

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **3 007 239**

51 Int. Cl.:

A61B 5/00 (2006.01)
H01S 5/50 (2006.01)
H01S 5/14 (2006.01)
H01S 3/106 (2006.01)
G01B 9/02004 (2012.01)
G01B 9/02055 (2012.01)
G01B 9/02091 (2012.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **10.01.2008 E 20200129 (3)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **04.12.2024 EP 3785615**

54 Título: **Métodos y aparato para tomografía de coherencia óptica de fuente de barrido**

30 Prioridad:

10.01.2007 US 879880 P

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
19.03.2025

73 Titular/es:

LIGHTLAB IMAGING, INC. (100.00%)
4 Robbins Road
Westford, MA 01886, US

72 Inventor/es:

SCHMITT, JOSEPH, M.

74 Agente/Representante:

UNGRÍA LÓPEZ, Javier

ES 3 007 239 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

Métodos y aparato para tomografía de coherencia óptica de fuente de barrido

5 **Solicitudes relacionadas**

La presente solicitud reivindica el beneficio de prioridad de la solicitud de patente provisional de los EE. UU. 60/879.880 presentada el 10 de enero de 2007.

10 **Campo de la invención**

Esta invención se refiere al campo de la formación de imágenes ópticas y más específicamente al diseño y a la implementación de sistemas de tomografía de coherencia óptica (OCT) que emplean láseres de barrido de frecuencia como fuentes de luz.

15

Antecedentes

La tomografía de coherencia óptica (OCT) es una técnica interferométrica de formación de imágenes con amplias aplicaciones en oftalmología, cardiología, gastroenterología y otros campos de la medicina. Huang D, Swanson EA, Lin CP, Schuman JS, Stinson WG, Chang W, Hee MR, Flotte T, Gregory K, Puliafito CA, y Fujimoto JG, "Optical coherence tomography", *Science*, Vol 254, 1178-1181 (1991). La capacidad de ver estructuras subsuperficiales con alta resolución (20-15 μm) a través de sondas de fibra óptica de diámetro pequeño hace que la OCT sea especialmente útil para formación de imágenes mínimamente invasiva de tejidos y órganos internos. Los sistemas OCT de dominio de tiempo disponibles en el mercado no proporcionan suficiente velocidad de exploración para visualización en tiempo real no impedida de órganos que se mueven rápidamente o que tienen grandes zonas superficiales. En el corazón latiente, por ejemplo, la formación de imágenes por OCT de las arterias coronarias es un reto, porque la formación de imágenes debe ser realizada de forma suficientemente rápida para permitir una clara visualización de un segmento largo (> 3 cm) de una arteria dentro del intervalo durante el que la sangre sale del campo de la visión de la sonda. La velocidad de adquisición de imágenes de la generación actual de sistemas OCT disponibles en el mercado para formación de imágenes de la arteria coronaria se limita a aproximadamente 15 imágenes/s. A esta velocidad de adquisición, se requiere la oclusión del flujo de sangre con un globo durante al menos 30 segundos para obtener imágenes de un segmento de 3 cm de la arteria deseada. Si la velocidad de adquisición de imágenes de los sistemas OCT se pudiese incrementar al menos un orden de magnitud, sin pérdida significativa de calidad de imagen, se podría evitar la oclusión con globo durante largos períodos. Entonces se podría obtener imágenes de un segmento de una arteria inyectando simplemente un bolo de salina en unos pocos segundos, simplificando por ello el procedimiento de formación de imágenes reduciendo al mismo tiempo el riesgo de isquemia de miocardio.

Los sistemas OCT de dominio de tiempo emplean una fuente de luz de banda ancha como una entrada a un interferómetro con un brazo de referencia accionado mecánicamente para exploración de longitud de trayecto. Las señales de interferencia generadas por reflejos de estructuras a diferentes profundidades se miden punto a punto cuando cambia la longitud de trayecto de referencia. En este esquema de medición, la velocidad de exploración máxima es limitada tanto por las limitaciones mecánicas dinámicas del accionador como por la densidad de potencia espectral de la fuente de luz. En tal sistema que usa una fuente de luz superluminescente que emite una potencia de salida de 25 mW en una anchura de banda espectral de 40-60 nm, la velocidad de exploración a profundidad máxima que se puede lograr manteniendo al mismo tiempo una relación de señal a ruido adecuada para formación de imágenes de tejidos (> 90 dB) es aproximadamente 25 m/s. Por lo tanto, se pueden adquirir imágenes de 512 líneas de un objeto profundo de 5 mm a una tasa no superior a 10 por segundo.

La OCT de dominio de frecuencia (también llamada de dominio Fourier) (FD) supera estas limitaciones de velocidad aprovechando los métodos de discriminación de frecuencia óptica en base a transformación de Fourier, que eliminan la necesidad de accionadores mecánicos de rango largo. Swanson EA y Chinn SR, "Method and Apparatus for Performing Optical Frequency Domain Reflectometry" Patente de estados Unidos número 6.160.826 (concedida el 12 de diciembre de 2000); Choma MA, Sarunic MV, Yang C, e Izatt J, "Sensitivity advantage of swept source and Fourier domain optical coherence tomography", *Opt. Express*, Vol. 11, 2183-2189 (2003). En lugar de desperdiciar la potencia de fuente disponible interrogando la muestra punto por punto, la FD-OCT recoge información de múltiples profundidades simultáneamente y discrimina los reflejos de diferentes profundidades según las frecuencias ópticas de las señales que generan. La formación de imágenes FD-OCT puede ser realizada iluminando la muestra con una fuente de banda ancha y dispersando la luz reflejada con un espectrómetro sobre un detector en red. Alternativamente, la muestra puede ser iluminada con un láser de longitud de onda sintonizada rápida y la luz reflejada durante un barrido de longitud de onda recogida con un solo fotodetector. En ambos casos se obtiene un perfil de los reflejos de diferentes profundidades por transformación de Fourier de las señales de interferencia registradas. A causa de su potencial de lograr un rendimiento más alto a menor costo en la región espectral de 1300 nm, los sistemas FD-OCT basados en fuentes láser de barrido de frecuencia han atraído la máxima atención para aplicaciones médicas que requieren formación de imágenes subsuperficiales en tejidos de dispersión alta.

65

La viabilidad de la OCT de fuente de barrido (SS-OCT) ha quedado demostrada en varios estudios académicos de investigación. Chinn SR, Swanson EA, y Fujimoto JG, "Optical coherence tomography using a frequency-tunable optical source", *Opt. Lett.*, Vol. 22, 340-342 (1997); Yun SH, Tearney GJ, Bouma BE, Park BH, de Boer J F, "Highspeed spectral domain tomography at 1.3 μm wavelength," *Optics Express*, Vol. 11, pp. 3598-3604 (2003);
 5 Choma MA, Hsu K, e Izatt J, "Swept source optical coherence tomography using an all-fiber 1300 nm ring laser source", *J. Biomed Optics*, Vol. 10,m, p. 044009 (2005); Huber R, Wojtkowski, Taira K, Fujimoto JG, y Hsu K, "Amplified, frequency-swept lasers for frequency domain reflectometry and OCT imaging: design and scaling principles," *Opt. Express*, Vol. 13, 3513-3528 (2005). La mayoría de los sistemas SS-OCT indicados emplean láseres de cavidad corta sintonizados rápidamente por un filtro de Fabry-Perot accionado electrónicamente o un filtro
 10 de rejilla movido por motor. Las implementaciones descritas hasta la fecha tienen los inconvenientes que desalientan la amplia comercialización de SS-OCT. Específicamente, las implementaciones actuales hacen difíciles la adquisición y visualización de datos en tiempo real, porque emplean esquemas de adquisición de datos que requieren el remuestreo después de la adquisición o la interpolación de datos registrados antes de la transformación de Fourier. Además, la longitud de coherencia relativamente corta y la tendencia a salto de modo de los láseres de
 15 cavidad corta reducen la señal a ruido y la resolución de imágenes a profundidades de exploración óptica superiores a 2-3 mm. Muchas aplicaciones médicas, incluyendo la formación de imágenes de la arteria coronaria, requieren una profundidad de exploración óptica superior a 5 mm.

El reciente desarrollo del bloqueo de modo en el dominio de Fourier (FDML) resuelve el problema de la degradación de la señal a ruido y la resolución de imágenes a grandes profundidades de exploración óptica. Huber R, Taira K, y Fujimoto J, "Mode Locking Methods and Apparatus", Solicitud de Patente de Estados Unidos números 2006/0187537, (publicada el 24 de agosto de 2006); Huber R, Wojtkowski M, y Fujimoro JG, "Fourier Domain Mode Locking (FDML): A new laser operating regime and applications for optical coherence tomography", *Optics Express*,
 20 Vol. 14, pp. 3225-3237 (2006). Se desvelan generadores de reloj según el estado actual de la técnica en los documentos WO2006/130802 A2 y US2006/232783 A1. Sin embargo, la implementación práctica de un sistema SS-OCT basado en FDML presenta varios retos técnicos. La presente invención afronta estos retos y proporciona soluciones a los mismos.

Sumario de la invención

La invención proporciona un generador de reloj, como se expone en la reivindicación 1 y un método para generar una señal de reloj de luz láser como se expone en la reivindicación 12.

Se describen dispositivos y métodos que permiten la operación estable, de bajo ruido y eficiente de sistemas OCT de fuente de barrido (SS-OCT) a alta velocidad, con visualización continua de imágenes en tiempo real. Los métodos aquí detallados superan las desventajas de las implementaciones anteriores de los sistemas SS-OCT, que incluyen rendimiento de ruido pobre, rango de exploración limitado, los efectos de las propiedades de la birrefringencia y dispersión de la cavidad de láser, inestabilidad de fase, y limitaciones de la velocidad de muestreo.

En un aspecto, la divulgación se refiere a un aparato de recogida de datos de tomografía de coherencia óptica. El aparato puede incluir un primer elemento de ganancia, un segundo elemento de ganancia, donde cada elemento de ganancia tiene una dependencia distinta de la ganancia en la polarización, un láser de bloqueo de modo en el dominio de Fourier. El láser puede incluir un elemento de sintonización de frecuencia en comunicación óptica con el primer elemento de ganancia, donde el primer elemento de ganancia puede disponerse en la cavidad del láser y el
 45 segundo elemento de ganancia puede disponerse fuera de la cavidad, y la dependencia de la ganancia en la polarización del primer elemento de ganancia es menor que la dependencia de la ganancia en la polarización del segundo elemento de ganancia.

El aparato incluye un generador de reloj sencillo, donde el generador de reloj de muestra puede configurarse para sincronizar un convertidor de analógico a digital. El convertidor de analógico a digital puede configurarse para muestrear señales de interferencia en una salida del interferómetro principal. El aparato puede incluir un sistema de control digital configurado para estabilizar una frecuencia de accionamiento del elemento de sintonización de frecuencia del láser de bloqueo de modo en el dominio de Fourier usando al menos una señal de control procedente del generador de reloj de muestra. El láser de bloqueo de modo en el dominio de Fourier puede incluir un elemento de retardo óptico que incluye un par de bobinas de fibra cuyas orientaciones relativas se ajustan para reducir los efectos de la dispersión de modo de polarización.

El generador de reloj de muestra puede incluir un interferómetro de reloj de muestra, un fotorreceptor, un amplificador de control automático de ganancia, un multiplicador de frecuencia un detector de cruce por cero y/o un interruptor de reloj. El generador de reloj de muestra puede incluir un interferómetro Mach-Zehnder, que incluye un par de acopladores de 2 x 2 fibras, un interferómetro de Michelson con longitudes dispares en la muestra y brazos de referencia, un interferómetro de Michelson de ruta común, incluido un elemento con dos interfaces parcialmente reflectantes y/o un interferómetro de Fabry-Perot. El generador de reloj de muestra puede incluir un multiplicador analógico. El multiplicador analógico puede configurarse para realizar una función de cuadratura en una señal de interferencia de entrada. El generador de reloj de muestra puede incluir un multiplicador analógico para la multiplicación de un par de señales procedentes de una señal de interferencia transmitida a través de un divisor de

potencia RF de cambio de fase. El generador de reloj de muestra puede incluir una puerta OR exclusiva para la transmisión de un par de trenes de pulsos con cambio de fase, los trenes de pulsos procedentes de un detector de cruce por cero aplicado a una señal de interferencia y una réplica retardada del resultado del detector de cruce por cero. El generador de reloj de muestra puede incluir una puerta OR exclusiva para la transmisión de un par de trenes de pulsos con cambio de fase, en donde los trenes de pulsos proceden de un par de detectores de cruce por cero aplicados a señales sinusoides procedentes de un divisor de potencia de cambio de fase.

El interferómetro de reloj de muestra puede generar señales de interferencia con cambio de fase para la modulación de la frecuencia a partir de una combinación de un acoplador 2 x 2 y un acoplador 3 x 3. El cociente de división de potencia del acoplador 3 x 3 puede elegirse para obtener un par de señales de interferencia, cuyas fases difieren en aproximadamente 90 grados. El interferómetro de reloj de muestra puede generar señales de interferencia con cambio de fase para modulación de la frecuencia a partir de una combinación de un acoplador 2 x 2 y un acoplador 3 x 3, el cociente de división de potencia del acoplador 3 x 3 elegido para obtener un par de señales de interferencia cuyas fases difieren en aproximadamente 90 grados. El aparato puede incluir además un acoplador 4 x 4, generando el acoplador 4 x 4 un par de señales equilibradas con una relación de fase en cuadratura, generando el generador de reloj de muestra una única señal de reloj ADC. El generador de reloj de muestra puede generar señales con valores complejos para la transformación de Fourier registrando datos de OCT mediante un par de señales de reloj ADC cuyas fases difieren en 90 grados.

En un aspecto, la divulgación se refiere a un método de formación de imágenes por OCT. El método puede incluir generar luz mediante un láser de bloqueo de modo en el dominio de Fourier, donde el láser puede definir una cavidad e incluir un primer elemento de ganancia y el primer elemento de ganancia se puede disponer dentro de la cavidad del láser. El método puede incluir transmitir la luz generada a través de un segundo elemento de ganancia, donde el segundo elemento de ganancia puede disponerse fuera de la cavidad y cada elemento de ganancia puede tener una dependencia diferente de la ganancia en la polarización. La dependencia de la ganancia en la polarización del primer elemento de ganancia puede ser menor que la dependencia de la ganancia en la polarización del segundo elemento de ganancia. El método puede incluir muestrear las señales de interferencia en un resultado de un interferómetro principal utilizando un convertidor de analógico a digital. El convertidor de analógico a digital puede sincronizarse utilizando un generador de reloj de muestra. El método puede incluir optimizar una frecuencia de accionamiento de un elemento de sintonización de frecuencia del láser con un sistema de control digital, donde al menos una señal de control procede del generador de reloj de muestra.

