

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 874 633**

51 Int. Cl.:

G01H 9/00 (2006.01)

G01D 5/353 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **31.08.2016** **PCT/GB2016/052696**

87 Fecha y número de publicación internacional: **09.03.2017** **WO17037453**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **31.08.2016** **E 16763076 (3)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **31.03.2021** **EP 3344958**

54 Título: **Detección distribuida de fibra óptica**

30 Prioridad:

01.09.2015 GB 201515505

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

05.11.2021

73 Titular/es:

OPTASENSE HOLDINGS LIMITED (100.0%)
Cody Technology Park, Ively Road, Farnborough
Hampshire GU14 0LX, GB

72 Inventor/es:

LEWIS, ANDREW y
RUSSELL, STUART

74 Agente/Representante:

LEHMANN NOVO, María Isabel

ES 2 874 633 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

Detección distribuida de fibra óptica

La presente solicitud se refiere a la detección distribuida de fibra óptica y, en particular, a un sensor de fibra óptica distribuido de retrodispersión de Rayleigh coherente para detectar perturbaciones dinámicas en una fibra óptica de detección y, en particular, a métodos y a aparatos para la detección acústica distribuida.

La detección acústica distribuida (DAS) basada en retrodispersión de Rayleigh es una técnica conocida. El principio básico es que la radiación de iluminación coherente, típicamente en forma de uno o más pulsos de radiación óptica, se usa para interrogar de manera repetida una fibra óptica, a la que se hace referencia en el presente documento como fibra de detección.

Considérese que la fibra de detección es interrogada por un único pulso de radiación coherente emitido a un primer extremo de la fibra de detección. A medida que el pulso se propaga a lo largo de la fibra, el fenómeno de dispersión de Rayleigh desde diversos sitios de dispersión inherentes en el interior de la fibra óptica resultará en que cierta pequeña proporción de la radiación de interrogación sea retrodispersada hacia el primer extremo, donde puede ser detectada. De esta manera, la señal de retrodispersión recibida de vuelta en el primer extremo de la fibra de detección es una combinación de varias señales desde partes diferentes de la fibra iluminadas por el pulso a medida que este se propaga. De esta manera, con una radiación de interrogación coherente, la señal de retrodispersión es una señal de interferencia formada a partir de la radiación dispersada desde los diversos sitios de dispersión inherentes. Debido a que los sitios de dispersión están distribuidos en la práctica aleatoriamente a lo largo de toda la fibra de detección, la intensidad de la señal de retrodispersión recibida exhibirá una variación aleatoria de una sección de la fibra a la siguiente. Sin embargo, en ausencia de estímulos ambientales que actúan sobre la fibra, la señal de retrodispersión desde una parte determinada de la fibra de detección será la misma de una interrogación a otra interrogación, suponiendo que las propiedades de la radiación usada para la interrogación sean las mismas para cada interrogación.

Sin embargo, una perturbación ambiental que actúa sobre una parte de la fibra de detección y que resulta en un cambio efectivo de la longitud de la trayectoria óptica para esa parte, tal como una deformación dinámica en la fibra, resultará sin embargo en un cambio en la señal de retrodispersión desde esa parte entre las interrogaciones. Mediante la supervisión de la radiación retrodispersada recibida en el primer extremo de la fibra de detección, por ejemplo, usando un fotodetector adecuado, dicho cambio puede ser detectado y puede usarse para indicar perturbaciones dinámicas, por ejemplo, ondas acústicas incidentes, que actúan sobre la parte relevante de la fibra de detección.

En algunos sistemas DAS, cada interrogación comprende la emisión de un único pulso continuo de radiación de interrogación. En dichos sistemas, la señal de retrodispersión se procesa típicamente para buscar variaciones de intensidad en la retrodispersión desde varias partes de detección longitudinales de la fibra óptica con el fin de detectar perturbaciones que actúan sobre la fibra de detección. En otros sistemas, cada interrogación puede comprender la emisión (al menos) de dos pulsos ópticos separados espacialmente, que pueden estar en frecuencias diferentes, y, en dichos sistemas, el procesamiento puede buscar cambios en la fase de la señal de medición desde una parte de detección determinada, posiblemente en una frecuencia portadora definida por la diferencia de frecuencia entre los pulsos.

La ubicación a lo largo de la fibra de detección se determina en base a técnicas OTDR (reflectometría óptica en el dominio del tiempo), procesándose las señales de retrodispersión en intervalos de tiempo correspondientes a la retrodispersión desde partes definidas de la fibra. Esta técnica se basa en el hecho de que la luz detectada un tiempo determinado después de emitir la radiación de interrogación a la fibra de detección debe haber sido dispersada desde una posición determinada a lo largo de la longitud de la fibra de detección. Sin embargo, para que esta suposición sea correcta, la retrodispersión detectada debe estar asociada de manera única con una interrogación determinada, por lo tanto, no puede emitirse una segunda interrogación (con las mismas propiedades ópticas que una primera interrogación) a la fibra hasta que la luz desde la primera interrogación haya alcanzado el extremo distal de la fibra y, a continuación, cualquier retrodispersión se haya desplazado a lo largo de toda la longitud de la fibra hacia el detector y haya sido detectada. Si se emitiera la segunda interrogación mientras la radiación desde la primera interrogación todavía se está propagando en la fibra de detección, no sería posible distinguir la retrodispersión debida a la primera interrogación (desde una parte relativamente lejana en la fibra) de la retrodispersión debida a la segunda interrogación (desde una parte más cercana al primer extremo de la fibra).

Esto limita la frecuencia de repetición de las interrogaciones al tiempo de ida y vuelta en la fibra. La frecuencia de pulsos máxima, R_P , es entonces $R_P = c/2Ln$, donde c es la velocidad de la luz en el vacío, L es la longitud de la fibra (o, para fibras muy largas, la distancia umbral en la fibra desde la que no puede esperarse una retrodispersión significativa) y n es el índice de refracción. Para una fibra con una longitud L de 5 km y un índice de refracción de aproximadamente 1,5, la frecuencia de repetición de pulsos máxima, R_P , es del orden de 20 kHz. Esto establece el límite de Nyquist para la frecuencia de los estímulos acústicos que pueden detectarse de manera fiable.

Se ha propuesto mejorar la frecuencia de repetición de pulsos mediante el uso de técnicas de multiplexación por división de longitud de onda, por ejemplo, emitiendo una primera interrogación a una primera longitud de onda y, a continuación, una segunda interrogación a una segunda longitud de onda. Debido a que las interrogaciones usan longitudes de onda diferentes, la retrodispersión debida a cada interrogación puede ser identificada y procesada por separado, permitiendo de

esta manera que la radiación desde ambas interrogaciones se propague en la fibra al mismo tiempo sin introducir ninguna ambigüedad posicional.

Sin embargo, el uso de técnicas de división de longitud de onda necesita múltiples fuentes y detectores y aumenta el coste y la complejidad de la unidad de interrogación.

- 5 Además, la resolución espacial que puede conseguirse mediante dichos sensores DAS depende, al menos en parte, de la duración del pulso. Para un sensor DAS de un único pulso, el tamaño mínimo de una parte de detección está definido efectivamente por la duración del pulso y, de esta manera, la longitud espacial del pulso en la fibra. En cualquier instante, la retrodispersión recibida de vuelta en el primer extremo de la fibra corresponde a la retrodispersión desde una sección de fibra de una longitud igual a la mitad de la longitud del pulso en la fibra. De esta manera, no sería posible detectar de manera independiente señales que afecten a partes de detección de la fibra en una longitud más corta que esta. La provisión de una mejor resolución espacial requeriría pulsos más cortos, pero los pulsos más cortos implican la transmisión de menos potencia óptica a la fibra de detección (la intensidad máxima de los pulsos está limitada por la necesidad de evitar efectos no lineales en la fibra). La menor energía de la radiación de interrogación resulta en una menor sensibilidad. De esta manera, para los sensores DAS convencionales existe un compromiso entre la sensibilidad y la resolución espacial.
- 10
- 15 El documento WO87/07014 divulga una secuencia pseudoaleatoria modulada en una fuente de luz y transmitida en una fibra óptica.

Las realizaciones de la presente invención se refieren a métodos y a aparatos para la detección distribuida de fibra óptica con un rendimiento mejorado.

- 20 De esta manera, según un aspecto de la invención, se proporciona un aparato sensor de fibra óptica distribuido que comprende:

un generador óptico configurado para generar de manera repetida una primera secuencia codificada de radiación óptica a emitir, durante el uso, en una fibra óptica de detección, estando codificada la primera secuencia codificada según una secuencia de codificación polinivel;

- 25 un detector configurado para detectar la radiación óptica que ha experimentado una retrodispersión de Rayleigh desde el interior de la fibra óptica de detección; y

un procesador configurado para procesar la salida del detector, en el que dicho procesamiento comprende, para al menos un perfil de distancia, correlacionar una señal de detección derivada a partir de la salida del detector con la secuencia de codificación polinivel en un retardo de tiempo correspondiente a ese perfil de distancia;

en el que el generador óptico comprende;

- 30 una fuente óptica para generar una señal óptica ondulada continua;

un primer modulador para modular la señal óptica ondulada continua en base a la secuencia de codificación polinivel para generar la primera secuencia codificada de radiación óptica; y

- 35 un generador de código para accionar el primer modulador con una señal de accionamiento, en el que el valor de la señal de accionamiento se modula en base a la secuencia de codificación polinivel y en el que el generador de código está configurado para generar la señal de accionamiento en base a una señal de código digital; y

caracterizado porque el generador de código comprende un módulo de optimización de código para comparar una señal de retroalimentación derivada a partir de la primera secuencia codificada de radiación óptica antes de la transmisión con una versión de referencia basada en la secuencia de codificación polinivel y para derivar una pre-corrección a aplicar a la señal de código digital.

- 40 De esta manera, las realizaciones de la presente invención interrogan de manera repetida a la fibra de detección con una secuencia codificada de radiación óptica. Esto significa que la fibra puede ser interrogada de manera continua y eficaz con radiación, es decir, puede usarse una forma de onda continua de interrogación. Esto aumenta sustancialmente la cantidad de potencia óptica transmitida a la fibra óptica y puede proporcionar beneficios de señal a ruido en comparación con los métodos de detección acústicos distribuidos basados en Rayleigh convencionales. Para proporcionar resolución espacial, la señal de retrodispersión se correlaciona con una versión retrasada de manera adecuada de la secuencia de codificación polinivel. El uso de una secuencia de codificación polinivel permite la optimización de las propiedades de autocorrelación de la secuencia transmitida.
- 45

La primera secuencia codificada de radiación óptica puede comprender una secuencia de períodos de fragmento. Una propiedad óptica de la radiación óptica puede ser modulada según un valor de codificación de la secuencia de codificación polinivel que es constante durante un período de fragmento.

- 50

La secuencia de codificación polinivel puede seleccionarse de manera que tenga una función de autocorrelación matemática que sea distinta de cero cuando la correlación esté en fase y que tenga un valor de cero cuando está retrasada una cantidad igual a un múltiplo del período de fragmento.

5 Tal como se describirá más detalladamente a continuación en algunas realizaciones, la secuencia de codificación polinivel se basa en un código de Frank.

En algunas realizaciones, un único código puede proporcionar la totalidad de la primera secuencia de codificación. En algunas realizaciones, sin embargo, la secuencia de codificación polinivel puede estar basada en múltiples códigos complementarios, es decir, una secuencia de códigos complementarios que proporcionan colectivamente una función de autocorrelación útil.

10 En algunas realizaciones, la secuencia codificante polinivel comprende una secuencia de valores de codificación, teniendo la secuencia una longitud P^2 , en el que el M -ésimo valor de codificación de la secuencia es igual a:

$k.i.j$ módulo P ;

en el que $M = i+(j \times P)$; cada uno de entre i y j puede tomar cualquier valor entre e incluyendo 0 y $(P-1)$ y k es una constante. En algunas realizaciones, el valor de k puede ser igual a $2\pi/P$.

15 El generador óptico puede estar configurado para modular la fase de la primera secuencia codificada de radiación óptica según la secuencia de codificación polinivel. En otras palabras, la secuencia de codificación polinivel puede comprender un código polifase.

20 Para un código polifase, el primer modulador puede comprender un modulador de fase. El generador óptico puede comprender un generador de código para accionar el modulador con una señal de accionamiento, en el que el valor de la señal de accionamiento se modula en base a la secuencia de codificación polinivel.

25 El generador de código puede comprender un convertidor de digital a analógico (DAC) para recibir la señal de código digital y para generar una forma de onda de código y un amplificador, que está aguas abajo en una trayectoria de señal desde el DAC, para producir la señal de accionamiento. En algunas realizaciones, un amplificador de borde puede estar situado en la trayectoria de señal entre el DAC y el amplificador, estando el amplificador de borde configurado para reducir un tiempo de transición entre los niveles de señal en la forma de onda de código. El amplificador de borde puede comprender, por ejemplo, un circuito de seguimiento-y-retención configurado para funcionar en un modo de retención durante un período en el que el DAC pasa de emitir un primer nivel de señal para la forma de onda de código a un segundo nivel de señal. En el modo de retención, el circuito de seguimiento-y-retención mantendrá su salida en un primer nivel de señal como la salida de forma de onda de código. Después del funcionamiento en el modo de retención, el circuito de seguimiento-y-retención puede funcionar en un modo de seguimiento para realizar un seguimiento del segundo nivel de señal.

30 En algunas realizaciones, el generador óptico puede comprender un divisor para dividir la señal óptica de onda continua generada por la fuente óptica en una señal de emisión en una trayectoria de emisión que incluye dicho primer modulador y una señal de oscilador local en una trayectoria de oscilador local y en el que el aparato comprende un mezclador para mezclar la radiación óptica que es retrodispersada desde la fibra de detección con la señal de oscilador local antes de ser detectada por dicho detector. En algunas realizaciones, puede proporcionarse un segundo modulador para introducir una diferencia de frecuencia entre la señal de emisión y la señal de oscilador local. El segundo modulador puede comprender, por ejemplo, un modulador acústico-óptico en la trayectoria de emisión.

