

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 549 306**

51 Int. Cl.:

**G01L 11/02** (2006.01)

**G01M 11/00** (2006.01)

**G01L 1/24** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **05.08.2005 E 05782661 (2)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **22.07.2015 EP 1779090**

54 Título: **Sistema de fibra óptica con agrupación de sensores o detectores virtuales**

30 Prioridad:

**06.08.2004 US 599437 P**

**07.02.2005 US 56630**

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

**26.10.2015**

73 Titular/es:

**UNITED STATES OF AMERICA AS  
REPRESENTED BY THE OFFICE OF NAVAL  
RESEARCH (100.0%)  
875 NORTH RANDOLPH STREET, CODE 00CC  
ARLINGTON, VA 22203-1995, US**

72 Inventor/es:

**PAYTON, ROBERT, M.**

74 Agente/Representante:

**CARPINTERO LÓPEZ, Mario**

**ES 2 549 306 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**

Sistema de fibra óptica con agrupación de sensores o detectores virtuales

## REFERENCIA CRUZADA A APLICACIONES RELACIONADAS

5 “Reflectómetro de Extensión de Fibra Natural que Proporciona una Capacidad de Agrupación de Detección Virtual de Espectro de Dispersión” (Caso de la Marina de los Estados Unidos de Norteamérica nº 96650) presentado con fecha de la presente a nombre de Robert M. Payton.

“Reflectómetro de Extensión de Fibra Natural que Proporciona una Capacidad de Agrupación de Detección de Señal de Fase Virtual” (Caso de la Marina de los Estados Unidos de Norteamérica nº 96518) presentado con fecha de la presente a nombre de Robert M. Payton.

10 “Reflectómetro de Extensión de Fibra Natural que Proporciona una Capacidad de Agrupación de Detección de Señal Diferencial Virtual” (Caso de la Marina de los Estados Unidos de Norteamérica nº 96519) presentado con fecha de la presente a nombre de Robert M. Payton.

## ANTECEDENTES DEL INVENTO

## (1) Campo del Invento

15 El presente invento se refiere en general al campo de los reflectómetros de dominio temporal. Más específicamente, se refiere a tales reflectómetros que son una parte de una aplicación del sistema fotónico en la que el objeto de la reflectometría es una extensión de fibra que tiene una extremidad de lanzamiento de señal de interrogación y una extremidad remota. El invento permite la provisión de una agrupación lineal de sensores virtuales a lo largo de la extensión. Un tipo particular de aplicación hacia la que está dirigido el invento son los sistemas de alarma de seguridad  
20 acústica en los que la extensión sirve como una línea de vigilancia de intrusión perimetral.

## (2) Descripción de la Técnica Anterior

El Departamento de la Marina de los Estados Unidos de Norteamérica ha estado involucrado en el desarrollo de agrupaciones acústicas remolcadas que son sistemas reflectométricos en los que el objeto de la reflectometría es una extensión de fibra que tiene una extremidad de lanzamiento de señal de interrogación y una extremidad remota. Uno de  
25 tales desarrollos implica la formación de una agrupación remolcada de sensores acústicos a lo largo de la extensión por el costoso proceso de irradiación de rejillas reflectoras de Bragg al cable de fibra. Estas rejillas reflectoras forman la agrupación de sensores del esquema de reflectometría de estos sistemas. Estas agrupaciones remolcadas tienen una longitud del orden de al menos 1,0 km, y la necesidad de irradiar la fibra ha dado como resultado las extensiones de fibra que cuestan cientos de miles de dólares cada una.

30 Las actividades de desarrollo del Departamento de la Marina se ha encargado además de aplicar sus esfuerzos creativos a problemas de seguridad nacional. Como parte de este esfuerzo se está considerando la utilización de un reflectómetro en el que una extensión de fibra es el objeto de la reflectometría. En este esquema, la extensión de fibra provista con sensores acústicos sería utilizada como un detector de intrusión para vigilar el perímetro de un área deseada que ha de ser asegurada. Las longitudes de la extensión para este tipo de aplicación incluyen longitudes del orden de 5 km,  
35 (enlaces de una red de protección de la frontera de los Estados Unidos de Norteamérica, protección de oleoductos, protección de planta química, etc.). En tales aplicaciones de vigilancia del perímetro se requerirían miles de sensores acústicos a lo largo de la extensión de fibra.

El coste de fabricación de tales extensiones de vigilancia del perímetro que emplean sensores de rejillas reflectoras de Bragg ha sido un obstáculo para su utilización en aplicaciones de vigilancia de la intrusión del perímetro. Así, existe un  
40 interés considerable en el desarrollo de un sistema de reflectómetro en el que una extensión de fibra es el objeto de la agrupación óptica de reflectometría que no requiere el elevado coste de los sensores acústicos reflectores de Bragg.

Se han descrito esfuerzos anteriores en la solución de problemas relacionados mediante las siguientes patentes:

45 La Patente Norteamericana nº 5.194.847 concedida el 16 de Marzo de 1993 a H. Taylor y C. Lee describe un aparato para detectar la intrusión en un perímetro predefinido que comprende medios para producir una luz pulsatoria coherente, que es inyectada en la fibra de detección óptica que tiene una primera longitud predeterminada y posicionada a lo largo del perímetro predefinido. Una luz retro-dispersada en respuesta a la recepción de impulsos de luz coherente es producida y acoplada a una fibra óptica receptora. La luz retro-dispersada es detectada por un foto-detector y se produce una señal indicativa de la luz retro-dispersada. Una intrusión es detectable a partir de la señal producida como se ha indicado por un cambio en la luz retro-dispersada. Para aumentar la sensibilidad del aparato, se puede emplear también una fibra de referencia y un interferómetro.  
50

La Patente Norteamericana nº 6.285.806 concedida el 4 de Septiembre de 2001 a A. Kersey y col., describe un

aparato y método para medir la tensión en una fibra óptica que utiliza el desplazamiento espectral de luz dispersada de Rayleigh. Se mide el patrón de interferencia producido por un reflector de espacio de aire y la radiación de retro-alimentación. Utilizando transformaciones de Fourier, puede extraerse el espectro de cualquier sección de fibra. La correlación cruzada con una medición sin tensión produce un pico de correlación. La localización del pico de correlación indica el nivel de tensión en la parte seleccionada de fibra óptica.

Las patentes anteriores no muestran cómo obtener señales que representan señales de presión acústica incidentes sobre una extensión de fibra (para detectar la intrusión del perímetro) en un número muy grande de puesto o estaciones de detección sin implicar unos elevados costes de fabricación. En consecuencia, los expertos en la técnica apreciarán el presente invento que aborda estos y otro problemas.

El documento GB 2.190.186 A describe una medición de la retro-dispersión de luz distribuida espacialmente de una fibra óptica. Una realización incluye un generador pseudoaleatorio. La salida del generador es modulada en amplitud sobre un láser. La salida de luz del láser está acoplada a una fibra óptica a través de divisores de haz. Documento de Ishida o y col.: "Analizador de red escalar de onda luminosa que emplea la detección heterodina óptica", Electronics Letters, IEE Stevenage, GB, vol. 26, nº 5, 1 de Marzo de 1990 (1990-03-01), páginas 297/298 describe un analizador de red escalar de onda luminosa que emplea la detección heterodina óptica. Documento de Jaehee Part y Henry F. Taylor: "Sensor de intrusión de fibra óptica que utiliza un reflectómetro de dominio de tiempo óptico coherente", Japanese Journal of applied physics, vol. 42, nº 6A, 15 de Junio de 2003 (2003-06-15), páginas 3.481-3.482 describe un sensor de intrusión de fibra óptica que utiliza reflectómetros de dominio de tiempo ópticos coherentes.

#### RESUMEN DEL INVENTO

Los objetos del presente invento incluyen la provisión de:

(1) Un reflectómetro de dominio de tiempo de acuerdo con la reivindicación 1, en el que una extensión de fibra óptica es el objeto de la reflectometría, y que proporciona señales de salida representativas de ondas de presión acústica incidentes sobre la extensión únicamente en virtud de las propiedades naturales, o innatas, de los cables de fibra óptica de calidad comercial.

(2) El reflectómetro descrito en el objeto número (1), puede ser capaz de proporcionar longitudes de detección de señal de onda acústica de 5,0 km o más.

(3) El reflectómetro descrito en el objeto número puede facilitar la provisión de una pluralidad muy grande (por ejemplo, 5.000 o más) de sensores acústicos virtuales a lo largo de la extensión.

(4) El reflectómetro descrito en el objeto número (1), anteriormente puede tener un modo de funcionamiento que atenúa inherentemente ruidos no deseados debido a las discontinuidades de línea de extensión, tales como reflexiones causadas por acoplamientos de cable de fibra.

(5) El reflectómetro descrito en los objetos numerados (1) a (4), anteriormente, puede tener una utilidad especial como una línea de vigilancia de la intrusión del perímetro para un sistema de alarma de seguridad acústico.

(6) El reflectómetro descrito en el objeto numerado (1), anteriormente, puede ser capaz de proporcionar señales de salida en forma de una señal de fase que varía linealmente con la onda de presión acústica.

(7) El reflectómetro descrito en el objeto numerado (3), anteriormente, puede ser capaz de proporcionar señales de salida en forma de señales diferenciales de fase a través de pares de los sensores virtuales.

(8) El reflectómetro descrito en el número de objeto (7), anteriormente, puede proporcionar una capacidad de seleccionar de forma programable un par, o pares, de sensores acústicos virtuales a través de los cuales las señales de fase son captadas o recogidas, de entre la pluralidad de señales virtuales a lo largo de la extensión.

Las realizaciones del reflectómetro están definidas por las reivindicaciones 2 a 14. Las reivindicaciones 15 a 18 definen aspectos de la utilización del reflectómetro.

Estos y otros objetos, características, y ventajas del presente invento resultarán evidentes a partir de los dibujos, las descripciones dadas aquí, y las reivindicaciones adjuntas. Sin embargo, se comprenderá que los objetos y ventajas del invento mencionados anteriormente están destinadas únicamente como una ayuda en la comprensión de los aspectos del invento, y no pretenden limitar el invento en modo alguno, y no forman una lista exhaustiva de objetos, características y ventajas. Por consiguiente, se ha proporcionado un reflectómetro de dominio de tiempo, de acuerdo con la reivindicación 1, para detectar y proporcionar señales de salida representativas de señales de onda acústica incidentes sobre la extensión de fibra que es el objeto de la reflectometría, en el que se emplean las propiedades innatas de cables de fibra óptica comercialmente disponibles, de bajo coste para crear una pluralidad de sensores virtuales (que se extiende hacia arriba hasta números muy grandes, por ejemplo, 5.000 y más).

El presente invento es implementado como sigue: El multiplexado y demultiplexado de dominio temporal y espacial de señales ópticas es llevado a cabo por un retardo electrónico o por un retardo transversal de tiempo acoplado con retransmisión modulada de una onda portadora maestra o de referencia. Cada señal óptica individual ocupa un intervalo o espacio de retardo de tiempo único. Una onda maestra o portadora es modulada con cada señal óptica individual y retardada en el intervalo de tiempo apropiado específico para una señal particular. La totalidad de tales señales se combinan y simultáneamente se transmiten como una señal óptica compuesta a un receptor en el que son recogidas y foto-detectadas. Correlacionando la señal óptica compuesta foto-detectada con la onda portadora maestra o de referencia, cada señal óptica individual es clasificada y demultiplexada en canales de señal electrónica separados. La naturaleza de onda continua de la onda portadora maestra o de referencia proporciona más energía que una onda óptica pulsatoria y la recepción óptica heterodina del invento permite un umbral de detección óptico o umbral de ruido muy bajo. El invento proporciona una mejora significativa sobre otros sistemas debido a que el umbral de ruido óptico se reduce considerablemente en medios más convencionales.

El invento se aplica a varias aplicaciones. El invento permite un ancho de banda de audio (ancho de banda de decenas de kilohercios) que proporciona mediciones de reflectometría de dominio de tiempo de cables de fibra óptica u otros medios ópticos tales como vidrio, aire, agua, etc. Otros métodos de reflectometría de dominio de tiempo no muestrean el medio óptico lo suficientemente rápido para detectar variaciones de ancho de banda de decenas de kilohercios en el medio. El invento también se refiere en general a sensores de fibra óptica y a sensores ópticos. Una agrupación de sensores de fibra óptica es típicamente multiplexada en el dominio de tiempo por el time-of-transversal de una onda luminosa de interrogación a cada sensor y de nuevo a un punto de recogida y detección óptica común. El invento se refiere en general a las agrupaciones de sensores ópticos de tipo tanto de amplitud como de fase. El invento es una tecnología que permite un desarrollo conocido del Departamento de la Marina el sistema sensor de Dispersión y Codificación Óptica de Rayleigh (ROSE). La separación espacial de segmentación de una agrupación acústica ROSE en canales espaciales es permitida por el invento.

El invento se refiere a sistemas de alarma de seguridad acústicos, agrupaciones remolcadas de la Marina para detectar señales acústicas bajo el agua, dispositivos de vigilancia oculta de fibra óptica, y muchas otras aplicaciones ROSE potenciales. El invento también se refiere a sensores que no son de fibra óptica tales como: velocímetros láser; impresoras láser; radares láser; comandos láser; y dispositivos de medición remota por láser de acústica, tensión, movimiento o temperatura.

#### BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

Una comprensión más completa del invento y muchas de las ventajas relacionadas con el mismo se apreciarán fácilmente cuando las mismas resulten mejor comprendidas por referencia a la descripción detallada siguiente cuando es considerada en conjunción con los dibujos adjuntos, en los que los números de referencia similares se refieren a partes similares y en los que:

La fig. 1 es una descripción gráfica de ciertos mecanismos físicos subyacentes de polarización;

La fig. 2 es un diagrama de bloques útil en la comprensión del concepto de lanzamiento de una señal de interrogación a lo largo de una extensión de fibra óptica que proporciona una agrupación virtual de sensores de onda de presión mediante la recuperación de retro-dispersión a partir de efectos de Dispersión Óptica de Rayleigh (ROS).

La fig. 3 es un diagrama de bloques de un sistema de reflectómetro de dominio temporal de extensión de fibra natural de acuerdo con el presente invento;

La fig. 4 es un esquema eléctrico de un circuito detector óptico heterodino equilibrado;

La fig. 5 es un esquema eléctrico de una realización alternativa de un heterodino de tipo fotodetector;

La fig. 6 es un diagrama de bloques de un subsistema correlacionado programable, que permite el muestreo espacial de señales ópticas en la extensión de fibra óptica del sistema de la fig. 3, con el fin de proporcionar una agrupación virtual de sensores de onda acústica a lo largo de la misma;

La fig. 7 es una representación de un diagrama de bloques de un grupo de conjuntos de circuito demodulador de fase que recibe las salidas del subsistema de correlación programable de la fig. 6;

La fig. 8 es un diagrama de bloques de uno de los conjuntos de circuito demodulador de fase del grupo de la fig. 7;

La fig. 9 es un diagrama de bloques que describe detalles de un componente de demodulador I&Q en un conjunto de circuito demodulador de fase de la fig. 8;

La fig. 10 es un diagrama de bloques que describe detalles de una realización digital del conjunto de circuito demodulador de fase de componente de detector de fase de la fig. 8;

La fig. 11 es un diagrama de bloques que describe detalles de una realización analógica del conjunto de circuito

demodulador de fase de componente de detector de fase de la fig. 8;

La fig. 12 es un diagrama de bloques de una red de conmutación de señal de fase y de encaminamiento programable que proporciona un emparejamiento selectivo de las salidas del grupo de demoduladores de fase de la fig. 7 para proporcionar señales de fase diferenciales a través de pares de sensores virtuales a lo largo de la extensión de fibra de acuerdo con el presente invento; y

La fig. 13 es una descripción diagramática de la realización del invento de la fig. 3 en la que las partes de la extensión de fibra óptica están arrolladas alrededor de un mandril hueco.