El método puede incluir además la etapa de generar un par de señales equilibradas con una relación de fase en cuadratura para adquisición de canal doble de señales de OCT del interferómetro principal usando un acoplador 4 x 4, de modo que solo sea necesaria una única señal de reloj ADC del generador de reloj de muestra. La etapa de optimización de la frecuencia de accionamiento puede incluir medir la amplitud instantánea $\Phi(t)$ de la señal de interferencia en el resultado del fotorreceptor del interferómetro de reloj de muestra en el tiempo τ indicado por la transmisión de un pulso a través de un filtro Bragg de fibra con una banda de paso estrecha cerca de la longitud de onda de dispersión cero del elemento de retardo óptico y ajustar la frecuencia de un generador de síntesis digital directa (SDS) para maximizar el valor de $\Phi(t)$.

La etapa de optimizar la frecuencia de accionamiento puede incluir medir el retardo deseado D entre los tiempos que cruzan cero de una forma de onda de accionamiento y un barrido de láser inicial y ajustar una polarización cc con un convertidor de digital a analógico para mantener un retardo fijo $\tau - D$, donde τ es el tiempo medido por transmisión del pulso a través un filtro Bragg de fibra con una banda de paso estrecha cerca de la longitud onda de dispersión del elemento de retardo óptico.

En otro aspecto, la divulgación se refiere a un aparato de recogida de datos de tomografía de coherencia óptica, el aparato incluye un interferómetro que tiene una entrada y una salida, un convertidor de analógico a digital configurado para muestrear señales de interferencia de la salida, un primer elemento de ganancia, un segundo elemento de ganancia, donde cada elemento de ganancia puede tener una dependencia diferente de la ganancia en la polarización, un láser de bloqueo de modo en el dominio de Fourier que tiene una cavidad de láser, donde el láser puede estar en comunicación óptica con el interferómetro. El láser puede incluir un elemento de sintonización de frecuencia en comunicación óptica con el primer elemento de ganancia, el primer elemento de ganancia dispuesto dentro de la cavidad del láser, el segundo elemento de ganancia dispuesto fuera de la cavidad, un generador de reloj de muestra configurado para sincronizar un convertidor de analógico a digital y un sistema de control digital configurado para estabilizar una frecuencia de accionamiento del elemento de sintonización de frecuencia del láser, usando una señal de control procedente del generador de reloj de muestra. La dependencia de la ganancia en la polarización del primer elemento de ganancia puede ser inferior a la dependencia de la ganancia en la polarización del segundo elemento de ganancia. El láser puede incluir un elemento de retardo óptico que incluye un par de bobinas de fibra cuyas orientaciones relativas se ajustan para reducir los efectos de la dispersión de modo de polarización.

El generador de reloj de muestra puede incluir un interferómetro de reloj de muestra, un fotorreceptor, un amplificador de control automático de ganancia, un multiplicador de frecuencia opcional, un detector de cruce por cero y/o un interruptor de reloj. El generador de reloj de muestra puede incluir un multiplicador analógico, donde el

multiplicador analógico puede configurarse para realizar una función de cuadratura en una señal de interferencia de salida.

5 En un aspecto, la divulgación se refiere a un método de incrementar un ciclo de trabajo útil de un elemento de sintonización en una cavidad de un láser FDML. El método incluye los pasos de linealizar una parte de un ciclo de trabajo de elemento de sintonización de frecuencia y accionar un filtro. El filtro combina una pluralidad de ondas sinusoidales de bloqueo de fase que tienen una relación de frecuencia armónica, teniendo cada onda una amplitud y fase ajustables. En una realización, dos de la pluralidad de ondas sinusoidales que tienen frecuencias f y $2f$ son generadas por un par de circuitos integrados de síntesis digital directa de bloqueo de fase y cuya suma ponderada produce un desplazamiento a modo de rampa alisada de un filtro sintonizable de Fabry-Perot de sistemas piezoeléctricos o microelectromecánicos (MEMs). En otra realización, dos de la pluralidad de ondas sinusoidales que tienen frecuencias f y $3f$ son generadas por un par de circuitos integrados de síntesis digital directa de bloqueo de fase y cuya suma ponderada produce un desplazamiento de onda triangular de un filtro sintonizable de Fabry-Perot de sistemas piezoeléctricos o microelectromecánicos (MEMs).

15 En un aspecto descrito, un amplificador óptico semiconductor (SOA) en un anillo de láser se elige para proporcionar baja ganancia dependiente de la polarización (PDG) y un amplificador óptico semiconductor de refuerzo, fuera del anillo, se elige para proporcionar alta ganancia dependiente de la polarización. El uso de un amplificador óptico semiconductor con baja ganancia dependiente de la polarización casi elimina las variaciones en el estado de polarización de la luz en la salida del láser, pero no elimina las variaciones dentro del barrido en el estado de polarización en la salida del láser, que puede degradar el funcionamiento del sistema SS-OCT. Algunas de las realizaciones desveladas en el presente documento superan variaciones tanto en la amplitud como en la polarización, debido a que el amplificador óptico semiconductor de refuerzo proporciona suficiente amplificación en un solo eje de polarización para alcanzar la saturación de ganancia a todas las longitudes de onda, a pesar de las variaciones de polarización en la salida del amplificador óptico semiconductor de anillo de baja ganancia dependiente de la polarización.

20 Un objetivo de esta divulgación es presentar métodos para la estabilización del estado de polarización de la luz que circula dentro de la cavidad del anillo de recorrido largo de un láser FDML. Estos métodos mejoran el rendimiento y la capacidad de fabricación de los sistemas SS-OCT basándose en el principio de FDML.

25 Otro objetivo de la presente divulgación es describir métodos opto-electrónicos y dispositivos para generar un reloj de muestra estable para dirigir la adquisición de sistemas interferométricos de diversos tipos de sistemas SS-OCT. Estos métodos reducen el ruido de fase, expanden el intervalo dinámico y aumentan la velocidad de adquisición de las señales de interferencia adquiridas.

30 Un objetivo adicional de la presente divulgación es desvelar métodos y dispositivos para la estabilización por retroalimentación de los sistemas SS-OCT de FDML. Se presenta una realización práctica que incluye un generador de forma de onda de síntesis digital directa (DDS) de frecuencia ágil y un microcontrolador digital configurado para la optimización de una variable de retroalimentación electrónica. También se desvela un método complementario para la estabilización de la longitud de onda de partida del barrido de longitud de onda del láser FDML.

35 Otro objetivo de la presente divulgación es describir métodos para linealizar y ampliar el ciclo de trabajo del barrido de frecuencia óptica de láseres sintonizables. Estos métodos, que operan a altas velocidades de repetición de exploración, pueden ser aplicados a accionadores piezoeléctricos y microelectromecánicos (MEMs), incluyendo, aunque sin limitación accionadores con propiedades mecánicas altamente resonantes.

40 Otro objetivo más de la presente divulgación es reducir los artefactos de plegado. En una realización, se produce un artefacto de plegado cuando se proyecta una parte de la muestra que se está investigando sobre un lado opuesto de la parte de muestra, lo que da lugar a ambigüedades en cualquier imagen resultante. Como se usa en el presente documento, un artefacto de plegado también se refiere a cualquier ambigüedad basada en envolvimiento de fase (*phase wrapping*), retorno por desbordamiento (*wrap around*) o distorsión asociada con la captura de datos de OCT.

45 Los métodos y sistemas se explican mediante la descripción siguiente y los dibujos.

50 Breve descripción de los dibujos

Los objetos y las características de la invención se pueden entender más plenamente con referencia a los dibujos descritos a continuación y las descripciones acompañantes. Los dibujos no están necesariamente a escala, poniéndose el énfasis en cambio por lo general en ilustrar los principios de la invención. En los dibujos, se usan números análogos para indicar partes análogas en las distintas vistas.

La figura 1 es un diagrama de bloques de un sistema SS-OCT según una realización ilustrativa de la invención.

65 La figura 2 representa un láser FDML, configurado para producir una salida con estabilidad de polarización alta.

La figura 3 representa un diseño alternativo para el elemento de retardo óptico de la figura 2 que incluye un par de bobinas de fibra óptica orientadas en un ángulo $\alpha \sim 90$ grados para reducir la dispersión de modo de polarización.

5 La figura 4 representa una realización general de un generador de reloj de muestra según una realización ilustrativa de la invención.

La figura 5 representa dos realizaciones específicas, 5(a) y 5(b), del multiplicador de frecuencia de la figura 4 según realizaciones ilustrativas de la invención.

10 La figura 6 representa dos ejemplos adicionales, pero no reivindicados, en las figuras 6(a) y 6(b), de multiplicadores de frecuencia.

15 La figura 7 es otra realización del generador de reloj de muestra en el que el interferómetro de reloj de muestra de Mach-Zehnder es sustituido por un interferómetro de división de fase de 3×3 según una realización ilustrativa de la invención.

20 La figura 8 es una versión modificada no reivindicada del generador de reloj de muestra representado en la figura 7, en el que las dos salidas de cuadratura se pasan primero por detectores de cruce por cero y luego se someten a O exclusivo para generar el reloj ADC de frecuencia doble.

La figura 9 es otro ejemplo no reivindicado del generador de reloj de muestra.

25 La figura 10 representa una configuración no reivindicada en la que los relojes de muestra en cuadratura se emplean como relojes separados para detección en cuadratura de señales OCT procedentes del interferómetro principal.

La figura 11 ilustra la aplicación de un acoplador óptico de 4×4 para adquisición de canal doble de señales OCT de cuadratura equilibradas procedentes del interferómetro principal.

30 La figura 12 ilustra un bucle de realimentación digital para optimización y estabilización de la frecuencia de accionamiento de un sistema SS-OCT basado en FDML.

35 La figura 13 representa las amplitudes medidas y las formas de la señal de control de franja de reloj (amplitud de franja RMS) para regulación óptima y no óptima (demasiado baja o demasiado alta) de la frecuencia de la forma de onda que mueve el elemento de sintonización de frecuencia en el láser FDML.

La figura 14 ilustra un bucle de control de realimentación para optimización y estabilización del voltaje de polarización cc aplicado al elemento de sintonización en el láser FDML.

40 La figura 15 representa la respuesta de frecuencia altamente resonante típica de un filtro sintonizable de Fabry-Perot piezoaccionado.

La figura 16 ilustra el principio de la síntesis de Fourier en el que se basa un método de linearización de accionador ejemplar.

45 La figura 17 representa un ejemplo de una configuración para linearización armónica sintetizada de un filtro sintonizable de Fabry-Perot piezoaccionado.

La figura 18 representa un ejemplo específico de un circuito de linearización de filtro sintonizable.

50 Descripción detallada

55 La descripción siguiente se refiere a los dibujos acompañantes que ilustran algunas realizaciones de la invención. Otras realizaciones son posibles y se puede hacer modificaciones en las realizaciones sin apartarse del alcance de la invención. Por lo tanto, la descripción detallada siguiente no tiene la finalidad de limitar la invención. Más bien, el alcance de la invención se define por las reivindicaciones anexas.

60 En general, la divulgación se refiere a un aparato y métodos para un sistema OCT de fuente de barrido mejorado adecuado para formación de imágenes de varias estructuras, tal como las de un cadáver u organismo vivo. Típicamente, estos sistemas se basan en un método de bloqueo de modo en el dominio de Fourier (FDML). La utilización del bloqueo de modo en el dominio de Fourier (FDML) al implementar los sistemas y métodos aquí descritos resuelve el problema de la degradada relación de señal a ruido y resolución de imagen a grandes profundidades de exploración óptica. Sin embargo, la implementación práctica de un sistema SS-OCT basado en FDML presenta varios retos técnicos.

65 En primer lugar, para asegurar la operación estable y de bajo ruido de un sistema SS-OCT basado en FDML, hay que minimizar los efectos de las propiedades de birrefringencia y dispersión de la cavidad de láser. En segundo

lugar, para mantener la condición de bloqueo de modo de frecuencia, el período de la forma de onda que mueve el filtro sintonizable debe tener inestabilidad de fase sumamente baja y debe estar adaptado exactamente al retardo de ida y vuelta a través de la cavidad de láser. Si el período de la forma de onda de accionamiento y el retardo de ida y vuelta difieren en más de una pequeña fracción (por ejemplo, 10 ppm), las propiedades de coherencia y ruido del láser se degradan fuertemente.

Además, para compensar las influencias medioambientales, el período de la forma de onda de accionamiento debe cambiar en respuesta a los cambios en la longitud de la cavidad. En tercer lugar, para asegurar características de fase y amplitud repetibles de las señales de interferencia adquiridas, la longitud de onda desde la que se inicia el barrido de longitud de onda, se debe mantener idéntica de un barrido a otro. En cuarto lugar, para permitir operación en tiempo real de un láser FDML, configurado para producir una salida con alta resolución, las señales de interferencia deben ser muestreadas a alta velocidad a intervalos de frecuencia óptica exactos.

Aspectos de la divulgación describen dispositivos y métodos que resuelven los problemas identificados anteriormente incorporando componentes específicos y regulando la configuración general de varios sistemas SS-OCT basados en FDML. Consiguientemente, los métodos y el aparato aquí descritos permiten la operación estable, de bajo ruido, y eficiente de sistemas OCT de fuente de barrido a alta velocidad, con visualización continua de imágenes en tiempo real. Los métodos aquí detallados superan las desventajas de las implementaciones anteriores de sistemas SS-OCT, que incluyen el alto costo y la complejidad del sistema, pobre rendimiento de ruido, y rango de exploración limitado.

En particular, dado que se usan uno o más bucles de fibra óptica largos en algunos de los sistemas aquí descritos para adaptar el tiempo de recorrido en un circuito óptico al tiempo de conmutación de un circuito eléctrico, las influencias medioambientales, tales como las variaciones de temperatura y el esfuerzo mecánico, pueden introducir efectos de polarización indeseados en los bucles de fibra óptica. En parte, las disposiciones aquí descritas superan las variaciones tanto en amplitud como polarización, mediante la implementación de amplificadores ópticos de semiconductor de refuerzo para proporcionar suficiente amplificación en un solo eje de polarización para lograr saturación de ganancia en todas las longitudes de onda, a pesar de las variaciones de polarización en la salida del amplificador óptico de semiconductor de anillo de ganancia dependiente de polarización baja. Así, la presencia de los amplificadores ópticos de semiconductor resuelve los problemas introducidos proporcionando largos tramos de fibra óptica para adaptar el recorrido óptico y los tiempos de conmutación electrónica.