35 El generador óptico puede estar configurado para generar instancias repetidas de la primera secuencia codificada a una frecuencia de repetición de código. En algunas realizaciones, la diferencia de frecuencia entre la señal de emisión y la señal de oscilador local puede ser igual a un múltiplo entero impar de un cuarto de la frecuencia de repetición del código. En cuyo caso, el procesador puede estar configurado para, durante al menos un perfil de distancia, tomar una primera señal de retrodispersión detectada en respuesta a una primera emisión de la primera secuencia codificada de radiación óptica y una segunda señal de retrodispersión detectada en respuesta a una segunda emisión de la primera secuencia codificada de radiación óptica y procesar dichas señales de retrodispersión primera y segunda como componentes en fase y en cuadratura para proporcionar una señal de retrodispersión demodulada como señal de detección.

40 La trayectoria de oscilador local y la parte de la trayectoria de emisión entre la fuente óptica y el primer modulador pueden comprender componentes que mantienen el estado de polarización. Puede proporcionarse un divisor de haz polarizante para dividir la radiación óptica que es retrodispersada desde la fibra de detección en estados de polarización ortogonales primero y segundo. Puede disponerse también un divisor de haz polarizante para dividir la señal de oscilador local en los estados de polarización ortogonales primero y segundo. El mezclador puede estar configurado de manera que, para cada uno de los estados de polarización primero y segundo, la radiación óptica retrodispersada desde la fibra de detección se mezcle con la señal de oscilador local del estado de polarización correspondiente antes de ser detectada por separado por el detector.

45 De manera adicional o alternativa, el mezclador puede estar configurado para mezclar la radiación óptica que es retrodispersada desde la fibra de detección por separado con las señales de oscilador local primera y segunda para

producir las señales mixtas primera y segunda respectivas, en el que las señales de oscilador local primera y segunda tienen una diferencia de fase de π radianes una con relación a otra. El detector puede estar configurado para detectar las señales mixtas primera y segunda por separado y restar las salidas del detector y las señales mixtas primera y segunda entre sí para proporcionar la señal de detección.

- 5 En realizaciones con una trayectoria de oscilador local y un módulo de optimización de código, puede haber un detector de optimización de código configurado para recibir una versión de la primera secuencia codificada de radiación óptica antes de la transmisión que se mezcla con la señal de oscilador local. La señal de retroalimentación puede derivarse a partir de esta salida de detector.

- 10 Aunque el aparato puede implementarse para proporcionar una señal desde solo un perfil de distancia, en la práctica, el aparato sensor puede usarse para proporcionar señales de medición desde múltiples partes de detección diferentes de la fibra, correspondiendo cada parte de detección a uno o más intervalos de alcance. De esta manera, el procesador puede estar configurado para, durante cada uno de múltiples intervalos de alcance diferentes, derivar una señal de detección a partir de la salida del detector y correlacionar la señal de detección con la secuencia de codificación polinivel en un retardo de tiempo correspondiente a ese perfil de distancia. En base a la correlación, el procesador puede generar un valor de fase absoluto para cada uno de los intervalos de alcance en respuesta a cada envío de la primera secuencia codificada de radiación óptica. El procesador puede estar configurado para diferenciar los valores de fase para cada una de múltiples partes de detección longitudinales de la fibra de detección para proporcionar una indicación del cambio de fase para dichas partes de detección.

- 20 Durante el uso, el aparato sensor de fibra óptica distribuido se acoplará a una primera longitud de fibra óptica configurada como fibra óptica de detección. Por lo tanto, el aparato puede comprender una unidad de interrogación que puede estar conectada a una fibra óptica adecuada durante el uso. Por lo tanto, la fibra óptica de detección puede comprender parte del aparato durante el uso.

- 25 El aparato puede usarse en una diversidad de aplicaciones diferentes. Una aplicación particular es la vigilancia sísmica de la formación de la tierra, tales como yacimientos, por ejemplo, yacimientos de hidrocarburos o yacimientos para el secuestro de materiales, por ejemplo, secuestro de carbón. En algunas aplicaciones, por lo tanto, la fibra de detección puede desplegarse para extenderse a lo largo de al menos parte de al menos un pozo. El pozo puede ser una perforación y puede ser una perforación de producción o de inyección. La fibra óptica puede estar instalada, por ejemplo, de manera permanente en la perforación, por ejemplo, fijada a un entubamiento de la perforación. De manera alternativa, el pozo puede ser un pozo de observación. De manera alternativa, para la prospección sísmica en superficie, la fibra de detección puede desplegarse en o cerca de la superficie de un área de interés, por ejemplo, enterrada para extenderse en una trayectoria deseada cerca de la superficie de un área de interés.

- 30 Por lo tanto, un aparato de detección sísmica puede comprender un aparato sensor de fibra óptica distribuido tal como se ha descrito en cualquiera de las variantes anteriores acoplado a una fibra óptica de detección desplegada en un área de interés. En este caso, el procesador puede estar configurado para procesar la salida del detector para proporcionar una señal de medición desde cada una de múltiples partes de detección de la fibra de detección indicativa de las señales sísmicas incidentes en dicha parte de detección. En algunas prospecciones sísmicas, el área de interés puede estimularse con una fuente sísmica y el procesador puede estar configurado para correlacionar la señal de medición con un estímulo sísmico aplicado al área de interés.

- 35 Sin embargo, el aparato sensor de fibra óptica distribuido puede usarse para una diversidad de otras aplicaciones. Una fibra de detección desplegada en una perforación puede usarse para supervisar varias etapas en la terminación y/o la operación del pozo, tales como perforación, fracturación hidráulica y/o supervisión de flujo, por ejemplo. La fibra de detección puede desplegarse a lo largo de un perímetro a ser supervisado para la supervisión del perímetro o puede desplegarse junto a un conducto, tal como una tubería, para la supervisión del flujo, detección de fugas y/o detección de interferencia de terceras partes. La fibra de detección puede desplegarse junto con parte de una red de transporte, por ejemplo, una carretera o vía de ferrocarril para proporcionar la supervisión/detección del tráfico y/o el control de la red de transporte.

En otro aspecto, se proporciona un método de detección distribuida de fibra óptica que comprende:

emitir de manera repetida una primera secuencia codificada de radiación óptica a una fibra óptica de detección, estando codificada la primera secuencia codificada según una secuencia de codificación polinivel;

- 50 detectar la radiación óptica que ha sido sometida a retrodispersión de Rayleigh desde el interior de la fibra óptica de detección; y

procesar la salida del detector, en el que dicho procesamiento comprende, durante al menos un perfil de distancia, correlacionar una señal de detección derivada a partir de la salida del detector con la secuencia de codificación polinivel en un retardo de tiempo correspondiente a ese perfil de distancia;

en el que, la emisión de manera repetida de una primera secuencia codificada de radiación óptica a una fibra óptica de detección comprende:

generar una señal óptica de onda continua; y

5 modular la señal óptica de onda continua en base a la secuencia de codificación polinivel para generar la primera secuencia codificada de radiación óptica;

en el que la modulación de la señal óptica de onda continua comprende generar una señal de accionamiento, en el que el valor de la señal de accionamiento se modula en base a la secuencia de codificación polinivel y la señal de accionamiento se genera en base a una señal de código digital; y

el método está caracterizado por:

10 comparar una señal de retroalimentación derivada a partir de la primera secuencia codificada de radiación óptica antes de la transmisión con una versión de referencia basada en la secuencia de codificación polinivel y derivar una pre-corrección a aplicar a la señal de código digital.

El método puede implementarse en cualquiera de las variantes descritas anteriormente.

La invención se describirá a continuación, solo a modo de ejemplo, con referencia a los dibujos adjuntos, en los que:

15 La Figura 1 ilustra los principios de la OTDR codificada;

La Figura 2 ilustra un ejemplo de un código polinivel y su autocorrelación;

La Figura 3 ilustra un aparato de detección distribuida de fibra óptica según una realización;

La Figura 4 ilustra la respuesta de frecuencia del sistema tal como se ilustra en la Figura 3 con detección heterodina;

20 La Figura 5 ilustra una comparación de la respuesta de autocorrelación de una señal detectada mediante técnicas heterodinas estándar y una forma analítica compleja de la señal;

La Figura 6 ilustra un ejemplo de un método para derivar una forma analítica compleja de la señal de retrodispersión;

La Figura 7 ilustra una realización de un generador de código según la invención; y

La Figura 8 ilustra una salida ejemplar del generador de código de la Figura 7.

25 Las realizaciones de la presente invención se refieren a métodos y a aparatos para una detección distribuida de fibra óptica, en particular para la detección distribuida de fibra óptica basada en retrodispersión de Rayleigh, por ejemplo, detección acústica distribuida (DAS). En realizaciones de la presente invención, un generador óptico está configurado para generar de manera repetida una primera secuencia codificada a emitir a la fibra óptica de detección. Se dispone un detector para detectar la radiación que es retrodispersada desde el interior de la fibra óptica. Un procesador está configurado para procesar la salida del detector, lo que implica, durante al menos un perfil de distancia, correlacionar una señal de detección
30 derivada a partir de la salida del detector con la secuencia de codificación usada para producir la primera secuencia codificada con un retardo de tiempo correspondiente a ese perfil de distancia.

De esta manera, las realizaciones de la presente invención usan una técnica OTDR codificada. El principio básico de la OTDR codificada es que la luz transmitida tiene una propiedad óptica, tal como la fase, el estado de polarización o la amplitud, por ejemplo, que se modula según una secuencia de codificación predeterminada. La longitud de la secuencia
35 de codificación está configurada de manera que tenga una longitud tal que la secuencia codificada de radiación óptica resultante tenga una longitud temporal total, es decir, una duración desde el inicio hasta el final de la secuencia, que es relativamente larga y que, en algunas realizaciones, puede ser al menos tan larga como el tiempo necesario para que la luz se propague a lo largo de toda la longitud de la fibra y de vuelta, es decir, el tiempo de ida y vuelta hacia y desde el extremo de la fibra. Esta secuencia codificada de luz se transmite a la fibra de detección y se detecta cualquier
40 retrodispersión. De esta manera, la retrodispersión recibida en cualquier instante será una suma de la dispersión desde secciones diferentes de la fibra iluminadas por diferentes partes de la secuencia codificada en momentos diferentes. Para proporcionar discriminación de ubicación, la señal de retrodispersión se detecta y se procesa en al menos un perfil de distancia, en el que, en cada perfil de distancia, la señal de retrodispersión detectada se correlaciona con la secuencia de codificación predeterminada después de un retardo desde la transmisión del inicio de la secuencia correspondiente al
45 tiempo de ida y vuelta al perfil de distancia correspondiente.

Si el código usado para la primera secuencia codificada está diseñado correctamente, entonces, cuando se correlaciona con la forma conocida de la primera secuencia codificada, solo se recuperan las componentes de la señal detectada que están moduladas de la misma manera que la secuencia codificada (es decir, la modulación de la propiedad óptica relevante de la radiación de retrodispersión está en fase con la secuencia de codificación de correlación) y las otras componentes
50 se suprimen.

La Figura 1 ilustra este principio. La Figura 1 muestra una primera secuencia 101 de codificación. La secuencia 101 de codificación comprende una secuencia de períodos, a los que se hace referencia en el presente documento como fragmentos o tiempos/períodos de fragmento, de duración $D_{\text{Fragmento}}$. El valor de la secuencia de codificación tiene un valor constante durante cada tiempo $D_{\text{Fragmento}}$ de fragmento y el valor de cada fragmento sucesivo está determinado por un código base, tal como se explicará más detalladamente más adelante. Esta secuencia de codificación puede usarse para modular una propiedad óptica de la luz transmitida, por ejemplo, una modulación de fase aplicada, para generar la primera secuencia codificada de radiación óptica. De esta manera, la primera secuencia codificada de radiación óptica comprenderá una secuencia de períodos de fragmento de una propiedad óptica constante, por ejemplo, modulación de fase, con la modulación de fase entre períodos de fragmento sucesivos determinada por el código base.

La Figura 1 muestra una secuencia de codificación de solo diez fragmentos de longitud en aras de una mayor claridad, pero, en la práctica, la secuencia de codificación puede ser mucho más larga y, tal como se ha indicado, puede tener una duración que es al menos tan larga como el tiempo de ida y vuelta que necesita la luz para propagarse a lo largo de toda la longitud de la fibra.

La Figura 1 muestra también un gráfico de la longitud a lo largo de la fibra en función del tiempo que muestra cómo se propaga la secuencia óptica codificada a lo largo de la fibra. En el momento $T=0$, la secuencia óptica codificada empieza a emitirse en un primer extremo de la fibra. La luz transmitida se propagará a una velocidad constante igual a c/n , donde c es la velocidad de la luz en el vacío y n es el índice de refracción de la fibra. La línea 102 ilustra cómo progresa el borde delantero del primer fragmento de la secuencia codificada a lo largo de la fibra y las líneas de puntos ilustran la propagación de los bordes delanteros de los fragmentos subsiguientes.

Cualquier retrodispersión desde los sitios de dispersión inherentes a lo largo de la fibra resultará en la propagación de al menos parte de la luz de vuelta hacia el primer extremo de la fibra, una vez más a la misma velocidad constante. De esta manera, cualquier luz recibida de vuelta en el primer extremo de la fibra en un tiempo t_1 después del inicio de la emisión de la secuencia debe haber recorrido al menos parte de la trayectoria indicada por la línea 103 discontinua. De esta manera, puede observarse que la luz recibida de vuelta en el primer extremo de la fibra en un tiempo t_1 podría ser luz dispersada desde diferentes partes de la fibra desde cualquiera de los diez fragmentos ilustrados. Sin embargo, solo la luz recibida desde un primer alcance en la fibra, R_1 , estará modulada en una secuencia que esté exactamente sincronizada con la secuencia codificada iniciada desde el primer fragmento. La luz dispersada desde una parte diferente de la fibra estará modulada en una secuencia correspondiente a una parte diferente del código, y estará desincronizada con una correlación que se inicia con el primer fragmento.

De esta manera, mediante la detección de la propiedad óptica relevante que se está modulando y realizando la correlación entre la secuencia de codificación conocida y la radiación de retrodispersión recibida en un tiempo que empieza en t_1 después de la emisión del inicio de la secuencia codificada, la correlación resaltará las componentes de retrodispersión recibidas desde un alcance R_1 en la fibra. Mediante la realización de múltiples correlaciones, cada una con diferentes retardos, puede identificarse la retrodispersión desde múltiples alcances diferentes en la fibra de detección, de manera esencialmente simultánea.