DESCRIPCIÓN DE LA REALIZACIÓN PREFERIDA

(1) Descripción de Teorías Subyacentes

a. Detección Óptica Heterodina

Los receptores ópticos se construyen alrededor de fotodetectores que detectan la potencia óptica en lugar del campo eléctrico instantáneo. Típicamente, la corriente de salida del fotodetector es proporcional a la potencia óptica incidente. Esta relación limita severamente el rango dinámico de un receptor óptico incoherente debido a que por cada decibelio de potencia óptica perdido en un sistema receptor se pierden dos decibelios de corriente de salida de receptor. Las características de la ley de los cuadrados de los fotodetectores limitan los receptores ópticos incoherentes típicos (a menudo denominados receptores de detección de video) a rangos dinámicos de menos de 80 dB y umbrales de ruido de detección óptica a un ancho de banda mayor de -80 dBm por Hertzio. Como ilustración, supongamos que un campo eléctrico  $E_s(t)$  [voltio/metro] sumergido en un material de impedancia  $\eta$  [Ohmios] incide sobre un fotodetector de responsividad  $\mathfrak{R}$  [amperio/vatio] cargado por la resistencia R1 y amplificado por la amplificación A, entonces la potencia óptica  $P_s$  por la amplificación A, es:

$$P_s(t) = \frac{\langle \overline{E_s(t)} \bullet \overline{E_s(t)} \rangle}{\eta} \quad (1)$$

La corriente de salida del fotodetector [amperios] es:

$$i(t) = \mathfrak{R}P_s(t) \quad (2)$$

La salida del fotorreceptor [voltios] es así:

$$v(t) = AR_L i(t) = AR_L \mathfrak{R}P_s(t) \quad (3)$$

La salida se desvanece sólo si la potencia de señal óptica baja a cero debido a que el producto escalar del vector de una señal óptica contra sí misma no tiene efectos de polarización o de fase. Esta falta de desvanecimiento debido a la polarización o fase tiene un coste: se pierde la información de fase y las relaciones de señal a ruido se ven muy afectadas.

Un receptor óptico coherente se beneficia de las características de ley del cuadrado de los fotodetectores. Un receptor óptico coherente combina dos haces ópticos, una señal y un oscilador local, juntos para formar una interferencia. La interferencia entre estas ondas ópticas produce un "impulso" que permite la medición de la diferencia de fase entre la señal y el oscilador local. Esta interferencia produce una salida del receptor sensible a la amplitud, polarización, y fase.

Con el fin de considerar estos efectos es apropiada una descripción del estado de polarización de ondas planas. Una onda plana contiene dos componentes vectoriales ortogonales que también son ortogonales a la dirección de propagación de la onda. Para los propósitos de la descripción, se considerará que la onda plana está orientada de modo que los componentes vectoriales del campo electromagnético se unen en un plano X-Y y que la onda se propaga en la dirección Z. Sin embargo, esta elección de ejes es completamente arbitraria. En la práctica, la onda puede estar orientada en cualquier dirección de propagación. Con el fin de simplificar las descripciones, un simple cambio de coordenadas hará esta descripción completamente general.

La polarización de una onda plana electromagnética (u óptica), p, está descrita por un mínimo de cinco parámetros. Existen dos maneras básicas de especificar estos parámetros. La primera manera conduce a una descripción que está orientada hacia lo que se ha obtenido directamente a partir de mediciones físicas.

$$\overline{E}_p(E_{px}, E_{py}, \Phi_{px}, \Phi_{py}, t) = \begin{bmatrix} E_{px}(t) \cos(\omega_p t + \Phi_{px}) \\ E_{py}(t) \cos(\omega_p t + \Phi_{py}) \end{bmatrix} \quad (4)$$

La segunda manera de describir el estado de polarización de una onda, p, está orientada más hacia los mecanismos

físicos subyacentes de polarización. Véase la fig. 1. La descripción es realizada en términos de parámetros espaciales y temporales:

$$\bar{E}_p(E_{px}, \theta_y, \psi_p, \Phi_p, \omega_p t) = E_p(t) \begin{bmatrix} \cos(\theta_p) & \text{sen}(\theta_p) \\ -\text{sen}(\theta_p) & \cos(\theta_p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\psi_p) & 0 \\ 0 & \text{sen}(\psi_p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega_p t + \phi_p) \\ \text{sen}(\omega_p t + \phi_p) \end{bmatrix} \quad (5)$$

Alternativamente, descendiendo la lista de variables completa en el paréntesis y expandiéndola:

$$5 \quad \bar{E}_p(t) = E_p(t) \begin{bmatrix} \cos(\theta_p) & \text{sen}(\theta_p) \\ -\text{sen}(\theta_p) & \cos(\theta_p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\psi_p) & 0 \\ 0 & \text{sen}(\psi_p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\phi_p) & -\text{sen}(\phi_p) \\ \text{sen}(\phi_p) & \cos(\phi_p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega_p t) \\ \text{sen}(\omega_p t) \end{bmatrix} \quad (6)$$

Si  $E_p$  es constante, la potencia eléctrica de esta onda puede ser mostrada como constante e igual a:

$$P_s(t) = \frac{\langle \bar{E}_p(t) \bullet \bar{E}_p(t) \rangle}{\eta} = \frac{E_p^2}{2\eta} \quad (7)$$

Cuando dos ondas, S (señal) y L (oscilador local), interfieren en la entrada de un fotorreceptor, la salida es:

$$v_{out}(t) = AR_L i(t) = AR_L \Re \frac{\langle \bar{E}_s(t) \bullet \bar{E}_s(t) + \bar{E}_L(t) \bullet \bar{E}_L(t) + 2\bar{E}_L(t) \bullet \bar{E}_S(t) \rangle}{\eta} \quad (8)$$

$$10 \quad v_{out}(t) = v_L(t) + v_S(t) + v_{LS}(t) = AR_L \Re (P_L(t) + P_S(t) + P_{LS}(t))$$

Si la potencia óptica de las ondas luminosas del oscilador local y de señal permanecen constantes, se desarrolla una foto-corriente constante para los términos de auto-interferencia ( $P_S$  y  $P_L$ ). Sin embargo, si o bien las ondas de luz del oscilador local o bien las de señal tienen cualquier variación temporal en polarización o fase, el término de interferencia cruzada ( $P_{LS}$ ) se hará dependiente del tiempo incluso si la potencia de cada onda luminosa permanece constante. Resolviendo el término de interferencia cruzada, obtenemos:

$$15 \quad v_{LS}(t) = \frac{AR_L \Re}{\eta} E_L(t) E_S(t) \left[ \cos(\Delta\theta) \cos(\Delta\psi) \cos(\Delta\omega t + \Delta\phi) \text{sen}(\Delta\theta) \text{sen}(2\bar{\psi}) \text{sen}(\Delta\omega t + \Delta\phi) \right]$$

$$v_{LS}(t) = 2AR_L \Re \sqrt{P_L(t) P_S(t)} \left[ \cos(\Delta\theta) \cos(\Delta\psi) \cos(\Delta\omega t + \Delta\phi) \text{sen}(\Delta\theta) \text{sen}(2\bar{\psi}) \text{sen}(\Delta\omega t + \Delta\phi) \right] \quad (9)$$

Dónde se han hecho las siguientes definiciones:

$$20 \quad \begin{aligned} \Delta\theta &= \theta_S - \theta_L \\ \Delta\psi &= \psi_S - \psi_L \\ 2\bar{\psi} &= \psi_S + \psi_L \\ \Delta\omega &= \omega_S - \omega_L \\ \Delta\phi &= \phi_S - \phi_L \end{aligned} \quad (10)$$

25 La porción de interferencia óptica de la salida del receptor se desvanecerá debido a la polarización incluso aunque las ondas de luz del oscilador local y de señal no tienen ninguna de ellas potencias ópticas cero. Esta condición ocurrirá si:

$$O = \cos(\Delta\theta) \cos(\Delta\psi) \cos(\Delta\omega t + \Delta\phi) = \text{sen}(\Delta\theta) \text{sen}(2\bar{\psi}) \text{sen}(\Delta\omega t + \Delta\phi) \quad (11)$$

También, de forma equivalente cuando ocurra la condición:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\Delta\theta) \cos(\Delta\psi) \cos(\Delta\omega t + \Delta\phi) \\ \text{sen}(\Delta\theta) \text{sen}(2\bar{\psi}) \text{sen}(\Delta\omega t + \Delta\phi) \end{bmatrix} \quad (12)$$

30 Cuando se emplea la detección óptica heterodina ( $\Delta\omega$  es distinto de cero, el oscilador local tiene una frecuencia diferente de la señal), las condiciones para un desvanecimiento se muestran en la Tabla 1. Cuando se emplea la detección homodina ( $\Delta\omega$  es cero), se produce el desvanecimiento de fase y de polarización. Las condiciones de un desvanecimiento homodino se han mostrado en la Tabla 2. Por lo tanto, puede verse que la detección heterodina es superior a la homodina porque la probabilidad de un desvanecimiento es totalmente la mitad.

Tabla 1: Condiciones de Desvanecimiento Heterodino

Tipo de desvanecimiento (k es un número entero)	Condiciones Simultáneas Requeridas para que Ocurra un Desvanecimiento	
Rotación Ortogonal y Elipticidad Opuesta	$\Delta\theta = (2k+1)\pi/2$	$\psi_S + \psi_L = 0$
Rotación Ortogonal y Elipticidad Circular Igual	$\Delta\theta = (2k+1)\pi/2$	$\psi_S + \psi_L \pm \pi$
Rotación Igual y Elipticidad Ortogonal	$\Delta\theta = 0$	$\Delta\psi = \pm\pi/2$
Rotación Opuesta y Elipticidad Ortogonal	$\Delta\theta = \pm\pi$	$\Delta\psi = \pm\pi/2$

Tabla 2: Condiciones de Desvanecimiento Homodino

Tipo de desvanecimiento (k y m son números enteros)	Condiciones Simultáneas Requeridas para que Ocurra un Desvanecimiento	
Rotación Ortogonal y Elipticidad Opuesta	$\Delta\theta = (2k+1)\pi/2$	$\psi_S + \psi_L = 0$
Rotación Ortogonal y Elipticidad Circular Igual	$\Delta\theta = (2k+1)\pi/2$	$\psi_S + \psi_L \pm \pi$
Rotación Igual u Opuesta y Elipticidad Ortogonal	$\Delta\theta = k\pi$	$\Delta\psi = \pm\pi/2$
Rotación Opuesta y Fase Igual u Opuesta	$\Delta\theta = (2k+1)\pi/2$	$\Delta\phi = m\pi$

5 Dadas las condiciones y la relación funcional de un desvanecimiento, la pregunta que surge ahora es cómo se puede prevenir un desvanecimiento. Como se está midiendo la señal, no se asume un conocimiento a priori y por lo tanto  $E_S$ ,  $\theta_S$ ,  $\Psi_S$ ,  $\Phi_S$  son todas cantidades probablemente desconocidas. Si se impide el desvanecimiento, entonces no se produce pérdida de información y la determinación de estos cuatro parámetros es posible. Con el fin de decodificar la salida del receptor óptico a estos parámetros, deben realizarse al menos cuatro mediciones independientes para determinar únicamente estas cuatro variables independientes. Sin embargo, si el haz (o haces) ópticos de interferencia del oscilador local son desconocidos, entonces deben realizarse las mediciones independientes adicionales (cuatro mediciones adicionales para cada haz desconocido) para determinar el  $E_L$ ,  $\theta_L$ ,  $\Psi_L$ ,  $\Phi_L$ , para cada haz óptico del oscilador local. La salida de referencia cruzada del fotorreceptor,  $v_{LS}(t)$ , ofrece los únicos medios con los que medir estos parámetros. Si no pueden determinarse los parámetros a partir de esta salida, entonces no se puede descartar un desvanecimiento óptico.

Examinaremos a continuación la información que se puede extraer de esta salida. Definiendo las siguientes funciones:

$$v_I(t) = (E_L, E_S, \Delta\theta, \Delta\psi) = \frac{AR_L \Re}{2\eta} E_L(t)E_S(t) \cos(\Delta\theta) \cos(\Delta\psi) = AR_L \Re \sqrt{P_L(t)P_S(t)} \cos(\Delta\theta) \cos(\Delta\psi)$$

$$15 \quad v_Q(t) = (E_L, E_S, \Delta\theta, 2\bar{\psi}) = \frac{AR_L \Re}{2\eta} E_L(t)E_S(t) \text{sen}(\Delta\theta) \text{sen}(2\bar{\psi}) = AR_L \Re \sqrt{P_L(t)P_S(t)} \text{sen}(\Delta\theta) \text{sen}(2\bar{\psi}) \quad (13)$$

En el caso homodino ( $\Delta\omega$  es cero), obtenemos la siguiente salida:

$$v_{LS}(t) = 2AR_L \Re \sqrt{P_L(t)P_S(t)} (\cos(\Delta\theta) \cos(\Delta\psi) \cos(\Delta\phi) + \text{sen}(\Delta\theta) \text{sen}(2\bar{\psi}) \text{sen}(\Delta\phi))$$

$$v_{LS}(t) = 2v_I(E_L, E_S, \Delta\theta, \Delta\psi) \cos(\Delta\phi) + 2v_Q(E_L, E_S, \Delta\theta, 2\bar{\psi}) \text{sen}(\Delta\phi) \quad (14)$$

20 La salida homodina solo permite la medición de una cantidad. La salida proporciona solo una medición independiente (una ecuación) mientras se requiere un mínimo de cuatro. En el caso heterodino ( $\Delta\omega$  es distinto de cero), la salida es:

$$v_{LS}(t) = 2AR_L \Re \sqrt{P_L(t)P_S(t)} (\cos(\Delta\theta) \cos(\Delta\psi) \cos(\Delta\omega t + \Delta\phi) + \text{sen}(\Delta\theta) \text{sen}(2\bar{\psi}) \text{sen}(\Delta\omega t + \Delta\phi))$$

$$v_{LS}(t) = \frac{AR_L \Re}{\eta} E_L(t)E_S(t) (\cos(\Delta\theta) \cos(\Delta\psi) \cos(\Delta\omega t + \Delta\phi) + \text{sen}(\Delta\theta) \text{sen}(2\bar{\psi}) \text{sen}(\Delta\omega t + \Delta\phi)) \quad (15)$$

$$v_{LS}(t) = 2v_I(E_L, E_S, \Delta\theta, \Delta\psi) \cos(\Delta\omega t + \Delta\phi) + 2v_Q(E_L, E_S, \Delta\theta, 2\bar{\psi}) \text{sen}(\Delta\omega t + \Delta\phi)$$

25 Como las ondas seno y coseno son ortogonales, el receptor heterodino proporciona dos mediciones independientes mezclando a la banda de base los componentes de frecuencia angulares de  $\Delta\omega$ . Así, se obtienen dos salidas:

$$v_I(t) = (v_{LS}(t) \cos(\Delta\omega t)) = v_I(E_L(t), E_S(t), \Delta\theta(t), \Delta\psi(t)) \cos(\Delta\phi(t))$$

$$v_Q(t) = (v_{LS}(t) \text{sen}(\Delta\omega t)) = v_Q(E_L(t), E_S(t), \Delta\theta(t), 2\psi(t)) \text{sen}(\Delta\phi(t)) \quad (16)$$

b. Correlación o Multiplexado con Retardo de Tiempo

5 En muchas aplicaciones de sensores ópticos, la señal de onda luminosa detectada heterodina por el sistema fotodetector es una señal óptica compuesta formada a partir de la superposición de muchas señales ópticas individuales. Cuando la onda luminosa receptora es generada por un retro-dispersor, la señal óptica compuesta es la superposición de señales de luz individuales generadas por una continuidad de reflexiones de una fuente de luz de interrogación. Las características temporales y espaciales de cada reflector o región reflectora tenían una modulación de la fuente luminosa de interrogación. Los estados de retardo de tiempo, amplitud, polarización y fase que controlan la modulación retro-dispersada de estas señales ópticas individuales que llegan al fotodetector con un único intervalo de retardo de tiempo pueden estar separados en canales que clasifican las señales ópticas en intervalos o espacios de retardo de tiempo. Dependiendo de cómo se han generado las señales, estos canales pueden presentar regiones espaciales en espacio o intervalos de retardo de tiempo de un mecanismo de reflectómetro de dominio temporal.