Los aspectos generales y varios sistemas y métodos que resuelven los problemas expuestos anteriormente se describen con más detalle con respecto a las figuras acompañantes. La figura 1 ilustra una implementación general de un sistema basado en FDML S_i adecuado para uso con una sonda OCT. A su vez, la figura 2 proporciona detalles específicos relativos al uso de elementos de ganancia, tal como, aunque sin limitación, amplificadores ópticos de semiconductor, para contrarrestar los efectos de polarización indeseados. Además, el sistema de la figura 3 representa un diseño alternativo para el elemento de retardo óptico de la figura 2 que incluye un par de bobinas de fibra óptica orientadas en un ángulo $\alpha \sim 90$ grados para reducir la dispersión de modo de polarización.

Volviendo a la figura 1, se ilustra un sistema OCT de fuente de barrido (SS-OCT) S_i que tiene varios componentes específicos. Los componentes principales del sistema, se representan en la figura 1. Específicamente, la figura 1 incluye un láser sintonizable (de barrido de longitud de onda) L que incluye un elemento de retardo óptico 1; un elemento de sintonización de frecuencia óptica 2a; y un primer elemento de ganancia 2b. El elemento de sintonización de frecuencia óptica 2a tiene una o más entradas de control de un generador de forma de onda de síntesis digital directa de frecuencia ágil 3; y un convertidor digital a analógico 4. Este sistema S_i está configurado para lograr FDML y proporcionar los beneficios explicados anteriormente. La luz, procedente del láser L, avanza a un interferómetro principal que está en comunicación óptica con una sonda OCT. La luz recibida de la sonda OCT es transmitida de nuevo al interferómetro principal y capturada por un fotorreceptor y en último término convertida a datos de exploración.

Como se representa en la figura 1, un microcontrolador 5 para estabilización láser que recibe una entrada de sincronización de longitud de onda ($\text{sinc } \lambda$) de un filtro de rejilla Bragg de fibra 6 también es parte del sistema S_i . Un generador de reloj de muestra 7 proporciona el reloj de muestra directamente al convertidor analógico a digital (ADC) principal. El sistema también incluye una entrada de control de franja de reloj del generador de reloj de muestra 7 que está en comunicación eléctrica con el microcontrolador 5. En general, todos los elementos representados en la figura 1 están en comunicación eléctrica u óptica a lo largo de los recorridos representados, según sea apropiado para una implementación dada.

Como se representa en la figura, la luz procedente de un láser FDML L es dividida en un recorrido de referencia y muestra por el interferómetro principal. La señal de interferencia electrónica es detectada por un fotorreceptor equilibrado. A su vez, la señal de salida del fotorreceptor es procesada a alta velocidad por el ADC principal. Una pequeña fracción de la luz procedente del láser L entra en el generador de reloj de muestra 7, que produce 1) un reloj de muestra de baja perturbación oscilatoria para el ADC principal y 2) una señal de franja de reloj que sirve como la variable de control para estabilización de la forma de onda de accionamiento ca del elemento de sintonización de frecuencia 2a.

Los ejemplos de elementos de sintonización de frecuencia incluyen filtros de Fabry-Perot piezoaccionados y filtros de rejilla accionados por galvanómetro. Otra fracción pequeña de la luz del láser L pasa a través de un filtro de rejilla Bragg de fibra de banda estrecha a un tercer fotorreceptor que genera un pulso de sincronización de longitud de onda. Este pulso de sincronización sirve como el marcador de tiempo de referencia para controlar el voltaje de polarización cc del elemento de sintonización de frecuencia. El microcontrolador realiza las tareas de adquisición de datos y procesamiento digital asociadas con el control de realimentación de la frecuencia de forma de onda de accionamiento ca y el voltaje de polarización cc. La frecuencia de accionamiento ca es controlada mediante una palabra de control digital (típicamente 4 bytes o más) generada por el microcontrolador al sintetizador de forma de onda de síntesis digital directa (DDS) (por ejemplo, Analog Devices AD9952).

Típicamente, el sintetizador DDS 3 está configurado para generar una senoide en el rango de 20-100 KHz, cuya frecuencia puede ser alterada rápidamente con una resolución superior a 0,05 Hz. Para producir una forma de onda con inestabilidad sumamente baja, se puede usar un oscilador de frecuencia alta (típicamente > 100 MHz), alta estabilidad (< 10 ppm), tal como un oscilador de cristal, como el reloj base para el sintetizador DDS 3. Una palabra de control digital adicional generada por el microcontrolador embebido y transmitida a un convertidor digital a analógico (4) controla la polarización cc del elemento de sintonización de frecuencia.

En contraposición al sistema general de la figura 1, la figura 2 representa una disposición preferida de un láser FDML, configurado para proporcionar una salida con estabilidad de polarización alta. La realización de la figura 2 puede ser usada en el sistema de la figura 1. El láser FDML de la figura 2 resuelve los problemáticos efectos de polarización introducidos por los esfuerzos mecánicos y térmicos explicados anteriormente. Aunque la disposición general es similar a la descrita por Huber y colaboradores (Solicitud de Patente de Estados Unidos número 2006/0187537), los elementos de ganancia primero y segundo se eligen para cumplir requisitos específicos. En concreto, el amplificador óptico de semiconductor (SOA) en el anillo (cavidad) de fibra óptica, el primer elemento de ganancia, se elige para proporcionar ganancia dependiente de polarización baja (PDG). A su vez, el amplificador óptico de semiconductor de refuerzo, un segundo elemento de ganancia ejemplar, se elige para proporcionar ganancia dependiente de polarización alta. El uso de los términos "baja" y "alta" con respecto a los elementos de ganancia dependiente de polarización (PDG) indican el nivel relativo de dependencia de ganancia de polarización de modo que la dependencia de polarización del elemento PDG alto sea más grande que la dependencia de polarización del elemento PDG bajo.

En una disposición, un elemento de ganancia, tal como un amplificador, con una PDG inferior a aproximadamente 3 dB, puede ser considerado un elemento de ganancia PDG baja. A la inversa, en una disposición, un elemento de ganancia, tal como un amplificador, con una PDG mayor o igual a aproximadamente 3 dB, puede ser considerado un elemento de ganancia PDG alta. Además, en este contexto, una PDG de 3 dB significa que los dos estados de polarización ortogonal son amplificados dentro de 3 dB uno de otro.

En una disposición convencional en la que solamente se usa un solo SOA (una versión de PDG alta o PDG baja) dentro del anillo o se usan los SOAs con PDGs similares tanto para anillo como para refuerzo, tienen lugar grandes variaciones en el estado de polarización de luz en la salida del láser cuando el láser efectúa barrido a través de una banda ancha de longitudes de onda. La dependencia de longitud de onda de la dispersión de modo de polarización (PMD) dentro del elemento de retardo óptico y los otros elementos ópticos dentro del anillo es la fuente probable de estos efectos. Se ha de observar que el SOA de PDG bajo no elimina las variaciones intra barrido en el estado de polarización en la salida del láser, que pueden degradar el rendimiento del sistema SS-OCT.

La configuración descrita en la figura 2 supera las variaciones tanto en amplitud como en polarización, porque el SOA de refuerzo (segundo elemento de ganancia) proporciona suficiente amplificación en un solo eje de polarización para llegar a saturación de ganancia en todas las longitudes de onda, a pesar de las variaciones de polarización en la salida del SOA de anillo de PDG baja (primer elemento de ganancia).

Pasando ahora a la figura 3, se representa un diseño alternativo para el elemento de retardo óptico de la figura 2. Específicamente, en la figura 3, el elemento de retardo representado incluye un par de bobinas de fibra óptica orientadas en un ángulo $\phi \sim 90$ grados para reducir la dispersión de modo de polarización. La disposición de bobina dividida del elemento de retardo de fibra óptica representado en la figura 3 está diseñada para reducir más los efectos de PMD dentro del anillo de fibra óptica que se usa para adaptar el recorrido óptico y los tiempos de conmutación electrónica en un sistema FDML. Orientando las bobinas en un ángulo ϕ que sea sustancialmente igual a 90 grados, la diferencia de retardo de grupo entre los modos de polarización ortogonal en la primera bobina es compensada por una diferencia contraria en la segunda bobina. Este efecto compensador resulta de las orientaciones ortogonales de los ejes de birrefringencia de las dos bobinas. Así, la realización representada en la figura 3 reduce más los efectos de polarización indeseados en el anillo óptico más grande.

En general, los aspectos de la divulgación se refieren a la selección y adaptación de componentes para uso en un sistema FDML OCT. La selección del generador de reloj de muestra es otro aspecto de la divulgación. Como se representa en la figura 1, el generador de reloj de muestra 7 está en comunicación con diferentes controles y el láser FDML. La función del reloj de muestra es doble. En primer lugar, se usa para generar un reloj de muestra para el

convertidor analógico a digital principal y, en segundo lugar, para generar una señal de control de franja de reloj para uso por el microcontrolador 5.

5 Como se representa en la figura 1, el microcontrolador 5 usa la señal de control de franja de reloj para determinar una frecuencia de accionamiento sustancialmente óptima para controlar el elemento de sintonización de frecuencia conectado o integrado dentro del láser FDML. El generador de reloj de muestra deriva pulsos de reloj de baja perturbación oscilatoria a partir de las señales de interferencia sinusoidales generadas por el interferómetro de reloj de muestra. Aunque los intervalos de tiempo de los pulsos de reloj varían a medida que se barre la longitud de onda del láser, se mantiene una espaciación igual de los intervalos entre los bordes de reloj en el dominio de frecuencia óptica. Estas características permiten la sincronización directa de ciertos tipos de convertidores analógico a digital de alta velocidad, tal como convertidores A/D flash o convertidores A/D pipeline que aceptan un reloj de frecuencia variable (por ejemplo, AD9340), sin la necesidad de hardware de remuestreo complejo. Así, dado el significado de sincronizar trenes ópticos en un sistema FDML, la selección del generador de reloj y varias mejoras relativas a él mejoran la calidad general de los datos de exploración obtenidos de una sonda OCT. Detalles adicionales relativos a realizaciones del generador de reloj de muestra se describen y/o muestran con más detalle más adelante con respecto a las figuras 4-10.

La figura 4 representa una realización general de un generador de reloj de muestra 8 que deriva un reloj de convertidor analógico a digital (ADC) estable de las salidas equilibradas de un interferómetro de Mach-Zehnder 10. El multiplicador de frecuencia (14) ($M = 2, 3, \dots$) permite sincronización ADC a tasas más altas que la frecuencia fundamental de las señales de interferencia de Mach-Zehnder. En una realización, el generador incluye un conjunto opcional de componentes tales como un oscilador de cristal 12 e interruptor de reloj RF 13 que permiten el uso de convertidores analógico a digital que proporcionan sincronización no interrumpida.

25 Como se ilustra, la figura 4 ilustra la configuración básica del generador de reloj de muestra 8. Un fotorreceptor convierte las señales ópticas de interferencia del interferómetro de reloj de muestra representado en esta realización como el interferómetro de Mach-Zehnder 10 con un desequilibrio de recorrido óptico igual a ΔL , a una forma de onda sinusoidal parásita. La forma de onda es filtrada para pasar la banda de frecuencias generadas barriendo el láser FDML entre sus límites de longitud de onda. Para igualar la amplitud de las señales de interferencia generadas durante el barrido y para reducir los errores de fase después de la detección de cruce por cero, la forma de onda filtrada pasa a través de un amplificador con control automático de ganancia (AGC).

Un multiplicador de frecuencia 14 multiplica la frecuencia de la forma de onda de paso de banda, típicamente por un factor de 2 a 4. El multiplicador de frecuencia 14 ($M = 2, 3, \dots$) permite la sincronización ADC a tasas más altas que la frecuencia fundamental de las señales de interferencia de Mach-Zehnder. Dado que permite que láseres de fuente de barrido generen tasas de sincronización ADC síncrona superiores a la frecuencia Nyquist cuando el desequilibrio de longitud de recorrido se pone igual a la longitud de coherencia del láser, la multiplicación de frecuencia mejora la operación de generadores de reloj diseñados para uso con sistemas SS-OCT de alta resolución con rangos de exploración largos. Después de la multiplicación de frecuencia, la forma de onda es filtrada de nuevo para eliminar armónicos indeseados y los componentes de señal residuales a la frecuencia fundamental.

A su vez, en la realización de la figura 4, un detector de cruce por cero convierte la forma de onda a un tren de pulsos con espaciación variable en el dominio de tiempo, pero espaciación igual en el dominio de frecuencia óptica. Un interruptor de reloj opcional, compuesto por un oscilador de cristal y un interruptor RF, interpone un tren de pulsos de frecuencia fija entre trenes de pulsos de frecuencia variable generados durante el intervalo de barrido periódico. El interruptor de reloj permite el uso de convertidores analógico a digital que requieren sincronización no interrumpida.

50 Dos realizaciones alternativas del multiplicador de frecuencia de la figura 4 se ilustran en las figuras 5a y 5b. Específicamente, las dos realizaciones de multiplicador de frecuencia representadas están diseñadas para doblar ($M = 2$) la frecuencia de señales de interferencia sinusoidales con frecuencias que barren en el rango f_L a f_H durante el período de adquisición según realizaciones ilustrativas de la invención. En la figura 5a, un multiplicador analógico está configurado como un escaudrador, con sus dos entradas derivadas de la salida del fotorreceptor equilibrado en la figura 4.

55 En la figura 5a, el multiplicador de frecuencia es un multiplicador RF analógico (por ejemplo, Analog Devices AD834 o AD835) configurado como un doblador de frecuencia. Esta configuración realiza una función de cuadratura en una entrada sinusoidal para producir una senoide al doble de la frecuencia. Un filtro de paso de banda elimina la desviación introducida por el proceso de cuadratura. Otra versión de la realización de la figura 5a se representa en la figura 5b. En la figura 5b, el doblador de frecuencia divide la forma de onda sinusoidal de entrada en dos formas de onda con una diferencia de fase relativa de 90 grados.

65 En la figura 5b, se usa un divisor de potencia de cambio de fase para generar un par de señales sinusoidales con una diferencia de fase de 90 grados, aproximadamente independiente de la frecuencia. Las dos salidas son alimentadas a un multiplicador analógico para producir una senoide al doble de la frecuencia. Las senoideas desfasadas son multiplicadas conjuntamente para producir una senoide al doble de la frecuencia. A diferencia de

la realización de la figura 5a, la realización de la figura 5b no requiere un filtro de paso de banda, porque el proceso de multiplicación no introduce desviación.

La figura 6 representa dos ejemplos no reivindicados de disposiciones de multiplicador de frecuencia adicionales que están diseñadas para doblar la frecuencia de reloj. En la realización de la figura 6a, un detector de cruce por cero convierte primero la salida sinusoidal del interferómetro de reloj de muestra a una onda cuadrada. Una versión retardada de la onda cuadrada se somete a continuación a O exclusivo consigo misma para producir un reloj ADC con el doble de la frecuencia de la forma de onda sinusoidal de entrada. El tren de pulsos retardado es generado por una línea de retardo digital, puesta a un retardo τ igual a $1/4$ del intervalo entre pulsos más cortos.