Cabe señalar que, si el ancho de banda ocupado por la secuencia codificada es f_{Bit} , entonces la resolución temporal, y por lo tanto la resolución espacial, en la salida del correlador será aproximadamente f_{Bit}^{-1} y este será el caso independientemente de la longitud de la secuencia de codificación, es decir, del código base. De esta manera, una ventaja del enfoque de las realizaciones de la presente invención es que la longitud o la duración de la secuencia codificada de radiación óptica y, por lo tanto, la energía de la radiación de interrogación transmitida a la fibra de detección, es independiente de la resolución espacial resultante. Esto evita el problema indicado anteriormente con los sensores DAS convencionales y significa que la longitud de la primera secuencia codificada puede ser tan larga como se desee. Esto puede resultar en un aumento significativo en el ciclo de trabajo de detección, es decir, la proporción de tiempo que una parte determinada de la fibra de detección es iluminada con radiación de interrogación, en comparación con los enfoques DAS basados en pulsos convencionales. Si la duración de la secuencia de codificación es al menos tan larga como el tiempo de ida y vuelta necesario para que la luz se propague al final de la fibra y de vuelta, la secuencia de codificación puede usarse de manera repetida de una manera secuencial continua, es decir, la fibra de detección puede ser interrogada de manera efectiva usando radiación de interrogación de onda sustancialmente continua (CW). De esta manera, una primera instancia de la primera secuencia codificada de radiación óptica puede emitirse a la fibra como una primera interrogación seguida inmediatamente de una segunda instancia de la primera secuencia codificada de radiación óptica. Si la modulación aplicada a la radiación óptica es una modulación de fase o de polarización, entonces la fibra de detección puede iluminarse de manera sustancialmente continua durante el uso con radiación óptica de una intensidad generalmente constante.

Esto puede proporcionar una mejora significativa en la relación señal/ruido (SNR). Por ejemplo, para un sensor DAS basado en pulsos convencional, las partes de detección espacial pueden ser, por ejemplo, del orden de 10 m. Para una fibra de detección de 5 km de largo, esto implica un ciclo de trabajo de interrogación para una parte de detección determinada de aproximadamente 1/500 (a la frecuencia máxima de repetición de pulso), que es un déficit de 27 dB en la posible SNR en comparación con la detección CW.

Cabe señalar que el código puede tener una duración que es mayor que el tiempo de tránsito de ida y vuelta de la luz en la fibra, pero esto puede afectar a la frecuencia máxima de muestreo del sensor. Se apreciará que cada transmisión de una secuencia codificada es, en efecto, una interrogación de la fibra y, de esta manera, la duración del código determina el período entre interrogaciones y, de esta manera, la frecuencia de muestreo. El uso de un código con una duración significativamente más larga que el tiempo de tránsito de ida y vuelta de la luz en la fibra reduce de esta manera la misma frecuencia y, por lo tanto, la frecuencia máxima de las perturbaciones, por ejemplo, señales acústicas que actúan sobre la fibra, que pueden detectarse correctamente.

Puede usarse una longitud de código más corta que el tiempo de tránsito de ida y vuelta, pero en cuyo caso, para mantener las propiedades de autocorrelación deseadas después de completar un código, debería transmitirse un código complementario en el que el grupo de códigos complementarios que se propagan en la fibra en cualquier tiempo determinado proporcione la respuesta de autocorrelación deseada.

El código (o grupo de códigos) base usado para la primera secuencia codificada se elige de manera que tenga las propiedades de autocorrelación deseadas. Idealmente, para un único código repetido, la autocorrelación debería exhibir un pico central fuerte cuando la correlación está exactamente en fase y con una respuesta con lóbulos laterales prácticamente nulos cuando el código no está en fase. Para un grupo de códigos complementarios, la autocorrelación del grupo de códigos es la que proporciona una respuesta similar. Sin embargo, los códigos complementarios adecuados pueden ser difíciles de identificar con secuencias largas y, de esta manera, en algunas realizaciones puede usarse un único código repetido con una longitud de código al menos tan larga como el tiempo de tránsito de ida y vuelta de la luz a lo largo de toda la fibra y de vuelta.

Según la presente invención, el código base usado para codificar la primera secuencia codificada es un código polinivel y, en particular, puede ser un código de Frank.

Tal como se usan en la presente memoria descriptiva, las expresiones "polinivel" y "código polinivel" significarán que los fragmentos individuales de la secuencia de codificación pueden tomar más de dos valores posibles, al menos entre dos límites. En otras palabras, si un código es una secuencia de valores de codificación individuales, para un código polinivel hay más de dos posibilidades para cada valor de codificación. De esta manera, un código polinivel se distingue de un código binario en el que cada fragmento está restringido a uno de entre dos valores posibles, por ejemplo, 0 y 1. Para una modulación de fase, un código binario puede traducirse, por ejemplo, a modulaciones de fase de 0 o π . Para un código polifase, puede haber más de un posible valor distinto de cero y, de esta manera, tres o más posibilidades para un valor de codificación, por ejemplo, cada elemento de un código base puede ser capaz de tomar múltiples valores distintos de cero entre 0 y 1, lo que para una modulación de fase podría traducirse en una primera secuencia codificada en la que cada fragmento tiene una modulación de fase comprendida entre $-\pi$ y π , por ejemplo. La Figura 1 ilustra que la secuencia 101 de codificación puede ser un código polifase, es decir, codificado en base a un código polifase, teniendo cada fragmento un valor comprendido entre V_1 y V_2 y un intervalo de más de dos valores posibles.

En realizaciones de la invención, la primera secuencia codificada de radiación óptica puede comprender una fase cuadrática codificada digitalmente, es decir, un "chirp" de frecuencia lineal. En algunas realizaciones, la primera secuencia codificada de radiación óptica puede codificarse según un código de Frank, tal como se explicará más detalladamente más adelante. En otras realizaciones, el código puede ser un código de Lewis Kretschmer.

Tal como se descrito anteriormente, la señal de retrodispersión detectada para un sensor de fibra óptica distribuida de retrodispersión de Rayleigh puede considerarse como una superposición de la señal óptica de interrogación retardada por el tiempo de tránsito hacia y desde cada sitio de dispersión iluminado por la señal óptica de interrogación. La correlación de la señal detectada con la secuencia de codificación usada para generar la primera secuencia codificada producirá un resultado que proporciona la potencia y la fase de reflexión en la posición igual al tiempo de tránsito definido por el retardo entre la primera secuencia codificada emitida y el código de correlación. Sin embargo, habrá una componente de diafonía no deseada que es generada por las otras reflexiones fuera de pico, pero la potencia de la diafonía se reduce en una cantidad igual a los lóbulos laterales de la correlación del código.

La OTDR codificada se ha propuesto anteriormente en otros campos, por ejemplo, LIDAR de espacio libre. Sin embargo, en dichas aplicaciones, el número de posibles objetivos que pueden iluminarse con la señal emitida es típicamente limitado. De esta manera, dichos sistemas OTDR codificados han usado típicamente una señal de envío codificada binaria, es decir, la codificación base varía entre solo dos valores, por ejemplo, 1 y 0, y la propiedad óptica de la señal de envío modulada por el código toma también uno de entre dos valores, por ejemplo, una amplitud 0 o A. Una de dichas formas de código binario es un código pseudoaleatorio.

Para una longitud de código específica de N, es decir, N fragmentos, la autocorrelación de dicho código binario proporciona un resultado que tiene una amplitud N cuando la señal devuelta está en fase con la correlación y un valor de -1 en los demás casos.

Dicho código sería útil cuando hay un número limitado de posibles objetivos que pueden proporcionar señales reflejadas a superponerse. Sin embargo, para la detección distribuida de fibra óptica hay un gran número de sitios de dispersión inherentes, proporcionando cada uno de los mismos una señal de retrodispersión débil. De esta manera, la retrodispersión

detectada es una superposición de una dispersión débil de la señal de envío desde un continuo efectivo de sitios de dispersión.

De esta manera, considérese que se ha transmitido una secuencia codificada de N fragmentos a la fibra de manera que la retrodispersión desde cualquiera de los N fragmentos pudiera ser recibida en el detector en cualquier instante. Cuando se correlacionan, la amplitud de la señal de retrodispersión modulada en fase con el código conocido sería N y, de esta manera, el término de la señal requerida tendría una potencia óptica de N². Sin embargo, habría una componente de diafonía debida al resto de la secuencia codificada y, de esta manera, la componente de diafonía tendría también una potencia óptica de N², lo que significa que la componente de la señal se perdería efectivamente en el ruido debido a la diafonía. Dicho sistema sería injustificable para DAS.

Sería posible el uso de un código pseudoaleatorio binario si la secuencia codificada resultante tuviera una longitud, es decir, la duración fuera significativamente más larga que el tiempo de viaje de ida y vuelta a lo largo de toda la fibra, de manera que la señal de retrodispersión recibida en el detector en cualquier instante solo correspondía a la dispersión desde una fracción de la secuencia codificada general. Sin embargo, con el fin de proporcionar una relación señal/ruido suficiente, la duración de la secuencia codificada debería ser significativamente más larga que este tiempo de viaje de ida y vuelta, y la correlación debería realizarse a lo largo de toda la secuencia codificada. Esto limitaría la frecuencia máxima de repetición de código y, de esta manera, afectaría el límite de Nyquist de las señales que podrían detectarse usando el sensor, lo que podría afectar negativamente a la practicidad del sistema.

Según la invención, la primera secuencia codificada se codifica según un código polinivel. El código polinivel puede elegirse de manera que su autocorrelación matemática resulte en un valor distinto de cero (de N) cuando está en fase (para un código de longitud N) y un valor de 0 cuando está retrasada una cantidad igual a un múltiplo de la duración del fragmento. En particular, el código puede ser un código de Frank o un código de Lewis Kretschmer. El código puede tener una duración que no sea significativamente más larga que el tiempo de viaje de ida y vuelta de la luz en la fibra de detección, por ejemplo, una duración menor del 110% o 105% o menor del 101% del tiempo de viaje de ida y vuelta de la luz en la fibra de detección.

Un código de Frank, que no es un código pseudoaleatorio, es un código que tiene generalmente la forma:

$$S_{M=(i+(j \times P))} = k \cdot i \cdot j \pmod{P} \quad i = 0 \dots (P-1), j = 0 \dots (P-1) \quad \text{Ecuación (1)}$$

en la que S_M es el M-ésimo valor de codificación del código. Los índices i y j son índices basados en cero cada uno de los cuales está comprendido entre 0 y (P-1). Los índices pueden considerarse como índices de fila y de columna de una matriz P x P de la forma:

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 2 & \dots & (P-1) \\ 0 & 2 & 4 & \dots & 2(P-1) \\ 0 & 3 & 6 & \dots & 3(P-1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & (P-1) & 2(P-1) & \dots & (P-1)^2 \end{pmatrix} \pmod{P} \quad \text{Ecuación (2)}$$

El código, que tiene una longitud N = P², se forma concatenando la fila de esta matriz, es decir, leyendo a lo largo de las filas una a una, y multiplicando cada valor por k, que se elige según el tipo de modulación a aplicar. Para una modulación de fase, el valor k puede ser:

$$k = \frac{2\pi}{P} \quad \text{Ecuación (3)}$$

de manera que los valores de fase del Φ_{i,j} del código están determinados por:

$$\Phi_{i+(j \times P)} = \frac{2\pi}{P} \cdot i \cdot j \quad \text{Ecuación (4)}$$

Por ejemplo, considérese la matriz de 3 x 3:

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 2 \\ 0 & 2 & 4 \end{pmatrix} \quad \text{Ecuación (5)}$$

Leyendo las filas en secuencia y multiplicando por 2π/4 se obtienen los valores de código de fase:

Tabla 1

Φ_0	Φ_1	Φ_2	Φ_3	Φ_4	Φ_5	Φ_6	Φ_7	Φ_8
0	0	0	0	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3}$	0	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$

Obsérvese que el valor de código de fase Φ_8 puede determinarse tomando el valor de matriz relevante, 4 y aplicando la operación de módulo, es decir, $3 \pmod{4} = 1$ o, de manera equivalente, tomando el valor de fase resultante y aplicando una envoltura de fase de 2π .

El ajuste de estos valores para proporcionar una modulación de fase desplazada en el intervalo $[-\pi, \pi]$ proporciona la modulación de código de fase:

Tabla 2

Φ_0	Φ_1	Φ_2	Φ_3	Φ_4	Φ_5	Φ_6	Φ_7	Φ_8
$-\pi$	$-\pi$	$-\pi$	$-\pi$	$\frac{-\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3}$	$-\pi$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{-\pi}{3}$

La Figura 2 ilustra un gráfico de un código de Frank de longitud $N = 256 (=16^2)$ y la función de autocorrelación correspondiente. El gráfico superior muestra el valor de codificación (en términos de una modulación de fase en radianes entre 0 y 2π , en este caso). El gráfico inferior ilustra la autocorrelación simulada en términos de dB. Puede observarse que el rechazo de lóbulos laterales en esta simulación es del orden de -325 dB y esto es debido principalmente a errores de redondeo con la simulación, el código perfecto tendría teóricamente una diafonía espacial nula.

De esta manera, las realizaciones de la invención transmiten la primera secuencia codificada de radiación óptica codificada según un código polinivel, por ejemplo, un código de Frank polinivel. La primera secuencia codificada es en sí misma como una secuencia de código polinivel, por ejemplo, un código polifase si se usa para una modulación de fase.

La Figura 3 ilustra un ejemplo de un aparato 300 sensor acústico de fibra óptica distribuido de retrodispersión de Rayleigh según una realización de la invención.

Una unidad 301 de interrogación se conecta a una fibra 302 óptica de detección, que, al igual que para el DAS convencional, puede ser una fibra óptica estándar, tal como la que se usa típicamente para telecomunicaciones, por ejemplo, una fibra óptica monomodo. La unidad de interrogación comprende generalmente un generador 301a óptico para generar y emitir la primera secuencia codificada de radiación óptica a la fibra de detección, un detector 301b para detectar la radiación de retrodispersión y un procesador 301c para procesar la salida del detector, tal como se describirá más adelante.

El generador 301a óptico tiene una fuente 303 óptica de bajo ruido de fase, coherente, tal como un láser estable. La fuente 302 óptica, por ejemplo, el láser, se opera para proporcionar una salida óptica de onda continua coherente y estable. Obsérvese que, tal como se usa en el presente documento, el término óptico no está limitado a la luz visible y el término óptico deberá entenderse como que incluye la radiación electromagnética de longitudes de onda ultravioleta o infrarroja y el término luz deberá entenderse como que abarca dicha radiación.

