1B ilustran funciones o mapas para utilizarse en un ejemplo de la invención;

La figura 2 ilustra un esquema de detección de señal en cuadratura polarimétrica para utilizarse en un ejemplo de la invención;

La figura 3 ilustra un esquema de detección de fase de modulación para utilizarse en un ejemplo de la invención;

La figura 4 ilustra la introducción de un elemento de polarización de retardo de grupo en un sensor de acuerdo con un ejemplo de la invención;

La figura 5 es un sensor de tensión de CC basado en un esquema de detección de señal en cuadratura polarimétrica de acuerdo con un ejemplo de la invención;

La figura 6 es un sensor de tensión de CC basado en un esquema de detección de señal en cuadratura polarimétrica de acuerdo con otro ejemplo de la invención;

Las figuras 7A y 7B son sensores de tensión de CC basados en un esquema de detección de señal en cuadratura polarimétrica utilizando una configuración reflectante de acuerdo con ejemplos de la invención; y

La figura 8 y 9 son sensores de tensión de CC basados en un esquema de detección de señal de modulación de fase de acuerdo con ejemplos de la invención.

DESCRIPCIÓN DETALLADA

A continuación, se utiliza el ejemplo de un interferómetro de polarización ortogonal para describir etapas de manipulación o procesamiento de señales que se utilizan en la presente invención. Debe observarse que los principios subyacentes del ejemplo descrito se aplican a muchos tipos diferentes de sensores interferométricos que, de otro modo, sufrirían ambigüedades periódicas. Por lo tanto, pueden aplicarse a cualquier tipo de interferómetro

(Michelson, Mach-Zehnder, Fabry-Perot, Sagnac, etc.), con sólo pequeñas diferencias en la implementación o interpretación.

Típicamente, en un interferómetro, la señal del detector óptico después de la interferencia puede escribirse como la suma de un término base, que es proporcional a la potencia de salida de la fuente de luz, y un término sinusoidal que varía con el cambio de fase ϕ entre las ondas interferentes influenciado por el mensurando. Además, la interferencia de ondas no monocromáticas introduce una modificación adicional $A(\tau)$ a la señal del detector que está relacionada con la coherencia temporal de las ondas. Puede expresarse matemáticamente como el grado de coherencia mutua o la función de correlación cruzada de campo con el retardo de grupo relativo τ como argumento. Por lo tanto, la señal del detector de una medición de interferencia típica puede representarse en términos generales como

$$[1] \quad I(x) = I_0 / 2 [1 + A(\tau(x)) \cos(\phi(x))] ,$$

representando I_0 la potencia total emitida por la fuente de luz, siendo ϕ el cambio de fase en la longitud de onda central de las ondas, y $A(\tau)$ el contraste de interferencia o visibilidad de las franjas, que también se define y se mide comúnmente como la diferencia del máximo y el mínimo de la franja adyacente dividido por su suma. Matemáticamente, puede demostrarse que, con una radiación no monocromática, el contraste de interferencia A representa la amplitud del grado de coherencia mutua o la función de correlación cruzada de las dos ondas interferentes. Si las ondas son copias de la misma onda, A es el grado de auto-coherencia o la función de autocorrelación de la onda en cuestión. Por lo tanto, la señal del sensor $I(x)$ depende del cambio de fase ϕ y la función de correlación cruzada $A(\tau)$, siendo ambas funciones del mensurando x .

El comportamiento típico de una señal de detector se muestra en las figuras 1A y 1B utilizando el ejemplo de interferir dos copias de una onda de luz con un espectro gaussiano de un ancho de banda FWHM de 120 nm centrado a 1310 nm. Por motivos de simplicidad, se supone que el medio sensor es no dispersivo.

La señal del detector normalizada se muestra como la línea oscilante 11 en función del cambio de fase relativo ϕ , superpuesto con el contraste de interferencia A (función de autocorrelación) como línea 12 en función del retardo de grupo relativo τ en femtosegundos (fs). Este último forma una curva envolvente sobre los picos de la señal 11 del detector. En la figura 1B, la línea oscilante 13 es el valor principal del cambio de fase (cambio de fase mod 2π dentro del rango $(-\pi, +\pi)$) y la línea 12 es, de nuevo, el contraste de interferencia A . El área 14 entre las líneas verticales de puntos es un rango de 7 franjas de anchura adecuada para la medición inequívoca del cambio de fase relativo ϕ , con una fuerte dependencia monótonica del contraste de interferencia A en el retardo de grupo relativo τ .

El teorema de Wiener-Khinchin establece que la función de autocorrelación es la transformada de Fourier inversa del espectro de potencia. Por lo tanto, una radiación de banda ancha es también una radiación de baja coherencia, cuya función de autocorrelación es una función estrecha, y su valor varía significativamente de un período de fase a otro dentro de su tiempo de coherencia. La sección de la función de autocorrelación donde tiene una fuerte dependencia monótonica del retardo de grupo relativo (por ejemplo, el área 14 entre las líneas discontinuas verticales en la figura 1B) es un rango de medición inequívoco adecuado, con su anchura determinada por el espectro y su desplazamiento controlable por un componente de desviación de retardo de grupo estático. Este componente estático puede ser un cristal birrefringente o un componente de fibra óptica birrefringente (tal como una fibra que mantenga la polarización) si las ondas en interferencia son ondas polarizadas lineales ortogonales, o un rotador de Faraday si las ondas en interferencia son ondas polarizadas circulares ortogonales. El componente de polarización de retardo de grupo se inserta en serie con el medio de detección antes del punto de interferencia de las dos ondas.

Por lo tanto, siempre que el valor principal de cambio de fase ϕ ($\phi \bmod 2\pi$ dentro de $(-\pi, +\pi)$) y el contraste de interferencia se midan simultáneamente, en un rango donde la función de correlación cruzada tiene una fuerte dependencia monótonica sobre el retardo de grupo relativo (por ejemplo, por ejemplo, el área 14 entre las líneas discontinuas verticales en la figura 1B), el contraste de interferencia puede utilizarse para asignar el valor principal de cambio de fase medido al período correcto y, de este modo, determinar inequívocamente el valor completo del cambio de fase relativo. En otras palabras, el contraste de interferencia puede utilizarse en este rango para asignar inequívocamente un contador de período n al valor principal del cambio de fase, ya que cada período del valor principal de cambio de fase detectado 13 tiene un valor de contraste de interferencia diferente dentro de una parte monótonica de la línea 12.

Cabe destacar que la medición de contraste de interferencia $A(\tau(x))$ solo ya produce una medición inequívoca de x (tal como se utiliza en la patente citada US5301010, ref. [26]). Sin embargo, la precisión de la medición de contraste generalmente no es lo suficientemente alta para permitir una medición suficientemente precisa del mensurando x . Utilizando los procedimientos descritos en la presente invención, el contraste de interferencia $A(\tau(x))$ puede utilizarse para eliminar la ambigüedad de períodos de un valor principal de cambio de fase medido simultáneamente ϕ , que tiene una sensibilidad mucho mayor a x y, por lo tanto, es más precisa.

Un posible procedimiento es el siguiente: A partir del valor principal del cambio de fase ϕ medido, se calcula una lista de todos los posibles valores completos del cambio de fase relativo $\phi_n = \phi + 2n\pi$ dentro del rango de medición y después se convierte en los valores de mensurando correspondientes x_n . Después, utilizando una función predeterminada o un mapa de parámetros que representa la función de autocorrelación $A(x)$, se determinan los valores de contraste correspondientes $A_n = A(x_n)$ y se comparan con el valor medido de A . Los n que tienen la menor desviación $|A_n - A|$ puede seleccionarse después para determinar el cambio de fase relativo completo ϕ_n y, por lo tanto, el valor de mensurando x_n .

Cabe señalar que el procedimiento anterior describe sólo un ejemplo y que hay otras formas posibles de procesamiento de señal, tal como dividir la función $A(x)$ (línea 12) en segmentos de valor basados en periodos 2π , o convertir primero la medición de contraste al valor completo correspondiente del cambio de fase en lugar de al mensurando x . Sin embargo, los procedimientos posibles tienen en común que la medición del contraste de interferencia (A) se utiliza para proporcionar una medición aproximada pero inequívoca de x , y, combinado con la medición del valor principal del cambio de fase (ϕ) ambiguo, pero altamente preciso, se obtiene una medición inequívoca y altamente precisa de x .

Puede utilizarse cualquier procedimiento que mida simultáneamente el valor principal de cambio de fase ϕ y el contraste de interferencia A para la implementación de esta invención. A continuación, se presentan dos ejemplos de tales procedimientos.