15 Déjese que se genere una fuente de onda luminosa de interrogación por modulación de la amplitud, fase o polarización de una onda luminosa coherente con un código de correlación de tiempo estructurado,  $c(t)$ . El código de correlación,  $c(t)$  puede ser una serie de impulsos, "chirp" (señal de impulso eléctrico), secuencias binarias o cualquier otro tipo de código que proporcione las características de correlación requeridas. Si la fuente de onda luminosa es:

$$E_{SS}(t) = E_{SS} \cos(\omega_s t) \quad (17)$$

Entonces una fuente de interrogación modulada en amplitud es:

$$E_i(t) = \mu_A c(t) E_{SS} \cos(\omega_s t) \quad (18)$$

20 Alternativamente, una fuente de interrogación modulada en fase es:

$$E_i(t) = E_{SS} \cos(\omega_s t + \mu_P c(t)) \quad (19)$$

Si  $c(t)$  es elegido para que sea apropiadamente estructurado de forma temporal, entonces:

$$R_i(\tau) = \langle E_i(t) E_i(t + \tau) \rangle \approx \begin{cases} E_{SS}^2; \tau \approx 0 \\ 0; \text{de otra manera} \end{cases} \quad (20)$$

$c(t)$  debe ser elegido de modo que una función de descodificación/demultiplexado a priori,  $d(t)$  existe tal que:

$$25 \quad b(t, \tau) = \langle d(t) E_i(t + \tau) \rangle \approx \begin{cases} \xi E_{SS} \cos(\Delta\omega t + \phi); \tau \approx 0 \\ 0; \text{de otra manera} \end{cases} \quad (21)$$

Por ejemplo, supongamos que la onda de interrogación es:

$$E_i(t) = \mu_A c(t) E_{SS} \cos(\omega_s t) \quad (22)$$

y

$$R_C(\tau) = \langle c(t) c(t - \tau) \rangle \approx \begin{cases} 1; \tau \approx 0 \\ 0; \tau \neq 0 \end{cases} \quad (23)$$

30 entonces una función de descodificación y demultiplexado de dominios temporal y espacial válida es:

$$d(t) = \mu_d C(t) E_L \cos((\Delta\omega + \omega_s)t + \phi)$$

$$b(t, \tau) = \langle d(t - \tau) E_i(t) \rangle = \begin{cases} \frac{\mu_d \mu_A E_{SS} E_L}{2} \cos(\Delta\omega(t - \tau) + \phi - \omega_s \tau); \tau \approx 0 \\ 0; \text{de otra manera} \end{cases} \quad (24)$$

35 Por ello, retrasar la función  $d(t)$  de descodificación/demultiplexado de correlación permite demultiplexar señales multiplexadas de retardo identificables por la velocidad de propagación y la distancia de desplazamiento de retorno. Suponiendo que una onda óptica se forma como una suma de las señales retrasadas moduladas sobre la onda de interrogación  $E_i(t)$ , entonces la onda recibida,  $E_b(t)$ , es:

$$E_b(t) = \sum_{n=1}^N A_n(t - \tau_n) \mu_A c(t - \tau_n) E_{SS} \cos(\omega_s(t - \tau_n) + \Phi_n(t - \tau_n)) \quad (25)$$

A continuación, multiplicando por la función de decodificación/demultiplexado,  $d(t - \tau_m)$ , obtenemos:

$$d(t) = \mu_d c(t) E_L \cos((\Delta\omega + \omega_s)t + \phi)$$

$$b(t, \tau_m) = \langle d(t - \tau_m) E_b(t) \rangle \quad (26)$$

$$5 \quad b(t, \tau_m) \approx \frac{\mu_d \mu_A E_{SS} E_L}{2} A_m(t - \tau_m) \cos(\Delta\omega(t - \tau_m) + \phi - \omega_s \tau_m + \Phi_m(t - \tau_m))$$

Debido a que  $\tau_n$  es única, la señal de amplitud  $A_m(t - \tau_m)$  y la señal de fase  $\Phi_m(t - \tau_m)$  son ambas extraídas de  $E_b(t)$  multiplicando por la función de decodificación/demultiplexado,  $d(t - \tau_m)$ . La técnica es aplicable a una amplia variedad de otras aplicaciones para multiplexar una señal óptica. Específicamente, la técnica puede utilizarse para separar espacialmente señales ópticas que llegan desde un proceso retro-dispersor óptico de reflectómetro de dominio temporal que varía temporalmente a partir de una agrupación de sensores acústicos de fibra óptica.

## (2) Descripción y Funcionamiento del Sistema de Dispersión y Codificación Óptica de Rayleigh (ROSE)

### a. Subsistema Sensor que Permite la Interrogación del Sensor de Fase Óptica ROSE

Con el fin de describir de forma más detallada las capacidades y las nuevas características del invento, la aplicación del invento aun subsistema 1, fig. 2, de ROSE que lanza una señal de interrogación sobre la extensión de fibra 9 y recupera la retro-propagación de onda luminosa desde una continuidad de ubicaciones a lo largo de la extensión. Los mecanismos de retro-propagación pueden incluir Dispersión Óptica de Rayleigh (ROS) y otros efectos generados dentro de la fibra óptica. La Dispersión Óptica de Rayleigh (ROS) en una fibra óptica retro-dispersa la luz incidente sobre la fibra. La luz incidente atraviesa la fibra óptica hasta el punto/región de dispersión. En la región de dispersión la luz incidente es retro-dispersada de nuevo a la fibra óptica. Cuando la luz atraviesa la trayectoria óptica de ida y vuelta (es decir, la distancia del desplazamiento de retorno) cualquier perturbación de la fibra que aumente o disminuya la longitud de la trayectoria óptica provocará que la fase de la luz incide y retro-dispersada sea modulada. Supóngase que se aplica una presión a la fibra óptica. La presión alarga la longitud de la trayectoria de la luz que atraviesa la región.

Se hace referencia a la fig. 2, para la siguiente descripción. En las figuras partes similares corresponden a números similares. Supóngase que  $p(t,z)$  sea la presión aplicada al exterior de la fibra óptica en el instante,  $t$ , y en el punto o longitud,  $z$ , a lo largo del eje de la fibra. Entonces, si una onda óptica de interrogación,  $E_i(t)$ , generada por el láser 3, es hecha pasar a través del acoplador óptico 4 y modulada por el modulador óptico 5 es aplicada al acoplador óptico 7, esto da como resultado la siguiente onda de interrogación de salida,  $E_i(t)$ , que es transmitida por la fibra 9:

$$E_i(t) = \mu_A c(t) E_{SS} \cos(\omega_s t) \quad (27)$$

La onda retro-dispersada,  $E_b(t)$ , que llega de nuevo a un acoplador óptico 7 procedente de una agrupación 9 de fibra óptica ROSE pasa a la trayectoria óptica 11. La luz retro-dispersada que llega a la trayectoria óptica 11 es la suma de toda la luz retro-dispersada desde una continuidad de ubicaciones a lo largo de la longitud de la extensión 9 de fibra óptica ROSE. Como se describirá de forma detallada más adelante, la fibra 9 tiene un componente de tensión longitudinal que mejora el revestimiento 12. Si  $r(z)$  es la densidad de reflexión en el punto o longitud  $z$  a lo largo de la fibra y  $c_L$  es la velocidad de la onda óptica, entonces la luz retro-dispersada después de que se haya aplicado una presión  $p(t,z)$  a la fibra es representada matemáticamente como:

$$E_b(t) = \int_0^{\hat{z}} r(\hat{z}(t, z)) \mu_A c \left( t - \frac{2\hat{z}(t, z)}{c_L} \right) E_{SS} \cos \left( \omega_s \left( t - \frac{2\hat{z}(t, z)}{c_L} \right) \right) dz \quad (28)$$

donde

$$\hat{z}(t, z) = z + \mu_L \int_0^{\hat{z}} p(t, x) dx \quad (29)$$

Si la reflexión distribuida  $r(z)$  es esencialmente independiente de la presión aplicada,  $p(t,z)$  entonces la retro-dispersión es:

$$E_b(t) = \int_0^{\infty} r(z) \mu_A c \left( t - \frac{2\hat{z}(t,z)}{c_L} \right) E_{SS} \cos \left( \omega_S \left( t - \frac{2\hat{z}(t,z)}{c_L} \right) \right) dz \quad (30)$$

Como el cambio de longitud de trayectoria óptica provocado por la presión aplicada,  $p(t,z)$  es, por lo general, extremadamente pequeño (del orden de  $10^{-6}$  a  $10^1$  veces una longitud de onda óptica), la luz retro-dispersada desde cada distancia  $z$  por la fibra llega a la trayectoria óptica 11 con un retardo transversal,  $\tau(t,z)$ , igual a:

$$5 \quad \tau(t,z) \approx \frac{2z}{c_L} \quad (31)$$

Por tanto, para recibir la señal  $S_1$  retro-dispersada desde la región de fibra óptica en la longitud bajo la fibra  $z=L_1$ , puede utilizarse la característica de multiplexado de correlación de la luz de interrogación transmitida. La multiplicación de la señal óptica retro-dispersada total por la función de descodificación/demultiplexado de correlación,  $d(t - \tau(t,z_1))$ , produce una salida que contiene la señal  $S_1$ , retro-dispersada desde una distancia  $L_1$  por la fibra y señales de rechazo que se originan desde otras regiones de fibra, tales como  $S_2$ ,  $S_n$  y etc. Representando este proceso matemáticamente, la salida del canal resultante,  $B(t, L_1)$  es obtenida como sigue:

$$b(t, \tau_1) = \langle d(t - \tau_1) E_b(t) \rangle = \left\langle d \left( t - \frac{2L_1}{c_L} \right) E_b(t) \right\rangle = B(t, L_1)$$

$$d \left( t - \frac{2L_1}{c_L} \right) = \mu_d c \left( t - \frac{2L_1}{c_L} \right) E_L \cos \left( (\Delta\omega + \omega_S) \left( t - \frac{2L_1}{c_L} \right) + \phi \right)$$

$$E_b(t) = \int_0^{\infty} r(z) \mu_A c \left( t - \frac{2z}{c_L} \right) E_{SS} \cos \left( \omega_S \left( t - \frac{2\hat{z}(t,z)}{c_L} \right) \right) dz \quad (32)$$

$$15 \quad \Phi(z, L_1) = \phi - \frac{2(\Delta\omega + \omega_S)L_1}{c_L} + \Delta\omega \frac{2z}{c_L}$$

$$B(t, L_1) = \mu_d \mu_A E_L E_{SS} \int_0^{\infty} r(z) R_C \left( \frac{2(z - L_1)}{c_L} \right) \cos \left( \Delta\omega t + \Phi(z, L_1) + \frac{2\mu_L \omega_S}{c_L} \int_0^z p(t, x) dx \right) dz$$

$$\Delta\Phi(t, z) = \Phi(z, L_1) + \frac{2\mu_L \omega_S}{c_L} \bullet \int_0^z p(t, x) dx$$

$$B(t, L_1) = V_E \int_0^{\infty} r(z) R_C \left( \frac{2(z - L_1)}{c_L} \right) \cos(\Delta\omega t + \Delta\Phi(t, z)) dz \quad (33)$$

$$B(t, L_1) \approx V_E r_{L_1} \cos \left( \Delta\omega t + \Phi_{L_1} + \frac{2\mu_L \omega_S}{c_L} \bullet \int_0^{L_1} p(t, x) dx \right)$$

20 Debido a las propiedades de correlación de la luz de interrogación, la función de auto-correlación  $R_c(\tau)$  es muy pequeña en todas las ubicaciones espaciales excepto en las de la proximidad de  $z=L_1$ . Por tanto, todas las señales que se originan en cualquier otro lugar son rechazadas. Además, la fase de la salida del canal en la ubicación  $L_1$  será la suma o integración de todos los cambios de presión a lo largo de la trayectoria transversal bidireccional. Este fenómeno inusual ha sido demostrado con un hardware experimental.

25 Una vez que el proceso de correlación aísla la señal óptica que se origina desde una región espacial, la señal debe ser demodulada en fase para extraer la información de presión. La señal es demodulada en I (en fase) y en Q (cuadratura de fase) es:

$$B(t, L_1) = \langle B(t, L_1) \cos(\Delta\omega t) \rangle$$

$$B(t, L_1) \approx V_E r_{L_1} \cos \left( \Phi_{L_1} + \frac{2\mu_L \omega_S}{c_L} \bullet \int_0^{L_1} p(t, x) dx \right) = V_1 \cos(\Phi_1)$$

$$B_Q(t, L_1) = \langle B(t, L_1) \text{sen}(\Delta\omega t) \rangle \quad (34)$$

$$B_Q(t, L_1) \approx -V_E r_{L_1} \text{sen} \left( \Phi_{L_1} + \frac{2\mu_L \omega_S}{c_L} \bullet \int_0^{L_1} p(t, x) dx \right) = -V_1 \text{sen}(\Phi_1)$$

5 A continuación las salidas en I & Q, o en fase de coseno y en fase de seno son convertidas en cualquier tasa de fase o salidas de fase con hardware analógico o digital simple. La fase, así demodulada, permite la inferencia de información acerca de la presión acústica bajo la fibra al punto de medición.

Una vez que se han generado las salidas I & Q, puede determinarse el estado de fase temporal de B(t,L<sub>1</sub>) por uno de varios tipos de procesos de demodulación de fase. El estado de fase de la región de retardo espacial L<sub>1</sub> es por tanto:

$$\Phi_1 = \Phi_{L_1} + \frac{2\mu_L \omega_S}{c_L} \bullet \int_0^{L_1} p(t, x) dx \quad (35)$$

10 De modo similar, la pluralidad (que puede ser un número grande, por ejemplo 5000) de señales ópticas que se producen con retardos espaciales tales como el tiempo de propagación para el desplazamiento de retorno a L<sub>2</sub> o L<sub>n</sub>, pueden ser correlacionadas fuera de la señal de retro-dispersión E<sub>b</sub>(t). Estas son:

$$B(t, L_2) \approx V_E r_{L_2} \cos \left( \Delta\omega t + \Phi_{L_2} + \frac{2\mu_L \omega_S}{c_L} \bullet \int_0^{L_2} p(t, x) dx \right)$$

$$B(t, L_n) \approx V_E r_{L_n} \cos \left( \Delta\omega t + \Phi_{L_n} + \frac{2\mu_L \omega_S}{c_L} \bullet \int_0^{L_n} p(t, x) dx \right) \quad (36)$$

15 Con señales de fase correspondientes de:

$$\Phi_2 = \Phi_{L_2} + \frac{2\mu_L \omega_S}{c_L} \bullet \int_0^{L_2} p(t, x) dx$$

$$\Phi_n = \Phi_{L_n} + \frac{2\mu_L \omega_S}{c_L} \bullet \int_0^{L_n} p(t, x) dx \quad (37)$$

20 Las señales de fase, obtenidas por demodulación de fase de cada B(t,L<sub>m</sub>), representan un campo de presión p(t,z) que está integrado a lo largo de la longitud, z, de la fibra. Por tanto, en lugar de medir directamente p(t,z), el sensor proporciona todos los efectos de presión acumulada bajo la fibra al punto de medición, L<sub>m</sub> (dónde m es un número entero que corresponde al punto de medición). En agrupaciones de sensores, normalmente se desea detectar la presión sobre una región de medición específica. Si se reciben dos señales ópticas S<sub>j</sub> y S<sub>k</sub> desde las longitudes de medición L<sub>j</sub> y L<sub>k</sub>, las fases demoduladas correspondientes son:

$$\Phi_j = \Phi_{L_j} + \frac{2\mu_L \omega_S}{c_L} \bullet \int_0^{L_j} p(t, x) dx$$

$$\Phi_k = \Phi_{L_k} + \frac{2\mu_L \omega_S}{c_L} \bullet \int_0^{L_k} p(t, x) dx \quad (38)$$

Un sensor entre las longitudes bajo la fibra de L<sub>j</sub> y L<sub>k</sub> (L<sub>k</sub> > L<sub>j</sub>) es formado sustrayendo las dos fases:

$$\Phi_k - \Phi_j = \Delta\Phi_{kj} = \left( \Phi_{L_k} + \frac{2\mu_L\omega_S}{c_L} \cdot \int_0^{L_k} p(t,x)dx \right) - \left( \Phi_{L_j} + \frac{2\mu_L\omega_S}{c_L} \cdot \int_0^{L_j} p(t,x)dx \right)$$

$$\Delta\Phi_{kj} = \Phi_{L_k} - \Phi_{L_j} + \frac{2\mu_L\omega_S}{c_L} \cdot \left( \int_0^{L_k} p(t,x)dx - \int_0^{L_j} p(t,x)dx \right)$$

$$\Delta\Phi_{kj} = \Phi_{L_k} - \Phi_{L_j} + \frac{2\mu_L\omega_S}{c_L} \cdot \int_{L_j}^{L_k} p(t,x)dx \quad (39)$$

$$\Delta\Phi_{kj} = \Delta\Phi_{L_k L_j} + \frac{2\mu_L\omega_S}{c_L} \cdot \int_{L_j}^{L_k} p(t,x)dx$$

5 El sensor resultante es de longitud  $\Delta L = L_k - L_j$  con una posición central de  $(L_k + L_j)/2$ . La diferenciación de señales de fase  $\Phi_j$  y  $\Phi_k$  en una señal de fase nueva  $\Delta\Phi_{kj}$ , permite que se forme un sensor virtual de posición y longitud arbitrarias. El sensor diferencial espacialmente resultante también añade la ventaja de minimizar otros efectos tales como rasgueo o vibración introducido en la fibra que crean señales de fase indeseadas.