La salida desde la fuente 303 óptica se introduce en un primer divisor que divide la luz en dos trayectorias, una trayectoria de envío para iluminar la fibra 302 de detección y una trayectoria del oscilador local. La luz en la trayectoria del oscilador local se usa como referencia de fase y amplificador de pre-detección, tal como se describirá más detalladamente más adelante.

En algunas realizaciones, la luz en la trayectoria de envío puede desplazarse hacia arriba en frecuencia mediante un modulador 305 adecuado, tal como un modulador acústico-óptico (AOM). El desplazamiento de frecuencia puede ser del orden de 200 MHz aproximadamente. A continuación, la luz con frecuencia desplazada puede modularse en fase mediante el código predeterminado, por ejemplo, un código de Frank polinivel, mediante un modulador 306 de fase.

El modulador de fase puede ser controlado por un generador 307 de código, que acciona el modulador con una señal de accionamiento. El generador de código controla la modulación de fase aplicada para cada uno de entre múltiples tiempos de fragmento de igual duración según los valores de codificación del código predeterminado. En algunas realizaciones, los valores de codificación predeterminados pueden almacenarse en una memoria adecuada, por ejemplo, una tabla de consulta o un registro o similar, y de esta manera la generación del código puede comprender simplemente leer los valores de codificación relevantes y emitir al valor relevante para la duración de fragmento. Si el código es suficientemente largo,

el código puede repetirse de manera continua y, de esta manera, el generador de código puede leer cíclicamente los valores de codificación almacenados para los fragmentos individuales del código.

De esta manera, el modulador de fase puede aplicar una modulación de fase en el intervalo de $-\pi$ a $+\pi$ dependiendo del valor de codificación. Se conocen moduladores de fase rápida adecuados para la modulación de fase en la industria de las telecomunicaciones y dicho modulador de fase conocido puede ser adecuado para su uso en realizaciones de la presente invención. Idealmente, el modulador de fase debería proporcionar una frecuencia de transición rápida entre $-\pi$ y $+\pi$ mientras se mantiene un voltaje V_π de accionamiento relativamente bajo para un desplazamiento de fase de π radianes. Un modulador de fase puede tener, por ejemplo, un ancho de banda de 10 GHz y un valor V_π de 4,5 V o menor. Idealmente, el modulador de fase debería exhibir también una buena linealidad para mantener la fidelidad del código, aunque, tal como se describirá más adelante, una disposición de retroalimentación puede ayudar a conservar la fidelidad del código.

La luz modulada en fase puede introducirse a un amplificador 308 que puede comprender, por ejemplo, un amplificador de fibra dopada con erbio (EDFA). En esta realización, debido a que la salida del modulador de fase es una salida modulada en fase de CW (onda continua), el EDFA funciona de esta manera a intensidad constante, a diferencia de los esquemas basados en pulsos que exhiben una variación en la intensidad a lo largo del tiempo. Esto promueve la estabilidad del EDFA y mejora las características de ruido.

La salida del amplificador puede filtrarse, por ejemplo, mediante reflexión desde un filtro 309 óptico de banda estrecha, que en esta realización comprende un circulador 309a configurado para enrutar la luz desde el amplificador a una rejilla 309b de banda estrecha, por ejemplo, una rejilla de 25 GHz. Esto reduce la potencia ASE (emisión espontánea amplificada) en la señal óptica transmitida y, de esta manera, reduce el ruido. La luz reflejada desde la rejilla es enrutada hacia la fibra 102 de detección a través de un circulador 310.

La salida desde el generador 301a óptico y, de esta manera, desde la unidad 301 de interrogación comprende de esta manera una primera secuencia codificada de radiación óptica de CW, en esta realización con una modulación de fase según los valores de codificación predeterminados del código base.

La luz de retrodispersión recibida de vuelta desde la fibra 302 de detección es enrutada por el circulador 310 hacia los elementos 311 detectores del detector 301b.

Tal como se ha indicado anteriormente, esta realización de la invención usa la fuente 303 óptica para generar un oscilador local (LO) que se usa para la detección heterodina. Tal como se ha indicado anteriormente, la luz transmitida es generada por la fuente óptica, a una frecuencia base a la que se hará referencia como frecuencia ω_{LO} del LO, y, a continuación, el AOM 305 le aplica un desplazamiento de frecuencia. El AOM aplica un desplazamiento de frecuencia para introducir una diferencia de frecuencia entre la luz emitida, y por lo tanto la luz retrodispersada, y el LO. De esta manera, puede considerarse que esta diferencia de frecuencia introducida introduce una señal portadora a una frecuencia $\omega_{Portadora}$ igual al desplazamiento de frecuencia impartido por el AOM 305. De esta manera, la luz retrodispersada débil se mezcla con el LO relativamente fuerte y la señal mixta es detectada por un detector 311. De esta manera, el detector emitirá la señal de interferencia o de pulsos entre los dos, es decir, una señal con la frecuencia $\omega_{Portadora}$ portadora.

Cabe señalar que sería posible tener un modulador de frecuencia, por ejemplo, un AOM, en la trayectoria del LO, en lugar o además del AOM 305 con el fin de introducir un desplazamiento de frecuencia entre la luz transmitida y el LO. Un AOM en la trayectoria LO permite un mayor control sobre dónde se introduce la frecuencia portadora, aunque un AOM usado en la trayectoria LO debería elegirse de manera que tenga una elevada calidad para evitar la introducción de distorsiones no deseadas.

El uso de la detección heterodina de esta manera proporciona una elevada sensibilidad, ya que la señal de retrodispersión débil recibida desde la fibra de detección es amplificada de manera efectiva por el LO más fuerte. Además, la fase de la luz retrodispersada con respecto al LO se conserva y, por lo tanto, la detección es sensible a la fase y puede recuperarse información acerca de la fase transmitida. Tal como entenderá una persona experta en la técnica, la información de fase puede usarse para determinar una indicación de las perturbaciones que actúan sobre cualquier sección de la fibra de detección y la cantidad de cambio de fase está relacionada de manera cuantitativa con el cambio de la longitud de la trayectoria efectiva que afecta a la parte de detección y, por lo tanto, la magnitud de la perturbación, por ejemplo, la tensión aplicada.

Debido a la naturaleza de la fibra que está siendo investigada, es decir, la fibra de detección, que, tal como se ha indicado anteriormente, puede ser típicamente, por ejemplo, una fibra monomodo estándar, el estado de la polarización de la luz dispersa será desconocido. En la realización ilustrada en la Figura 3, se emplea un esquema de detección de diversidad de polarización para mejorar la detección satisfactoria de la señal. De esta manera, la radiación de retrodispersión detectada es dividida por un divisor 312 de haz polarizante en estados de polarización ortogonales primero y segundo. La luz en la trayectoria del oscilador local desde el divisor 304 es dividida también en los mismos estados de polarización por el divisor 313 de haz polarizante. Cada uno de los estados de polarización ortogonal de la retrodispersión detectada se mezcla de esta manera con la señal de oscilador local del estado de polarización correspondiente para generar una señal con un término de interferencia.

De esta manera, la trayectoria del oscilador local puede implementarse con el fin de mantener el estado de polarización de la salida LO desde la fuente 303 óptica. Por ejemplo, la trayectoria del oscilador local puede implementarse al menos parcialmente mediante enlaces de fibra mantenedores de polarización entre el divisor 304 y los detectores 311. Igualmente, las trayectorias para la señal de retrodispersión desde el divisor 312 de haz polarizante al detector (algunas de las cuales serán las trayectorias compartidas para la señal mixta de retrodispersión/LO) deberían mantener también la polarización, por ejemplo, deberían implementarse usando fibra mantenedora de polarización.

Para la trayectoria de emisión, el estado de polarización de la señal a transmitir puede mantenerse de manera ventajosa desde la fuente 303 óptica al modulador 306 de fase para garantizar una modulación de fase correcta. Sin embargo, después de esta etapa, ya no es necesario controlar el estado de polarización de la señal, ya que, de todas maneras, será aleatorizada efectivamente por la fibra de detección. De esta manera, no es necesario que la óptica de envío desde el modulador 306 de fase a la fibra de detección mantenga ningún estado de polarización particular y, por ejemplo, puede implementarse al menos parcialmente mediante fibra monomodo.

En la realización ilustrada en la Figura 3, la detección diferencial se emplea para mejorar la SNR y para reducir los efectos de la intensidad del ruido. De esta manera, para cada estado de polarización, una primera señal de retrodispersión y una primera señal mixta de oscilador local son detectadas por un elemento detector, por ejemplo, 311a y otro elemento 311b detector recibe una segunda señal mixta en la que la retrodispersión está mezclada con una segunda señal de oscilador local, con el oscilador local desplazado con un desplazamiento de fase de π radianes en comparación con la primera señal de oscilador local. Esto puede conseguirse mediante el uso de acopladores 316 2x2 en los que la entrada de luz a una primera entrada se hace pasar a una primera salida sin desplazamiento de fase, pero a la segunda salida con un desplazamiento de fase de $\pi/2$. Asimismo, la entrada de luz a la segunda entrada va a la segunda salida sin desplazamiento de fase, pero tiene un desplazamiento de fase de $\pi/2$ en la segunda salida. Si la señal de retrodispersión para una polarización es suministrada a la primera entrada y el LO es suministrado a la segunda entrada, entonces la primera salida, por ejemplo, la que suministra al detector 311a, recibe la señal sin desplazamiento de fase mezclada con la fase LO desplazada en $\pi/2$ y la segunda salida, por ejemplo, la que suministra al detector 311b, recibe la señal con el LO sin desplazamiento de fase pero la señal desplazada $\pi/2$. El resultado neto es equivalente a un cambio de fase de π en el LO en cada detector. Las señales desde los dos detectores 311a y 311b son restadas, por ejemplo, por el restador 314. Esto tiene el resultado de doblar la señal de interés mientras se reduce la componente de intensidad de ruido no deseada que es común a ambos detectores.

Esto resulta en dos canales que corresponden a los dos estados de polarización de la señal de retrodispersión mezclada con el oscilador local. A continuación, cada una de estas señales es muestreada por un ADC 315 de alta fidelidad.

Tal como se ha indicado anteriormente, el estado de polarización de la luz dispersada desde cualquier parte de la fibra será desconocido. Para una posición determinada a lo largo de la longitud de la fibra, el efecto de mezclar la radiación de retrodispersión con el oscilador local (en un estado de polarización) podría no dar una respuesta. Mediante el procesamiento de cada uno de los dos estados de polarización ortogonal por separado, se garantiza que habrá una respuesta de mezclado en al menos uno de los canales de polarización para la retrodispersión desde la parte de interés. Puede seleccionarse el estado de polarización que proporciona la mayor respuesta de señal para la posición de interés. Sin embargo, se apreciará que no puede detectarse la respuesta desde la parte de interés hasta después de la correlación de la señal mixta de retrodispersión/oscilador local con el código conocido. De esta manera, la determinación del estado de polarización que conduce a la mayor respuesta de señal debe realizarse en el pos-procesamiento después de la correlación.

Las señales digitales desde cada trayectoria de detección de polarización son pasadas de esta manera a un procesador 301c que demodula las señales para derivar una señal de detección y, a continuación, realiza la correlación con el código de referencia en cada uno de múltiples intervalos de alcance, donde en cada intervalos de alcance la correlación entre la señal demodulada detectada y la secuencia de codificación conocida tiene un retardo correspondiente al tiempo de tránsito de ida y vuelta de la luz hacia y desde ese intervalo a la fibra. El resultado de la correlación resulta en una determinación de un valor de fase absoluto para la señal desde el intervalo relevante en la fibra.

En este punto, el procesamiento puede seleccionar la señal más grande de entre los estados de polarización para cada perfil de distancia y puede formar un conjunto de datos de señal que proporciona la fase absoluta como una función de la posición a lo largo de la fibra de detección.

El método proporcionará una nueva medición independiente de la fase absoluta para cada perfil de distancia a una frecuencia igual a la frecuencia de repetición del código. En algunas realizaciones, la fase absoluta puede diferenciarse en una longitud calibrada espacial determinada para proporcionar un cambio en la fase en una longitud calibrada determinada. Esto tiene la ventaja de reducir cualquier ruido de fase común generado por la fuente óptica y significa que la salida del sensor DAS puede ser comparable directamente a la salida de los sensores DAS convencionales basados en fase de dos pulsos.

Tal como se ha indicado anteriormente, es necesario demodular las señales detectadas con el fin de realizar la correlación. La demodulación podría realizarse únicamente en el dominio digital usando la salida de señal detectada desde los ADCs 315. Sin embargo, la señal portadora modulada de fase real incluye componentes de frecuencia negativos no deseados

significativos en comparación con la forma compleja idealizada de la portadora modulada en fase y estas componentes degradan el rechazo de los lóbulos laterales.

Tal como se ha descrito anteriormente, la primera secuencia codificada de radiación óptica emitida a la fibra de detección comprende una señal óptica en la frecuencia LO base, ω_{LO} , que es modulada en frecuencia por el AOM 305 (a una frecuencia $\omega_{Portadora}$ portadora) y, a continuación, es modulada en fase según una secuencia $\Phi_{Código}(t)$ de codificación. El campo eléctrico de la señal transmitida, E_{TX} , puede considerarse, de esta manera, como la parte real de:

$$E_{TX}(t) = a_{TX} \cdot e^{i[(\omega_{LO} + \omega_{Portadora})t + \Phi_{Código}(t)]} \quad \text{Ecuación (6)}$$

en la que a_{TX} es la amplitud del campo transmitido.

La amplitud del campo recibido viene determinada por la parte real de la integral de la trayectoria de la fibra:

$$\begin{aligned} E_{RX}(t) &= \int r(s) \cdot E_{TX}(t - \Delta t(s)) \cdot e^{i\Phi(s)} \cdot ds \\ &= a_{TX} \int r(s) \cdot e^{i[(\omega_{LO} + \omega_{Portadora})(t - \Delta t(s)) + \Phi_{Código}(t - \Delta t(s)) + \Phi(s)]} \cdot ds \end{aligned} \quad \text{Ecuación (7)}$$

en la que, en la posición s en la fibra, $r(s)$ es la reflectancia por unidad de longitud, $\Delta t(s)$ es el tiempo del vuelo de trayecto de ida y vuelta y $\Phi(s)$ es el desplazamiento de fase intrínseco y, de esta manera, la propiedad que se desea determinar.