El primer ejemplo se basa en el procedimiento polarimétrico con la figura 2 que muestra el esquema de un sensor típico que utiliza detección de cuadratura polarimétrica, donde se introduce una polarización de cambio de fase óptica estática entre dos canales de detección. Los componentes, tal como se muestra, son una fuente de luz 20, un polarizador de entrada 21, un elemento de detección 22 (que, en funcionamiento, estaría expuesto al mensurando), un primer divisor de haz 23-1, un segundo divisor de haz 23-2, un retardador de un cuarto de onda (QWR) 24, un primer polarizador de salida 25-1, un segundo polarizador de salida 25-2 y tres detectores de potencia óptica 26-1, 26-2, 26-3. La trayectoria del haz de la onda se muestra como línea(s) discontinua(s). Tres detectores están conectados a la trayectoria del haz de salida: el primer detector 26-1 sin polarizador conectado, el segundo detector 26-2 con el polarizador de salida lineal 25-1, y el tercer detector 26-3 con un retardador de un cuarto de onda 24 y el polarizador de salida lineal 25-2. Las señales ópticas medidas en los tres detectores, hasta algunas constantes de proporcionalidad, son, respectivamente,

[2]

$$I_1 = I_0$$

$$I_2 = I_0/2 [1 + A(\tau) \cos(\phi)]$$

$$I_3 = I_0/2 [1 + A(\tau) \sin(\phi)],$$

donde I_0 representa la potencia total emitida por la fuente de luz 20, y ϕ es el cambio de fase relativo en el divisor de haz 23-1.

En una primera parte (o unidad de detección de cambio de fase) 31-1 de una unidad de procesamiento de señales 31, por lo menos algunas de las señales medidas se combinan para derivar una primera medida representativa del valor principal del cambio de fase. En una segunda parte 31-2 (o unidad de detección de contraste) de la unidad de procesamiento de señales 31, por lo menos algunas de las señales medidas se combinan para derivar una segunda medida representativa de la función de correlación cruzada o autocorrelación A . Para tales fines, existe una serie de recetas de procesamiento de señales. Por ejemplo, la unidad de procesamiento de señales 31 puede formar un vector o una variable compleja Y de la siguiente manera

[3]
$$Y = (2I_2/I_1 - 1) + i (2I_3/I_1 - 1) = A \exp(i \phi)$$

Utilizando esta definición, el valor principal de cambio de fase ϕ definido en $(-\pi, \pi)$ se obtiene como el argumento o fase de Y , y el contraste de interferencia A es igual al valor absoluto de Y .

Puede mostrarse, además, que el esquema de detección representado por la figura 2 también funciona sin una polarización de fase de 90° exacta (aunque preferida) y sólo requiere tener dos canales polarimétricos que tengan una cierta diferencia de fase relativa conocida distinta de 0° o 180°. De hecho, si, por ejemplo, el tercer canal detector con el detector 26-3 tiene un cambio de fase adicional δ , puede calcularse una variable compleja como

[3']

$$Y = (1 - i \tan \delta)[(2I_2/I_1) - 1] + i[(2I_3/I_1) - 1]/\cos \delta = Ae^{i\phi}$$

con el argumento y el valor absoluto de Y dando todavía el valor principal de cambio de fase y el contraste de interferencia. En este caso, el elemento QWR 24 puede reemplazarse por cualquier retardador de fase distinto de los retardadores de onda completa y de media onda.

Otra opción para medir I_0 podría ser teniendo unos detectores que midan ambas salidas antifase de un divisor de haz polarizante (reemplazando el polarizador 25-1 o 25-2) en por lo menos uno de los dos canales del detector polarimétrico tal como se representa por los detectores 26-2 y 26-3. La suma de las dos salidas antifase produciría entonces la potencia de luz total I_0 . Debe señalarse, además, que la medición de I_0 no es necesaria en los casos en que la potencia de luz total se conoce y/o se mantiene constante, o puede monitorearse o controlarse fácilmente a través de medios electrónicos o mediante el uso de otros detectores situados antes del subsistema de detección óptica.

Como segundo ejemplo de un procedimiento que mide el valor principal de cambio de fase y el contraste de interferencia simultáneamente, la figura 3 muestra un ejemplo de la invención utilizando un esquema de modulación de fase activa. El sensor mostrado utiliza el principio de detección de fase de modulación (MPD), a menudo implementado en un esquema de "modulación de fase no recíproca" y comúnmente utilizado en giroscopios de fibra óptica y sensores de corriente. La patente US 7911196 del mismo titular citada aquí anteriormente como referencia [9] describe, por ejemplo, un sensor de tensión que incorpora un elemento de detección de tensión (o varios de dichos elementos), un rotador de Faraday de 45° y la electrónica de detección y modulación de MPD. Es importante tener en cuenta que la técnica de MPD sólo se había utilizado anteriormente para medir el valor de principal del cambio de fase. Pero, tal como se muestra a continuación, el mismo esquema de medición puede extenderse para producir simultáneamente el contraste de interferencia.

Los componentes básicos para un sensor utilizando el esquema de detección de MPD tal como se muestra en la figura 3 (y utilizando, cuando sea apropiado, los mismos números que en la figura 2 para componentes con la misma función o funciones similares) son una fuente de luz 20, un polarizador de entrada 21, un elemento de detección 22 (que, en funcionamiento, estaría expuesto al mensurando), un polarizador de salida 25, y un detector 26. La trayectoria del haz de la onda se muestra como línea(s) discontinua(s). Un modulador de fase birrefringente 30 también se incluye en la trayectoria del haz. El modulador de fase 30 y el detector 26 están conectados a través de una unidad de procesamiento de señales 31 para realizar el análisis de señal tal como se describe a continuación.

El modulador de fase birrefringente 30 está conectado ópticamente en serie al medio de detección 22, de modo que puede añadirse una modulación de cambio de fase óptica $\beta(t)$ adicional al cambio de fase a medir. El detector 26 mide la potencia óptica modulada después del polarizador lineal 25. La señal del detector modulada puede escribirse como

$$[4] \quad I(t) = I_0/2 [1 + A(\tau) \cos(\phi + \beta(t))].$$

representando I_0 la potencia total de la fuente, siendo ϕ el cambio de fase relativo en la longitud de onda central sin la modulación adicional, y siendo $A(\tau)$ el contraste de interferencia.

Como en el ejemplo de la figura 2 anterior, la primera parte (o unidad de detección de cambio de fase) 31-1 de la unidad de procesamiento de señales 31 analiza la señal detectada $I(t)$ para derivar una primera medida representativa del valor principal de cambio de fase ϕ del cambio de fase relativo ϕ ; la segunda parte (o unidad de detección de contraste) 31-2 de la unidad de procesamiento de señales 31 analiza la señal detectada $I(t)$ para derivar una segunda medida representativa de la función de correlación cruzada o autocorrelación A. De nuevo, existen diversos esquemas de modulación de señal y procesamiento. En una versión del esquema MPD, el modulador de fase 30 impone una modulación sinusoidal $\beta(t) = \beta \sin(\Omega t)$. La señal del detector de la ecuación [4] puede escribirse en una expansión de Fourier como una serie de armónicos en diferentes órdenes k de la frecuencia de modulación Ω , es decir,

$$[4'] \quad I(t) = \sum [B_k \cos(k\Omega t + \xi_k)]$$

siendo las amplitudes de los tres primeros armónicos B_k y fases ξ_k

$$B_0 = (I_0 / 2) [1 + A(\tau) J_0(\beta) \cos(\phi)], \quad \xi_0 = 0$$

$$B_1 = I_0 * A(\tau) J_1(\beta) \sin(\phi), \quad \xi_1 = \pi/2$$

$$B_2 = I_0 * A(\tau) J_2(\beta) \cos(\phi), \quad \xi_2 = 0$$

utilizando funciones de Bessel del primer tipo $J_k(\beta)$. Los signos de los componentes armónicos pueden determinarse comparando las fases de los componentes armónicos con las de la onda de excitación.

Puede formarse un vector o número complejo a partir de la representación anterior que permite derivar el valor principal de cambio de fase ϕ y el contraste de interferencia A de las amplitudes armónicas detectadas B_k .

$$[5] \quad Y = B_2 / J_2(\beta) + i B_1 / J_1(\beta) = I_0 A(\tau) \exp(i \phi)$$

Como en el ejemplo de la figura 2 anterior, el valor principal de cambio de fase ϕ puede calcularse como el argumento de Y , y el contraste de interferencia A es igual a su valor absoluto dividido por I_0 . La potencia total I_0 puede calcularse como $I_0 = 2B_0 - J_0(\beta) \text{abs}(Y) \cos(\arg(Y))$.

Una amplitud de modulación preferida es $\beta = 1,84$ rad donde $J_1(\beta)$ tiene su primer máximo; otra amplitud preferida es $\beta = 2,63$ rad donde $J_1(\beta)$ y $J_2(\beta)$ son iguales. Sin embargo, en principio, para que funcione el procedimiento de MPD, la amplitud de modulación de fase β puede ser arbitrariamente pequeña. Además, se sabe que la amplitud de modulación β también puede calcularse a partir de las amplitudes armónicas medidas, por ejemplo, con el fin de estabilizar la amplitud. En lugar de una modulación sinusoidal, pueden utilizarse otras formas de onda, en particular una modulación de onda cuadrada. Pueden encontrarse más detalles sobre el procesamiento de señales de MPD de bucle abierto en las referencias [6, 27].

Tal como se ha explicado anteriormente, un rango de medición adecuado inequívoco se encuentra dentro de una región donde la función de correlación cruzada $A(\tau)$ es monótona y la pendiente $|dA(\tau)/d\tau|$ es preferiblemente lo más grande posible (es decir, alrededor del punto de mayor pendiente). En la figura 1B, esta región se muestra como el área 14 entre dos líneas de puntos verticales. Y para asegurar que el rango de medición objetivo del sensor se encuentra en esta región, es posible añadir un desplazamiento de retardo de grupo predeterminado insertando un elemento de polarización de retardo de grupo (estático) 40 en la trayectoria óptica en serie con el elemento de detección 22, tal como se muestra en la figura 4. Debe observarse que el elemento de polarización de retardo de grupo 40 puede insertarse en cualquier punto entre el polarizador de entrada 21 y el punto donde interfieren las ondas.