En la disposición de la figura 6b, se genera un par de señales sinusoidales con una diferencia de fase de 90 grados con un divisor de potencia de cambio de fase. Específicamente, la forma de onda sinusoidal de entrada es dividida por un divisor de potencia en dos formas de onda con una diferencia de fase relativa de 90 grados. Estas señales son convertidas entonces a ondas cuadradas que se someten a O exclusivo para producir el reloj ADC de frecuencia doble. Esta disposición tiene la ventaja de que el reloj de muestra mantiene un ciclo de trabajo de 50% constante en un amplio rango de frecuencias. Para mejorar el rendimiento de la mayoría de los convertidores analógico a digital pipeline, son movidos con un ciclo de trabajo próximo a 50%.

El retardo requerido para multiplicación de frecuencia de las señales de interferencia puede ser realizado en el dominio óptico, así como el dominio eléctrico, como ilustran la realización del generador de reloj de muestra representado en la figura 7 y los ejemplos no reivindicados adicionales representados en las figuras 8 y 9. Estas disposiciones aprovechan las relaciones de fase entre señales ópticas que se combinan dentro de los interferómetros en base a acopladores de $N \times N$ fibras.

Por ejemplo, el interferómetro de división de fase de la figura 7 se fabrica sustituyendo el acoplador 2×2 de salida de un interferómetro de Mach-Zehnder convencional (que tiene un desequilibrio de recorrido óptico igual a ΔL) por un acoplador 3×3 . Cuando el acoplador 3×3 tiene una relación de división específica (- aproximadamente 29,3%: - aproximadamente 41,4%: - aproximadamente 29,3%), las señales de interferencia formadas en dos de sus salidas tienen una diferencia de fase relativa de 90 grados. En la realización de la figura 7, se elige la relación de división de potencia de aproximadamente 29,3%: aproximadamente 41,4%: aproximadamente 29,3% para proporcionar dos salidas de igual amplitud con fase en cuadratura. Estas dos salidas son multiplicadas y pasadas a través de un detector de cruce por cero. Así, las señales eléctricas pueden ser procesadas por separado y mezcladas en un multiplicador analógico para formar una forma de onda sinusoidal de frecuencia doble. Alternativamente, en el ejemplo de la figura 8, las señales ópticas desfasadas pueden ser procesadas usando la técnica XOR digital (explicada anteriormente) para producir un reloj de muestra ADC de frecuencia doble.

En sistemas en los que se requiere fotodetección equilibrada para reducir la degradación de la señal de reloj producida por ruido de intensidad láser, puede ser preferible el ejemplo de la figura 9. Como se representa, se forman dos pares de señales ópticas desfasadas con polaridades opuestas sustituyendo el acoplador 2×2 de salida de un interferómetro de Mach-Zehnder convencional por un acoplador 4×4 que divide la potencia óptica igualmente entre sus cuatro salidas. Este ejemplo se basa en un interferómetro de división de fase 4×4 que proporciona un par de salidas equilibradas con relación de fase en cuadratura. Como en el ejemplo de la figura 8, las señales ópticas resultantes son procesadas digitalmente usando técnicas XOR para producir un reloj de muestra ADC de frecuencia doble.

La figura 10 ilustra otro ejemplo no reivindicado del generador de reloj de muestra. A diferencia de las disposiciones de las figuras 4-9, este ejemplo produce dos relojes de muestra ADC separados con una relación de fase en cuadratura. Estos relojes de seno y coseno pueden ser usados para adquirir señales OCT de interferencia del interferómetro principal en canales ADC paralelos a la frecuencia de muestreo fundamental establecida por el desequilibrio de recorrido óptico (ΔL) del interferómetro de reloj de muestra.

La transformación de Fourier compleja de señales OCT permite la reconstrucción del perfil de profundidad de la muestra, al mismo tiempo que suprime los artefactos de imagen que surgen de ambigüedad conjugada compleja. Los sistemas SS-OCT que reconstruyen el perfil de profundidad mediante transformación de Fourier de señales de interferencia de valor real padecen los artefactos generados por la superposición de reflectores desviados distancias iguales a ambos lados del reflector de referencia. Como se representa en la figura 11, se puede usar un método de división de fase óptico análogo para recoger señales de cuadratura (complejas) del interferómetro principal usando un par de convertidores ADC sincronizados simultáneamente con el mismo reloj ADC.

En sistemas SS-OCT basados en un láser FDML, el control exacto de la forma de onda de accionamiento c_a , que establece la tasa de repetición láser, y la polarización c_c de elemento de sintonización de frecuencia, que establece la longitud de onda central del barrido, es necesaria para lograr una alta señal a ruido y un rango dinámico amplio. En una disposición, la frecuencia de accionamiento c_a óptima se define como la frecuencia a la que la anchura lineal instantánea del láser es mínima, lo que tiene lugar cuando concuerdan el tiempo de ida y vuelta en la cavidad y el período de la forma de onda. A esta frecuencia, medida en el tiempo $t = \tau$ en el que el láser explora a través de la longitud de onda de dispersión cero del elemento de retardo óptico (típicamente 1310-1315 nm), la amplitud RMS

instantánea $\Phi(t)$ de la señal de interferencia en la salida del fotorreceptor de interferómetro de reloj de muestra llega al máximo. Por lo tanto, la frecuencia de accionamiento óptimo se puede hallar regulando la frecuencia de accionamiento para maximizar $\Phi(t)$.

5 La figura 12 representa una de las realizaciones preferidas de un bucle de realimentación digital, que se basa en un microcontrolador que registra $\Phi(t)$ con un convertidor analógico a digital en el tiempo indicado por la transmisión del pulso a través de un filtro Bragg de fibra con una banda de paso estrecha (típicamente < 1 nm) a 1310 nm. El microcontrolador regula la frecuencia de un generador de forma de onda DDS de frecuencia ágil, de baja perturbación parásita, hasta que el valor registrado de $\Phi(t)$ logra su valor máximo. Con respecto a la realización de la figura 12, la señal de control de franja de reloj se obtiene detectando la amplitud RMS instantánea de la señal de interferencia de paso de banda filtrada procedente del fotorreceptor del generador de reloj de muestra. La amplitud RMS es muestreada por el ADC de control en el tiempo en que el elemento de sintonización de frecuencia explora a través de la longitud de onda de dispersión cero (1310 nm) del elemento de retardo óptico en el láser FDML.

15 Pasando ahora a la figura 13, la figura ilustra cómo la amplitud RMS instantánea de la señal de interferencia de reloj de muestra varía a la frecuencia de regulación óptima y a frecuencias por encima y por debajo de la óptima. La frecuencia de la forma de onda puede ser actualizada de forma continua o a intervalos intermitentes determinados por la deriva máxima del láser. Además de su forma de onda de accionamiento ca, la polarización cc del elemento de sintonización de frecuencia se regula para lograr un rendimiento óptimo del sistema SS-OCT basado en FDML.

20 Una disposición de un bucle de control digital para optimizar la polarización cc se representa en la figura 14. Es decir, el bucle regula la amplitud de la polarización cc hasta el tiempo en el que el elemento de sintonización de frecuencia que explora a través de la longitud de onda de dispersión cero (1310 nm) coincide con un retardo fijo después de que la forma de onda de accionamiento ca cruza por cero. Este bucle regula la polarización cc de tal manera que la exploración de longitud de onda del láser empieza a una longitud de onda fija, independientemente de las influencias medioambientales que alteran la sensibilidad de voltaje del elemento de sintonización. Se emplea el mismo filtro Bragg de fibra que el empleado en el bucle de control de optimización de frecuencia (figura 13) como una referencia de longitud de onda. Regulando la polarización cc mediante un convertidor digital a analógico (DAC), el microcontrolador mantiene el intervalo de tiempo a un nivel constante entre los cruces por cero de la forma de onda de accionamiento ca del generador DDS y el borde del pulso generado por un comparador en la salida de un fotoamplificador conectado al filtro Bragg de fibra.

35 La relación y la viabilidad comercial asociadas con la generación de formas de onda, el diseño del filtro, y el comportamiento del láser es importante para considerar cuándo implementar los sistemas aquí descritos. Aunque (1) las formas de onda sinusoidales son fáciles de generar con circuitos integrados DDS baratos y (2) la mayoría de los filtros sintonizables de velocidad muy alta con respuestas altamente resonantes operan mejor con un accionamiento sinusoidal, esta aplicación beneficiosa de sinusoides no se extiende a todos los láseres. Por ejemplo, los láseres con barridos de longitud de onda lineales, más bien que sinusoidales, proporcionan fuentes de luz de rendimiento más alto para sistemas SS-OCT. Con barrido de longitud de onda sinusoidal, la frecuencia de reloj de muestreo instantáneo varía en un amplio rango de frecuencia en proporción a la pendiente de la onda sinusoidal en su período. Típicamente, los convertidores analógico a digital de precisión de alta velocidad aceptan frecuencias de reloj en un rango preestablecido (por ejemplo, aproximadamente 40 - aproximadamente 210 MHz). En consecuencia, el ciclo de trabajo efectivo en el que se pueden adquirir mediciones interferométricas, se limita típicamente a aproximadamente 33%. Además, la frecuencia de muestreo Nyquist varía de forma continua y rápidamente en proporción a la frecuencia de reloj de muestreo. El uso de filtros de seguimiento y los métodos de linearización aquí descritos en varias disposiciones superan este límite del ciclo de trabajo efectivo.

50 Por lo tanto, en una disposición, para evitar distorsión, que da lugar a artefactos de plegado objetables en imágenes OCT, la frecuencia de corte del filtro anti-distorsión aplicado a la señal de interferencia antes de la conversión analógica a digital se configura para rastrear $1/2$ (o menos) de la frecuencia de muestreo instantáneo. Se puede montar filtros de seguimiento adecuados usando, por ejemplo, circuitos LC sintonizados por varactor. Sin embargo, el sincronismo apropiado del controlador de seguimiento requiere circuitería completa de control digital o analógico y para lograr la nitidez requerida, el filtro se construye típicamente a partir de múltiples etapas con componentes de tolerancia estrecha. En contraposición, linearizar el barrido de longitud de onda del filtro sintonizable en una fracción grande del barrido de longitud de onda puede proporcionar una solución alternativa en algunas disposiciones.

60 Usando los métodos de sincronización de Mach-Zehnder aquí descritos, un barrido de longitud de onda lineal de ciclo de trabajo alto produce gran número de pulsos de reloj de muestra con una distribución de frecuencia más estrecha que un barrido de longitud de onda sinusoidal. Así, se puede lograr formación de imágenes a velocidad más alta con menos artefactos de plegado a velocidades máximas de adquisición de datos más bajas. Por desgracia, el accionamiento lineal de filtros sintonizables de Fabry-Perot comercialmente disponibles a altas velocidades es difícil de lograr usando formas de onda triangulares o de rampa convencionales, porque tales formas de onda de banda ancha contienen frecuencias que excitan un fuerte comportamiento resonante de los accionadores. La excitación de los filtros con formas de onda de accionamiento de rampa o triangulares produce oscilaciones casi sinusoidales a la frecuencia de resonancia mecánica más bien que la exploración lineal deseada.

65

Como ilustra la respuesta de frecuencia medida de la figura 15, los filtros piezoaccionados exhiben típicamente la resonancia mecánica con un factor de alta calidad ($Q = 4-8$) a frecuencias del rango de 40-75 KHz. Para lograr excitación triangular o de rampa de estos filtros, la forma de onda de accionamiento se adapta para proporcionar respuesta mecánica lineal en un período prolongado compensando al mismo tiempo las respuestas de amplitud y fase altamente no uniformes de un filtro dado.

Además, la figura 16 ilustra un medio nuevo de sintetizar una forma de onda de accionamiento en base a la suma de sinusoides armónicamente relacionadas según el principio de la síntesis de Fourier. El período de decadencia de amplitud casi lineal de la forma de onda de accionamiento se puede ampliar significativamente formando la suma ponderada de solamente 2 o 3 armónicos de la onda sinusoidal fundamental. Las formas de onda ejemplares se representan para $f_0 = 45$ KHz. Una primera ventaja de este método es que las frecuencias fundamental y armónica de las ondas sinusoidales se pueden elegir para evitar las resonancias fuertes en la respuesta mecánica del filtro. A su vez, una segunda ventaja de este método, como se ilustra en la figura 17, es que solamente se requiere un pequeño número de armónicos para sintetizar formas de onda triangulares o de rampa alisadas. Además, una tercera ventaja es que las amplitudes y fases de las ondas sinusoidales componentes pueden ser sintonizadas para compensar grandes no uniformidades en las respuestas de amplitud y fase del filtro sintonizable.

Con respecto a la figura 17, las salidas de dos generadores de onda sinusoidal de síntesis digital directa (DDS) de bloqueo de fase se suman y amplifican para formar la forma de onda de accionamiento del piezoaccionador. Las fases y las amplitudes de los generadores DDS se regulan para obtener el ciclo de trabajo máximo y la linealidad de la porción de la forma de onda de accionamiento durante la que se muestrean las señales interferométricas.

Una disposición específica de un circuito de linearización de filtro sintonizable en base a dos generadores de onda sinusoidal de síntesis digital directa (DDS) de bloqueo de fase se representa en la figura 18. El circuito está diseñado para generar desplazamiento de rampa alisado de un filtro de Fabry-Perot piezoaccionado con la respuesta de frecuencia representada en la figura 15. La frecuencia de excitación primaria del filtro (aproximadamente 45 KHz), que establece la tasa de repetición del láser, se selecciona típicamente de tal manera que esta frecuencia y su segundo armónico (aproximadamente 90 KHz) estén situados fuera de los picos resonantes principales de la respuesta del filtro. En la práctica, las amplitudes relativas de las ondas sinusoidales de aproximadamente 45 KHz y aproximadamente 90 KHz se regulan para obtener el rango más estrecho de frecuencias de reloj durante la porción descendente de la forma de onda de accionamiento.

Este proceso de sintonización puede ser realizado en tiempo real con un osciloscopio para visualizar la transformada Fourier controlada de la señal de reloj. Los resultados de las pruebas demuestran que, en comparación con la forma de onda de accionamiento sinusoidal convencional, la forma de onda de accionamiento armónica sinusoidal doble reduce la frecuencia de reloj máxima aproximadamente 30% y la amplitud de frecuencia de reloj un factor de 3, manteniendo al mismo tiempo el mismo rango de barrido de aproximadamente 100 nm. Estas mejoras aumentan la relación de señal a ruido del sistema y reducen ciertos artefactos.