Puede suponerse que el desplazamiento $\Phi(s)$ de fase intrínseco es efectivamente constante durante la duración del código, es decir, que cualquier perturbación que actúe sobre la fibra tiene un efecto insignificante en la escala de tiempo de la frecuencia de repetición del código.

La detección heterodina mezcla este campo eléctrico recibido con un campo de oscilador local:

$$E_{LO} = a_{LO} \cdot e^{i\omega_{LO}t} \quad \text{Ecuación (8)}$$

en el detector, que tiene una respuesta según "cuadrática". De esta manera, la fotocorriente heterodina detectada, $I_{Señal}(t)$, es proporcional al cuadrado de la magnitud del campo mixto:

$$\begin{aligned} I_{Señal} &\propto (E_{LO}(t) + E_{RX}(t))(E_{LO}(t) + E_{RX}(t)) \\ &\propto a_{LO}^2 + 2a_{LO}a_{TX} \int r(s) \cdot \cos[(\omega_{Portadora}t - (\omega_{LO} + \omega_{Portadora}) \cdot \Delta t(s) \\ &\quad + \Phi_{Código}(t - \Delta t(s) + \Phi(s))] \cdot ds \\ &\quad + a_{TX}^2 \iint r(s_1) \cdot r(s_2) \cdot \cos[(\omega_{LO} + \omega_{Portadora}) \cdot (\Delta t(s_2) - \Delta t(s_1)) \\ &\quad + \Phi_{Código}(t - \Delta t(s_1)) - \Phi_{Código}(t - \Delta t(s_2)) + \Phi(s_1) - \Phi(s_2)] \cdot ds_1 ds_2 \end{aligned} \quad \text{Ecuación (9)}$$

Obsérvese que en la integral doble se ha hecho uso del hecho de que, para cada par (s_1, s_2) hay un $(s'_1, s'_2) = (s_2, s_1)$ tal que:

$$\begin{aligned} \Delta t(s'_2) - \Delta t(s'_1) &= (\Delta t(s_2) - \Delta t(s_1)) \\ \Phi_{Código}(t - \Delta t(s'_1)) - \Phi_{Código}(t - \Delta t(s'_2)) &= -(\Phi_{Código}(t - \Delta t(s_1)) - \Phi_{Código}(t - \Delta t(s_2))) \\ \Phi(s'_1) - \Phi(s'_2) &= -(\Phi(s_1) - \Phi(s_2)) \end{aligned} \quad \text{Ecuación (10)}$$

Debido a que la potencia óptica es proporcional al cuadrado de la amplitud del campo, la componente de la señal en la salida del detector puede reescribirse como:

$$\begin{aligned}
 I_{Señal} = & G_R P_{LO} \\
 & + 2G_R \sqrt{P_{LO} P_{TX}} \cdot \int r(s) \cdot \cos[\omega_{Portadora} t - (\omega_{LO} + \omega_{Portadora}) \cdot \Delta t(s) \\
 & + \Phi_{Código}(t - \Delta t(s)) + \Phi(s)] \cdot ds \\
 & + G_R P_{TX} \iint r(s_1) \cdot r(s_2) \cdot \cos[(\omega_{LO} + \omega_{Portadora}) \cdot (\Delta t(s_2) - \Delta t(s_1)) \\
 & + \Phi_{Código}(t - \Delta t(s_1)) - \Phi_{Código}(t - \Delta t(s_2)) + \Phi(s_1) - \Phi(s_2)] \cdot ds_1 ds_2
 \end{aligned}$$

Ecuación (11)

en la que la constante de proporcionalidad G_R es la capacidad de respuesta del detector (que puede ser del orden de ~ 1 A W^{-1} para algunos detectores típicos en la longitud de onda de funcionamiento probable). P_{TX} es la potencia emitida a la fibra y P_{LO} es la potencia del LO.

- 5 Para un detector acoplado a CC, después de una amplificación trans-impedancia con ganancia G_T y digitalización a una frecuencia de muestreo $f_{muestra}$, la señal en la salida del digitalizador será (ignorando las componentes de ruido para este análisis simple):

$$\begin{aligned}
 D_{Het_j} &= D_{Señal_j} \\
 &= G_T [I_{Señal_j}] \\
 &= G_T G_R \left[P_{LO} + \sum_k p_{RX_k} \right] \\
 &+ 2G_T G_R \sqrt{P_{LO}} \sum_k \sqrt{p_{RX_k}} \cdot \cos \left[\omega_{Portadora} j - (\omega_{LO} + \omega_{Portadora}) \cdot k + \Phi_{Código_{j-k}} + \Phi_k \right] \\
 &+ G_T G_R \sum_k \sum_{l \neq k} \left[\sqrt{p_{RX_k} p_{RX_l}} \cdot \cos \left[(\omega_{LO} + \omega_{Portadora}) \cdot (l - k) + \Phi_{Código_{j-k}} - \Phi_{Código_{j-l}} + \Phi_k - \Phi_l \right] \right]
 \end{aligned}$$

Ecuación (12)

- 10 Obsérvese que todas las frecuencias angulares han sido escaladas por $f_{muestra}^1$. Las sumas son sobre a todos los intervalos de alcance definidos en la muestra a lo largo de la fibra. $p_{RXk} = r_k^2 P_{TX}$ es la potencia retrodispersada desde el k-ésimo perfil de distancia definido en la muestra.

Por lo tanto, puede observarse que esta señal es, de esta manera, la suma de tres términos separados. Estos términos pueden identificarse con fenómenos físicos de la siguiente manera.

- 15 El primer término es un término de cc correspondiente a la suma de la intensidad constante LO y la retrodispersión total. El segundo término es una superposición lineal de las señales portadoras moduladas por código de fase, amplificadas por LO, desde cada perfil de distancia definido en la muestra, que es la señal de interés. El término final es una superposición lineal de términos de co-interferencia modulada en fase de la banda base. En la práctica, los términos de co-interferencia pueden controlarse y la potencia de este término es relativamente pequeña en comparación con el término de señal deseado.
- 20 El término de la señal de interés es, de esta manera:

$$2G_T G_R \sqrt{P_{LO}} \sum_k \sqrt{p_{RX_k}} \cdot \cos \left[\omega_{Portadora} j - (\omega_{LO} + \omega_{Portadora}) \cdot k + \Phi_{Código_{j-k}} + \Phi_k \right]$$

Ecuación (13)

De esta manera, la portadora en la frecuencia $\omega_{Portadora}$ está modulada en fase por la secuencia $\Phi_{código}(t)$ de codificación. Tal como se ha descrito anteriormente, la frecuencia portadora puede ser típicamente del orden de 200 MHz. La frecuencia de fragmento del código puede estar comprendida en el intervalo de aproximadamente 20 - 100MHz. Sin embargo, el

ancho de banda del código puede ser del orden de varios GHz. De esta manera, existe una potencia significativa más allá de la frecuencia de fragmento.

Al observar el contenido espectral de este término de la señal, puede observarse que hay una portadora de frecuencia positiva modulada por el espectro esperado, pero también una portadora de frecuencia negativa modulada también por el espectro, es decir:

$$\begin{aligned} \cos(\omega_{\text{Portadora}}t + \phi_{\text{Código}}(t)) \\ = \exp(-i(\omega_{\text{Portadora}}t + \phi_{\text{Código}}(t))) + \exp(i(\omega_{\text{Portadora}}t + \phi_{\text{Código}}(t))) \end{aligned}$$

Ecuación (14)

La Figura 4 ilustra, en el gráfico superior, el espectro de la portadora de fase real, tal como puede observarse a partir de la señal detectada, es decir, el espectro de frecuencia proporcionado por la detección heterodina. En el segundo gráfico empezando desde arriba, se ilustra la forma compleja idealizada de la portadora que sería necesaria idealmente para demodular correctamente la modulación de fase y permitir el procesamiento de correlación. En el tercer gráfico empezando desde la parte superior, se muestran también las componentes de frecuencia negativa aisladas que forman la parte no deseada de la señal generada por la detección heterodina. El gráfico inferior ilustra superposiciones de la señal generada con las componentes de frecuencia negativa no deseadas para demostrar el impacto que tienen incluso sobre el régimen de frecuencia positivo de la señal. Cuando se correlaciona con la forma ideal del código, esto tiene un efecto de degradación significativo sobre el posible rechazo de los lóbulos laterales de la correlación.

La Figura 5 ilustra una gráfica 501 de autocorrelación obtenida con demodulación usando la señal real y también la gráfica 502 de autocorrelación usando la forma compleja idealizada de la señal. Puede observarse que el uso de una forma analítica compleja de la señal proporciona un rechazo de lóbulos laterales del orden de 280 dB, que no está lejos del caso perfecto simulado, tal como se ha descrito anteriormente. Sin embargo, la mezcla heterodina de la señal resulta en un rechazo de lóbulos laterales de solo 50 dB.

Una manera de abordar este problema puede ser mediante el uso de una frecuencia portadora que sea significativamente más alta que la frecuencia de fragmento, lo que reduciría el impacto de la superposición de las componentes de frecuencia negativas. Sin embargo, el uso de una frecuencia portadora alta puede imponer otras limitaciones de disponibilidad de componentes adecuados que afectarían a la SNR de otras maneras.

En algunas realizaciones, por lo tanto, se forma ópticamente una versión analítica de la señal deseada, es decir, que comprende componentes en fase (I) y en cuadratura (Q).

Esto podría hacerse usando dos osciladores locales que mantengan un desplazamiento de fase $\pi/2$ continuo entre los mismos, con una disposición de detector separada para cada fase. Sin embargo, esto requeriría el doble de detectores y de ADCs rápidos, etc. y aumentaría significativamente el coste y la complejidad de la unidad de interrogación. Esto requeriría también un control preciso de la fase entre las dos señales de oscilador local.

En cambio, algunas realizaciones de la presente invención garantizan que el retardo entre la transmisión de una primera instancia de la primera secuencia codificada y la transmisión de una segunda instancia de la primera secuencia codificada corresponda a una diferencia de fase de magnitud $\pi/2$ en una señal en la frecuencia portadora. Las señales devueltas desde cada una de las instancias primera y segunda de la primera secuencia codificada pueden procesarse a continuación como versiones I y Q de la señal requerida.

Para que las instancias primera y segunda de la primera secuencia codificada sean tratadas como componentes I y Q de la señal detectada, el tiempo entre las instancias primera y segunda debería ser relativamente corto de manera que no haya una evolución significativa de la señal entre las interrogaciones de la fibra con las diferentes secuencias codificadas. Tal como se ha indicado anteriormente, es probable que el efecto de cualquier estímulo acústico sobre la fibra en la escala de tiempo de un solo código sea insignificante. Por lo tanto, la segunda instancia de la primera secuencia codificada de radiación óptica puede ser la siguiente secuencia codificada transmitida a la fibra de detección después de la primera instancia de la primera secuencia codificada. En otras palabras, la frecuencia de repetición entre transmisiones sucesivas de la primera secuencia codificada puede corresponder a una diferencia de fase de magnitud $\pi/2$ en una señal en la frecuencia portadora. Esto puede conseguirse garantizando que la frecuencia portadora, $\omega_{\text{Portadora}}$, sea igual a:

$$\omega_{\text{Portadora}} = \frac{(2m-1)f_{\text{Código}}}{4}$$

Ecuación (15)

en la que $f_{\text{Código}}$ es la frecuencia de repetición del código y m es un número entero positivo. En otras palabras, la diferencia de frecuencia introducida entre la señal de envío y el oscilador local puede ser igual a un múltiplo entero impar de un cuarto de la frecuencia de repetición del código.

De esta manera, al inicio de la emisión de una primera instancia de la secuencia óptica codificada, la señal portadora estará en un primer ángulo de fase, por ejemplo, 0. Al inicio de la emisión de la siguiente instancia de la secuencia óptica

codificada, la señal portadora estará en un ángulo de fase de $2\pi(2m-1)/4$, que será una diferencia de fase efectiva de $\pm \pi/2$ radianes. De esta manera, la señal portadora reflejada desde cualquier parte determinada de la fibra de detección desde las transmisiones primera y segunda de la secuencia óptica codificada exhibirá una diferencia de fase de la señal portadora de magnitud $\pi/2$.

5 La Figura 6 ilustra este principio. La Figura 6 ilustra una señal 601 ilustrativa en la frecuencia portadora y muestra el período durante el cual se repiten cuatro instancias sucesivas de la primera secuencia codificada, código 1 - código 4. En este ejemplo, la secuencia codificada se repite de una manera sustancialmente continua. El tiempo entre el inicio de la transmisión del código 1 y el inicio de la transmisión del código 2 (que en este ejemplo es igual a la duración de la secuencia codificada) se establece de manera que sea igual a $(x \pm 0,25)$ ciclos de la señal portadora, donde x es un número entero.
10 Por supuesto, se apreciará que, en la práctica, la frecuencia de repetición del código puede ser del orden de 20 kHz aproximadamente mientras que la frecuencia de la portadora puede ser del orden de 200 MHz, sin embargo, la Figura 6 muestra una relación mucho más reducida de frecuencia portadora a la frecuencia de repetición de código en aras de la claridad.

15 La Figura 6 indica también que una señal de retrodispersión recibida desde la fibra cuando es iluminada por el presente código, es decir, en respuesta a una segunda emisión de la primera secuencia codificada, puede detectarse y usarse como una parte de la señal analítica (por ejemplo, la componente Q de cuadratura), mientras que una versión de la señal detectada para el código previo (es decir, en respuesta a una primera emisión) está retrasada un ciclo de código y se usa como la otra componente de la señal analítica, por ejemplo, la componente en fase. De esta manera, la señal analítica compleja puede formarse como $I+iQ$, tal como entenderá bien una persona experta en la técnica. Se apreciará que la señal detectada en respuesta a la segunda secuencia codificada, código 2, proporciona la componente Q durante un período y la componente I durante otro período y, de esta manera, este enfoque no afecta la frecuencia de muestreo general del sensor DAS. Sin embargo, permite que una forma analítica de la señal sea generada ópticamente sin requerir LOs separados ni ópticas de detección asociadas. La generación de la forma analítica de la señal significa que el rendimiento de la autocorrelación resultante es el del gráfico 502 ilustrado en la Figura 5 en lugar de 501, proporcionando una ganancia del orden de 200 dB en el rechazo de lóbulos laterales.
20
25

El uso de una secuencia óptica codificada que se codifica y procesa tal como se ha descrito anteriormente proporciona de esta manera una serie de ventajas de sensibilidad, tal como se ha descrito anteriormente. Sin embargo, es importante que la secuencia codificada tenga buena fidelidad con respecto al código base.