El esquema de detección tal como se representa en la figura 4 mediante una unidad de detección general 41 puede ser un esquema polarimétrico o un esquema de MPD tal como se ha descrito anteriormente, o cualquier otro esquema de detección que detecte simultáneamente el valor principal de cambio de fase y el contraste de interferencia. Tal como ya se ha descrito en relación con la figura 1B, la polarización de retardo de grupo del elemento estático 40 y el tiempo de coherencia de la fuente de luz 20 deben seleccionarse de manera que el rango de medición objetivo del mensurando x se corresponda con un intervalo de retardo de grupo $\tau(x)$ que esté contenido dentro de una parte monótona de la función $A(\tau)$ con una gran pendiente $|dA(\tau)/d\tau|$. Después de la selección o ensamblaje del componente sensor, la función de contraste de interferencia $A(x) = A(\tau(x))$ puede calcularse o calibrarse para el sensor particular, y puede guardarse en forma tabulada o funcional para la conversión uno a uno entre x y el contador de período n o el mensurando x .

Tal como se ha mencionado anteriormente, la eliminación de ambigüedad de períodos tal como se describe puede aplicarse a muchos tipos de sensores interferométricos. Sin embargo, debido a la falta de alternativas comparables, es particularmente adecuado extender el rango sensores de medición del campo eléctrico o tensión de CC tal como se describe, por ejemplo, en la referencia [1].

En estos sensores, se utiliza una fuente de luz de baja coherencia (por ejemplo, fuente SLED, longitud de onda central 1310 nm, ancho de banda FWHM 40 nm) para producir señales de interferencia, cuya autocorrelación varía significativamente de un período de fase a otro. Se utiliza un cristal electroóptico como medio de detección para convertir la tensión que va a medirse en un cambio de fase relativo entre los modos de polarización ortogonal en el cristal. Se prefiere un cristal electroóptico sin birrefringencia natural (tal como $\text{Bi}_4\text{Ge}_3\text{O}_{12}$, BGO). También puede utilizarse una guía de ondas electroóptica o fibra como medio de detección de tensión. Las caras extremas del cristal BGO (corte perpendicular a la dirección [001]) están conectadas eléctricamente a los electrodos que proporcionan la caída de tensión.

Por lo tanto, en comparación con algunos diseños de sensores que se encuentran en la técnica anterior, la tensión total (no una fracción de la misma) se aplica a través del cristal de detección. La tensión se aplica en la dirección longitudinal del cristal, por lo que se mide la trayectoria integral del campo eléctrico en esta dirección (es decir, la tensión aplicada). Por lo tanto, la medición de la tensión es independiente de la redistribución de carga interna en el cristal.

En un ejemplo de un detector polarimétrico para tensión, los elementos de la figura 2 y la figura 4 se combinan (y, por lo tanto, se utilizan los mismos números cuando sea apropiado) tal como se ilustra en la figura 5.

La figura 5 muestra un diseño de un sensor de tensión de CC de rango extendido donde el elemento sensor se utiliza en la transmisión. Tres canales de detector 26-1, 26-2 y 26-3 producen la potencia la luz total y dos señales cuadráticas polarimétricas, respectivamente, tal como se ha descrito anteriormente (véase la ecuación [2]). Se inserta un cristal birrefringente con retardo de grupo relativo estático (tal como una placa de ondas de cuarzo cristalino) entre el polarizador de entrada 21 y el segundo divisor de haz 23-2 como un elemento de polarización de retardo de grupo 40, tal como se ha descrito anteriormente. Se prefiere el uso de un elemento de polarización de retardo de grupo 40, pero puede no ser siempre necesario si se conoce la polaridad de la tensión a medir y, por lo tanto, el signo de la pendiente de la curva 12 en la figura 1A y 1B en el rango de medición es conocido. Si se desconoce la polaridad de la tensión, el cristal birrefringente 40 sirve para extender el rango de medición inequívoco sobre ambas polaridades. El cristal birrefringente también puede omitirse si se emplea un cristal electroóptico con birrefringencia natural como elemento sensor 22 que genera la polarización de retardo de grupo deseada. Para reducir la dependencia de la temperatura de la polarización de retardo de grupo, el elemento de polarización de retardo de grupo 40 puede ser una óptica compuesta realizada de dos cristales en serie, con ejes ópticos paralelos, si sus coeficientes de termo-birrefringencia son de signos contrarios, o bien con ejes ópticos intercambiados, si sus coeficientes de termo-birrefringencia son del mismo signo. Además, puede medirse la temperatura del elemento de polarización de retardo de grupo, por lo que su retardo de grupo dependiente de la temperatura y cambio de fase pueden compensarse en el procesamiento de la señal.

Los ejes del polarizador de entrada 21 y los dos polarizadores de salida 25-1 y 25-2 están alineados a $\pm 45^\circ$, mientras que los ejes del elemento de polarización de retardo de grupo 40 y el QWR 24 están alineados paralelos a los ejes electroópticos del elemento sensor 22. El mesurando x es, en este ejemplo, la tensión V aplicada entre las caras extremas del cristal BGO con el eje cristalino [001] orientado en la dirección de la propagación de la onda luminosa. Preferiblemente, los divisores de haz deben estar alineados con sus ejes a 45° respecto a los ejes del cristal electroóptico, para igualar cualquier posible cambio de fase que puedan experimentar las dos ondas de polarización desde el divisor de haz. Cualquier cambio de fase del sistema residual, por ejemplo, del divisor de haz o de la birrefringencia natural residual del cristal electroóptico, puede caracterizarse y extraerse por calibración. La birrefringencia residual del BGO, si existe, también puede reducirse combinando dos cristales BGO en serie, con ejes antiparalelos [001] y los ejes x/y girados 90° uno contra el otro. En esta disposición, los cambios de fase electroópticos se suman, mientras que la birrefringencia intrínseca se cancela, lo que lleva a una mejor estabilidad de punto cero.

En la figura 6 se describe un aparato similar a la figura 5 donde se hace uso de una manera diferente de medir la potencia total como ya se ha descrito anteriormente en relación con la ecuación [2]. Sólo se utiliza un divisor de haz sin birrefringencia 23-2, y dos canales de detector con los detectores 26-1 y 26-2 están conectados a las dos salidas antifase del divisor de haz de polarización 60. La potencia óptica total viene dada por la suma de potencias en los detectores 26-1 y 26-2, mientras que el detector 26-1 (o 26-2) y el detector 26-3 constituyen un par de canales polarimétricos en cuadratura.

En lugar de medir la potencia óptica total en el extremo de salida del cristal BGO, también puede controlarse la potencia de luz total antes de que la luz entre en el cristal sensor. Puede incluso basarse en el monitor interno de la fuente de luz 20 para seguir el cambio de potencia o mantener una salida de potencia óptica estable. Sin embargo, tales esquemas no serían capaces de hacer frente a los cambios de pérdida óptica en la trayectoria de la fuente de luz hacia los detectores polarimétricos, lo cual puede ser importante en un sensor práctico, especialmente si se utilizan fibras ópticas para emitir luz desde la fuente de luz hacia el cristal de detección.

Los sensores de tensión polarimétricos también pueden diseñarse en una configuración reflectante, en la que el cambio de fase electroóptica inducido por el mensurando se duplicaría. En las figuras 7A y 7B se muestran ejemplos que ilustran dicha configuración en la cual se coloca una óptica reflectante 70 en un extremo del cristal, y todos los demás elementos ópticos se encuentran en el otro extremo. Otros elementos son idénticos o similares a los descritos anteriormente si se hace referencia a la figura 5 anterior.

La óptica reflectante 70 puede ser un espejo plano/curvo, un espejo de techo, un retro-reflector de cubo de esquina, o simplemente un revestimiento de capa fina reflectante depositado sobre la cara del extremo del cristal. La reflexión en la óptica reflectante idealmente debería preservar el estado de polarización de la luz sin rotación o cambio de

fase dependiente de la polarización. Cualquier cambio de fase residual desde la reflexión también puede caracterizarse y extraerse por calibración. Preferiblemente, la fuente de luz y el extremo detector del cristal se conectan a tierra, y el extremo del reflector a alta tensión, para mantener la fuente de luz y los detectores a tierra.

5 Las figuras 8 y 9 ilustran ejemplos de un sensor de tensión de CC de alcance extendido en conexión con un esquema de MPD. Tal como se ha descrito anteriormente (véase ecuación [4]), el esquema de MPD es otro enfoque para medir simultáneamente el cambio de fase y el contraste de interferencia. Sin embargo, un sensor de tensión basado en MPD en la configuración transmisiva, similar a la ilustrada en la figura 3, no es adecuado para la mayoría de las aplicaciones prácticas, ya que la fase intrínseca se desplaza en el modulador de fase 30 y las fibras que
10 mantienen la polarización de conexión son generalmente muy sensibles a variaciones de temperatura y/o tensión. Por lo tanto, la salida de un sensor de tensión transmisivo basado en MPD se ve fácilmente afectada por perturbaciones ambientales.