10 El fenómeno anterior ilustra que cuando la luz de interrogación es codificada de manera apropiada, es habilitado un sistema sensor de ROSE (Dispersión y Codificación Óptica de Rayleigh). Por tanto, el presente invento habilita el concepto de ROSE. El presente invento permite la discriminación espacial de los efectos de retro-dispersión ópticos en un sensor de ROSE. La técnica de diferenciación espacial rechaza la señales de modo común indeseadas introducidas inadvertidamente en los conductores de fibra a la región del sensor. El invento también se aplica de manera similar a agrupaciones de sensores acústicos de fibra óptica más convencionales (es decir, aquellos que tienen sensores de rejillas reflectantes de Bragg) o a sensores ópticos remotos que no son de fibra óptica que detectan la fase.

b. Multiplexado de Retardo de Señal Punto a Punto

El invento también se aplica a sensores punto a punto no distribuidos o generados artificialmente multiplexando por medios electrónicos. La onda luminosa de interrogación puede ser interceptada y retransmitida de nuevo al receptor con un retardo artificial generado electrónicamente, como un medio de retardo/correlación que multiplexa muchos canales.

20 (3) Descripción de una Implementación de un Sistema de Fibra

El invento puede ser realizado con componentes ópticos a granel, de fibra óptica o de óptica integrada. Por motivos de simplicidad, se presentará una implementación de fibra óptica. Sin embargo, la realización de fibra óptica se ha presentado sin intención de limitación. Las enseñanzas del invento pueden utilizarse para implementar un sistema de reflectómetro de acuerdo con el invento utilizando estas y otras instrumentaciones que proporcionan una trayectoria de luz que tiene la propiedad innata de producir una retro-propagación de partes de una señal de interrogación en una continuidad de ubicaciones a lo largo de la longitud de la trayectoria de propagación a su través.

a. Transmisor Óptico y Proceso de Multiplexado de Retardo de Tiempo

La fig. 3 es una implementación de un diagrama de bloques ilustrativo del sistema sensor de dispersión y codificación óptica de Rayleigh 2 (ROSE). Partes similares corresponden a números similares. Una onda luminosa del láser transmisor 3, es propagada a través del acoplador óptico o divisor de haz 4. La menor parte de la potencia del láser transmisor dividida por el acoplador óptico, 4, es hecha pasar por la trayectoria óptica, 39, al receptor óptico 35 con medios de bloqueo de fase. La mayor parte de la potencia de luz del láser transmisor es dividida por el acoplador óptico, 4, y propagada al modulador óptico, 5. El modulador óptico, 5, modula la luz láser que pasa desde el acoplador óptico, 4, con el código de correlación,  $c(t)$ , como es generado electrónicamente en el generador 53 de código de correlación maestro, y amplificado por el amplificador, 49. El código de correlación,  $c(t)$ , es modulado sobre la luz láser en el modulador óptico, 5. Esta luz modulada comprende la onda luminosa de interrogación óptica,  $E_i(t)$ . El modulador óptico, 5, puede modular la amplitud, la polarización o la fase de la luz láser sujeto a la enseñanzas del invento. La onda luminosa de interrogación se propaga desde el modulador óptico 5, al acoplador óptico, al divisor de haz o al dispositivo de circulación, 7. La onda luminosa de interrogación pasa a través del acoplador óptico, 7, a la fibra óptica u otro medio 9 de propagación de luz. En lo sucesivo, "abajo", indica una transversal sobre la trayectoria óptica, 9, lejos del acoplador, 7; "arriba" indica una transversal sobre la trayectoria óptica 9 hacia el acoplador óptico, el divisor de haz o el dispositivo de circulación, 7. La onda luminosa de interrogación que atraviesa hacia abajo la fibra óptica o el medio 9 es modulada y es retro-dispersada o devuelta por otros medios con longitudes de trayectoria óptica equivalentes (equivalente a un retardo de tiempo),  $L_1, L_2, \dots, L_n$  correspondientes a sensores o canales multiplexados  $S_1, S_2 \dots S_n$ . La onda luminosa de

interrogación devuelta es una señal óptica compuesta modulada por señales debido a las acciones de modulación y multiplexado de dominio temporal  $S_1$  a  $S_n$ .

5 Más particularmente, la propagación de la señal de interrogación de espectro de dispersión óptica abajo de la extensión total continua de la extremidad de lanzamiento de señal de la extensión de fibra óptica, a la extremidad remota, provoca una señal óptica compuesta de retro-propagación, que es la suma lineal, o integración espacial, de todas las retro-reflexiones individuales, continuas, o de la continuidad a lo largo de la extensión de la fibra óptica.

10 Un componente de esta señal compuesta está comprendido de la continuidad que ocurre de forma natural de retro-reflexiones ópticas (incluyendo los efectos de dispersión óptica de Rayleigh ((ROS))) de la señal portadora de espectro de dispersión óptica que se ha formado modulando la señal portadora principal por las señales de dispersión de espectro. Otro componente está comprendido de las retro-reflexiones ópticas que ocurren de forma artificial, o bien reflexiones de punto a punto o reflexiones distribuidas, de la señal portadora de espectro de dispersión óptica que es formada debido a discontinuidades de propagación como el resultado de la presencia de un acoplador de cable de fibra en la extensión 9. Aún otro componente comprendido de la continuidad de modulaciones en ubicaciones a lo largo de la extensión de las señales reflejadas debido a los componentes longitudinales del cambio de longitud de trayectoria óptica, que provocan un retardo en la señal reflejada, experimentado por la extensión de fibra óptica a lo largo de su longitud.

20 Tal cambio en la longitud de la trayectoria óptica o retraso puede ser provocado por una variedad de posibles fuentes que incluyen ondas de presión acústica incidentes sobre la fibra, campos electromagnéticos acoplados a la fibra, tensión mecánica o presión sobre la fibra, tensión térmica o presión inducida en la fibra, otros medios de provocar un cambio en la longitud de la trayectoria óptica. La utilización del modo de ondas de presión acústica para cambiar la longitud de la trayectoria en sistemas de vigilancia de intrusión en perímetros es la realización principal ilustrada aquí. En esta utilización, la extensión de fibra óptica 9 es empleada para proporcionar una agrupación de geófonos virtuales enterrados en un rango de profundidades bajo la superficie del suelo de aproximadamente entre 15,24 cm (seis (6) pulgadas) y un (1) pie, para detectar el movimiento de un objeto sobre la superficie del suelo. El modo de detección de onda de presión acústica es también útil para detectar señales sísmicas, como por ejemplo cuando agrupaciones lineales son insertadas en estructuras envolventes de un pozo de petróleo existente. Choques que producen una onda de presión artificial predeterminada son impartidos sobre el suelo, y las respuestas del sensor son utilizadas para localizar depósitos de petróleo secundarios. El modo de detección de onda de presión acústica es además útil para emplear la extensión 9 como una agrupación de hidrófonos virtuales, siendo el medio que acopla las señales a los hidrófonos al menos en parte la masa de agua en la que se sumerge la agrupación. Tales agrupaciones de hidrófonos encuentran aplicación como agrupaciones remolcadas de guerra submarina naval, o agrupaciones de exploración geofísica remolcadas. En estas últimas las agrupaciones responden a los choques producidos artificialmente de carácter y localización predeterminados en la masa de agua, y la respuesta de la agrupación a señales de retorno inferiores es utilizada para localizar la característica geofísica del fondo del océano que indica la probable presencia de un depósito de petróleo. Aún más, podría utilizarse una posición de detección en una extensión de fibra 9 para recibir como señales microfónicas de entrada impartidas adecuadamente a la región de la posición de detección. El modo de detección de campo magnético de la extensión de fibra 9 podría utilizarse para vigilar señales electrónicas a lo largo de una extensión de cables de comunicación para localizar averías. Las respuestas de la extensión de fibra 9 a las tensiones mecánicas, de presión o térmicas pueden ser utilizadas en sistemas para vigilar tales tensiones.

40 La onda luminosa compuesta se propaga por la fibra óptica o medio 9, pasa a través del acoplador óptico, del divisor de haz o del dispositivo de circulación, 7, al trayecto óptica 11. El trayecto óptico, 11, deja pasar la onda luminosa compuesta retro-dispersada, multiplexada con retardo de tiempo,  $E_b(t)$ , al receptor óptico, 15.

Preferiblemente, la fibra 9 es de los tipos de cable de fibra, de mono-modo o multi-modo convencional, de coste relativamente bajo.

45 Además, es preferible que la fibra 9 tenga extruida en la misma un revestimiento 12 de un material que mejora la tensión longitudinal a la que es sometida la fibra a partir de una tensión de onda de presión aplicada, dada radialmente, o en general lateralmente. Los materiales que proporcionan tal mejora incluyen polímeros de termoplástico extruibles (TPU) o elastómeros de termoplástico extruibles (TPE) que exhiben una combinación de un módulo de Young (E) bajo y un módulo o relación de Poisson ( $\sigma$ ) bajo. El módulo de Poisson está preferiblemente inferior a 0,5, que es el módulo de Poisson del caucho natural. Ejemplos de tales materiales incluyen: (i) polietileno de baja densidad, que tiene un  $E = 1,31$  dinas/cm<sup>2</sup> x 10<sup>-10</sup> y  $\sigma = 0,445$  característicos; y (ii) poliestireno con  $E = 3,78$  dinas/cm<sup>2</sup> y  $\sigma = 0,35$  (valores como se ha indicado en el documento, R. Hughes y J. Javzynski, "Amplificación de la Sensibilidad a la Presión Estática en Hidrófonos de Fibra Óptica Interferométricos", Óptica Aplicada/Vol. 19/No. 1/1 de Enero de 1980).

55 Una realización alternativa de fibra 9, aunque implica significativamente un mayor coste por unidad de longitud de la fibra, es proporcionar la fibra en la forma más cara de una fibra óptica que preserva la polarización o con una sola polarización. La fibra que preserva la polarización de este tipo mantiene la luz retro-dispersada en un intervalo estrecho de estados de polarización de modo que una señal de RF 21 sustancialmente única introduce un único conjunto 23 de elementos que realizan la correlación, reduciendo la complejidad del sistema. Sin embargo, en casos que implican largas líneas de vigilancia esta realización alternativa resulta cara en el coste de la fibra.

El generador 53 de código de correlación crea una señal,  $c(t)$ , que tiene un ancho de banda amplio. La naturaleza de banda ancha del código de correlación es requerida para obtener las propiedades deseadas en la función de auto-correlación de las señales. El cálculo y definición de la función de auto-correlación de cualquier señal general es bien conocido y está definido en la literatura de tratamiento de señales. La señal de código de correlación,  $c(t)$ , está así estructurada de modo que su función de auto-correlación tiene un pico muy elevado en el retardo cero, y está muy poco alejada del retardo cero. Este criterio es bien conocido por los expertos en la técnica y es la esencia de por qué el código de correlación tiene un ancho de banda amplio. Puede utilizarse cualquier señal que tenga las propiedades de la función de auto-correlación deseada como el código de correlación en el invento. Hay muchas razones para elegir un código de correlación en vez de otro: facilidad de creación; propiedades de auto-correlación; coste del hardware de creación; coste del hardware de correlación; y efectividad en producir efectos de señal de espectro de dispersión. De acuerdo con la enseñanza del invento, el código de correlación para el invento puede ser una secuencia binaria con una propiedad de auto-correlación trans-ortogonal deseada (a veces denominada una secuencia de pseudo-ruido), una secuencia de número pseudo-aleatorio (PRN) con la tal propiedad de auto-correlación deseada, chirps, u otros tipos de señales que proporcionan códigos de correlación que tienen un comportamiento no repetitivo postulable. La lista anterior de tipos de señales de secuencia que pueden ser empleadas para modular la señal de onda luminosa portadora incluye tanto "secuencias de pseudo-ruido binarias" como "secuencias de número pseudo-aleatorio (PRN)". Para los propósitos de construcción de esta memoria y de las reivindicaciones adjuntas, estos términos se emplean cuando están definidos en los listados "Secuencia de Pseudo-ruido (PN) (comunicación por satélite)" y "Secuencia de número pseudo-aleatorio" en las páginas 747 y 748 del "IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronic Terms" ("Diccionario de Normas IEEE de Términos Eléctricos y Electrónicos") (Cuarta Edición), cuyos listados se han incorporado aquí a modo de referencia. Además, para los propósitos de construcción de esta memoria y de las reivindicaciones adjuntas, se ha considerado que la "secuencia de pseudo-ruido binaria" es genérica y la "secuencia de número pseudo-aleatorio" es una especie de la misma. Aun más, para los propósitos de construcción de esta memoria y de sus reivindicaciones adjuntas, se han considerado ambos términos para incluir formas de secuencias de señal analógica así como formas de señal digital.

Ha de apreciarse que además de su función de codificación de correlación, el generador 53 de código de correlación maestro es una fuente de una señal de dispersión de espectro comprendida de una señal de dispersión de espectro que produce una auto-correlación que tiene un buen comportamiento. Tiene un control máximo en retardo de correlación cero, y su espectro es lo bastante grande para proporcionar el muestreo de dicha fibra óptica espacialmente a lo largo de la longitud de la fibra 9 con una resolución acorde con una sub-longitud  $\Delta Z$  de la extensión de fibra 9. Estas características permiten la segmentación de una fibra óptica 9 de longitud de extensión  $L$  en  $n$  segmentos de acuerdo con una relación

$$L < \Delta Z \cdot n \quad (40)$$

En esta relación  $\Delta Z$  es una longitud de segmento de la extensión de fibra cuya longitud es la mitad de la distancia recorrida por la luz que se propaga a través de un intervalo de tiempo de retardo temporal cero de la máxima auto-correlación,  $\Delta T$ , de tal manera que  $C_L$  es la velocidad de la luz en dicha fibra óptica y  $\Delta T$  es aproximadamente igual a la inversa del ancho de banda óptico de la señal de dispersión.

Una realización ilustrativa del generador 53 es un generador de código de número pseudo-aleatorio del tipo de registro de desplazamiento, que tiene  $n$  bits, en el que se ha generado un código que satisface dicha relación de sub-longitud y longitud de segmento de resolución eligiendo una combinación apropiada del número de sus bits y del tiempo.

La longitud temporal de la secuencia de código que es producida reiterativamente por el generador 53 puede ser o bien menor que el período de tiempo de propagación de una onda luminosa hasta la extremidad remota de extensión y la retro-propagación de un retro-dispersor (es decir, distancia del viaje de retorno), o bien mayor que este período de tiempo. No puede ser igual a este período.