Se deberá apreciar que varios aspectos de la invención reivindicada se dirigen a subconjuntos y pasos secundarios de las técnicas aquí descritas. Además, los términos y las expresiones aquí empleados se usan como términos de descripción y no de limitación, y no hay intención, en el uso de tales términos y expresiones, de excluir cualesquiera equivalentes de las características mostradas y descritas o porciones de las mismas, pero se reconoce que varias modificaciones son posibles dentro del alcance de la invención reivindicada.

REIVINDICACIONES

1. Un generador (8) de reloj para generar una señal de reloj de luz láser, comprendiendo el generador de reloj:
 - 5 un interferómetro (10) que tiene una entrada y una salida, estando el interferómetro en comunicación eléctrica u óptica con el láser y configurado para recibir la luz láser;
 - un fotorreceptor equilibrado que tiene una entrada en comunicación óptica o eléctrica con la salida del interferómetro, teniendo el fotorreceptor una salida;
 - un multiplicador (14) de frecuencia que tiene una entrada en comunicación óptica o eléctrica con la salida del
 - 10 fotorreceptor, teniendo el multiplicador de frecuencia una salida; y
 - un detector de cruce por cero que tiene una entrada en comunicación óptica o eléctrica con la salida del multiplicador de frecuencia, siendo la salida del detector de cruce por cero la señal de reloj generada.

2. El generador de reloj de la reivindicación 1, que comprende además un amplificador de control automático de ganancia en comunicación óptica o eléctrica entre la salida del fotorreceptor equilibrado y la entrada del multiplicador (14) de frecuencia.

3. El generador de reloj de la reivindicación 1 o 2, que comprende además un filtro de paso de banda en comunicación óptica o eléctrica entre la salida del fotorreceptor equilibrado y la entrada del multiplicador de frecuencia.

4. El generador de reloj de cualquier reivindicación anterior, que comprende además un interruptor (13) de reloj configurado para interponer un tren de pulsos de frecuencia fija entre trenes de pulsos de frecuencia variable generados durante un intervalo de barrido periódico.

5. El generador de reloj de cualquier reivindicación anterior, que comprende además un sistema de control digital configurado para estabilizar una frecuencia de accionamiento de un elemento de sintonización de frecuencia de un láser de bloqueo de modo en el dominio de Fourier utilizando al menos una señal de control procedente del generador de reloj.

6. El generador (8) de reloj de cualquier reivindicación anterior, en donde el interferómetro (10) es un interferómetro de Mach-Zehnder que incluye un par de acopladores de $N \times N$ fibras, un interferómetro de Michelson con longitudes desiguales en los brazos de muestra y de referencia, un interferómetro de Michelson de recorrido común que incluye un elemento con dos interfaces parcialmente reflectantes o un interferómetro de Fabry-Perot.

7. El generador de reloj de cualquier reivindicación anterior, en donde el multiplicador (14) de frecuencia es un multiplicador analógico, en donde el multiplicador analógico está configurado para:
 - realizar una función de cuadratura en una señal de interferencia de salida o
 - 40 multiplicar un par de señales procedentes de una señal de interferencia transmitida a través de un divisor de potencia RF de cambio de fase.

8. El generador de reloj de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6, que comprende además una puerta OR, en donde la puerta OR está configurada para:
 - transmitir un par de trenes de pulsos desfasados, los trenes de pulsos procedentes del detector de cruce por cero aplicados a una señal de interferencia y una réplica retardada de la salida del detector de cruce por cero, o
 - transmitir un par de trenes de pulsos desfasados, en donde los trenes de pulsos proceden de un par de detectores de cruce por cero aplicados a señales sinusoidales procedentes de un divisor de potencia de cambio de fase.

9. El generador de reloj de la reivindicación 1, que comprende además un convertidor de analógico a digital configurado para muestrear señales de interferencia de la salida del interferómetro.

10. El generador de reloj de cualquier reivindicación anterior, en donde el interferómetro es un interferómetro divisor de fase y las salidas ópticas del interferómetro tienen intensidad igual pero están desplazadas 90 grados.

11. El generador de reloj de cualquier reivindicación anterior, en donde el interferómetro incluye una salida óptica doble.

12. Un método para generar una señal de reloj de luz láser que comprende las etapas de:
 - recibir, por un interferómetro (10) que tiene un desequilibrio óptico, la luz láser;
 - dividir, por el interferómetro (10), la luz láser recibida en una señal de referencia y un recorrido de muestra;
 - detectar, por un fotorreceptor equilibrado, una señal de interferencia electrónica;
 - 65 convertir, por el fotorreceptor equilibrado, la señal de interferencia electrónica en una forma de onda;
 - filtrar, por un filtro de paso de banda, la forma de onda;

multiplicar, por un multiplicador (14) de frecuencia, una frecuencia de la forma de onda filtrada por paso de banda por un factor, y
convertir, por un detector de cruce por cero, la forma de onda filtrada por paso de banda multiplicada en un tren de pulsos.

- 5
13. El método de la reivindicación 12, en donde el factor es un factor de 2 o 4.
14. El método de la reivindicación 12, en donde el multiplicador de frecuencia es un multiplicador analógico.
- 10 15. El método de la reivindicación 14, que comprende además:
- realizar, por el multiplicador analógico, una función de cuadratura en una señal de interferencia de entrada o
multiplicar, por el multiplicador analógico, un par de señales procedentes de una señal de interferencia a través de
un divisor de potencia RF de cambio de fase.