15 Por otra parte, pueden diseñarse sensores MPD robustos basándose en un diseño óptico recíproco, mediante el cual las dos ondas interferentes se contra-propagan en un bucle (por ejemplo, en el caso de un giroscopio de fibra óptica) o retroceden la trayectoria tras la reflexión con polarizaciones ortogonales intercambiados (por ejemplo, en el caso de un sensor de corriente de fibra óptica reflectante). En dichos diseños, los desplazamientos de fase intrínsecos del modulador de fase y las fibras de PM interconectadas se cancelan automáticamente a lo largo de la trayectoria recíproca (y, por lo tanto, su dependencia de la temperatura), mientras que la modulación de fase y el
20 cambio de fase inducido por el mesurando se duplican. Tal como ya se ha explicado en la introducción, esto se conoce generalmente como "modulación de fase no recíproca".

La patente US 7911196 del mismo titular (ref. [9]) describe un sensor de tensión de modulación de fase no recíproco que incorpora un elemento de detección de tensión (o varios de dichos elementos), un rotador de Faraday de 45°, y
25 electrónica de modulación de MPD y detección. El sensor en esa patente sólo es capaz de medir de manera inequívoca un cambio de fase electroóptico de CC en el rango de $-\pi$ a $+\pi$ debido al problema de ambigüedad en el tiempo del cambio de fase. Sin embargo, tal como ha mostrado anteriormente, el esquema de procesamiento de señales MPD puede extenderse para producir también el contraste de interferencia $A(\tau(x))$, además del cambio de fase. Por lo tanto, con una fuente de luz de baja coherencia, pueden utilizarse los sensores descritos, por ejemplo,
30 en US7911196 para medir de inequívocamente una tensión de CC en un rango extendido, empleando los procedimientos y el aparato de desambiguación basados en contraste tal como se describe aquí.

Todas las realizaciones de la patente US7911196 pueden beneficiarse de esta invención. Para demostrar cómo pueden extenderse las invenciones de la patente más allá del rango de medición 2π , en la figura 8 se muestra una
35 adaptación adecuada a un ejemplo descrito en US7911196 utilizando elementos ya descritos cuando se ha hecho referencia a la figura 3 anterior. Aquí, una fuente de luz de baja coherencia 20 y un fotodetector 26 están conectados a través de un conector de fibra óptica 1x2 al elemento de detección 22. La luz pasa primero a través de un polarizador lineal 21, entra en una fibra que mantiene la polarización 80, y se conecta a ambos ejes de un modulador de fase birrefringente de fibra óptica 30 a través de un empalme de 45° 81. La luz se conecta entonces fuera de un
40 colimador 82, pasa a través de un rotador de Faraday a 45° 83, un elemento de polarización de retardo de grupo 40, y entra en el elemento de detección 22 (cristal de BGO a lo largo del eje [001]), cuyos extremos están conectados eléctricamente a la fuente de tensión V. Las caras extremas del cristal pueden recubrirse con una capa de electrodo conductora transparente. La luz se refleja de nuevo hacia el medio de detección, el elemento de polarización de retardo de grupo, el rotador de Faraday y la fibra de PM en secuencia, mediante una óptica reflectante 70 en el
45 extremo alejado del medio de detección 22. La óptica reflectante puede ser un espejo plano/curvo, un espejo de techo, un retro-reflector de cubo de esquina, o simplemente un revestimiento de capa fina reflectante depositado sobre la cara extrema del cristal. En este ejemplo, la reflexión en la óptica reflectante debería preservar el estado de polarización de la luz sin rotación ni cambio de fase dependiente de la polarización.

50 Un cristal birrefringente que actúa como elemento de polarización de retardo de grupo estático 40 (tal como una placa de ondas de cuarzo cristalino) se inserta entre el rotador de Faraday 83 y la óptica reflectora 70, para ajustar la polarización de retardo de grupo, tal como se ha descrito cuando se ha hecho referencia a la figura 1B anterior. Los ejes ópticos del cristal BGO y el cristal birrefringente deben estar alineados a 45° respecto a los ejes de la fibra de PM que conducen al colimador 82.
55

Debido a la rotación de Faraday de 45° en la trayectoria recíproca, las ondas interferenciales polarizadas ortogonalmente intercambian sus polarizaciones cuando vuelven a entrar en la fibra de PM y el modulador de fase birrefringente 30, cancelando, de este modo, los desplazamientos de fase intrínsecos asociados y eliminando su
60 dependencia de la temperatura. El empalme a 45° 81 y el polarizador 21 en la trayectoria de retorno permiten una mezcla coherente de las ondas de polarización, y el fotodetector 26 mide la potencia de la luz resultante.

Una unidad de procesamiento y control de señales 31 controla la forma de onda de modulación de fase y mide la potencia de la luz en el fotodetector. Calcula el valor principal de cambio de fase y el contraste de interferencia, por

ejemplo, de acuerdo con el procedimiento descrito en la ecuación [4']. Finalmente, el valor principal de cambio de fase y el contraste de interferencia se combinan para producir una medición inequívoca de la tensión.

5 Cualquier cambio de fase residual del sistema, por ejemplo, desde el divisor de haz o la óptica reflectante o desde la birrefringencia natural residual del cristal de BGO, puede caracterizarse y extraerse por calibración.

10 En la figura 9 se muestra una configuración de bucle donde la óptica reflectante 70 de la figura 8 se reemplaza por un modulador de fase de tipo Y 30 y otro conjunto de colimador 82' y rotador de Faraday 83'. Debido a los rotadores de Faraday 83 y 83', las ondas son polarizadas a lo largo de ejes electro-ópticos ortogonales del medio sensor 22 en las dos direcciones contra-propagantes, mientras que son polarizadas a lo largo del mismo eje en las fibras de PM 80. Una ventaja sobre la configuración reflexiva de la figura 8 es que hay más grados de libertad en la alineación de los componentes ópticos, lo que puede simplificar la conexión de la luz desde el cristal electroóptico a la fibra PM 80. Un posible inconveniente del diseño de la figura 9 es la mayor cantidad de componentes.

15 Aunque se han mostrado y descrito anteriormente algunas realizaciones preferidas de la invención, debe entenderse que la invención no está limitada a éstas, sino que pueden realizarse y ponerse en práctica de otro modo de manera diversa dentro del alcance de las siguientes reivindicaciones.

20 Aunque los ejemplos anteriores describen sensores basados en interferometría óptica, debe apreciarse que esta invención puede aplicarse a todos los tipos de interferómetros. Por ejemplo, un interferómetro en la RF u otras bandas de radiación electromagnéticas también pueden beneficiarse de la misma extensión inequívoca del rango de medición. La invención tampoco está limitada a ondas electromagnéticas. Cualquier interferómetro que implique ondas, ya sean acústicas, de densidad u otros tipos de ondas, también puede beneficiarse de la misma manera.

25 La fuente de baja coherencia puede ser una fuente de luz de ancho de banda amplio o una fuente sintetizada compuesta de múltiples fuentes en diferentes longitudes de onda. La forma de su espectro no es importante. La inversa del ancho de banda de frecuencia general debe encontrarse en el mismo orden del intervalo de retardo de grupo correspondiente al ancho del rango de medición inequívoco deseado del sensor.

30 Aunque se han descrito diseños de un sensor de tensión de CC como ejemplos, esta invención también puede aplicarse fácilmente a un sensor de corriente de fibra óptica, un giroscopio de fibra u otro tipo de sensores interferométricos. Sin embargo, es particularmente ventajoso para cualquier sensor de interferometría de CC que cubra un amplio rango en el que no esté disponible una referencia de cero absoluto.

35 REFERENCIAS CITADAS

- [1]G. A. Massey, D. C. Erickson, y R. A. Kadlec, "*Electromagnetic field components: their measurement using linear electrooptic and magneto optic effects*," Appl. Opt., vol. 14, págs. 2712-2719, 1975.
- 40 [2]K. Bohnert y J. Nehring, "*Method and device for the optical determination of a physical quantity*," US5715058, 1998.
- [3]R. C. Miller, "*Electro-optical voltage measuring system incorporating a method and apparatus to derive the measured voltage waveform from two phase shifted electrical signals*," patente americana US4904931, 1990.
- [4]R. C. Miller, "*Method of deriving an AC waveform from two phase shifted electrical signals*," patente americana US5001419, 1991.
- 45 [5]K. Kurosawa, S. Yoshida, E. Mori, G. Takahashi, y S. Saito, "*Development of an optical instrument transformer for DC voltage measurement*," Power Delivery, IEEE Transactions on, vol. 8, págs. 1721-1726, 1993.
- [6]H. Lefèvre, *The Fiber-Optic Gyroscope*: Artech House, 1993.
- [7]K. Bohnert, P. Gabus, J. Nehring, y H. Brändle, "*Temperature and vibration insensitive fiber-optic current sensor*," Journal of Lightwave Technology, vol. 20, págs. 267-276, 2002.
- 50 [8]K. Bohnert, P. Gabus, J. Nehring, H. Brändle, y M. G. Brunzel, "*Fiber-Optic Current Sensor for Electrowinning of Metals*," J. Lightwave Technol., vol. 25, págs. 3602-3609, 2007.
- [9]K. Bohnert, "*Optical voltage sensor*," patente americana US7911196B2, 2011.
- [10] C. Zhang, X. Feng, S. Liang, y C. Li, "*Quasi-reciprocal reflective optical voltage sensor based on Pockels effect with digital closed-loop detection technique*," Optics Communications, vol. 283, págs. 3878-3883, 2010.
- 55 [11] O. Beierl, T. Bosselmann, y M. Willsch, "*Method and arrangement for optically detecting an electrical variable*," WO9805975A1, 1998.
- [12] M. Stanimirov, U. Meier, K. Bohnert, y J. Glock, "*Method of measuring a voltage and voltage sensor*," EP1179735A1, 2002.
- [13] J. Brooks, R. Wentworth, R. Youngquist, M. Tur, K. Byoung-Yoon, y H. J. Shaw, "*Coherence multiplexing of fiber-optic interferometric sensors*," Lightwave Technology, Journal of, vol. 3, págs. 1062-1072, 1985.
- 60 [14] S. A. Al-Chalabi, B. Culshaw, y D. E. N. Davies, "*Partially Coherent Sources in Interferometric Sensors*," en 1ª conferencia internacional sobre sensores de fibra óptica, Londres, Inglaterra, 1983, págs. 132-135.