La base de tiempo predeterminada empleada por la fuente de las señales de dispersión de espectro, que determina la longitud del segmento  $\Delta Z$  es así elegida para proporcionar una mejora positiva a la relación de la potencia del efecto de dispersión  $P_R$  de Rayleigh de retro-propagación a la potencia del efecto de dispersión  $P_T$  de Rayleigh propagado hacia delante, de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$\frac{P_r}{P_i} [dB] = -70 + 10 \log_{10}(\Delta L) - \frac{\Delta Z}{100} \quad (41)$$

#### b. Medios Láser de Bloqueo de Fase

Se hace referencia a la fig. 3. El láser de oscilador local, 45, genera una onda luminosa de oscilador local. La onda luminosa de oscilador local se propaga desde el láser de oscilador local 45, al acoplador óptico o divisor de haz, 43. El acoplador óptico, 43, separa la parte más pequeña de potencia de la onda luminosa del oscilador local al trayecto óptico, 41. La trayectoria óptica, 41, propaga la parte menor de la onda luminosa del oscilador local al receptor óptico 35 de medios de bloqueo de fase. La parte mayor de la potencia de la onda luminosa del oscilador local es separada por el acoplador óptico 43, y hecha pasar a la trayectoria óptica 13. El trayecto óptico, 13, propaga la parte mayor de la onda

luminosa del oscilador local al receptor óptico, 15. El receptor óptico 35 de medios de bloqueo de fase, recibe e interfiere la onda luminosa del láser transmisor desde el trayecto óptico, 39, y la onda luminosa del oscilador local desde el trayecto óptico 41. El receptor 35 interfiere las ondas luminosas de referencia procedentes de los láseres 3 y 45 que producen una salida eléctrica que es una onda de radiofrecuencia sobre el trayecto eléctrico, 33. La salida eléctrica, 33, proporciona una frecuencia de impulso electrónico que indica directamente la diferencia en frecuencia óptica y fase entre los láseres 1 y 45. El circuito 31 de bloqueo de fase, que emplea un mecanismo de bucle de bloqueo de fase convencional, controla la diferencia en frecuencia entre el láser 1 y 45 y bloquea la fase de los dos láseres a una relación de frecuencia y fase fija como se ha indicado por la línea discontinua entre el circuito 31 y el láser de oscilador local 45. La diferencia de frecuencia angular es  $\Delta\omega$  como se ha descrito anteriormente en el texto. El propósito de los medios de láser de bloqueo de fase es asegurar que la onda luminosa del oscilador local que se desplaza sobre la trayectoria óptica, 13, al receptor óptico, 15, tiene la relación de fase y frecuencia apropiada a la onda luminosa compuesta sobre el trayecto óptico, 11. Ha de apreciarse que los medios de bloqueo de fase también actúan cooperativamente con el sistema demodulador de fase 66 que ha de ser descrito aquí más adelante. Convencionalmente, un oscilador 311 de reloj maestro común, fig. 7 proporciona la base de tiempo para el circuito 31 de bloqueo de fase y para un demodulador 300 de I & Q, fig. 7.

Se hace referencia a la fig. 3. La onda luminosa compuesta sobre la trayectoria óptica 11, es una entrada al receptor óptico 15. La onda luminosa del oscilador local sobre la trayectoria óptica, 13, también es una entrada al receptor óptico, 15. Las ondas luminosas del oscilador local y compuesta son interferidas sobre fotodetectores que producen una señal electrónica que representa electrónicamente la potencia de interferencia óptica heterodina entre las dos ondas luminosas. La señal de radiofrecuencia compuesta resultante en la salida, 17, representa electrónicamente la señal de onda luminosa compuesta en la trayectoria óptica, 11. La señal de receptor electrónica compuesta es hecha pasar desde la salida de receptor óptico, 17, a través del amplificador, 19, a través del trayecto electrónico, 21, al sistema de correlación, 23. La onda luminosa del oscilador local sobre la trayectoria óptica, 13, es interferida con la onda luminosa compuesta sobre la trayectoria óptica 11. La potencia de interferencia es fotodetectada en el receptor óptico, 15, interfiriendo ópticamente la onda luminosa de retro-propagación compuesta sobre la señal del oscilador local. Como uno de los componentes de esta acción de interferencia, se ha producido una señal de impulso de diferencia que es una representación de radiofrecuencia compuesta de la onda luminosa compuesta en la trayectoria óptica, 11.

Esta interferencia de la onda luminosa de salida del oscilador local 13 y la onda luminosa 11 de CW de retro-propagación compuesta proporciona la traslación de la señal 11 desde el dominio óptico a una señal de impulso de diferencia compuesta de radiofrecuencia (RF) CW 17. Esto reduce la frecuencia de la señal 15 a un intervalo de frecuencia de señal que se puede tratar electrónicamente. Ha de apreciarse que un aspecto importante del presente invento que la señal de diferencia compuesta de radiofrecuencia (RF) produce por esta acción de traslación incluye tener componentes de contrapartidas de los componentes antes mencionados de la señal de onda luminosa de retro-propagación compuesta, con los estados de fase de estas señales de dominio de RF de contrapartidas lo mismo que los estados de fase de los componentes correspondientes de la onda luminosa de retro-propagación.

De acuerdo con el presente invento, los láser 3 y 45 han de tener una elevada capacidad de alto rendimiento suficientemente rigurosa con respecto a la exactitud de frecuencia para permitir efectos de interferencia entre ellos y la detección heterodina de señales de perturbación acústica incidentes en la fibra 9 para producir frecuencias de impulso dentro del intervalo de radiofrecuencia (RF). También de acuerdo con el presente invento, los láser 3 y 45 tienen criterios de rendimiento rigurosos con respecto a la estabilidad de fase, o coherencia, de sus haces. Han de ser sustancialmente coherentes a lo largo de al menos una distancia de trayectoria de propagación sustancialmente igual a dos veces la longitud, L, de la fibra detección 9. Por ejemplo, un láser de anillo, no plano, disponible comercialmente (por ejemplo, Lightwave Electronics Corp. Model 125) sería adecuado para una fibra 9 de vigilancia de intrusión perimetral de detección de intrusos que tiene una longitud de 8,0 km (aproximadamente 5 millas). El haz láser de este láser disponible comercialmente, que está en el rango próximo al infrarrojo, tiene una frecuencia de 227 terahercios, o una longitud de onda de 1319 nanómetros, y tiene una estabilidad de frecuencia exactamente dentro de una parte en un billón a lo largo de un período de 1 milisegundo, o 5 kilohercios en un período de 1 milisegundo.

Ha de apreciarse que la provisión de tales frecuencia y estabilidad de fase de los láser 3 y 45 permite implementar el bloqueo de fase para producir un circuito 31 de bloqueo de fase angular distinto de cero suficientemente pequeño. Esto a su vez permite que los láser 3 y 45, bajo regulación por el circuito 31 de bloqueo de fase, proporcionen un par de haces que están bloqueados en fase y con un " $\Delta\omega$  distinto de cero" suficientemente pequeño para permitir que un receptor óptico en modo heterodino proporcione las salidas de frecuencia de impulso deseadas en el rango de radiofrecuencia. Se comprende que el láser 45, el receptor óptico 35, el circuito 31 y el divisor de haz 43 podrían ser reemplazados con un aparato que aplica el  $\Delta\omega$  distinto de cero al haz procedente de la trayectoria óptica 39 para dar el mismo resultado. La onda compuesta óptica de interrogación devuelta es definida en la sub-sección precedente 3(a) "Transmisor Óptico y Procesos de Multiplexado con Retardo de Tiempo" de esta DESCRIPCIÓN DE LA REALIZACIÓN PREFERIDA.

En la sección precedente (1) "Descripción de Teorías Subyacente" de esta DESCRIPCIÓN DE LA REALIZACIÓN PREFERIDA hay una definición de " $\Delta\omega$  distinto de cero" y una demostración matemática de su importancia en el modo heterodino de interferencia. Hace posible la utilización de procesos relativamente simples para evitar el desvanecimiento. A modo de contraste, el desvanecimiento con el modo homodino " $\Delta\omega$  cero" de interferencia implicaría procesos para

evitar el desvanecimiento mucho más difíciles y menos efectivos.

### c.. Demultiplexado con Retardo de Tiempo de Correlación

Se hace referencia a la fig. 3. La señal de radiofrecuencia compuesta sobre el trayecto eléctrico, 21, es introducida en el sistema de correlación, 23. El sistema de correlación retarda la salida del generador 51, de código de correlación maestro, en una magnitud apropiada y correlaciona el código de correlación retardado con la señal de radiofrecuencia compuesta. Esto produce salidas eléctricas  $O_1, O_2 \dots O_n$  que corresponden a señales  $S_1, S_2 \dots S_n$ , que corresponden a su vez a retardos espaciales  $L_1, L_2 \dots L_n$ . Los retardos espaciales  $L_1, L_2 \dots L_n$  son arbitrarios y programables. La salida eléctrica  $O_1$  corresponde a  $B(t, L_1)$  a la que se ha hecho referencia en la sub-sección precedente 2(a).

Los procesos de correlación son bien comprendidos en la literatura. La señal que representa la onda óptica retro-dispersada en la agrupación 9, que es hecha pasar desde el receptor óptico 15, al sistema de correlación 23, contiene toda la información para todos los sensores o canales  $S_1, S_2 \dots S_n$  una vez que la trayectoria de señal electrónica 21 entra en el elemento que realiza la correlación (o "correlacionador") 23. Debido a que la señal compuesta retro-dispersada es modulada con el código de correlación por el modulador 5, la luz retro-dispersada es estructurada en el tiempo con la estructura de tiempo del código de correlación. Debido a que el código de correlación es seleccionado para tener propiedades de código de auto-correlación especiales, la estructura de tiempo de los códigos de correlación permite que se obtenga una representación electrónica de la luz retro-alimentada en la posiciones  $L_1, L_2 \dots L_n$  a través del proceso de correlación en el elemento que realiza la correlación 23. En una realización preferida del invento, el generador 53 de código maestro es un generador de código de número pseudo-aleatorio del tipo de registro de desplazamiento (PRN) y cada elemento que realiza la correlación del conjunto 23 sería un demodulador de tipo de correlación descrito aquí posteriormente en mayor profundidad. El generador 53 de código puede ser realizado alternativamente como una secuencia binaria que tiene propiedades de auto-correlación trans-ortogonales (secuencia de pseudo-ruido binaria) y cada elemento que realiza la correlación sería entonces un demodulador del tipo de correlación para demodular una secuencia de pseudo-ruido binaria, cuya implementación sería comprendida por los expertos en la técnica. El elemento que realiza la correlación utiliza el código de correlación de referencia procedente del generador 53 de código de correlación, que es hecho pasar a través del trayecto electrónico 51 hasta el elemento que realiza la correlación 23, como una "regla de oro" que permite la clasificación mediante representaciones electrónicas de demultiplexado en el dominio temporal y espacial de las señales ópticas de retro-dispersión en sensores o canales  $S_1, S_2 \dots S_n$ . Distintas versiones retardadas del código de correlación son multiplicadas por la señal compuesta con todas las señales de sensor o de canal presentes simultáneamente, procedentes del trayecto electrónico 21 de modo que la representaciones electrónicas de los sensores o canales  $S_1, S_2 \dots S_n$  son emitidas desde el elemento que realiza la correlación 23 sobre las señales  $O_1, O_2 \dots O_n$  con respecto al índice.

El sistema de correlación 23 es un concentrador de señal de espectro de dispersión electrónica y un demultiplexor de dominio temporal y espacial de la contrapartida de la señal de radiofrecuencia a la señal compuesta óptica. Su entrada está acoplada a la salida amplificada 21 del heterodino y fotodetector, y es operativa en cooperación con dicha fuente de señales de dispersión de espectro para realizar un proceso de correlación de señal coherente sobre las contrapartidas de radiofrecuencia de los antes mencionado "uno" y antes mencionado "aun otro" componentes de la onda luminosa CW de retro-propagación compuesta. Esto causa la concentración de la contrapartida de radiofrecuencia de la señal de espectro de dispersión reflejada óptica y provoca el demultiplexado temporal y espacial de la contrapartida de radiofrecuencia del "aun otro" componente de la señal de radiofrecuencia compuesta. Este tratamiento proporciona señales que clasifican temporal y espacialmente dicho "aun otro" componente en  $n$  canales de señal de sensor virtual, o dicho de otro modo  $n$  de cada una de las regiones de medición de longitud  $\Delta Z$ , que mide el cambio de trayectoria óptica inducido en cada uno de los segmentos de longitud  $\Delta Z$  de la extensión de fibra óptica 9.

Se apreciará que este proceso de clasificación es logrado por las propiedades de auto-correlación de la señal de dispersión de espectro y con el tiempo de vuelo de la señal de dispersión de espectro óptico por debajo de cada segmento de reflexión  $n$ ésimo y de vuelta al receptor óptico heterodino 15. Una réplica retardada de la señal de dispersión de espectro es correlacionada contra la contrapartida de la señal de radiofrecuencia de la señal de retro-propagación compuesta óptica, segmentando por ello la fibra óptica en  $n$  segmentos independientes, o sensores virtuales, a través del tiempo de vuelo de la señal de retro-propagación compuesta óptica y la función de auto-correlación de la señal de dispersión de espectro transmitida.

Ha de apreciarse que el sistema 2 está funcionando en el modo de transmisión y de recepción de espectro de dispersión. En particular, proporcionando una onda luminosa de interrogación óptica,  $E_1(t)$ , con modulación por el código de correlación,  $c(t)$ , la señal portadora de onda continua es estructurada temporalmente en una onda luminosa de interrogación de espectro de dispersión que reitera continuamente secuencias de código que se pueden auto-correlacionar. A continuación, después de que el sistema de correlación proporcione un tiempo apropiado de retardo el sistema de correlación 26 correlaciona la onda luminosa retro-dispersada  $E_b(t)$  con la misma salida,  $c(t)$ , del generador 53 de código, concentrando la señal de espectro de dispersión.

De acuerdo con la teoría de electrónica de comunicación bien conocida esto tiene el efecto de aumentar la salida de señal del sistema de sensor ROSE mientras el ancho de banda de ruido permanece siendo igual. Clasificando temporal y espacialmente la contrapartida de la radiofrecuencia del "aun otro" componente antes mencionado de la onda luminosa

de retro-propagación compuesta, el "otro" componente antes mencionado de ruidos indeseados, tales como reflexiones procedentes de los acopladores en la extensión de fibra 9, son materialmente atenuados.

Más particularmente, de acuerdo con esta teoría bien conocida, la relación de señal a ruido (SNR) es mejorada por atenuación considerable de mecanismos de ruido en rangos de frecuencia fuera del lóbulo de frecuencia central de la función de auto-correlación y fuera del par de primeros lóbulos laterales a uno y otro lado del lóbulo de frecuencia central.

Una realización ilustrativa del concentrador y demultiplexor espacial de la señal de espectro de dispersión electrónica para cooperación con el generador de código del tipo de registro de desplazamiento PRN descrito previamente puede comprender una serie de n generadores de código de registro de desplazamiento similar que reciben respectivamente la señal de dispersión de espectro a través de una serie correspondiente de n canales de alimentación que provocan retardos que aumentan de forma incremental en una cantidad de tiempo que soporta una relación predeterminada a la longitud de extensión de fibra, y  $C_L$ , la velocidad de la luz a través de la fibra. La señal de radiofrecuencia compuesta es alimentada a una serie correspondiente de n multiplicadores conectados para recibir cuando el otro multiplicador los códigos generados por el concentrador y demultiplexor respectivos para proporcionar por ello la señal dispersada y demultiplexada.