15

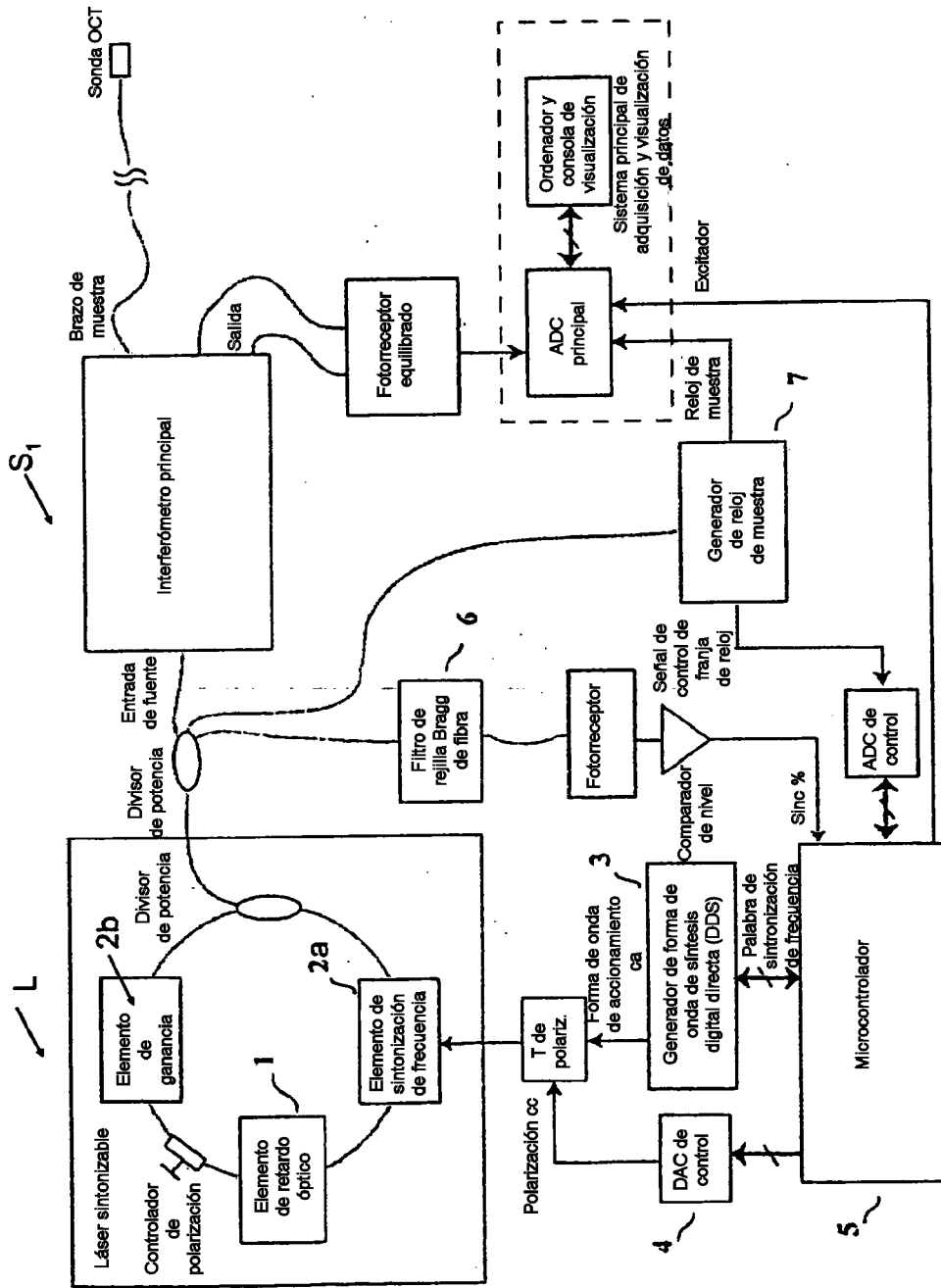


FIG. 1

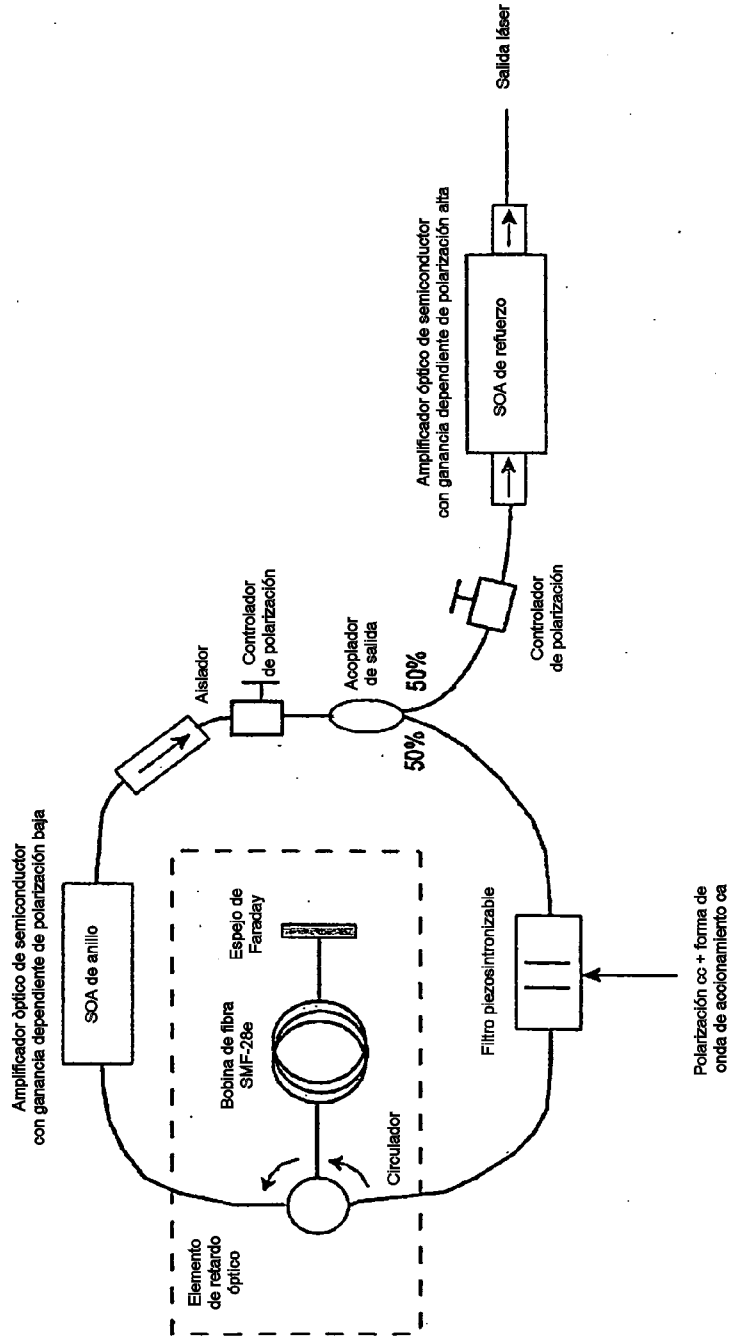


FIG. 2

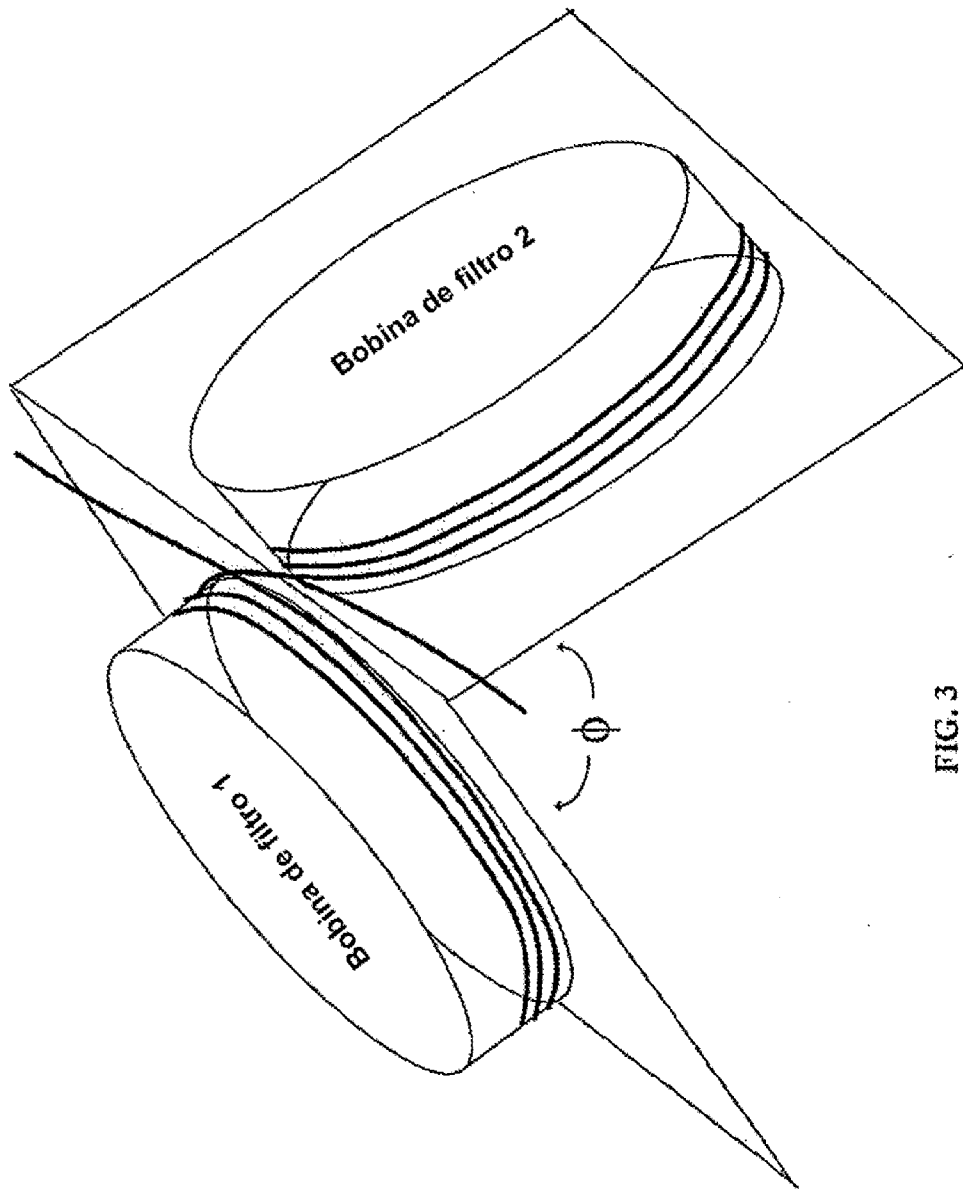


FIG. 3

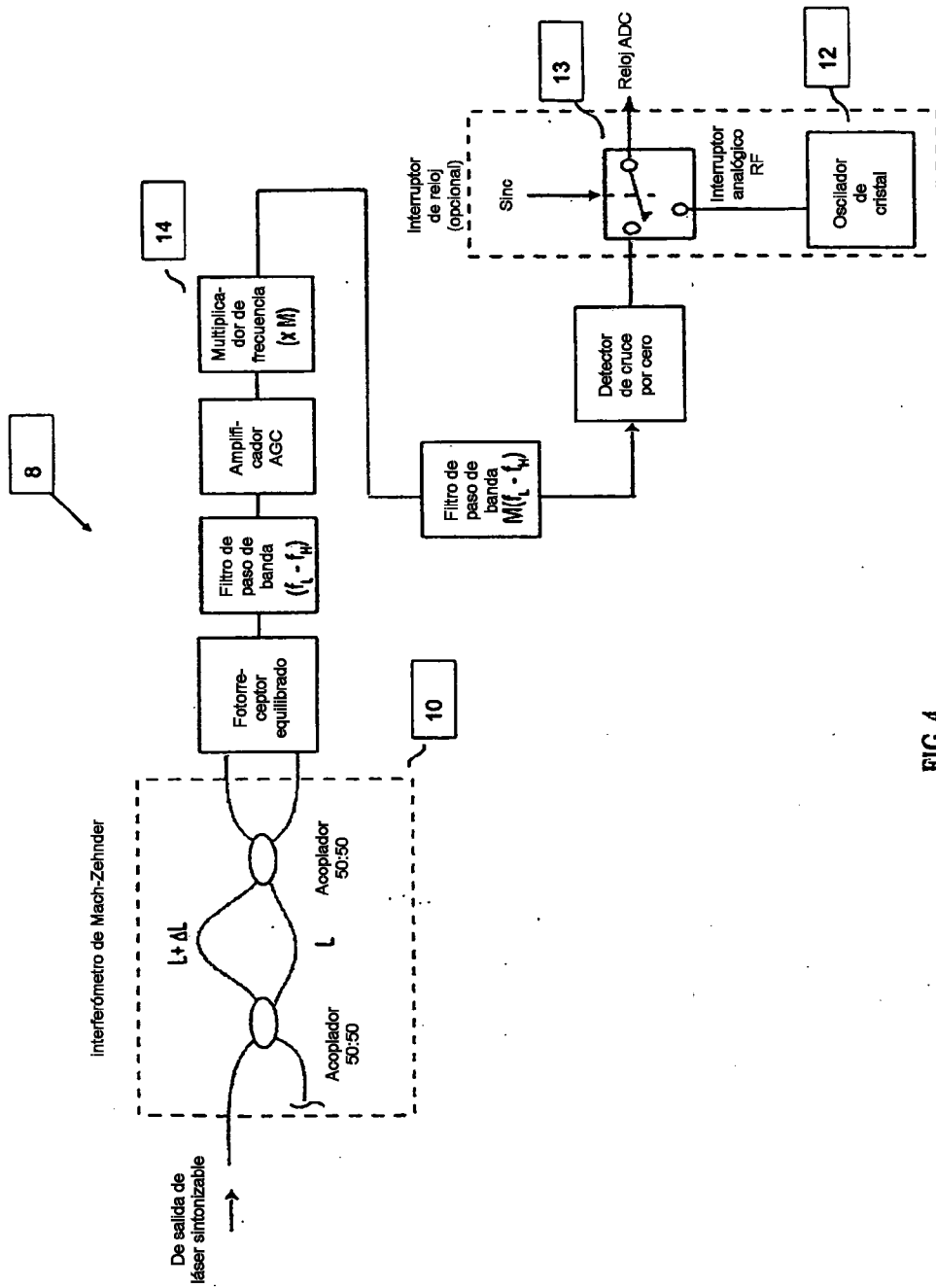


FIG. 4

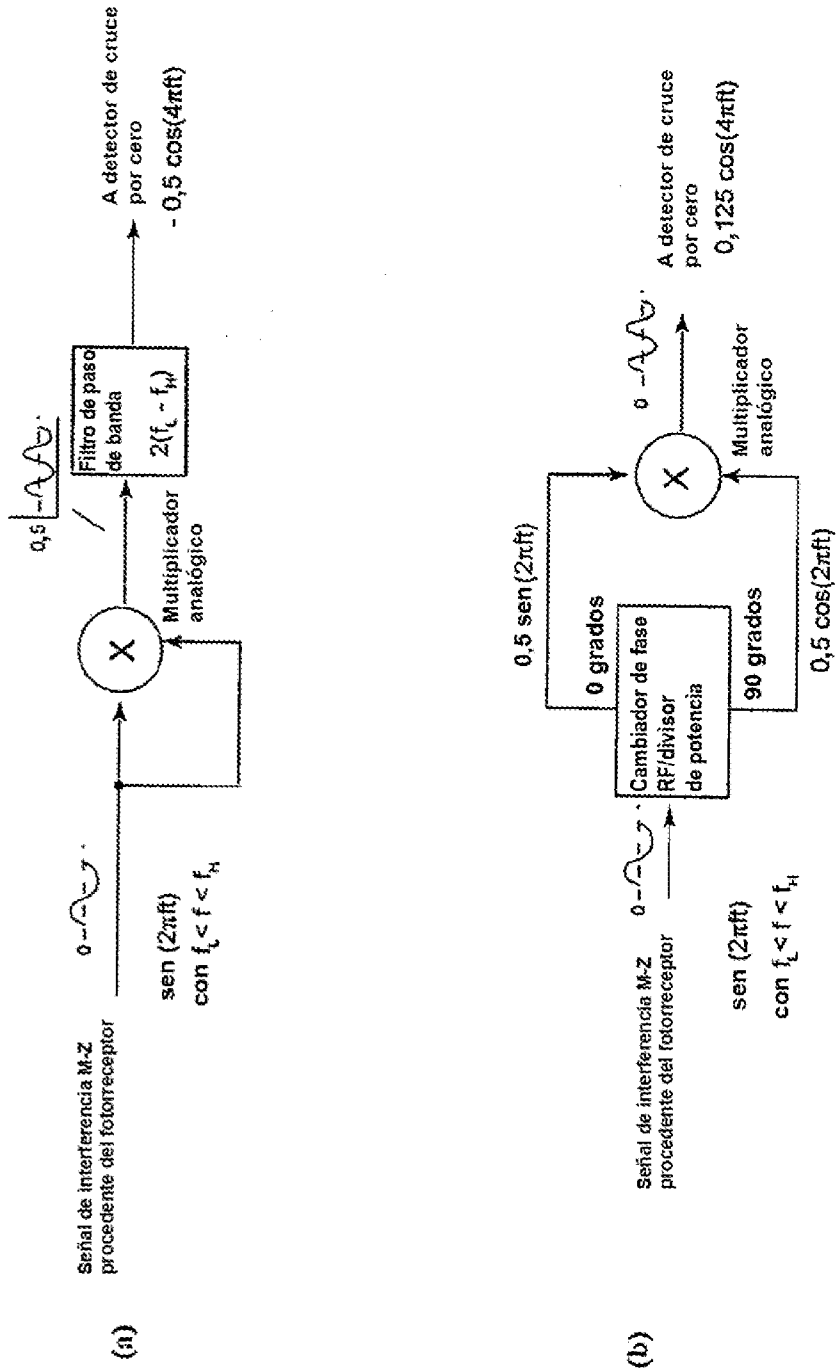


FIG. 5

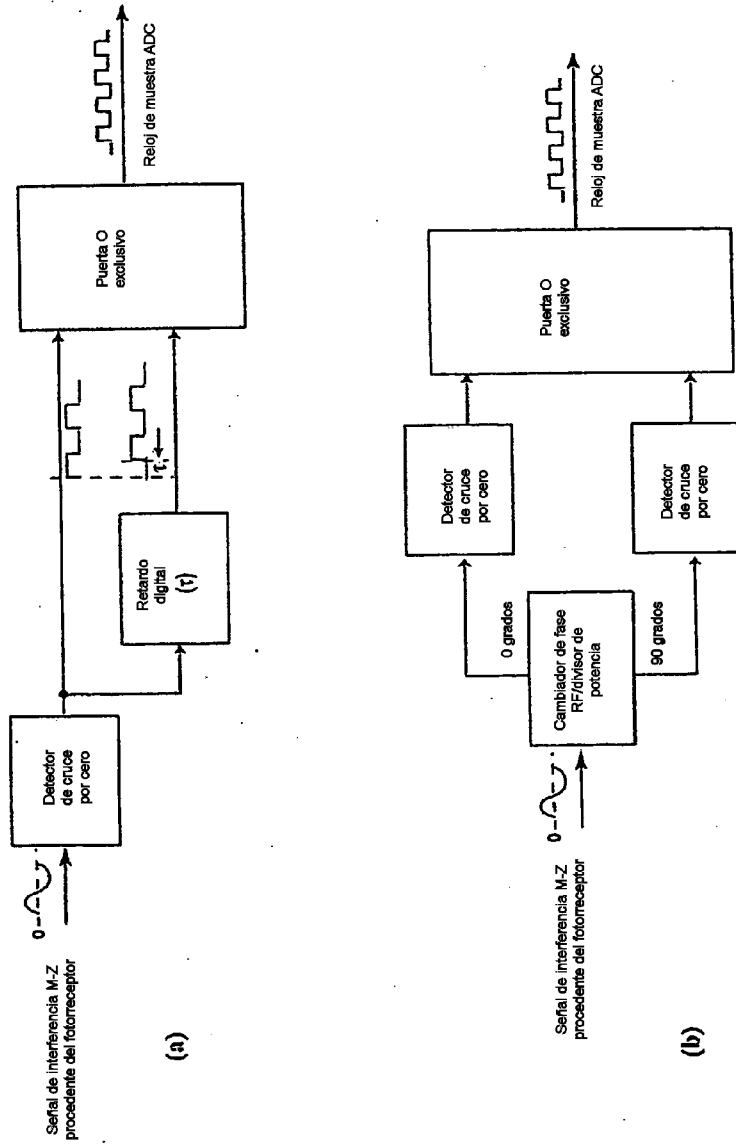


Fig. 6