- [15] T. Bosselmann y R. Ulrich, "*High-Accuracy Position-Sensing With Fiber-Coupled White-Light Interferometers*," en 2ª conferencia internacional sobre sensores de fibra óptica, Stuttgart, Alemania, 1984, págs. 361-364.
- [16] R. Ulrich, "*Method for the measurement of lengths and displacements*," US4596466, 1986.
- 5 [17] G. Beheim, K. Fritsch, y R. N. Poorman, "*Fiber-linked interferometric pressure sensor*," Review of Scientific Instruments, vol. 58, págs. 1655-1659, 1987.
- [18] G. Beheim, "*Fibre-Optic Thermometer Using Semiconductor-Etalon Sensor*," Electronics Letters, vol. 22, págs. 238-239, 1986.
- [19] F. Farahi, T. P. Newson, J. D. C. Jones, y D. A. Jackson, "*Coherence multiplexing of remote fibre optic Fabry-Perot sensing system*," Optics Communications, vol. 65, págs. 319-321, 1988.
- 10 [20] A. Koch y R. Ulrich, "*Displacement sensor with electronically scanned white-light interferometer*," in Fiber Optic Sensors IV, 1990, págs. 126-133.
- [21] R. C. Youngquist, S. Carr, y D. E. N. Davies, "*Optical coherence-domain reflectometry: a new optical evaluation technique*," Opt. Lett., vol. 12, págs. 158-160, 1987.
- [22] K. Takada, I. Yokohama, K. Chida, y J. Noda, "*New measurement system for fault location in optical waveguide devices based on an interferometric technique*," Appl. Opt., vol. 26, págs. 1603-1606, 1987.
- 15 [23] P. J. Caber, "*Interferometric profiler for rough surfaces*," Appl. Opt., vol. 32, págs. 3438-3441, 1993.
- [24] D. Huang, E. Swanson, C. Lin, J. Schuman, W. Stinson, W. Chang, M. Hee, T. Flotte, K. Gregory, C. Puliafito, y otros, "*Optical coherence tomography*," Science, vol. 254, págs. 1178-1181, 22 de noviembre de 1991.
- [25] A. F. Fercher, C. K. Hitzenberger, G. Kamp, y S. Y. El-Zaiat, "*Measurement of intraocular distances by backscattering spectral interferometry*," Optics Communications, vol. 117, págs. 43-48, 1995.
- 20 [26] R. Jones, R. J. Welford, and M. S. Hazell, "*Interferometer having a short coherence length light source and means for identifying interference fringes*," US5301010, 1994.
- [27] S. M. Bennett y R. B. Dyott, "*DSP Signal Processing for Open Loop Fiber Optic Sensors*," patente Americana US6429939B1, 2002.

25

LISTA DE SIGNOS DE REFERENCIA

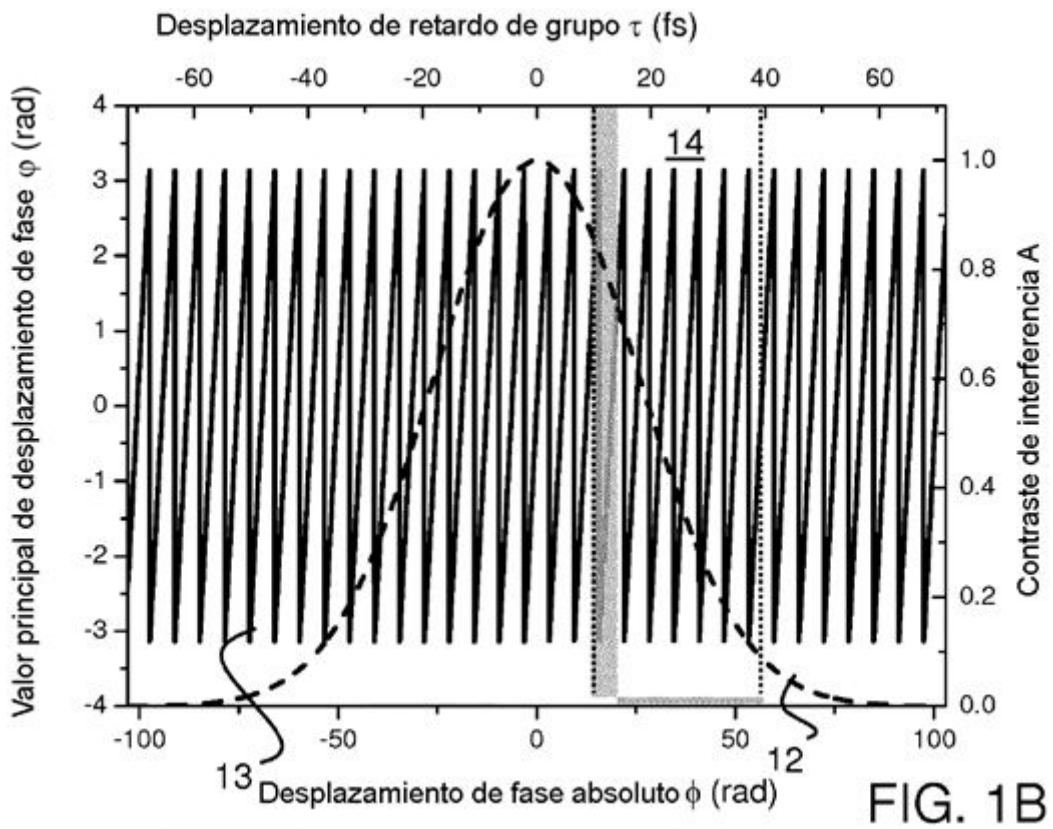
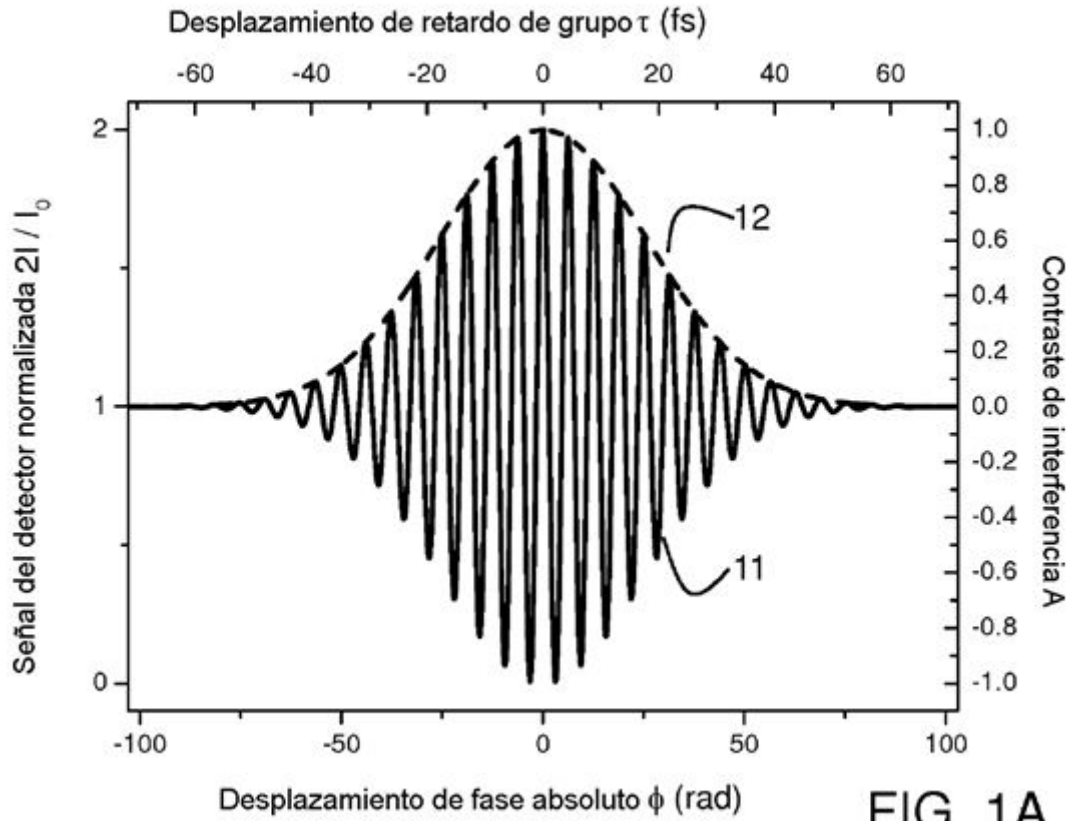
- señal del detector normalizada 11
- contraste de interferencia 12
- 30 valor principal del cambio de fase 13
- área de contraste de interferencia fuertemente variable 14
- onda o fuente de luz 20
- polarizador de entrada 21
- elemento de detección 22
- 35 divisor de haz 23-1, 23-2
- retardador de un cuarto de onda (QWR) 24
- polarizador de salida 25, 25-1, 25-2
- detector óptico o de ondas 41,26, 26-1, 26-2,26-3
- modulador de fase 30
- 40 unidad de procesamiento de señales 31
- detector de cambio de fase 31-1
- detector de contraste 31-2
- elemento de desplazamiento de retardo de grupo 40
- divisor de haz polarizador 65
- 45 óptica reflectante 70
- fibra que mantiene la polarización (PM) 80
- empalme a 45°81
- colimador 82,82 '
- rotador de Faraday 83,83'
- 50