30 El generador 307 de código está diseñado para accionar el modulador 306 de fase con una forma de onda de accionamiento correspondiente al código base predeterminado. Tal como se ha indicado, la forma de onda puede comprender una sucesión de fragmentos de un valor de CC específico que se mantiene constante a una alta tolerancia durante cada fragmento y que cambia de valor de un fragmento al siguiente tan rápidamente como sea posible.

35 Por lo tanto, el generador de código puede comprender un generador de forma de onda arbitraria, tal como un DAC acoplado a CC. El intervalo de voltaje de dicho DAC puede estar relativamente limitado, por ejemplo, con un intervalo de voltaje del orden de +0,5 V a -0,5 V aproximadamente y, de esta manera, la salida del DAC, una forma de onda de código, puede introducirse en una etapa amplificadora, tal como un amplificador de RF para producir la forma de onda de accionamiento del modulador que acciona el modulador de fase. Hay varios factores que podrían contribuir a la fidelidad de la secuencia óptica codificada. La linealidad y la respuesta de frecuencia del generador 307 de código y también la linealidad del modulador 306 de fase. Además, la linealidad del sistema de adquisición puede ser un factor.

40 En realizaciones de la invención, una forma de onda usada para generar la secuencia codificada puede corregirse previamente para compensar las inexactitudes en la generación de la primera secuencia codificada. La corrección previa puede determinarse en un proceso de optimización de código.

45 La Figura 7 ilustra un ejemplo de un generador 307 de códigos de RF según una realización de la invención. Una memoria 701 almacena datos digitales correspondientes a la forma de onda del código requerido que puede especificar, por ejemplo, para cada fragmento, el valor de CC durante la duración del fragmento.

Durante el uso, los datos desde la memoria se suministran al DAC 702 como una señal de código digital que opera a una frecuencia de muestreo relativamente alta, por ejemplo, del orden de 1 GS por segundo. La salida de forma de onda de código desde el DAC acciona el amplificador 703 de RF que, a su vez, acciona el modulador 306 de fase.

50 Para proporcionar la corrección previa, un módulo 704 de corrección puede modificar los valores almacenados en la memoria 701 para aplicar de manera efectiva una corrección para las no linealidades que se experimentan en la práctica en la generación de la secuencia óptica codificada. En efecto, esto aplica una corrección a la señal de código digital almacenada. En el ejemplo ilustrado en la Figura 7, una señal Φ_{FB} de retroalimentación indicativa de la secuencia óptica modulada en fase se resta del código teórico almacenado en una memoria 705 para proporcionar un error ϵ para cada fragmento. Un controlador 706 de error, que puede comprender, por ejemplo, un controlador PID u otro controlador adecuado, puede ajustar la señal de código digital almacenada para garantizar que el código transmitido coincida tanto
55 como sea posible con la versión teórica.

El uso de retroalimentación de esta manera para corregir las no linealidades inherentes que se experimentan en la práctica representa aspectos particulares de algunas realizaciones. La combinación de retroalimentación para garantizar que la secuencia codificada transmitida tenga una buena fidelidad con respecto al código perfecto deseado junto con el uso de un código con una propiedad de autocorrelación teórica nula cuando no está en fase proporciona un buen rendimiento del sistema.

Para proporcionar la señal de retroalimentación en algunas realizaciones, una versión de la señal de emisión puede derivarse, por ejemplo, desde antes del circulador 310 en la Figura 3 y puede mezclarse con una versión de la señal LO y detectada por el detector 317. Esto resulta en que la fase de la portadora transmitida se demodule y se mezcle a la banda base. Esto resulta en una versión del código transmitido pero que exhibe cualquier distorsión debida a no linealidades, etc. en la generación. Tal como se ha indicado, el error cuando se compara con el código perfecto teórico puede calcularse y retroalimentarse a continuación para modificar el valor del código digital para cada fragmento. El controlador 706 de errores puede controlar el valor de retroalimentación para cada fragmento del código hasta que se minimice el error. Esta disposición no puede corregir ninguna distorsión en la trayectoria de recepción, pero la mayoría de las no linealidades se encuentran en el amplificador de RF y en el propio modulador y, de esta manera, esta corrección es suficiente.

Un posible factor limitante para la fidelidad del código es la respuesta de frecuencia y la velocidad de respuesta del DAC y de la cadena del amplificador. Los amplificadores de RF están disponibles con anchos de banda en el intervalo de 10-40 GHz, que típicamente excederán el ancho de banda del modulador de fase. Sin embargo, los DACs típicos pueden tener anchos de banda de salida de un máximo de aproximadamente 1-2 GHz. Tal como se ha indicado anteriormente, el ancho de banda del código ideal puede ser del orden de varios GHz y, de esta manera, el DAC podría limitar potencialmente el ancho de banda y la fidelidad de la secuencia óptica codificada.

Por lo tanto, en algunas realizaciones, puede situarse un amplificador 707 de borde entre el DAC 702 y el amplificador 703 para reducir el tiempo de transición entre los niveles de señal en la forma de onda del código, es decir, la salida de señal del DAC. El amplificador de borde puede comprender un circuito de seguimiento-y-retención. El circuito de seguimiento-y-retención puede funcionar en un modo de seguimiento y también en un modo de retención y puede conmutar entre modos rápidamente. En el modo de seguimiento, la salida del circuito sigue la señal de entrada, que es la salida del DAC, de manera que la entrada de corriente al circuito 707 de seguimiento y retención aparece como su salida. En el modo de retención, el circuito mantiene el valor de CC en la salida para que la salida ya no varíe con la señal de entrada.

El circuito de seguimiento y retención está sincronizado con un ligero retardo con el DAC de manera que, cuando la salida del DAC cambia de un fragmento al siguiente, el circuito 707 de seguimiento y retención está en un modo de retención manteniendo el valor desde el fragmento anterior. Solo cuando la salida del DAC se ha estabilizado al nuevo valor para el nuevo fragmento, el circuito de seguimiento y retención vuelve al modo de seguimiento de manera que el nuevo valor de salida del DAC sea pasado al amplificador de RF. La conmutación de vuelta al modo de seguimiento y la salida del nuevo valor de DAC, puede ocurrir rápidamente, por ejemplo, con un tiempo de establecimiento de seguimiento y retención del orden de 100 ps aproximadamente, lo que cumple los requisitos de ancho de banda.

La Figura 8 ilustra el funcionamiento del circuito de seguimiento y retención. La Figura 8 ilustra el reloj del DAC y la salida del DAC. El valor del DAC cambia en el flanco ascendente del reloj. En este ejemplo, la salida cambia desde el valor de salida mínimo al valor de salida máximo y, a continuación, en el siguiente ciclo de reloj, a un valor de nivel medio. Sin embargo, la salida del DAC tiene un cierto tiempo de estabilización. El circuito de seguimiento y retención está sincronizado con una versión del reloj del DAC que está retrasada una fracción de un ciclo de reloj, donde el retardo es mayor que el tiempo de establecimiento del DAC. En este ejemplo, el circuito de seguimiento y retención está en modo de retención durante la mitad del ciclo de reloj (que se superpone con el cambio en el estado del DAC) y en modo de seguimiento durante la otra mitad del ciclo de reloj. De esta manera, puede observarse que en el momento en el que la salida del DAC cambia, el circuito de seguimiento y retención está en modo de retención y, de esta manera, mantiene el valor anterior. Más tarde, el reloj T/H retrasado conmuta el circuito de seguimiento y retención al modo de seguimiento y, de esta manera, la entrada comienza a pasar una vez más a la salida, con un tiempo de establecimiento mucho más rápido que el DAC. A continuación, el circuito de seguimiento y retención cambia de nuevo al modo de retención antes de la siguiente transición del DAC. La salida resultante es una versión ligeramente retrasada de la salida de forma de onda desde el DAC, pero con transiciones mucho más rápidas.

Esta copia de mayor ancho de banda de la forma de onda polinivel generada por el DAC se amplifica, a continuación, por ejemplo, a un intervalo completo de aproximadamente $\pm 5,0$ V para accionar el modulador de fase. La amplificación debería mantener el ancho de banda analógico de al menos 10 GHz aproximadamente y puede ser preferible que esté acoplada a CC. Preferiblemente, el amplificador puede elegirse de manera que tenga un SFDR del orden de mejor que 70 dB.

Sin embargo, cabe señalar que, debido a que el sistema funciona en un estado cuasi-estable con la señal digital proporcionada al DAC siendo repetida en un bucle, sería posible acoplar a CA la etapa del amplificador y distorsionar la señal digital para servo controlar la no linealidad y la respuesta de CA. Sin embargo, esto limitaría el intervalo dinámico del DAC reduciendo su número de bits efectivo y, de esta manera, es posible que la etapa del amplificador deba tener una ganancia más elevada para conseguir la amplitud de accionamiento necesaria para el modulador de fase.

De esta manera, las realizaciones de la invención proporcionan aparatos y métodos sensores de fibra óptica distribuidos que proporcionan alta sensibilidad. La fibra de detección es interrogada de manera repetida con instantios de una primera

- 5 secuencia codificada de radiación óptica y la señal de retrodispersión detectada se correlaciona con la secuencia codificada conocida. Esto proporciona una determinación de la ubicación a lo largo de la longitud de la fibra de detección que es independiente de la longitud de la primera secuencia codificada. De esta manera, pueden usarse secuencias codificadas relativamente largas para proporcionar un ciclo de trabajo de detección alto y, en algunas realizaciones, la fibra puede ser interrogada durante el uso con radiación de onda continua. La secuencia óptica codificada transmitida puede codificarse, por ejemplo, en fase, según un código polinivel y, en particular, puede ser un código de Frank. Dicho código proporciona buenas propiedades de autocorrelación y permite la aplicación de enfoques OTDR codificadas a la detección distribuida de fibra óptica.
- 10 Las realizaciones descritas en el presente documento describen métodos y aparatos para producir un código polinivel, tal como una secuencia codificada polifase, que tiene una fidelidad suficiente con respecto al código base para proporcionar buenas propiedades de autocorrelación en un sistema práctico, por ejemplo, corrigiendo previamente una forma de onda usada para generar el código. Las realizaciones descritas en el presente documento proporcionan también una forma analítica de la retrodispersión ópticamente para evitar el problema de la mezcla de componentes de señal no deseadas que reducen la señal a ruido.
- 15 Dicho sensor distribuido de fibra óptica puede usarse en una diversidad de aplicaciones. El sensor puede ser sensible a cualquier perturbación dinámica que actúe sobre la parte de detección que resulte en un efecto de cambio en la longitud de la trayectoria óptica. El sensor puede usarse en particular para detectar deformaciones dinámicas, tales como las generadas por perturbaciones en el sensor, es decir, debidas a vibraciones, ondas acústicas incidentes u ondas sísmicas u otras ondas de presión o de deformación. Por lo tanto, el aparato sensor puede usarse para una detección acústica distribuida de fibra óptica (DAS). El término acústico abarcará la detección de cualquier tipo de presión o la propagación de perturbaciones mecánicas y, en particular, incluirá la detección de señales sísmicas.
- 20 Los cambios en la longitud de la trayectoria óptica pueden ser inducidos también por cambios de temperatura y, en algunas realizaciones, el aparato puede usarse para detectar variaciones de temperatura dinámicas que actúan sobre la fibra de detección. En algunas realizaciones, la fibra de detección puede estar revestida con un material que responde a alguna otra condición ambiental para inducir una deformación dinámica en la fibra. Por ejemplo, los principios del DAS convencional se han aplicado a la detección magnética de radiación ionizante y podrían implementarse sensores similares usando un aparato sensor según las presentes realizaciones.
- 25 Cabe señalar que las realizaciones indicadas anteriormente ilustran la invención que está definida por las reivindicaciones adjuntas, y que las personas expertas en la técnica serán capaces de diseñar muchas realizaciones alternativas sin apartarse del alcance de las reivindicaciones adjuntas. La expresión "que comprende" no excluye la presencia de elementos o etapas distintos a los enumerados en una reivindicación, "un" o "una" no excluyen una pluralidad, y una única característica u otra unidad pueden cumplir las funciones de varias unidades enumeradas en las reclamaciones. Ningún signo de referencia en las reivindicaciones debería interpretarse como limitativo de su alcance.
- 30

REIVINDICACIONES

1. Aparato (300) sensor de fibra óptica distribuido que comprende:

un generador (301a) óptico configurado para generar de manera repetida una primera secuencia codificada de radiación óptica a emitir, durante el uso, a una fibra (302) óptica de detección, estando codificada la primera secuencia codificada según una secuencia de codificación polinivel;

un detector (301b) configurado para detectar radiación óptica que ha experimentado una retrodispersión de Rayleigh desde el interior de la fibra (302) óptica de detección; y

un procesador (301c) configurado para procesar la salida del detector (301b), en el que dicho procesamiento comprende, para al menos un perfil de distancia, correlacionar una señal de detección derivada a partir de la salida del detector con la secuencia de codificación polinivel con un retardo de tiempo correspondiente a ese perfil de distancia;

en el que el generador (301a) óptico comprende;

una fuente (303) óptica para generar una señal óptica de onda continua;

un primer modulador (306) para modular la señal óptica de onda continua en base a la secuencia de codificación polinivel para generar la primera secuencia codificada de radiación óptica; y

un generador (307) de código para accionar el primer modulador con una señal de accionamiento, en el que el valor de la señal de accionamiento se modula en base a la secuencia de codificación polinivel y en el que el generador (307) de código está configurado para generar la señal de accionamiento en base a una señal de código digital; y

caracterizado porque el generador (307) de código comprende un módulo (704) de optimización de código para comparar una señal de retroalimentación derivada a partir de la primera secuencia codificada de radiación óptica antes de la transmisión con una versión de referencia basada en la secuencia de codificación polinivel y para derivar una corrección previa a aplicar a la señal de código digital.