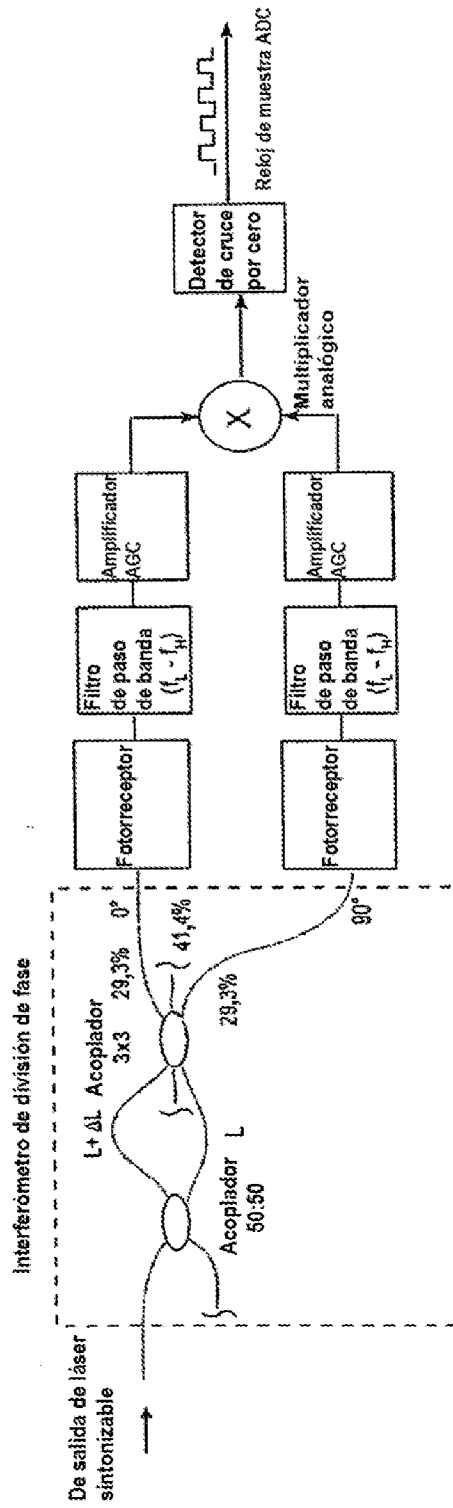


Fig. 7

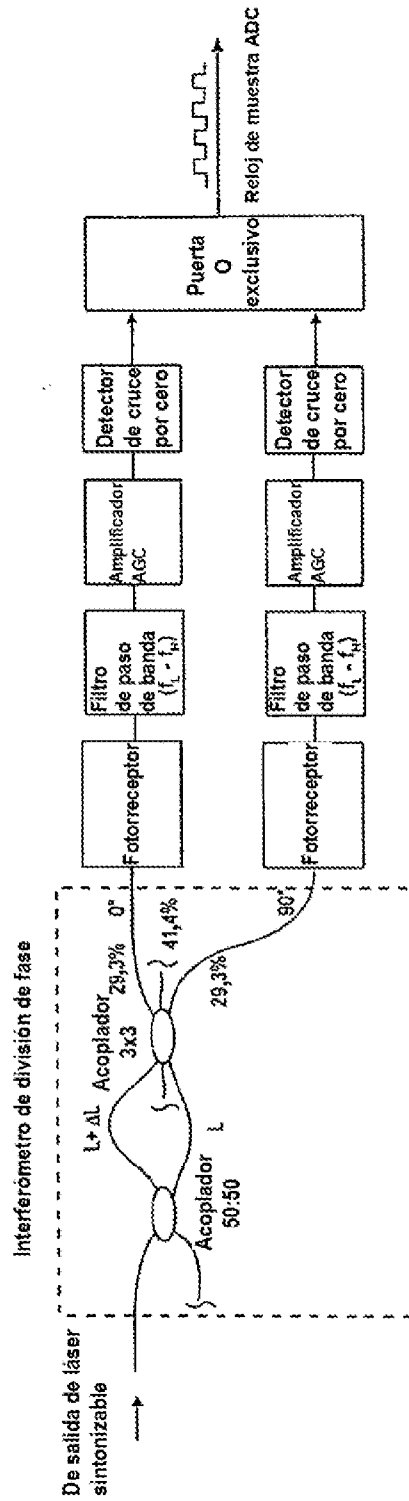


Fig. 8

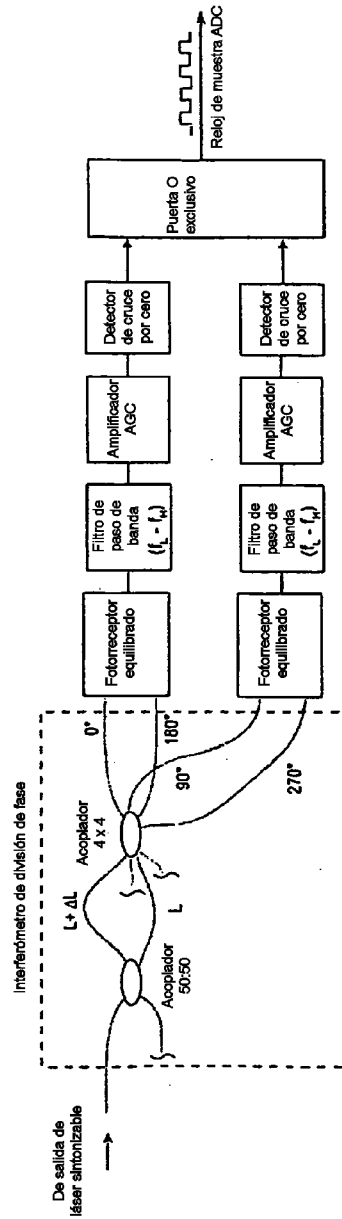


Fig. 9

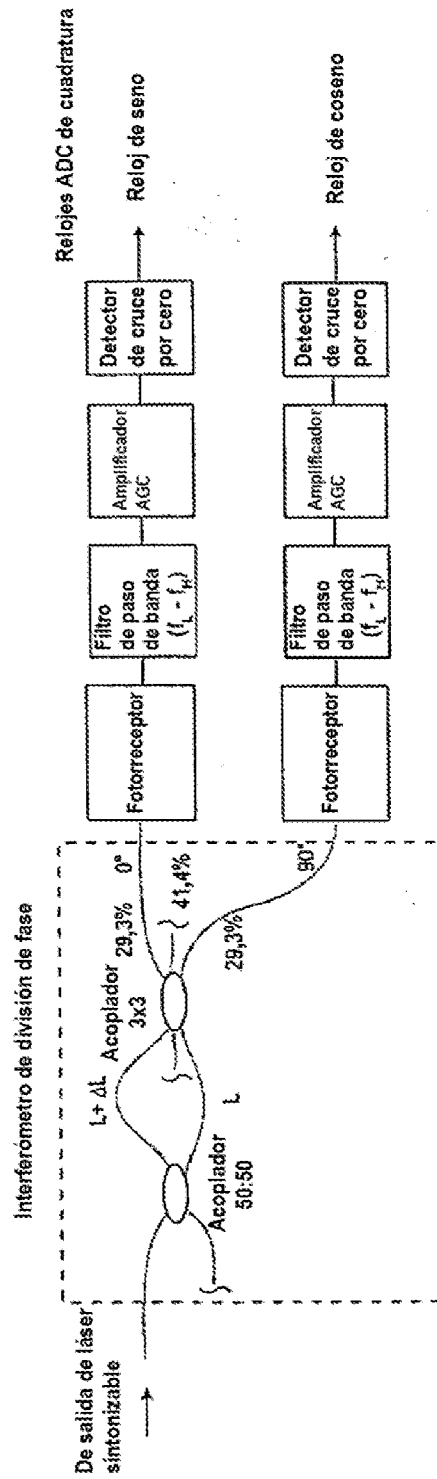


Fig. 10

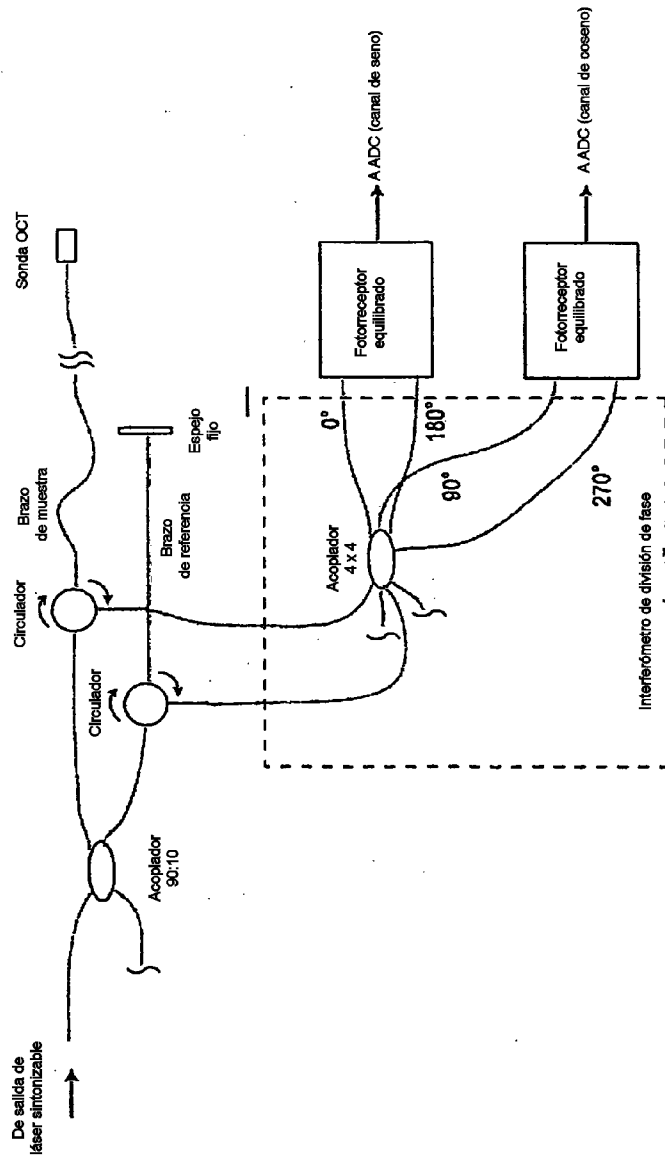


Fig. 11

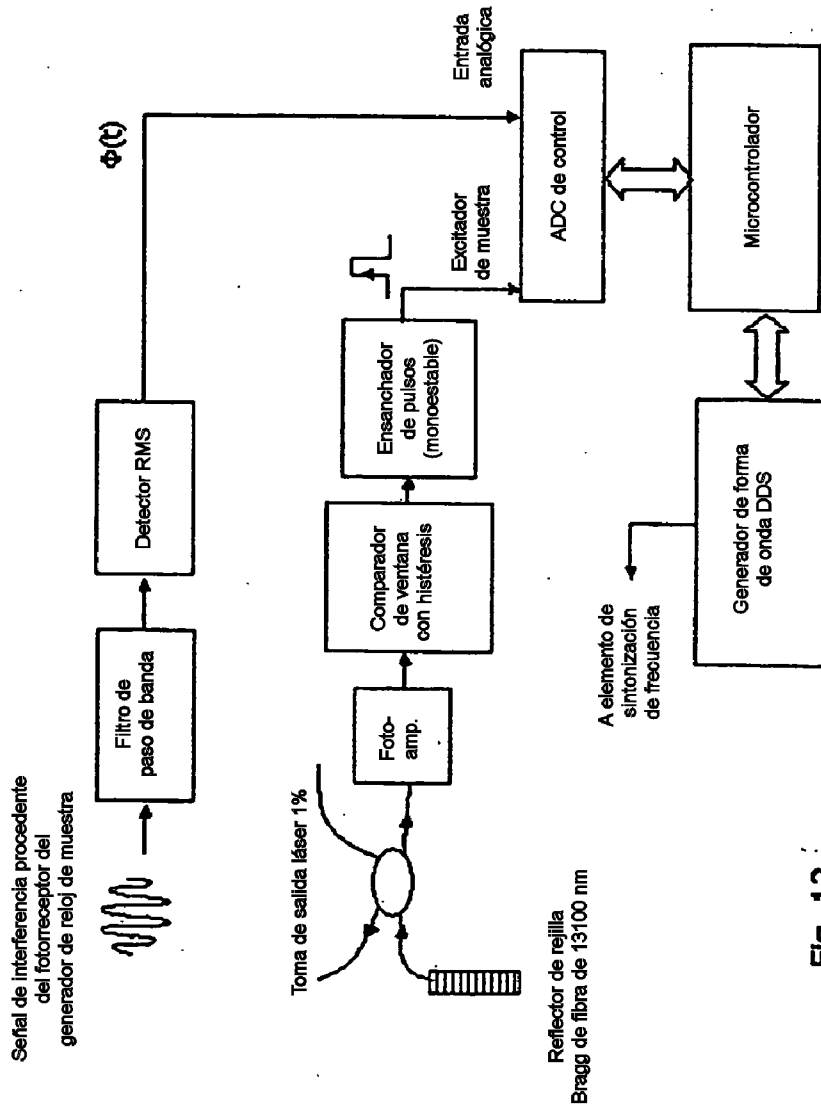


Fig. 12