#### 15 d. Demodulación de Fase Heterodina

Se hace referencia a la fig. 3. Después de que la señal de radiofrecuencia compuesta sobre el trayecto eléctrico 21 es demultiplexada con retardo de tiempo de correlación por el sistema de correlación 23, la pluralidad (que hacia arriba puede incluir un número muy grande, por ejemplo 5000) de salidas  $O_1, O_2, \dots, O_n$ , sobre la pluralidad de trayectos eléctricos 61, 63 y 65 respectivamente son demodulados en fase por una pluralidad de demodulaciones de fase individual en el sistema 66 demodulador de fase. las salidas del sistema 66 demodulador de fase, con la pluralidad correspondiente de trayectos eléctricos 71, 73 y 75. Las salidas 71, 73 y 75 del demodulador de fase corresponden a las salidas del elemento que realiza la correlación ( $O_1, O_2, \dots, O_n$ ) 61, 63 y 65 respectivamente, y a la pluralidad correspondiente de señales correspondientes  $S_1, S_2, \dots, S_n$  respectivamente correspondientes a los retardos espaciales  $L_1, L_2, \dots, L_n$  respectivamente. Las salidas 71, 73 y 75 indican electrónicamente (con ancho de banda potencial de decenas de kilohercios) los estados de fase de las señales ópticas  $S_1, S_2, \dots, S_n$ . En particular, la salida 71 es proporcional a la fase temporal  $\Phi_1$  de  $B(t, L_1)$  descrita anteriormente en las subsecciones 1(b) "Correlación o Multiplexado con Retardo de Tiempo" y 3(c) "Demultiplexado con Retardo de Tiempo de Correlación" de esta DESCRIPCIÓN DE LA REALIZACIÓN PREFERIDA. Las salidas 73 y 75 del demodulador de fase indican los estados de fase temporales  $\Phi_2$  y  $\Phi_n$  de  $B(t, L_2)$  y  $B(t, L_n)$  respectivamente.

#### 30 e. Tratamiento de Polarización Libre de Desvanecimiento

Preferiblemente el sistema 2 incluye además funciones de tratamiento características de la señal de polarización (no mostradas), que son utilizadas junto con la característica previamente descrita que la función de heterodinación proporciona en la reducción del desvanecimiento, de la señal de retro-dispersión,  $E_b(t)$ . Estas funciones de tratamiento de polarización están descritas en la patente Norteamericana de cesionaria común n° 6.043.921 titulada "Receptor de Tasa de Fase Óptica Libre de Desvanecimiento", incorporada aquí en su totalidad. La característica de heterodinación óptica que proporciona beneficios en la reducción del desvanecimiento incluye: (i) cooperación de los láser 3 y 45 bloqueados en fase en la formación de la onda luminosa de interrogación óptica,  $E_i(t)$ , aplicada a la fibra óptica 9, u otro medio de propagación de la luz prolongado linealmente que produce retro-dispersión con efectos de Rayleigh, y (ii) la manipulación de esto por el receptor óptico 15 para proporcionar la señal de recepción electrónica compuesta como salida 17 del receptor óptico. Esto se beneficia de la característica de condiciones de desvanecimiento de Heterodino más favorables de un modo, en el que el desvanecimiento de la señal de polarización y del estado de fase es materialmente reducido en la onda luminosa retro-dispersada detectada  $E_b(t)$ . El módulo 700 de descodificación electrónico de la Patente 6.043.921 es sustancialmente un equivalente del sistema de correlación actual. Sin embargo, el sistema descrito en la Patente 6.043.921 para implementar la reducción de desvanecimiento de polarización (si no para eliminar sustancialmente el desvanecimiento) es un sistema autónomo generalizado para el tratamiento de cualquier señal de fase que tenga una polarización, fase, y frecuencia de fase variables temporalmente. Debe ser adaptado para aplicaciones del sistema 2 mediante integración apropiada en el sistema 2 incluidas las dos siguientes aproximaciones alternativas.

Una aproximación para tal adaptación hace pasar la señal de RF del fotorreceptor de tasa de fase óptica libre de desvanecimiento (FFOPR) al elemento que realiza la correlación 23, realiza la correlación sobre la señal de RF y completa la Demodulación de Fase demodulando en fase y en cuadratura de fase (a continuación I & Q) la señal de RF correlacionada en las salidas. Este método crea componentes de I & Q de ancho de banda bajo y por ello requiere convertidores de analógico a digital de ancho de banda bajo (implicando un requisito para un gran número de componentes electrónicos de correlación de RF analógicos). Esta aproximación del elemento de correlación de RF requiere dos circuitos de correlación para cada elemento sensor virtual, o canal espacial, a lo largo de la fibra 9. Un elemento que realiza la correlación es necesario para la trayectoria de la señal de RF de polarización vertical y un elemento que realiza la correlación es necesario para la trayectoria de la señal de RF de polarización horizontal.

Otra aproximación implica el demodulador I & Q de la fig. 7 de la patente Norteamericana 6.043.921 antes de la

correlación. Esta aproximación correlaciona por ello un conjunto de banda ancha de cuatro señales de I & Q. Un conjunto de I, Q es para la polarización horizontal y el otro conjunto I, Q es para la polarización vertical. En este caso, las señales I & Q son las señales I & Q para la agrupación virtual total en vez de para un elemento sensor virtual de la agrupación. Cuatro elementos que realizan la correlación son requeridos para cada elemento sensor. Un elemento que realiza la correlación es aplicado a cada una de las cuatro señales I & Q de ancho de banda amplio para cada elemento sensor virtual. Esta segunda aproximación requiere convertidores de analógico a digital de banda muy ancha, pero permite utilizar elementos que realizan la correlación digitales en lugar de elementos que realizan la correlación de RF analógicos. El elemento que realiza la correlación de RF o primera aproximación requiere bastantes más convertidores de analógico a digital y electrónica de RF. La aproximación del elemento que realiza la correlación digital permite que los elementos que realizan la correlación sean implementados por las aproximaciones digitales de circuitos lógicos integrados de manera masiva y/o procesadores programados, requiriendo bastante más lógica digital, pero reduciendo sustancialmente la electrónica de RF y el número de unidades de convertidor de analógico a digital en el sistema.

f. Diferenciación de Fase

Se hace referencia a la fig. 3. La pluralidad (que hacia arriba puede incluir un número muy grande, por ejemplo 5000) de señales que indican los estados de fase  $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_n$  en trayectorias electrónicas 71, 73 y 75, respectivamente, son introducidos en el diferenciador de fase 99. El diferenciador de fase forma una pluralidad correspondiente de salidas 91, 93 y 95 que son arbitraria y programablemente asignadas como las sustracciones de cualesquiera dos pares de señales de fase  $\Phi_j$  y  $\Phi_k$  (donde j y k son seleccionados de 1, 2...n).

Cada uno de los pares seleccionables de manera programable de señales de fase diferenciadas forman una señal  $\Delta\Phi_{kj}$  que está espacialmente limitada dentro de la región de la fibra entre las longitudes  $L_j$  y  $L_k$ . El diferenciador de fase produce por ello salidas de fase diferenciales correspondientes a un conjunto de sensores virtuales de longitud y posición programables.

Dicho de otro modo, cada selección programable de pares de señales de fase forma un sensor diferencial espacial virtual que detecta la diferencia entre las fases de la salida  $\Delta\omega$  del subsistema fotodetector (que es el sujeto de las siguientes subsecciones) en el receptor 15. Cada  $\Delta\omega$  es una señal de impulso de diferencia de RF representativa del componente "aún otro" antes mencionado de la señal de onda luminosa CW de retro-propagación compuesta que pasa desde el extremo del lanzamiento de la extensión de fibra 9 al acoplador direccional 7. Estas señales procedentes de cada par representan por ello señales de sensores diferenciales espaciales virtuales a lo largo de la extensión de fibra 9. Como resultado de la elección de los pares que son selectivamente programables estos sensores virtuales pueden ser empleados para incrementar aberturas adaptables en el tratamiento de señal incidente en la extensión de fibra. Esta característica sería útil, por ejemplo, en permitir que los operadores del sistema de seguridad clasifiquen objetos que causan señales de onda de presión acústica incidentes en una extensión de fibra 9 utilizada como una línea de vigilancia de intrusión en el perímetro.

g. Subsistema Detector Óptico

Los receptores ópticos 15 y 35, figs. 3, 4 y 5, están comprendidos de subsistemas fotodetectores. Pueden ser empleados cualesquiera de las muchas técnicas y dispositivos de fotodetección bien conocidos. A continuación se describirá la posible implementación de los subsistemas de fotodetección.

Se hace referencia a la fig. 4. Partes similares corresponden a números similares. Las señales ópticas entran en el subsistema fotodetector a través de trayectorias ópticas 101 y 103 que son extensiones de las trayectorias 11 y 13 en el caso del receptor 15, y (no mostradas) de las trayectorias 39 y 44 en el caso del subsistema 35. Las señales ópticas son igualmente divididas por el acoplador óptico o divisor de haz 105. La señal óptica en el trayecto 107 es una señal compuesta comprendida de la mitad de la potencia óptica de la trayectoria 101 y de la mitad de la potencia óptica que llega en la trayectoria 103. La señal óptica en la trayectoria 107 es iluminada en el detector óptico 111. La foto-corriente del detector óptico 111 fluye al conducto eléctrico 115. De modo similar, la señal óptica en la trayectoria 109 está comprendida de la mitad de la potencia óptica en la trayectoria 101 y de la mitad de la potencia óptica en la trayectoria 103. La señal óptica en la trayectoria 109 es iluminada sobre el detector óptico 113. La foto-corriente del detector óptico 113 fluye fuera del conducto eléctrico 115. Por ello las corrientes fotovoltaicas de los detectores ópticos 111 y 113 son sustraídas en el conductor o nodo eléctrico 115.

Los fotodetectores 111 y 113 son hechos coincidir de modo preciso en responsividad. La corriente fotovoltaica diferencial en el conducto eléctrico 115 es introducida en el pre-amplificador 117, en el amplificador y es hecha pasar a la salida eléctrica 119. La naturaleza diferencial de la fotodetección rechaza cualquiera de la potencia de interferencia auto-óptica de las señales en las trayectorias 101 y 103 y recibe solamente la potencia de interferencia cruzada entre las dos señales ópticas en las trayectorias 101 y 103. Esta arquitectura particular del detector óptico es denominada un esquema de detección óptica heterodina equilibrada. El esquema es 3 dB más sensible que todos los otros métodos de detección óptica heterodina y ofrece la ventaja distintiva de rechazar el ruido del oscilador local.

Se hace referencia a la fig. 5. La fig. 5 ilustra un esquema de fotodetección alternativo a la fig. 4. Las ondas luminosas entran en el receptor en las trayectorias 101 y 103. El acoplador óptico o divisor de haz 105 combina las ondas luminosas

en las trayectorias 101 y 103 en una onda luminosa compuesta en la trayectoria 107. La onda luminosa compuesta en la trayectoria 107 ilumina el detector óptico 111. La corriente fotovoltaica del detector óptico causada por la auto-interferencia y la interferencia cruzada de ondas luminosas que se originan desde las trayectorias ópticas 101 y 103 pasa a través del conductor 115a, es amplificada por el pre-amplificador 117 y es hecha pasar a la salida eléctrica 119.

5 El subsistema detector óptico de las figs. 4 y 5 corresponde a receptores ópticos 15 ó 35 de la fig. 3. Las trayectorias 101 y 103 corresponden a 11 y 13 y la salida 119 corresponde a las salidas 17 en el receptor óptico 15. Las trayectorias 101 y 103 corresponden a 39 y 41 y la salida 119 corresponde a la salida 33 en el receptor óptico 35. Cualquiera de los esquemas de fotodetección de las figs. 4 ó 5 puede ser utilizado para los receptores ópticos 15 ó 35. Sin embargo, se prefiere el esquema de fotodetección de la fig. 4.

10 h. Sistema de Correlación Programable

Se hace referencia a la fig. 6. La señal de radiofrecuencia compuesta, o señal de impulso de referencia compuesta de RF, que representa electrónicamente la señal óptica multiplexada con retardo de tiempo recibida, u onda luminosa CW de retro-propagación compuesta,  $E_p(t)$  es introducida en el sistema de correlación 23, en la entrada eléctrica 21. La señal de radiofrecuencia compuesta es dividida en n caminos con el divisor de potencia 203 en una pluralidad (que hacia arriba puede incluir un número muy grande, por ejemplo 5000) de trayectorias electrónicas incluyendo 211, 213 y 215. El código de correlación maestro,  $c(t)$ , es introducido en el sistema de correlación 23, en la entrada eléctrica 54. El código de correlación es distribuido a tal pluralidad de circuitos de retardo programables incluyendo 221, 223 y 225. Cada circuito de retardo programable retrasa el código de correlación maestro en el retardo requerido para descodificar/demultiplexar cada canal multiplexado con retardo de tiempo. La pluralidad de circuitos de retardo programables incluyendo 221, 223 y 225 emiten una pluralidad de códigos de correlación retardados incluyendo los de los trayectos eléctricos 231, 233 y 225 respectivamente. La pluralidad correspondiente de códigos de correlación retardados incluyendo los de los trayectos eléctricos 231, 233 y 235 son multiplicados por una pluralidad correspondiente de multiplicadores (o mezcladores equilibrados) incluyendo 241, 243 y 245, respectivamente, por la señal de radiofrecuencia sobre la pluralidad de trayectos electrónicos incluyendo 211, 213 y 215 que son amplificados por una pluralidad de amplificadores correspondientes incluyendo 261, 263 y 265, respectivamente, para producir la pluralidad correspondiente de salidas incluyendo  $O_1$ ,  $O_2$ , y  $O_n$  (en las líneas 61, 63 y 65) respectivamente. Cada una de las salidas produce por ello la señal demultiplexada correspondiente que es controlada en el tiempo por el retardo de tiempo correspondiente del código de correlación. El sistema de correlación 23 de la fig. 6 es una implementación ejemplar del sistema de correlación 23, de la fig. 3.

30 La salida  $O_1$  corresponde a la señal  $B(t, L_1)$  que se ha descrito aquí anteriormente en las subsecciones 2(a) "Sistema Sensor que Permite la Interrogación del Sensor de Fase Óptico ROSE" y 3(c) "Demultiplexado de Retardo de Tiempo de Correlación" de esta DESCRIPCIÓN DE LA REALIZACIÓN PREFERIDA. La salida  $O_1$ ,  $O_2$ , ...  $O_n$  en las líneas 61, 63 y 65, respectivamente, corresponde a señales  $S_1$ ,  $S_2$ ... $S_n$  que a su vez están basadas en el retardo espacial asociado con la distancia  $L_1$ ,  $L_2$ ... $L_n$  indicada en la fig. 3. Estos retardos espaciales están basados en el tiempo de propagación para el desplazamiento de retorno a lo largo de estas distancias, que son arbitrarias y programables. El multiplexado de retardo de tiempo de las señales ópticas que comprende la señal óptica de retro-propagación compuesta en la trayectoria 11, fig. 3, se producen a partir de una pluralidad (que hacia arriba puede incluir un número muy grande, por ejemplo 5000) de ubicaciones espaciales que provocan una pluralidad de retardos del tiempo similares. El sistema de correlación separa espacialmente los componentes de la señal de impulso de diferencia compuesta de RF en canales cada uno de los cuales representa únicamente una señal óptica y una única ubicación espacial.

El sistema de correlación permite el muestreo espacial de las señales ópticas de manera que pueda formarse una agrupación virtual a lo largo de la extensión de fibra 9 en la fig. 3.

i. Sistema de Desmodulación de Fase

45 La realización del sistema demodulador de fase 66, de la fig. 3, tiene dos usos en el sistema 2. O bien: (i) recibe las salidas de la subsección 23 del elemento que realiza la correlación de RF recién descrito, o (ii) es parte de la integración del sistema de reducción de desvanecimiento de polarización de la patente Norteamericana 6.043.921 (como se ha descrito en la subsección precedente 2(e) "Tratamiento de Polarización Libre de Desvanecimiento" de esta DESCRIPCIÓN DE LA REALIZACIÓN PREFERIDA. Se hace referencia a la fig. 7. El sistema de desmodulación de fase 66, está comprendido de una pluralidad (que hacia arriba puede incluir un número muy grande, por ejemplo 5000) de demoduladores de fase, 81, 83 y 85. Las entradas a la pluralidad de demoduladores de fase 61, 63 y 65 (las salidas  $O_1$ ,  $O_2$ ... $O_n$  del elemento que realiza la correlación descritas previamente) son demoduladas en fase con los demoduladores de fase 81, 83 y 85 respectivamente. Las salidas de estos demoduladores son hechas pasar en trayectos eléctricos 71, 73 y 75, respectivamente.