REIVINDICACIONES

1. Sensor interferométrico que comprende un elemento sensor (22) con el que un mensurando induce un cambio de fase relativo entre dos ondas que pasan a través del elemento sensor, en el que el elemento sensor es un sensor de tensión y el mensurando es una tensión eléctrica o una intensidad de campo eléctrico, y el cambio de fase relativo dentro del elemento sensor (22) es sensible a la tensión aplicada entre dos de sus caras, por lo menos un detector (41,26) que mide una señal de interferencia entre las dos ondas, y que comprende, además, una unidad de detección de cambio de fase (31-1) que tiene como entrada la señal de interferencia y que determina una primera medida representativa del valor principal (ϕ , 13) del cambio de fase relativo y una unidad de detección de contraste (31-2) que tiene como entrada la señal de interferencia para determinar una segunda medida (A, 12) representativa de la correlación cruzada entre las dos ondas y, además, una unidad de procesamiento (31) para convertir la primera y la segunda medida en un valor del mensurando, en el que la segunda medida es un parámetro relativo al contraste de interferencia o visibilidad de las franjas, en el que las ondas en interferencia tienen un espectro suficientemente amplio para producir una función de correlación cruzada de variación rápida y monótona en un rango de la misma anchura que el rango de medición objetivo, y en el que, utilizando la segunda medida detectada representativa de la correlación cruzada, el sensor elimina ambigüedad de período del cambio de fase relativo medido.
2. Sensor de acuerdo con la reivindicación 1, caracterizado por el hecho de que la unidad de procesamiento de señales (31) hace corresponder la segunda medida con una función o mapa predeterminado de valores de parámetros que representan la función de correlación cruzada (A) entre las dos ondas a través del rango de medición del sensor.
3. Sensor de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores, caracterizado por el hecho de que la unidad de procesamiento de señales (31) utiliza la segunda medida para determinar un contador de periodo n.
4. Sensor de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores, caracterizado por el hecho de que incluye, además, una o más fuentes (20) que generan dos ondas, cuya correlación cruzada (A) varía intensamente y monótonamente con el retardo de grupo relativo (τ) entre las dos ondas dentro del rango de medición del sensor.
5. Sensor de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores, caracterizado por el hecho de que
- $$|A(\phi) - A(\phi \pm 2\pi)| / A(\phi) \geq 0,001$$
- siendo A la citada segunda medida y siendo ϕ dicho cambio de fase.
6. Sensor de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 4 o 5, caracterizado por el hecho de que las dos ondas son generadas por la misma fuente (20), por lo que la función de correlación cruzada (A) es la función de autocorrelación de la onda generada por la fuente (20).
7. Sensor de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 4 a 6, caracterizado por el hecho de que la(s) fuente(s) (20) tiene(n) un espectro cubre una banda continua, o un espectro que consiste en múltiples bandas desconectadas o líneas espectrales desconectadas.
8. Sensor de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores, caracterizado por el hecho de que incluye, además, un elemento de polarización de retardo de grupo (40) para desplazar el rango de medición del sensor a una región (14) de variación monótona de la función de correlación cruzada (A) con el retardo de grupo relativo (τ) entre las dos ondas.
9. Sensor de acuerdo con la reivindicación 8, caracterizado por el hecho de que el elemento de polarización de retardo de grupo (40) es un material birrefringente, una guía de ondas birrefringente, una fibra óptica que mantiene la polarización o una combinación de los mismos.
10. Sensor de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores, caracterizado por el hecho de que el rango de medición del sensor incluye la región donde el gradiente de la función de correlación cruzada (A) respecto al retardo de grupo (τ) ($|dA/d\tau|$) tiene un valor máximo.
11. Sensor de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores, caracterizado por el hecho de que comprende, además, por lo menos dos canales de interferencia con por lo menos dos detectores (26-2, 26-3) y por lo menos un elemento de polarización de fase óptica estática (24) en por lo menos uno de los canales de interferencia, y en el que la unidad de procesamiento de señales (31) combina las señales de interferencia de por lo menos dos canales de interferencia para formar la primera medida ($\arg Y$) y la segunda medida ($\text{abs } Y$).

12. Sensor de acuerdo con la reivindicación 11, caracterizado por el hecho de que la diferencia de polarización de fase entre los canales de interferencia está dentro de $(90^\circ \pm 40^\circ) + 180^\circ \times i$, donde i es un número entero incluyendo cero.
- 5 13. Sensor de acuerdo con la reivindicación 11 o 12, caracterizado por el hecho de que comprende, además, un canal de señal adicional con un detector (26-3) que mide una cantidad representativa de la potencia total de las ondas antes de la interferencia, o, alternativamente, por lo menos un canal adicional en antifase con cualquiera de los canales de interferencia, y en el que la unidad de procesamiento de señales (31) combina las señales de canal de interferencia y la(s) señal(es) de canal adicional(es) para calcular la primera y la segunda medida
10 independientemente de la potencia total o variación de pérdida.
14. Sensor de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores 1 a 11, caracterizado por el hecho de que comprende, además, un elemento de modulación de fase óptica (30) que añade una modulación de fase al cambio de fase relativo entre las dos ondas y por lo menos un canal detector (26) para medir una señal de interferencia. y en
15 el que la unidad de procesamiento de señales (31) analiza la señal de interferencia modulada para formar la primera medida (arg Y) y la segunda medida (abs Y).
15. Sensor de acuerdo con la reivindicación 14, caracterizado por el hecho de que la unidad de procesamiento de señales (31) opera en control de bucle cerrado con una señal de realimentación representativa del valor principal de
20 cambio de fase relativo.
16. Sensor de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores, caracterizado por el hecho de que las dos ondas son ondas de luz, en particular ondas de luz polarizadas linealmente ortogonales u ondas de luz izquierda y derecha polarizadas circularmente.
25
17. Sensor de acuerdo con la reivindicación 16, caracterizado por el hecho de que el elemento sensor (22) comprende un cristal electroóptico en bruto, o una fibra electroóptica, en particular una fibra electroóptica cristalina o una fibra electroóptica de polos, o una fibra óptica y un material piezoeléctrico.
- 30 18. Sensor de acuerdo con la reivindicación 17, caracterizado por el hecho de que comprende por lo menos una fuente de luz (20), por lo menos un polarizador lineal (21), un modulador de fase óptica (30), un rotador de Faraday (83,83') con un ángulo de rotación dentro de $(45^\circ \pm 25^\circ) + 90^\circ \times k$, siendo k un número entero, un elemento de detección electroóptico (22) y una óptica reflectante (70).
- 35 19. Sensor de acuerdo con la reivindicación 16, caracterizado por el hecho de que el elemento de detección (22) comprende un material magnetoóptico o una fibra óptica.
20. Procedimiento para realizar una medición de interferencia, que comprende las etapas de:
- 40 - generar por lo menos dos ondas;
- determinar una función o un mapa de valores de parámetros representativos de la función de correlación cruzada entre dichas dos ondas;
- exponer un elemento de detección (22) a un mensurando que es una tensión eléctrica o una
45 intensidad de campo eléctrico, y el cambio de fase relativo dentro del elemento de detección (22) es sensible a la tensión aplicada entre dos de sus caras y que induce un cambio de fase relativo entre las dos ondas que pasan a través del elemento de detección, cuyo elemento de detección es un sensor de tensión;
- dejar que las dos ondas interfieran, en el que las ondas en interferencia tienen un espectro suficientemente amplio para producir una función de correlación cruzada de variación
50 rápida y monótona en un rango de la misma anchura que el rango de medición objetivo;
- determinar simultáneamente, para un valor del mensurando (x), una primera medida representativa del valor principal (φ , 13) del cambio de fase relativo y una segunda medida (A, 12) representativa de la correlación cruzada entre las dos ondas; y
- combinar la primera y segunda medida con la función o mapa predeterminado de valores de
55 parámetros representativos de la función de correlación cruzada y determinar un valor del mensurando correspondiente, en el que la segunda medida representativa de la función de correlación cruzada (A) entre las dos ondas es un parámetro relacionado con el contraste de interferencia o la visibilidad de las franjas y
- 60 en el que, utilizando la segunda medida detectada representativa de la correlación cruzada, el sensor elimina ambigüedad de período del cambio de fase relativo medido.

21. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 20, caracterizado por el hecho de que la función o el mapa de valores de parámetros representativos de la función de correlación cruzada se utiliza para convertir la segunda medida en un contador de período n.



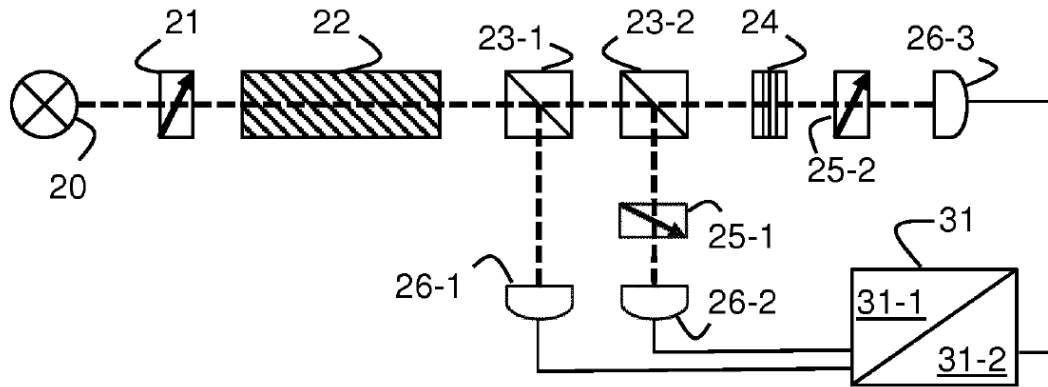


FIG. 2

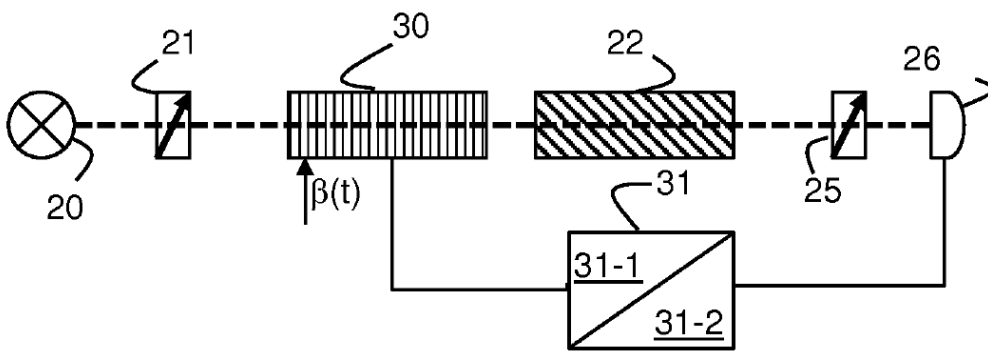


FIG. 3

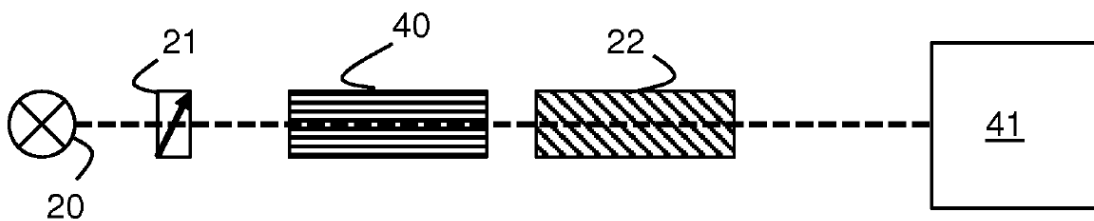


FIG. 4

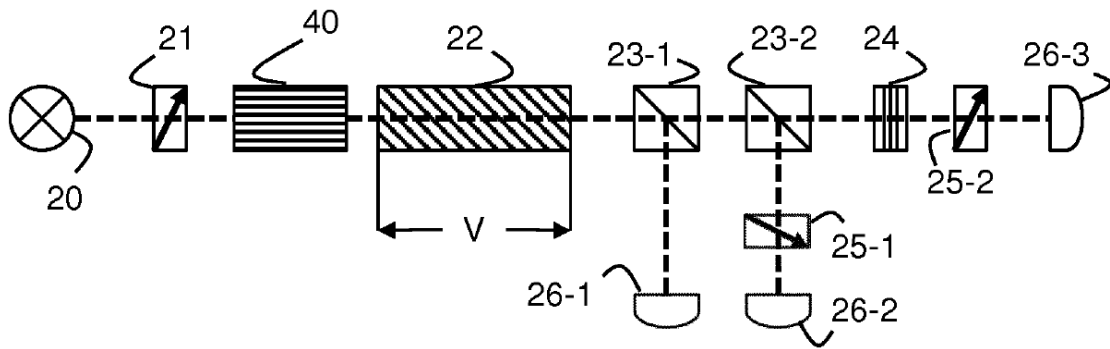


FIG. 5

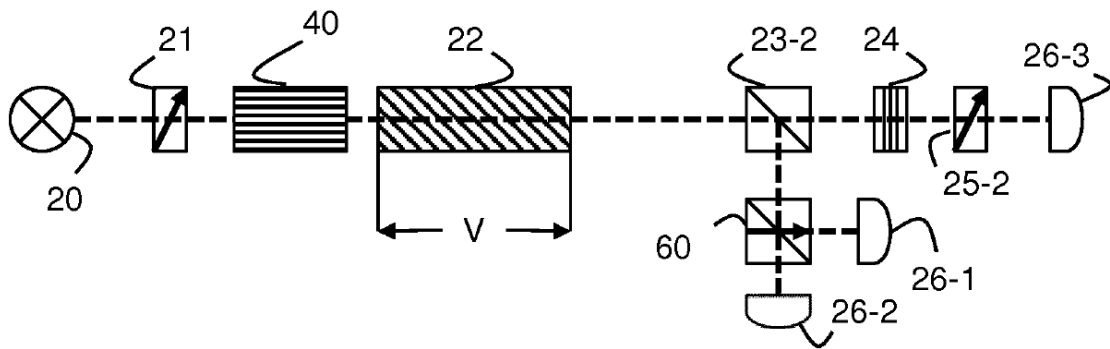


FIG. 6

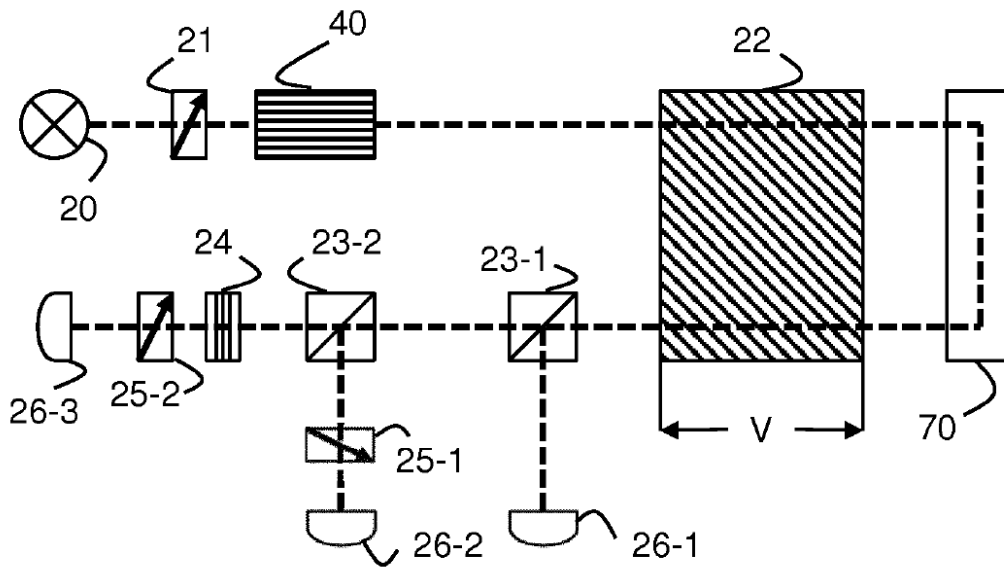


FIG. 7A

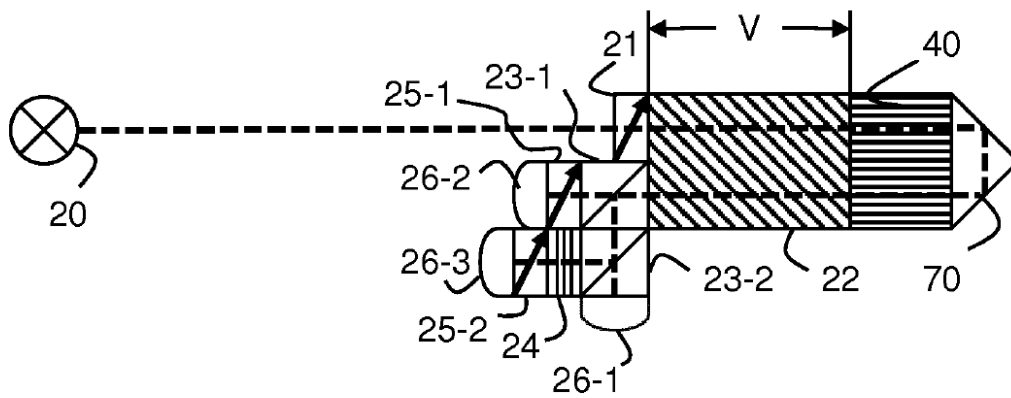


FIG. 7B

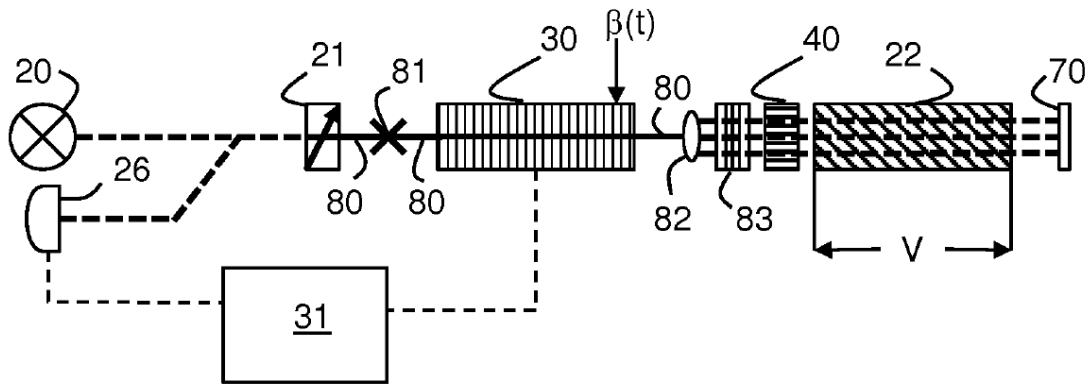


FIG. 8

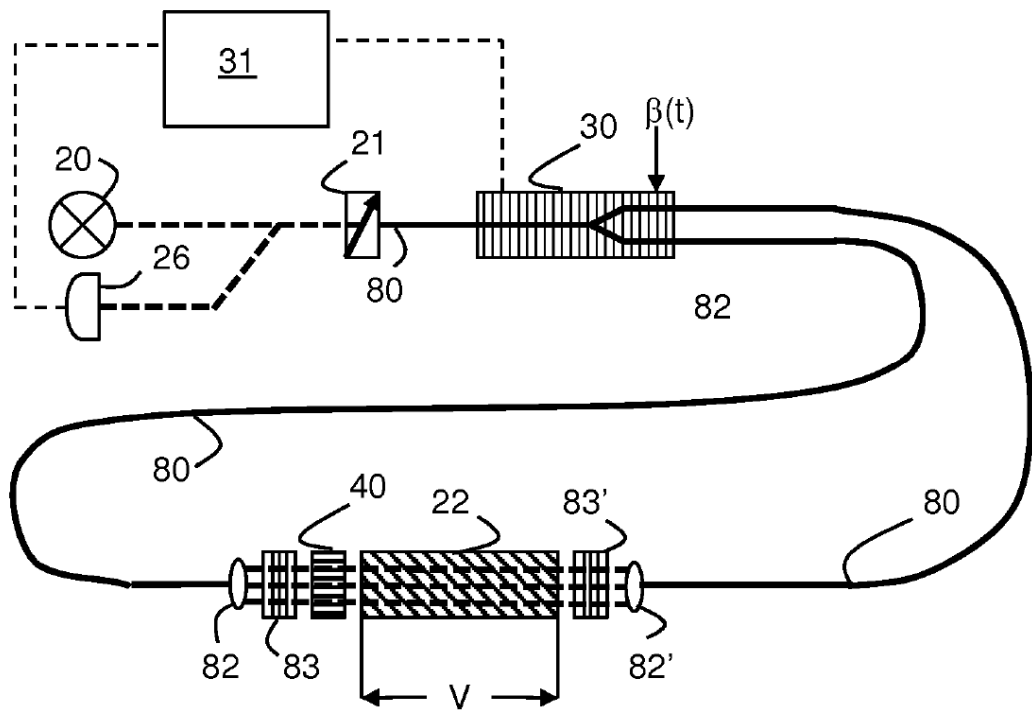


FIG. 9

REFERENCIAS CITADAS EN LA DESCRIPCIÓN

Esta lista de referencias citadas por el solicitante es únicamente para la comodidad del lector. No forma parte del documento de la patente europea. A pesar del cuidado tenido en la recopilación de las referencias, no se pueden excluir errores u omisiones y la EPO niega toda responsabilidad en este sentido.

Documentos de patentes citados en la descripción

- US 7911196 B [0006] [0045] [0066] [0067]
- WO 9805975 A1 [0007] [0077]
- EP 1179735 A1 [0007] [0077]
- US 4596466 A [0009] [0077]
- US 5301010 A [0012] [0036] [0077]
- WO 9418523 A [0013]
- WO 03093759 A [0013]
- US 20060158659 A [0013]
- DE 1970121 [0015]
- WO 2011069558 A [0015]
- US 5715058 A [0077]
- US 4904931 A [0077]
- US 5001419 A [0077]
- US 7911196 B2 [0077]
- US 6429939 B1 [0077]

Literatura no de patentes citada en la descripción

- 20 **G. A. MASSEY; D. C. ERICKSON; R. A. KADLEC.** Electromagnetic field components: their measurement using linear electrooptic and magneto-optic effects. *Appl. Opt.*, 1975, vol. 14, 2712-2719 [0077]
- 25 • **K. KUROSAWA; S. YOSHIDA; E. MORI; G. TAKAHASHI; S. SAITO.** Development of an optical instrument transformer for DC voltage measurement. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 1993, vol. 8, 1721-1726 [0077]
- 30 • **H. LEFÈVRE.** *The Fiber-Optic Gyroscope*: Artech House, 1993 [0077]
- **K. BOHNERT; P. GABUS; J. NEHRING; H. BRÄNDLE.** Temperature and vibration insensitive fiber-optic current sensor. *Journal of Lightwave Technology*, 2002, vol. 20, 267-276 [0077]
- 35 • **K. BOHNERT; P. GABUS; J. NEHRING; H. BRÄNDLE; M. G. BRUNZEL.** Fiber-Optic Current Sensor for Electrowinning of Metals. *J. Lightwave Technol.*, 2007, vol. 25, 3602-3609 [0077]