2. Aparato sensor de fibra óptica distribuido según la reivindicación 1, en el que la primera secuencia codificada de radiación óptica comprende una secuencia de periodos de fragmento y una propiedad óptica de la radiación óptica se modula según un valor de codificación de la secuencia de codificación polinivel que es constante durante un período de fragmento; y en el que la secuencia de codificación polinivel tiene una función de autocorrelación matemática que es distinta de cero cuando la correlación está en fase y que tiene un valor de cero cuando está retrasada una cantidad igual a un múltiplo del período de fragmento.

3. Aparato sensor de fibra óptica distribuido según la reivindicación 1 o la reivindicación 2

en el que la secuencia de codificación polinivel está basada en al menos uno de entre: un código de Frank y múltiples códigos complementarios.

4. Aparato sensor de fibra óptica distribuido según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que la secuencia de codificación polinivel comprende una secuencia de valores de codificación, teniendo la secuencia una longitud P^2 , en el que el M -ésimo valor de codificación de la secuencia es igual a:

$k.i.j \text{ módulo } P$;

donde $M = i + (j \times P)$; cada uno de entre i y j puede tomar cualquier valor entre e incluyendo 0 y $(P-1)$ y k es una constante.

5. Aparato sensor de fibra óptica distribuido según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que el generador (301a) óptico está configurado para modular la fase de la primera secuencia codificada de radiación óptica según la secuencia de codificación polinivel.

6. Aparato sensor de fibra óptica distribuido según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que el generador (307) de código comprende un convertidor (702) de digital a analógico (DAC) para recibir la señal de código digital y para generar una forma de onda de código y un amplificador (703) aguas abajo en una trayectoria de señal desde el DAC (702) para producir la señal de accionamiento.

7. Aparato sensor de fibra óptica distribuido según la reivindicación 6, que comprende un amplificador (707) de borde situado en la trayectoria de señal entre el DAC (702) y el amplificador (703), estando configurado el amplificador (707) de borde para reducir un tiempo de transición entre los niveles de señal en la forma de onda del código;

en el que el amplificador (707) de borde comprende un circuito de seguimiento y retención configurado para operar en un modo de retención durante un período en el que el DAC (702) pasa de emitir un primer nivel de señal para la forma de onda de código a un segundo nivel de señal, y en el que, en el modo de retención, el circuito de seguimiento y

retención mantendrá su salida en un primer nivel de señal como la salida de forma de onda de código y, posteriormente, para funcionar en un modo de seguimiento para seguir el segundo nivel de señal.

8. Aparato sensor de fibra óptica distribuido según cualquiera de las reivindicaciones anteriores

5 en el que el generador (301a) óptico comprende un divisor (304) para dividir la señal óptica de onda continua generada por la fuente (303) óptica en una señal de emisión en una trayectoria de emisión que incluye dicho primer modulador (306) y una señal de oscilador local en una trayectoria de oscilador local y en el que el aparato (300) comprende un mezclador (316) para mezclar radiación óptica que es retrodispersada desde la fibra (302) de detección con la señal de oscilador local antes de ser detectada por dicho detector (301b).

10 9. Aparato sensor de fibra óptica distribuido según la reivindicación 8, que comprende además un segundo modulador (305) para introducir una diferencia de frecuencia entre la señal de emisión y la señal de oscilador local.

10. Aparato sensor de fibra óptica distribuido según la reivindicación 9, en el que el generador (301a) óptico está configurado para generar instancias repetidas de la primera secuencia codificada a una frecuencia de repetición de código y la diferencia de frecuencia entre la señal de emisión y la señal de oscilador local es igual a un múltiplo entero impar de un cuarto de la frecuencia de repetición del código; y

15 en el que el procesador (301c) está configurado, para al menos un perfil de distancia, para tomar una primera señal de retrodispersión detectada en respuesta a una primera emisión de la primera secuencia codificada de radiación óptica y una segunda señal de retrodispersión detectada en respuesta a una segunda emisión de la primera secuencia codificada de radiación óptica y procesa dichas señales de retrodispersión primera y segunda como componentes en fase y en cuadratura para proporcionar una señal de retrodispersión demodulada como la señal de detección.

20 11. Aparato sensor de fibra óptica distribuido según cualquiera de las reivindicaciones 8 a 10, en el que la trayectoria del oscilador local y la trayectoria de emisión entre la fuente (303) óptica y el primer modulador (306) comprenden componentes que mantienen el estado de polarización;

25 en el que dichos componentes comprenden un divisor (312) de haz polarizante para dividir la radiación óptica que es retrodispersada desde la fibra (302) de detección en estados de polarización ortogonales primero y segundo y un divisor (313) de haz polarizante para dividir la señal de oscilador local en estados de polarización ortogonales primero y segundo y el mezclador (316) está configurado de manera que, para cada uno de los estados de polarización primero y segundo, la radiación óptica retrodispersada desde la fibra (302) de detección sea mezclada con la señal de oscilador local del estado de polarización correspondiente antes de ser detectada por separado por dicho detector (301b).

30 12. Aparato sensor de fibra óptica distribuido según cualquiera de las reivindicaciones 8 a 11, en el que el mezclador (316) está configurado para mezclar la radiación óptica que es retrodispersada desde la fibra (302) de detección por separado con las señales de oscilador local primera y segunda para producir amplificadores primera y segunda respectivas, en el que las señales de oscilador local primera y segunda tienen una diferencia de fase de π radianes entre sí, y en el que el detector (301b) está configurado para detectar las señales mixtas primera y segunda por separado y restar las salidas del detector y las señales mixtas primera y segunda entre sí para proporcionar la señal de detección.

35 13. Aparato sensor de fibra óptica distribuido según cualquiera de las reivindicaciones 8 a 12, que comprende un detector (317) de optimización de código configurado para recibir una versión de la primera secuencia codificada de radiación óptica antes de la transmisión mezclada con la señal de oscilador local.

40 14. Aparato sensor de fibra óptica distribuido según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que el procesador (301c) está configurado, para cada uno de múltiples intervalos de alcance diferentes, para derivar una señal de detección a partir de la salida del detector y para correlacionar la señal de detección con la secuencia de codificación polinivel en un retardo de tiempo correspondiente a ese perfil de distancia; en el que, en base a dicha correlación, el procesador (301c) está configurado para generar un valor de fase absoluto para cada uno de dichos intervalos de alcance en respuesta a cada emisión de la primera secuencia codificada de radiación óptica y en el que

45 el procesador (301c) está configurado además para diferenciar los valores de fase para cada una de múltiples partes de detección longitudinales de la fibra (302) de detección para proporcionar una indicación del cambio de fase para dichas partes de detección.

15. Método de detección de fibra óptica distribuida que comprende:

50 emitir de manera repetida una primera secuencia codificada de radiación óptica a una fibra (302) óptica de detección, siendo codificada la primera secuencia codificada según una secuencia de codificación polinivel;

detectar la radiación óptica que ha experimentación una retrodispersión de Rayleigh desde el interior de la fibra (302) óptica de detección; y

procesar la salida de un detector (301b), en el que dicho procesamiento comprende, para al menos un perfil de distancia, correlacionar una señal de detección derivada a partir de la salida del detector con la secuencia de codificación polinivel en un retardo de tiempo correspondiente a ese perfil de distancia;

5 en el que, la emisión de manera repetida de una primera secuencia codificada de radiación óptica a una fibra (302) óptica de detección comprende:

generar una señal óptica de onda continua; y

modular la señal óptica de onda continua en base a la secuencia de codificación polinivel para generar la primera secuencia codificada de radiación óptica;

10 en el que la modulación de la señal óptica de onda continua comprende generar una señal de accionamiento, en el que el valor de la señal de accionamiento se modula en base a la secuencia de codificación polinivel y la señal de accionamiento se genera en base a una señal de código digital; y

el método está caracterizado por:

15 comparar una señal de retroalimentación derivada a partir de la primera secuencia codificada de radiación óptica antes de la transmisión con una versión de referencia basada en la secuencia de codificación polinivel y derivar una corrección previa a aplicar a la señal de código digital.