55 Se hace referencia a la fig. 8. Se ha mostrado un diagrama de bloques ejemplares de cualquiera de los demoduladores de fase 81, 83 y 85 recién descritos como parte 300. El trayecto eléctrico de entrada 301 corresponde a cualquiera de los trayectos eléctricos 61, 63, 65, etc., de la pluralidad de demoduladores de fase. El trayecto eléctrico de salida 319 corresponde a cualquiera de los trayectos eléctricos 71, 73 y 75, etc., de la pluralidad de demoduladores de fase. Una salida del sistema de correlación tal como  $O_1$ ,  $O_2$  u  $O_n$  es hecha pasar a través del trayecto eléctrico 301 a un filtro 303

pasabandas. El filtro 303 pasabandas deja pasar sólo una banda de frecuencias angulares en la proximidad de  $\Delta\omega$  de manera que sólo  $B(t, L_m)$  pasa a través del filtro (donde  $m$  es un número entero que corresponde al canal particular). La señal que ha pasado la banda pasa desde 303 a través del trayecto eléctrico 305 al control de amplitud 307. El control de amplitud 307 es o bien un circuito de control de ganancia analógico automático, un circuito recortador electrónico, o una combinación de ellos. El control de amplitud 307 retira variaciones de amplitud debidas al desvanecimiento de polarización u otros tipos de desvanecimiento de señal. Debido a que la señal,  $B(t, L_m)$  es el resultado de una interferencia heterodina, la fase permanece siendo la misma después del recorte. Ha de apreciarse que otros esquemas de demodulación de fase para señales de fibra óptica utilizan una técnica de portadora de fase que no permite la operación de recorte. El recorte es un mecanismo de control de amplitud preferido. El control de amplitud 307 deja pasar una señal estabilizada en amplitud a través del trayecto eléctrico 309 al demodulador 311 de I & Q. El demodulador de I & Q elimina la portadora, es decir desplaza la frecuencia angular central de la  $B(t, L_m)$  estabilizada en amplitud desde  $\Delta\omega$  abajo a cero. El demodulador I & Q emite una tensión proporcional a  $\cos(\Phi_m)$  en el trayecto eléctrico 313 y una tensión proporcional a  $\sin(\Phi_m)$  en el trayecto eléctrico 315. Las tensiones proporcionales a  $\cos(\Phi_m)$  y a  $\sin(\Phi_m)$  en los trayectos eléctricos 313 y 315 respectivamente son convertidas en una señal de salida proporcional a  $\Phi_m$  en el trayecto eléctrico 319 por el detector de fase 317.

Revisando la descripción previa, la pluralidad de demoduladores de fase 81, 83 y 85 de la fig. 7 funcionan cada uno como el diagrama de bloques 300 de la fig. 8. La pluralidad (que hacia arriba puede incluir un número muy grande, por ejemplo 5000) de demoduladores de fase 300 convierten a una pluralidad de señales  $B(t, L_1), B(t, L_2) \dots B(t, L_n)$  a una pluralidad similar de señales proporcionales a  $\Phi_1, \Phi_2 \dots \Phi_n$  que corresponden a señales ópticas  $S_1, S_2 \dots S_n$ .

j. Demodulador I & Q.

A continuación se presentará una implementación ejemplar del demodulador 311 de I & Q de la fig. 8. Se hace referencia a la fig. 9. Una señal  $B(t, L_m)$  de amplitud estabilizada (que se origina a partir del control de amplitud 307 de la fig. 8) es hecha pasar en el trayecto eléctrico 309 a un divisor de potencia 403. La mitad de la potencia de señal que sale desde el divisor de potencia 403 es hecha pasar a un mezclador analógico, mezclador equilibrado, celda de Gilbert o multiplicador analógico 413 a través del trayecto eléctrico 411. La otra mitad de la potencia de señal que sale del divisor de potencia 403 es hecha pasar al mezclador analógico, mezclador equilibrado, celda de Gilbert o multiplicador analógico 423 a través del trayecto eléctrico 421.

El oscilador de referencia 451 genera una onda electrónica proporcional a  $\cos(\Delta\omega t)$ . Como se ha observado anteriormente aquí, este oscilador de referencia es también el oscilador empleado en el mecanismo de bloqueo de fase convencional que establece la relación de fase fija entre las frecuencias del láser principal 3 y del láser 45 del oscilador local cuyas diferencias en frecuencia,  $\Delta W$ , son de muy bajo orden. De acuerdo con los principios conocidos de heterodinar ondas luminosas que tienen relaciones de fase fija, heterodinar estas señales puede producir una señal de impulso de diferencia lo bastante pequeña para estar en el orden de la señal de RF, pero con la diferencia de frecuencia suficientemente elevada para proporcionar la heterodinación con un paso de banda que permite transformar una tasa de código binario dada en componentes de código correspondientes de la señal de impulso, tal como la tasa de código de la secuencia de código PRN producida por el generador 53 del código PRN. Esta onda del oscilador de referencia es hecha pasar desde el oscilador de referencia 451 a través del trayecto eléctrico 453 al amplificador 455. La onda es amplificada por el amplificador 455 y hecha pasar al acoplador híbrido 459 a través del trayecto eléctrico 447. El acoplador híbrido divide la onda electrónica del oscilador de referencia amplificada en dos componentes, uno proporcional a  $\cos(\Delta\omega t)$  en el trayecto eléctrico 417 (que proporciona la "I" o de referencia en fase), y uno proporcional a  $\sin(\Delta\omega t)$  en el trayecto eléctrico 427 (que proporciona la "Q", o referencia en cuadratura de fase).

La referencia en fase en el trayecto eléctrico 417 es multiplicada (o mezclada en frecuencia) con la señal en el trayecto eléctrico 411 por el multiplicador 413 para producir la salida en el trayecto del equipo 415. La señal en el trayecto eléctrico 415 es amplificada por el amplificador 431 y hecha pasar al filtro pasabajos electrónico 435 a través del trayecto eléctrico 433. El filtro pasabajos 435 elimina los componentes de alta frecuencia del proceso de multiplicación o mezclado de frecuencia y da como resultado una salida en el trayecto eléctrico 313 que es proporcional a  $\cos(\Phi_m)$ .

La referencia en cuadratura de fase en el trayecto eléctrico 427 es multiplicada (o mezclada en frecuencia) con la señal en el trayecto eléctrico 421 por el multiplicador 423 para producir la salida en el trayecto eléctrico 425. La señal en el trayecto eléctrico 425 es amplificada por el amplificador 441 y hecha pasar al filtro pasabajos electrónico 445 a través del trayecto eléctrico 443. El filtro pasabajos 445 elimina los componentes de alta frecuencia del proceso de multiplicación o mezclado de frecuencia y da como resultado una salida en el trayecto eléctrico 315 que es proporcional a  $\sin(\Phi_m)$ .

k. Detector de Fase.

A continuación se presentarán implementaciones ejemplares de la detección de fase 317 de la fig. 8. Se hace referencia a la fig. 10. Una implementación de detector de fase digital ejemplar 317 está mostrada en el diagrama de bloques. La señal proporcional a  $\cos(\Phi_m)$  en el trayecto eléctrico 313 es convertida a un código o número digital por el convertidor de analógico a digital (en lo que sigue, A/D) 513. El número digital proporcional a  $\cos(\Phi_m)$  es introducido en el procesador 501 de señal digital a través del trayecto eléctrico 515. La señal proporcional a  $\sin(\Phi_m)$  en el trayecto eléctrico 315 es convertida a un código o número digital por el A/D 523. El número digital proporcional a  $\sin(\Phi_m)$  es introducido en el

procesador 501 de señal digital, a través del trayecto eléctrico 525. El procesador de señal digital, convierte los números proporcionales a  $\text{sen}(\Phi_m)$  y a  $\text{cos}(\Phi_m)$  en un número proporcional a  $\Phi_m$  como sigue.

Supongamos que la constante de proporcionalidad para el  $\text{sen}(\Phi_m)$  y el  $\text{cos}(\Phi_m)$  es  $V_m$ . A continuación el procesador de señal digital puede seleccionar óptimamente estimaciones de  $\Phi_m$  y de  $V_m$  para minimizar la función de error calculada.

$$\varepsilon(\hat{\Phi}_m, \hat{V}_m) = \left( (V_m \cos(\Phi_m) - \hat{V}_m \cos(\hat{\Phi}_m))^2 + (V_m \text{sen}(\Phi_m) - \hat{V}_m \text{sen}(\hat{\Phi}_m))^2 \right) \quad (42)$$

El procesador de señal digital puede también calcular  $\Phi_m$  directamente tomando la función tangente inversa o la función cotangente inversa:

$$\Phi_m = \text{arctg} \left( \frac{V_m \text{sen}(\Phi_m)}{V_m \cos(\Phi_m)} \right) = \text{arccctg} \left( \frac{V_m \cos(\Phi_m)}{V_m \text{sen}(\Phi_m)} \right) \quad (43)$$

Si se desea, el procesador de señal digital puede también implementar el algoritmo de diferenciación y multiplicación cruzada (en lo que sigue DCM). El método DCM es el siguiente. La representación digital de las señales proporcionales a  $\text{sen}(\Phi_m)$  y a  $\text{cos}(\Phi_m)$  son diferenciadas y multiplicadas transversalmente de modo temporal por las señales no diferenciadas. El resultado  $U_m(t)$  es integrado para producir la salida deseada,  $\Phi_m$ . Matemáticamente, este algoritmo es:

$$U_m(t) = V_m \text{sen}(\Phi_m) \frac{\partial}{\partial t} (V_m \cos(\Phi_m)) - V_m \cos(\Phi_m) \frac{\partial}{\partial t} (V_m \text{sen}(\Phi_m))$$

$$U_m(t) = V_m^2 \left( (\cos(\Phi_m))^2 + (\text{sen}(\Phi_m))^2 \right) \frac{\partial \Phi_m}{\partial t}$$

$$U_m(t) = V_m^2 \frac{\partial \Phi_m}{\partial t} \quad (44)$$

$$\Phi_m = \frac{1}{V_m^2} \int U_m(t) dt$$

El procesador de señal digital 501 convierte las señales que llegan sobre los trayectos eléctricos 515 y 525 en una salida digital proporcional a  $\Phi_m$  en el trayecto electrónico 503. Opcionalmente, la salida digital es hecha pasar sobre el trayecto electrónico 505 a algún otro sumidero de datos tal como una memoria de ordenador. La señal digital proporcional a  $\Phi_m$  en el trayecto electrónico 503 es convertida de nuevo a una señal analógica en el trayecto eléctrico 319 mediante el convertidor de digital a analógico 507. A modo de resumen, el detector 317 de fase digital ejemplar acepta entradas 313, 315 que se originan a partir del demodulador 311 de I & Q, de la fig. 8, y el detector 317 de fase digital emite la señal de fase  $\Phi_m$  en el trayecto eléctrico 319. Opcionalmente, puede ser empleada cualquiera de las otras implementaciones bien conocidas de detectores de fase digital.

Se hace referencia a la fig. 11. Una implementación de detector de fase analógico ejemplar 317' esta mostrado en el diagrama de bloques. El detector de fase analógico ejemplar 317' mostrado en la fig. 11 implementa una versión analógica del algoritmo de DCM descrito en el texto previo. La señal proporcional a  $\text{cos}(\Phi_m)$  en el trayecto eléctrico 313 es introducida en el diferenciador temporal analógico 613 y en el multiplicador analógico 617. La señal proporcional a  $\text{sen}(\Phi_m)$  en el trayecto eléctrico 315 es introducida en el diferenciador temporal analógico 623 y en el multiplicador analógico 627. El término de coseno diferenciado en el trayecto de señal 625 es multiplicado por el término de seno en el trayecto eléctrico 315 por el multiplicador analógico 627 que produce la señal en el trayecto eléctrico 629. El término de seno diferenciado en el trayecto eléctrico 615 es multiplicado por el término de coseno en el trayecto eléctrico 313 por el multiplicador analógico 617 que produce la señal en el trayecto eléctrico 619. Las señales en los trayectos eléctricos 619 y 629 son aplicadas como entradas al sumador diferencial 631. La salida del sumador diferencial del trayecto eléctrico 633, que es el resultado del producto de seno y coseno diferenciado que es sustraído del producto de coseno y seno diferenciado, corresponde a  $U_m(t)$  de la descripción de DCM. La señal en el trayecto eléctrico 633 es integrada por el integrador analógico 635 para producir la salida del detector de fase analógico proporcional a  $\Phi_m$  en el trayecto eléctrico y salida 319. A modo de resumen, el detector de fase analógico ejemplar 317 acepta entradas 313 y 315 que se originan a partir del demodulador 311 de I & Q de la fig. 8, a continuación el detector de fase analógico emite la señal de fase  $\Phi_m$  en el trayecto eléctrico 319. Opcionalmente, puede emplearse cualquiera de las otras implementaciones bien conocidas de detectores de fase analógicos.

#### I. Diferencia de Fase Programable

La implementación del diferenciador de fase programable ejemplar mostrada como parte 99 de la fig. 12 corresponde a la

parte 99 mostrada como un bloque en la fig. 3. Se hace referencia a la fig. 12. La pluralidad (que hacia arriba puede incluir un número muy grande, por ejemplo 5000) de señales demoduladas proporcionales a las fases de señal óptica  $\Phi_1, \Phi_2 \dots \Phi_n$  son introducidas en la red 701 de conmutación y encaminamiento de señal de fase programable mediante los trayectos eléctricos 71, 73 y 75, respectivamente. La red 701 selecciona de manera programable sobre una base de relación temporizada al generador de código 53 y encamina sobre una base de "memoria de mantenimiento" y "memoria de transferencia" convencional, una pluralidad (que hacia arriba puede incluir un número muy grande, por ejemplo 5000) de pares de señales de fase sobre una pluralidad (que hacia arriba puede incluir un número muy grande, por ejemplo 5000) de pares de trayectos electrónicos 711 y 713, 731 y 733 y 751 y 753. La pluralidad de pares de señales de fase encaminadas son aplicadas al sustractor correspondiente 715, 735 y 755 como se ha mostrado en la fig. 12. La pluralidad de pares de fase en pares de trayectos electrónicos 711 y 713, 731 y 733, 751 y 753 son sustraídos por sustractores 715, 735 y 753, respectivamente, y la señal diferencial es emitida sobre una pluralidad correspondiente de trayectos eléctricos 91, 93 y 95 respectivamente. La siguiente descripción se centra sobre la salida de canal diferenciador en el trayecto eléctrico 91, comprendiéndose que los modos de operación de otros canales diferenciadores en la red 701 son los mismos. La red 701 de conmutación y encaminamiento de fase programable selecciona una de las señales de fase en uno de la pluralidad de trayectos eléctricos 71, 73 o 75 y encamina la señal al trayecto eléctrico 711. La señal en el trayecto eléctrico 711 es seleccionada para que sea proporcional a  $\Phi_j$  (donde j es el conjunto 1, 2...n). La red 701 también selecciona otra de las señales de fase en uno de los otros de la pluralidad de trayectos electrónicos 71, 73 o 75 y encamina la señal al trayecto eléctrico 713. La señal en el trayecto eléctrico 713 es seleccionada para que sea proporcional a  $\Phi_k$  (donde k es del conjunto 1, 2...n). La señal en el trayecto eléctrico 711 es sustraída de la señal en el trayecto eléctrico 713 por el sustractor 715. La salida del sustractor 715 es hecha pasar sobre el trayecto eléctrico 91 y es proporcional a  $\Delta\Phi_{kj}$  anteriormente descrito en la subsección 3(f) "Diferenciación de Fase" de esta DESCRIPCIÓN DE LA REALIZACIÓN PREFERIDA.. Empleando este modo, la red 701 hace una selección de manera programable a partir de las fases de señal ópticas  $\Phi_1, \Phi_2 \dots \Phi_n$  para proporcionar otras salidas de fase diferenciales en los trayectos eléctricos 91, 93 y 95. Esto puede incluir un número muy grande de señales de fase diferenciales, por ejemplo 5000. Como alternativa al tipo recién descrito de circuitos que emplean sustractores 715, 735 y 755 pueden emplearse cualesquiera de las otras formas bien conocidas de producir una señal diferencial.

m. Un Punto de Vista Alternativo de la División en Partes del Sistema 2.