- 40 • **C. ZHANG; X. FENG; S. LIANG; C. LI.** Quasi-reciprocal reflective optical voltage sensor based on Pockels effect with digital closed-loop detection technique. *Optics Communications*, 2010, vol. 283, 3878-3883 [0077]
- 45 • **J. BROOKS; R. WENTWORTH; R. YOUNGQUIST; M. TUR; K. BYOUNG-YOON; H. J. SHAW.** Coherence multiplexing of fiber-optic interferometric sensors. *Lightwave Technology, Journal of*, 1985, vol. 3, 1062-1072 [0077]
- 50 • **S. A. AL-CHALABI; B. CULSHAW; D. E. N. DAVIES.** Partially Coherent Sources in Interferometric Sensors. 1st International Conference on Optical Fibre Sensors, 1983, 132-135 [0077]
- **T. BOSSELMANN; R. ULRICH.** High-Accuracy Position-Sensing With Fiber-Coupled White-Light Interferometers. 2nd International Conference on Optical Fiber Sensors, 1984, 361-364 [0077]
- **G. BEHEIM; K. FRITSCH; R. N. POORMAN.** Fiber-linked interferometric pressure sensor. *Review of Scientific Instruments*, 1987, vol. 58, 1655-1659 [0077]
- 65 • **G. BEHEIM.** Fibre-Optic Thermometer Using Semiconductor-Etalon Sensor. *Electronics Letters*, 1986, vol. 22, 238-239 [0077]
- **F. FARAHI; T. P. NEWSON; J. D. C. JONES; D. A. JACKSON.** Coherence multiplexing of remote fibre optic Fabry-Perot sensing system. *Optics Communications*, 1988, vol. 65, 319-321 [0077]
- 70 • **A. KOCH; R. ULRICH.** Displacement sensor with electronically scanned white-light interferometer. *Fiber Optic Sensors IV*, 1990, 126-133 [0077]
- 75 • **R. C. YOUNGQUIST; S. CARR; D. E. N. DAVIES.** Optical coherence-domain reflectometry: a new optical evaluation technique. *Opt. Lett.*, 1987, vol. 12, 158-160 [0077]
- **K. TAKADA; I. YOKOHAMA; K. CHIDA; J. NODA.** New measurement system for fault location in optical waveguide devices based on an interferometric technique. *Appl. Opt.*, 1987, vol. 26, 1603-1606 [0077]
- 80 • **P. J. CABER.** Interferometric profiler for rough surfaces *Appl. Opt.*, 1993, vol. 32, 3438-3441 [0077]
- 85 • **D. HUANG; E. SWANSON; C. LIN; J. SCHUMAN; W. STINSON; W. CHANG; M. HEE; T. FLOTTE; K. GREGORY; C. PULIAFITO.** Optical coherence tomography. *Science*, 22 November 1991, vol. 254, 1178-1181 [0077]
- 90 • **A. F. FERCHER; C. K. HITZENBERGER; G. KAMP; S. Y. EL-ZAIAT.** Measurement of intraocular distances by backscattering spectral interferometry. *Optics Communications*, 1995, vol. 117, 43-48 [0077]
- 95