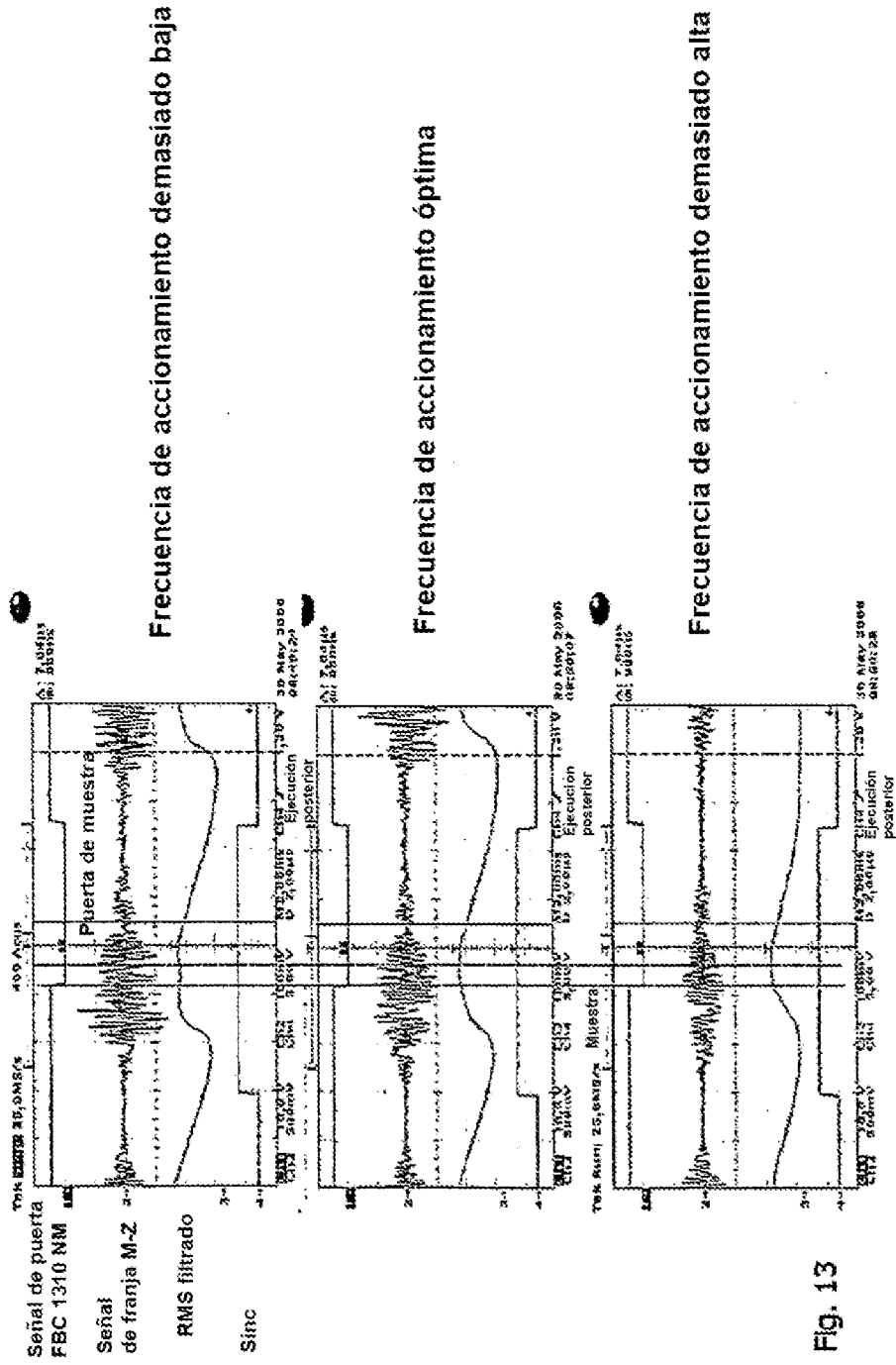


Fig. 13

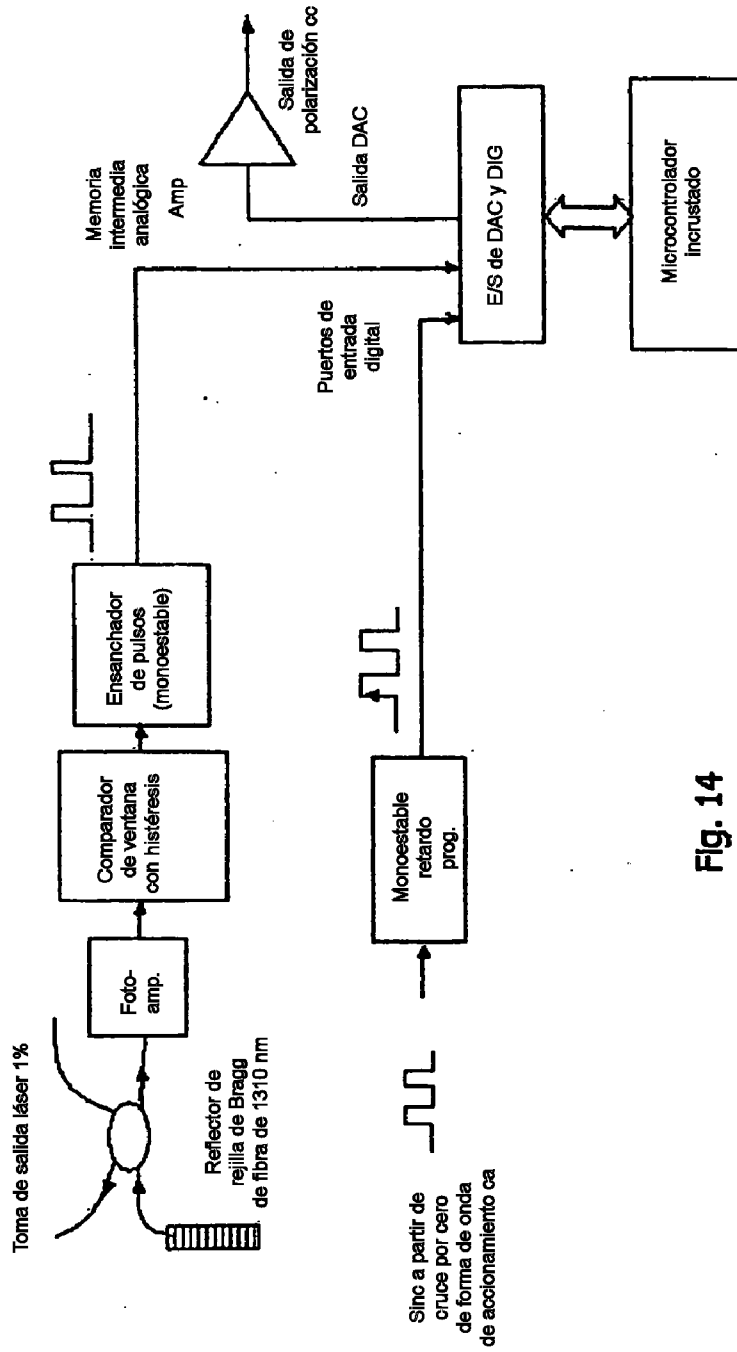


Fig. 14

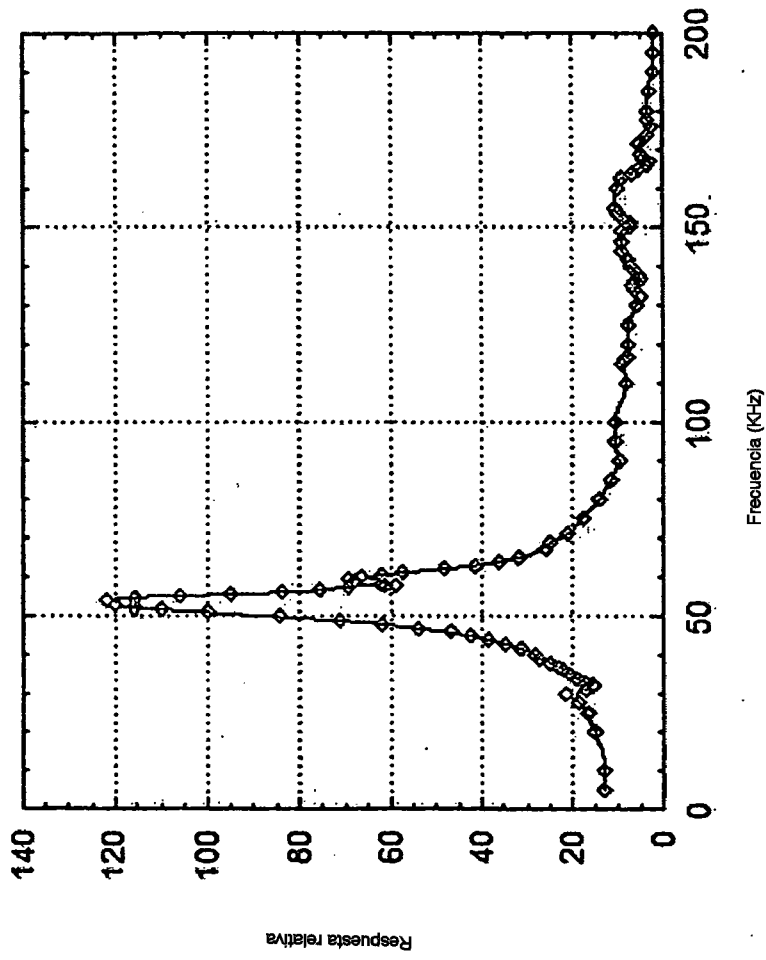


Fig. 15

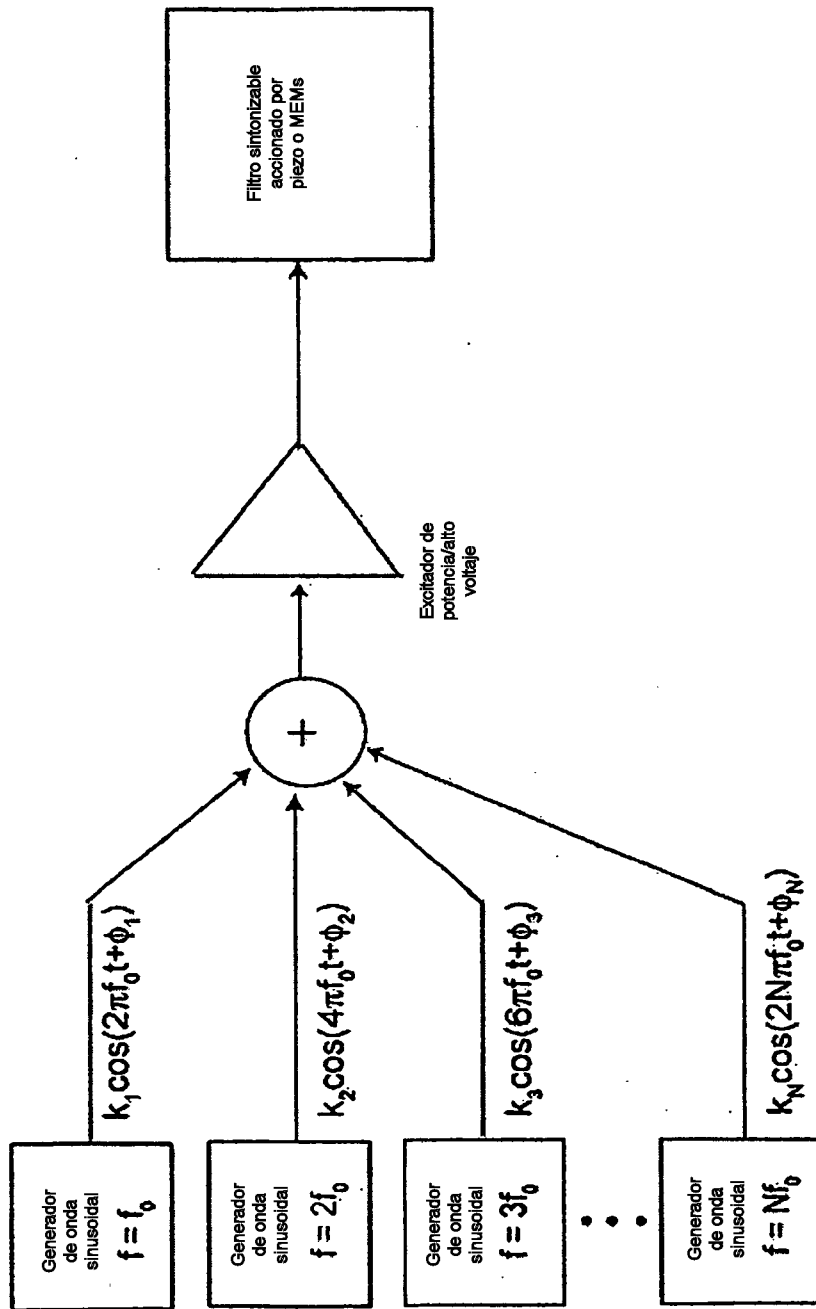


Fig. 16

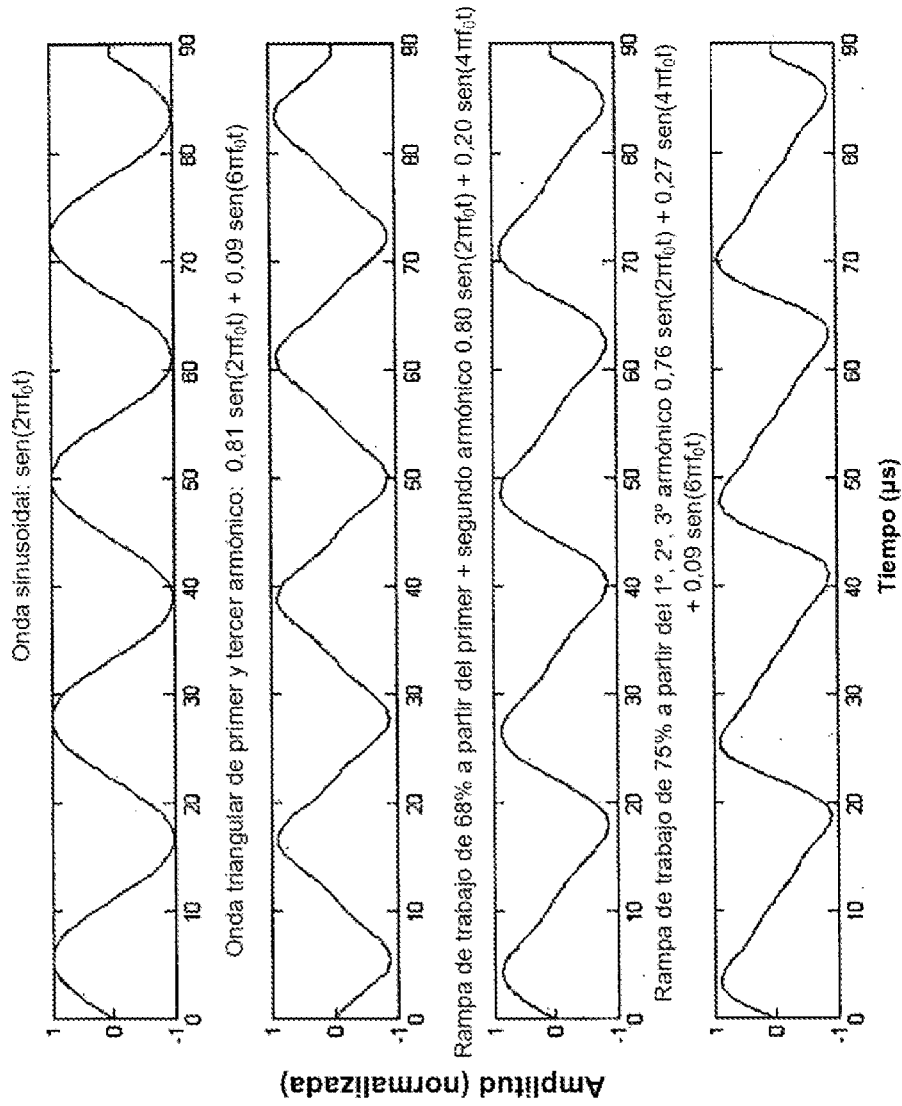


Fig. 17

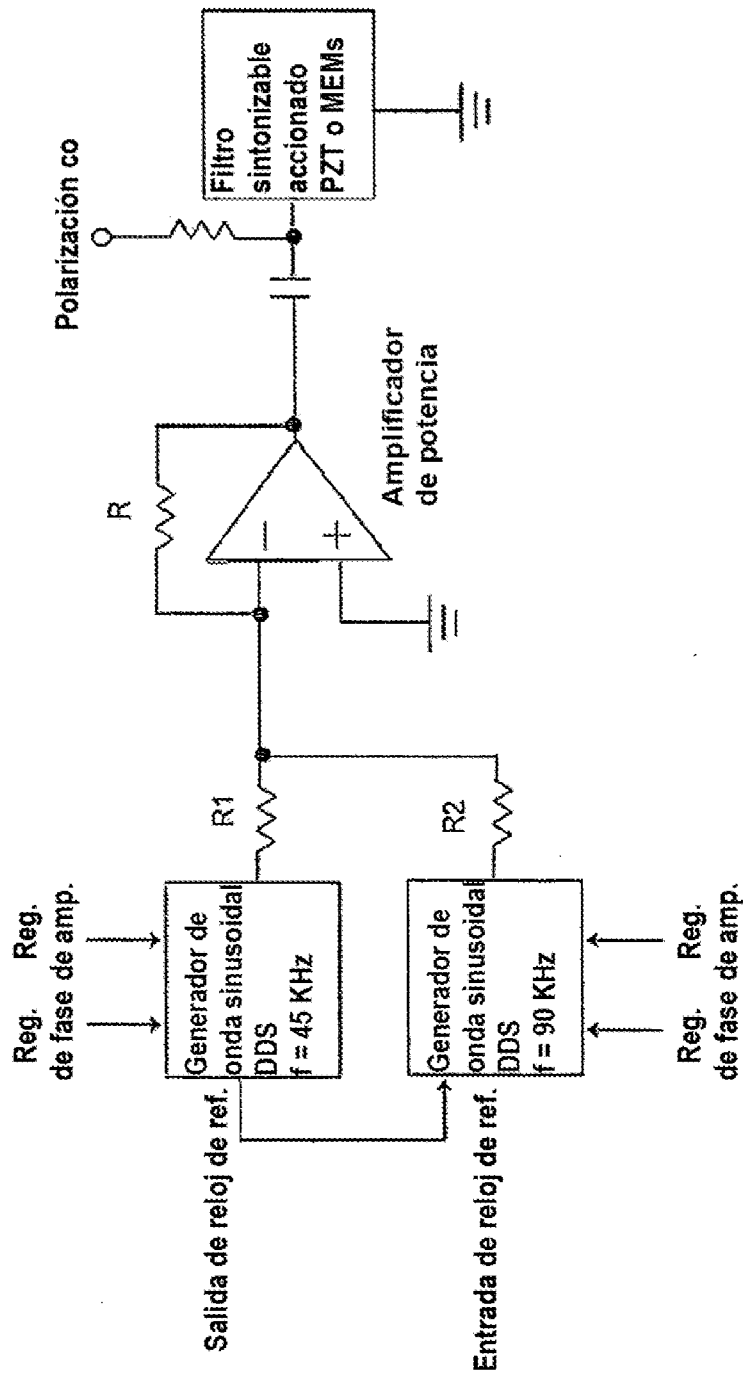


Fig. 18