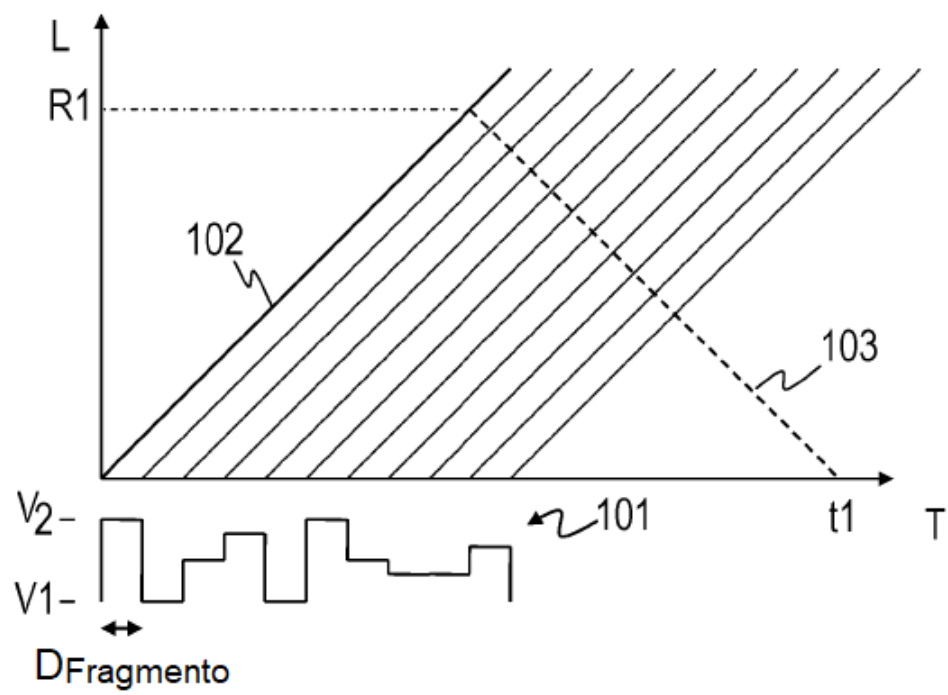


Figura 1

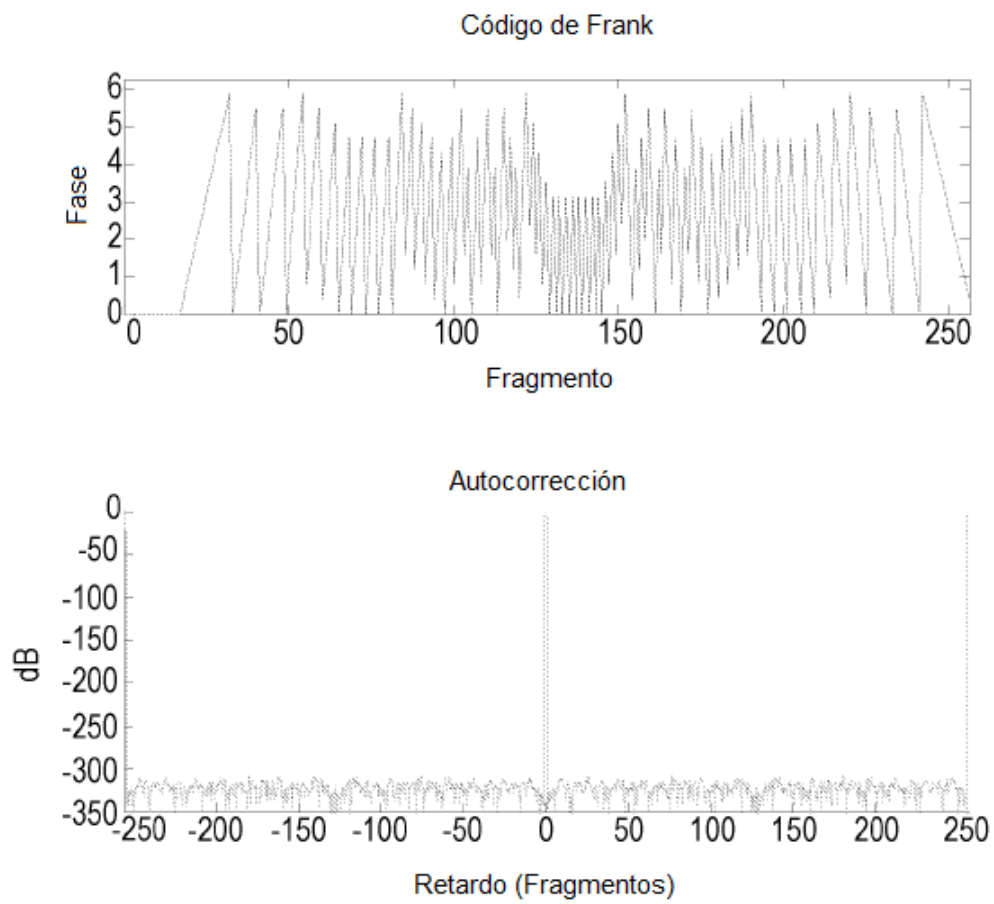


Figura 2

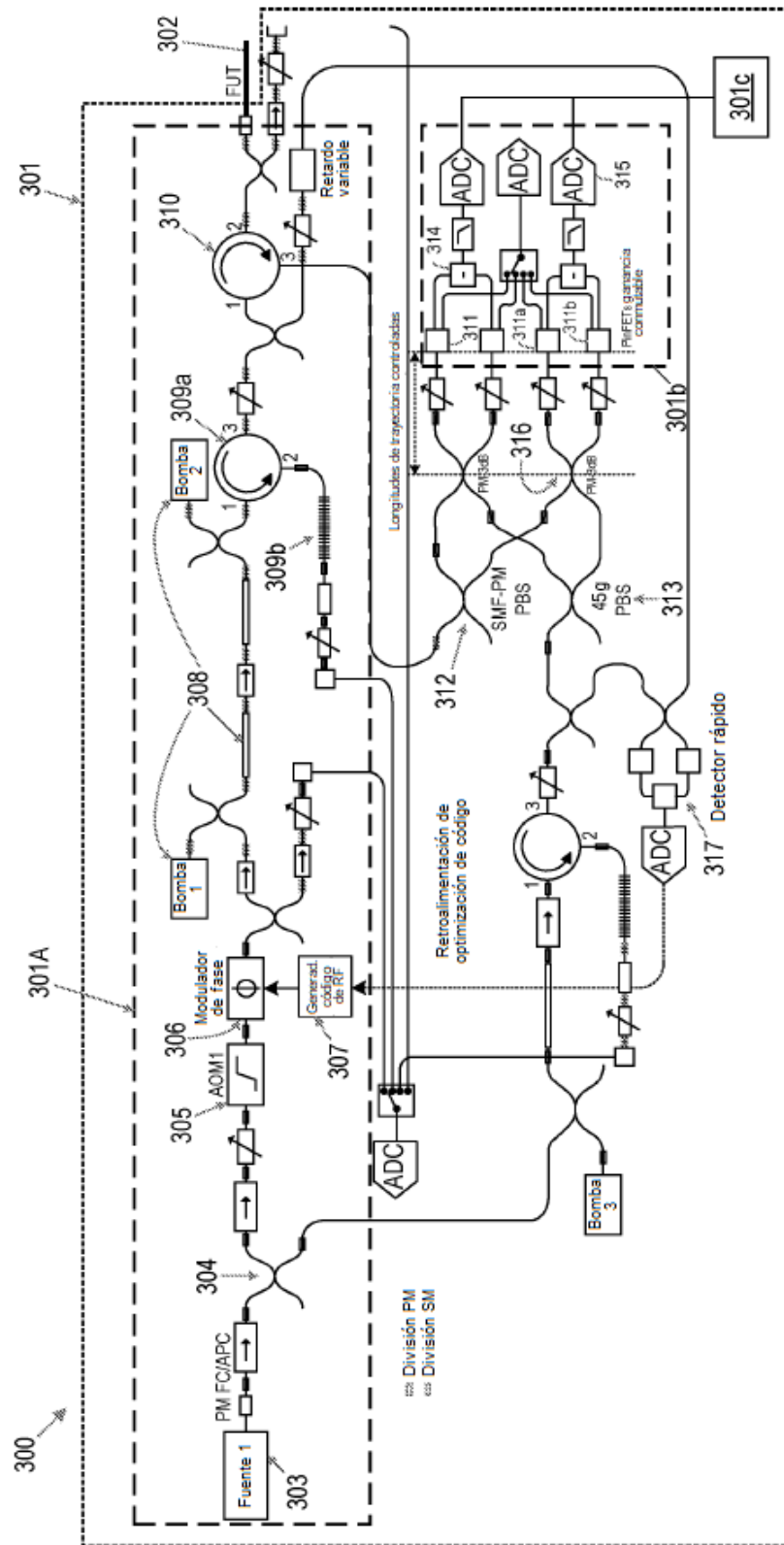


Figura 3

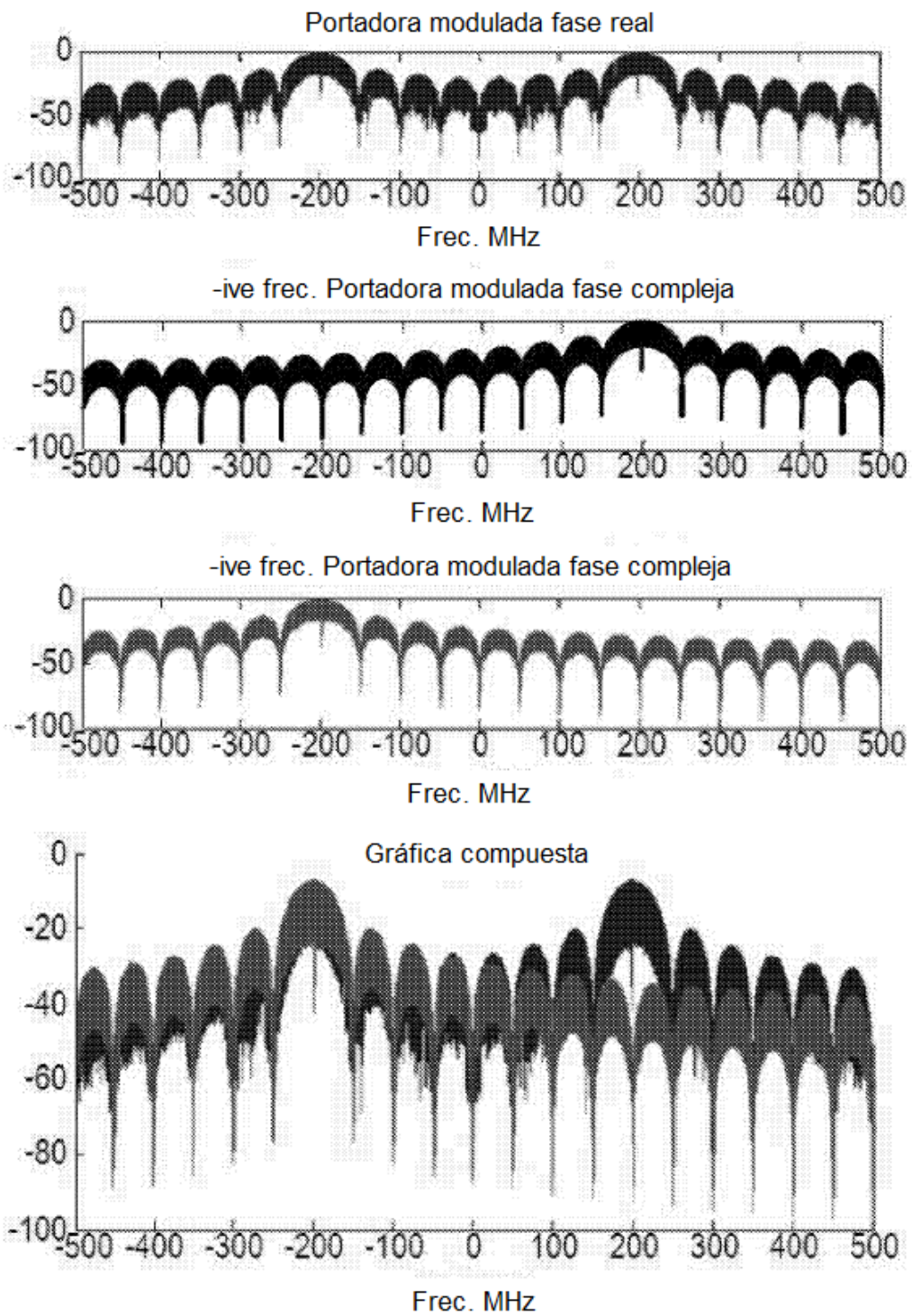


Figura 4

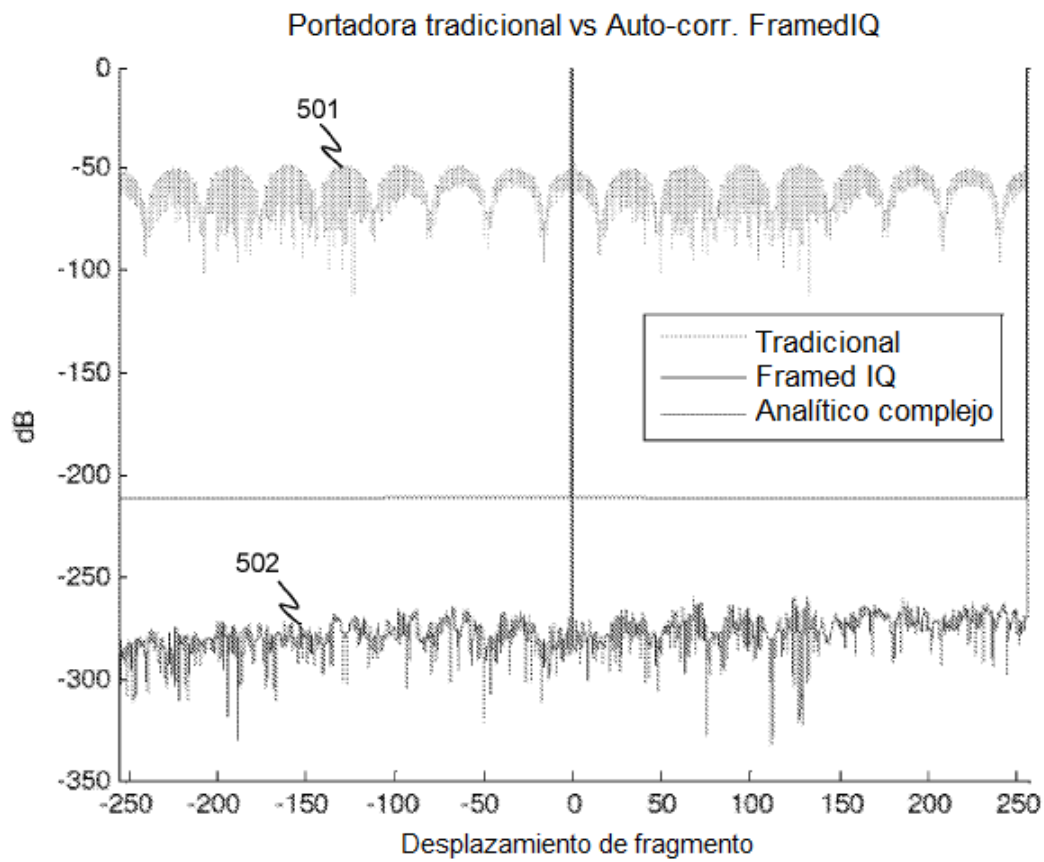


Figura 5

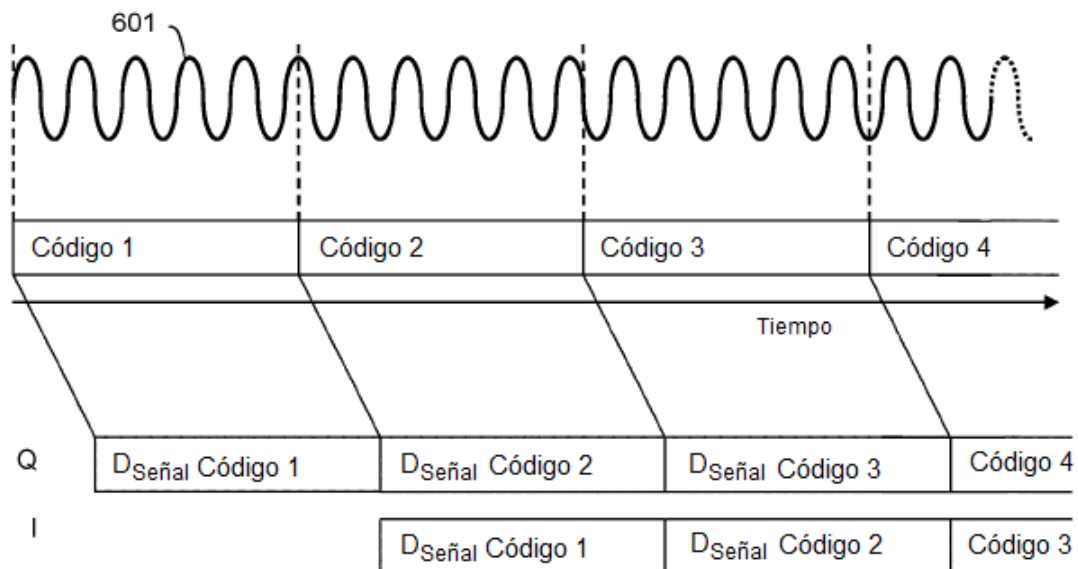


Figura 6

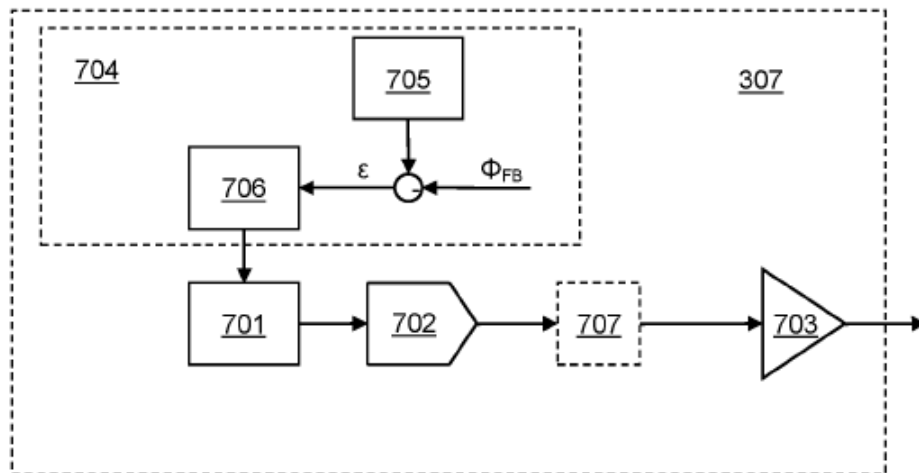


Figura 7

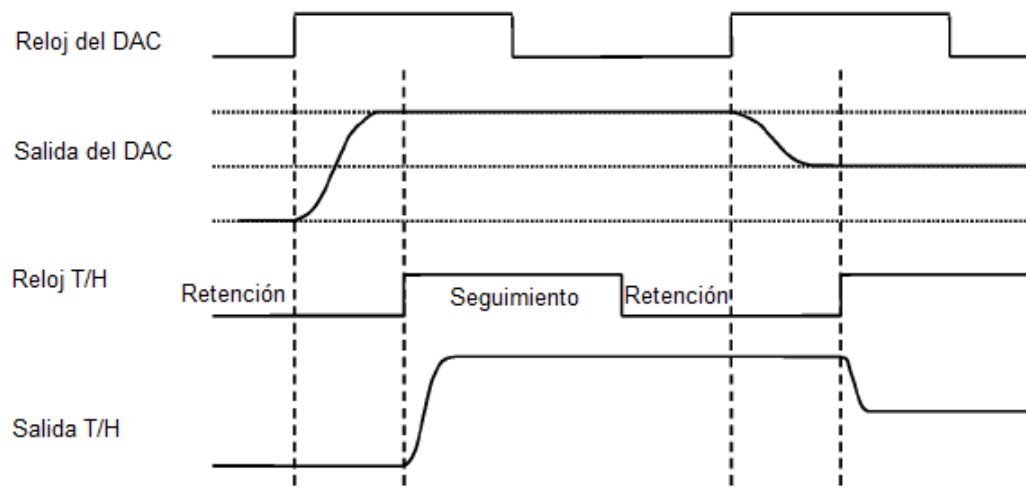


Figura 8