Como alternativa al punto de vista que puede inferirse a partir de la secuencia precedente que describe la fig. 3, el sistema 2 puede ser considerado como dividido en: (i) una red óptica para iluminar una extensión de detección de fibra óptica, u otra extensión de detección de medio de propagación de la luz, y recuperar porciones de retro-propagación de la iluminación; y (ii) una red fotoelectrónica para establecer sensores virtuales en ubicaciones predeterminadas a lo largo de la extensión y captar o recoger señales físicas externas incidentes o que llegan a los sensores.

En general, la red óptica para la iluminación y para la recuperación de la retro-propagación desde la extensión de fibra 9, comprende el transmisor de láser 3, el acoplador óptico direccional 7 y la fibra óptica, u otro medio 9 de propagación de la luz.

La red fotoelectrónica para establecer sensores virtuales y captar señales procedentes de ellos comprende generalmente dos subdivisiones. Una subdivisión proporciona una forma que se puede auto-correlacionar reiterativa cíclicamente de modulación de la onda luminosa que ilumina la extensión de fibra 9. Esta modulación tiene la forma de secuencias reiteradas que tienen propiedades de auto-correlación. La otra subdivisión toma la retro-propagación recuperada y realiza una heterodinación con ella para obtener una señal de impulso de RF. Entonces capta la señal procedente de los sensores virtuales por auto-correlación y la trata además en formas más útiles.

En general, la subdivisión que proporciona la modulación reiterativa y clínica de secuencias que iluminan la extensión de fibra 9 comprende el generador 53 de código de correlación maestro (mediante una de sus salidas de trayecto eléctrico) y el modulador óptico 5.

En general, la subdivisión para realizar la heterodinación y captar o recoger señales de sensores virtuales procedentes de la retro-propagación recuperada desde la extensión de fibra 9 incluye el láser 45 de oscilador local, y la red que bloquea en fase el láser 3 de transmisor y el oscilador local 45, y una secuencia de elementos que realizan el tratamiento sobre la retro-propagación recuperada. La red de bloqueo de fase comprende el divisor de haz 4, el receptor óptico 35 de medios de bloqueo de fase, el circuito de bloqueo de fase 30, y el acoplador óptico 43. En primer lugar en la secuencia de elementos de tratamiento hay un receptor óptico 15 que fotodetecta la potencia de interferencia "derivada" mediante heterodinación de la porción de iluminación retro-propagada recuperada desde la extensión de fibra 9 con la salida de un oscilador local 45. Los láser 3 y 45 son hechos funcionar con una diferencia de frecuencia para producir una señal de impulso de RF,  $\Delta W$ . A continuación el sistema de correlación 23 recibe como una de sus entradas otra salida del trayecto eléctrico procedente del generador 53 del código de correlación maestro, y proporciona una serie de canales que a su vez proporcionan respectivamente retardos de tiempo predeterminados en relación a la base de temporización del generador 53 del código reiterativo cíclico, para realizar una serie de auto-correlaciones de las entradas retardadas respectivamente desde el generador 53 del código con la señal  $\Delta W$ . Este capta las señales de RF respectivamente representativas de los efectos en el dominio de onda luminosa de las señales físicas externas incidentes sobre el sensor virtual respectivo. El sistema demodulador de fase 66 proporciona una señal de fase lineal derivada de tales señales de RF representativas de las señales ópticas en los sensores virtuales respectivos. El diferenciador 99 de fase programable

trata pares de estas señales de fase lineales que ocurren a través de segmentos de la extensión de fibra 9 entre pares seleccionados de manera programable de los sensores virtuales.

A continuación hay otra descripción de conjunto que llama la atención más particularmente a un aspecto del invento que los elementos del sistema que realizan la auto-correlación permiten que proporcione una salida en forma de una contrapartida de RF de una salida de reflectometría de dominio temporal de onda luminosa de señales incidentes a los sensores virtuales cuando la reflectometría de dominio temporal de onda luminosa emite una onda luminosa de CW modulada por una secuencia de código pseudo-aleatoria binaria reiterada continuamente es lanzada a una extremidad de una extensión de un cable de fibra óptica ordinario. Porciones de la onda luminosa lanzada se retro-propagan a la extremidad de lanzamiento desde una continuidad de ubicaciones a lo largo de la extensión debido a las propiedades innatas de la fibra incluyendo la dispersión de Rayleigh. Esto es descargado del extremo de lanzamiento y heterodinado para producir una señal de impulso de RF. La señal de impulso de RF es tratada por una pluralidad (que pueden ser miles) de demoduladores de secuencia de código de pseudo-ruido binario de tipo de correlación y de demoduladores operados en relaciones de retardo de tiempo diferentes a la base de tiempos de las secuencias de modulación reiteradas. Las salidas de los demoduladores proporcionan salidas de reflectometría de dominio temporal de RF representativas de señales (por ejemplo ondas de presión acústica) incidentes en sensores virtuales a lo largo de la fibra en posiciones correspondientes a las distintas relaciones de retardo de tiempo.

A continuación hay aún otra descripción de conjunto que llama la atención más particularmente a un aspecto del invento de que los elementos del sistema que realizan la auto-correlación permiten la detección de componentes espectrales únicos que representan variaciones de fase de señales externas incidentes en los sensores virtuales. Una onda luminosa CW modulada por una secuencia de código pseudo-aleatoria reiterada continuamente es lanzada a una extremidad de una extensión de un cable de fibra óptica ordinario. Porciones de la onda luminosa lanzada se retro-propagan a la extremidad de lanzamiento desde una continuidad de ubicaciones a lo largo de la extensión debido a las propiedades innatas de la fibra incluyendo la dispersión de Rayleigh. Esta es descargada del extremo de lanzamiento y heterodinada produciendo una señal de impulso de RF. La señal de impulso de RF es tratada por una pluralidad (que pueden ser miles) de unidades de demodulación de secuencia de código de pseudo-ruido de tipo de correlación y de demoduladores de fase, operados en relaciones de tiempo de retardo diferentes a la base de tiempo de las secuencias de modulación reiteradas. Estas unidades proporcionan salidas representativas de variaciones de fase en componentes espectrales únicos respectivos en la señal de impulso de RF causadas por señales acústicas u otras formas de señales, incidentes en sensores virtuales en posiciones de fibra correspondientes a las distintas relaciones de retardo de tiempo.

A continuación hay aún otra descripción de conjunto que llama la atención más particularmente a un aspecto del invento de que un par de las diferentes relaciones de tiempo de retardo de los elementos del sistema de auto-correlación son efectivos para establecer un incremento virtual de la extensión de fibra óptica, y de que un circuito sustractor del diferenciador de fase 99 permite que representen la señal de fase diferencial a través del incremento virtual. Una onda luminosa CW modulada por una secuencia de código pseudo-aleatorio (PN) reiterado de forma continua es lanzada a una extremidad de una extensión de un cable ordinario de fibra óptica. Porciones de la onda luminosa lanzada se retro-propagan al extremo de lanzamiento desde una continuidad de ubicaciones a lo largo de la extensión debido a las propiedades innatas de la fibra incluyendo la dispersión de Rayleigh. Esta es descargada del extremo de lanzamiento y heterodinada produciendo una señal de impulso de RF. La señal de impulso de RF es tratada por una pluralidad (que pueden ser miles) de unidades de demodulación de secuencia de código de pseudo-ruido de tipo de correlación y de demoduladores de fase, operados en relaciones de tiempo de retardo diferentes a la base de tiempo de las secuencias de modulación reiteradas. Pares de salidas de las unidades son conectados a circuitos sustractores respectivos, cada uno de los cuales proporciona una señal representativa de diferenciales de fase de señales acústicas incidentes, u otras formas de señales, a través de incrementos de virtuales de la extensión establecidas por un par de dichas relaciones de retardo de tiempo.

n. Forma Modificada del Invento del Mandril Soportado en el Aire

La fig. 13 ilustra un conjunto 801 así denominado de mandril de fibra soportado en el aire, útil en aplicaciones en las que una extensión óptica de fibra 9' ha de ser sumergida en un medio líquido. El conjunto 801 comprende un mandril cilíndrico hueco 803 que tiene formada en él una cámara central 805 cerrada herméticamente que contiene aire u otro medio gaseoso 807, que es compresible con relación al medio líquido. Un segmento de extensión 9' de un sistema de ROSE 2 de la fig. 3 es arrollado helicoidalmente en la superficie cilíndrica exterior del mandril 803, y unido de manera fija adecuadamente a la superficie. La pared cilíndrica 809 del mandril 803 es de un material así elegido y de un grosor así elegido para formar una membrana de contención con una rigidez circunferencial que permite que las señales de onda de presión acústica incidente sobre el conjunto 801 sean transformadas en variaciones dimensionales radiales del mandril. Como resultado de la geometría del mandril 801 estas variaciones radiales dan como resultado variaciones de la tensión longitudinal aumentada en la fibra 9'. Ha de apreciarse que la estructura física del conjunto 801 proporciona inherentemente una sucesión espacial de dos ubicaciones a lo largo de la extensión de la fibra, que una red 701 de conmutación y encaminamiento de señal de fase podría seleccionar y encaminar para resultar las posiciones límites virtuales de un sensor virtual de señal de fase diferencial. Es decir, posicionando una extensión 9' arrollada en el mandril como un segmento de una extensión 9 total del sistema del sistema de ROSE 2, se puede facilitar proporcionar un par secuencial de ubicaciones de sensor virtual a lo largo de una extensión 9, y la provisión de un par correspondiente de

circuitos de retardo en el circuito 23 de correlación haría que el conjunto 801 opere como un sensor de señal de fase diferencial.

(4) VENTAJAS Y NUEVAS CARACTERÍSTICAS

5 El invento permite la interrogación o multiplexado y demultiplexado de correlación con retardo de tiempo de señales de fase ópticas.

10 El invento permite la interrogación de sensores ópticos de fibra de ROSE (Dispersión y Codificación Óptica de Rayleigh). El invento permite la clasificación y separación espaciales de las fases ópticas temporales de señales ópticas retro-dispersadas que se producen a partir de una pluralidad (que hacia arriba pueden incluir un número muy grande, por ejemplo 5000) de sensores ópticos virtuales a lo largo de fibras u otro medios ópticos. El invento permite que las  
 15 ubicaciones del sensor a lo largo de la fibra sean programables. El invento permite la separación o segmentación electrónica de la agrupación de sensores de fibra a longitudes y posiciones limitadas programables. Debido a que la señal de correlación,  $c(t)$ , puede ser diseñada para ser una onda continua, el invento aumenta la potencia óptica media considerablemente sobre los métodos de interrogación de sensor de fase óptica pulsatorios convencionales. Debido a que la señal de correlación  $c(t)$  puede ser elegida para tener propiedades de dispersión del espectro para las que hay fácilmente disponibles circuitos electrónicos de concentración, pueden ser atenuados materialmente ruidos indeseados del sistema de fibra óptica, tales como ruidos de discontinuidad de reflexión debidos a acoplamientos de cables.

20 Evaluando hipotéticamente el potencial que se puede conseguir mediante el presente invento con respecto al empleo de una clase común de cable de fibra óptica enterrado por debajo de la superficie del suelo como una extensión de fibra que vigila la intrusión de un perímetro, se han hecho las siguientes suposiciones: (i) la degradación de la relación de señal a ruido (S/N) de propagación de la luz de efecto Rayleigh en tal cable de fibra óptica se ha supuesto que es de 0,5 dB/km; (ii) se ha supuesto que hay un requerimiento para que sea detectado un ancho de banda de diez veces el de la señal intrusiva geo-acústica; (iii) y funciones de circuitos digitales son realizados empleando tasas de reloj "de calidad superior" convencionales. Utilizando estas suposiciones, y empleando fibra multi-modo o mono-modo convencional enterrada de  
 25 15,25 cm a 30,5 cm (seis a 12 pulgadas) bajo el suelo, y utilizando metodología de ingeniería convencional para predicción de efectos del ruido, puede mostrarse que el sistema de ROSE 2 tiene el potencial de detectar señales geo-acústicas causadas por un elemento intrusivo (por ejemplo sísmicas) a lo largo de una línea de extensión de fibra tan larga como de 8 km o 5 millas. (Esta evaluación está basada en las degradaciones de S/N para desplazamiento de retorno de señales procedentes de la extremidad de lanzamiento de interrogación de la extensión de fibra 9 a su extremidad remota y vuelta). La capacidad de resolución de segmento hipotética con tal línea de 8 km o de 5 millas, sería  
 30 de 1 m.

35 El invento proporciona una nueva capacidad de detección de fase óptica heterodina sin recurrir a métodos de portadora de fase titubeantes. El método de demodulación de fase introduce la demodulación heterodina en I & Q para producir componentes de fase de coseno y de seno, técnicas de estabilización de amplitud de señal recortada y detección de fase basada en el tratamiento de señal digital. El método de detección de fase espacialmente diferencial proporcionada por el invento permite el rechazo de señales de fase indeseadas introducidas en la fibra.

40 Los detalles, materiales operaciones y disposiciones de partes han sido descritos aquí e ilustrados con la finalidad de explicar la naturaleza del invento. Son posibles muchas modificaciones en éstos por los expertos en la técnica dentro de las enseñanzas propias del invento. Por ejemplo, mientras en el sistema 2 la transformación desde señal óptica a señal de RF requiere espacio antes del tratamiento por correlación programable 23, está dentro de de la experiencia de la técnica diseñar el receptor óptico 15 y el sistema de correlación 23 para que tenga lugar la transformación de otro modo. También, como una alternativa al mecanismo previamente descrito para los láser 3 y 45 de bloqueo de fase, la onda  
 45 óptica del láser en una trayectoria óptica 39 puede ser hecha pasar a través de un modulador acústico-óptico, a veces denominado una Celda de Bragg. La onda óptica difractada que sale del modulador acústico-óptico será desplazada por efecto Doppler por una onda de RF incidente-accionadora, que es trasladada a una onda de sonido en el modulador acústico-óptico, y la onda óptica así llamada desplazada-difractada de Bragg saldrá del modulador acústico-óptico con una frecuencia óptica equivalente al láser 45 bloqueado en fase. La onda luminosa generada de forma acústico-óptica, a una frecuencia equivalente del láser 45 bloqueado en fase, es enviada a lo largo de la trayectoria óptica 13 y resulta la entrada del oscilador local al fotorreceptor 15 heterodino. Una versión desplazada en frecuencia de manera acústico-óptica de la luz en la trayectoria óptica 39 puede por ello reemplazar la luz bloqueada en fase de la fuente óptica  
 50 coherente 45. Por consiguiente, ha de comprenderse que pueden hacerse cambios por los expertos en la técnica dentro del principio del marco del invento expresado en las reivindicaciones adjuntas.

**REIVINDICACIONES**

1. Un reflectómetro de dominio temporal para detectar en un conjunto deseado de n posiciones de detección espaciadas a lo largo de una extensión de fibra óptica, siendo dichas posiciones de detección para detectar un tipo de señal física externa que tiene la propiedad de inducir cambios en la trayectoria de la luz dentro de la extensión de fibra óptica en regiones existentes a lo largo de las cuales la señal está acoplada a la extensión, que comprende:
- 5 una extensión de fibra óptica (9) que tiene una primera extremidad que sirve al mismo tiempo tanto como extremidad de entrada de la señal de interrogación como de extremidad de salida de la señal de retro-propagación para los propósitos de reflectometría, y que tiene una segunda extremidad remota;
- 10 una primera fuente de luz (3) para producir una señal de onda luminosa portadora coherente de una primera longitud de onda predeterminada;
- un modulador (5) de secuencia de código de pseudo-ruido binario para modular dicha señal portadora para producir una señal de onda luminosa de interrogación modulada en secuencia de código de pseudo-ruido que reitera continuamente la secuencia de código de pseudo-ruido binaria, siendo ejecutadas las secuencias reiteradas en una relación fijada a una base de tiempo predeterminada;
- 15 un heterodino (15) de onda luminosa que tiene una primera y una segunda entradas para recibir una señal primaria y una señal de oscilador local, respectivamente, y operativa para producir frecuencias de impulso de sus frecuencias respectivas;
- 20 un acoplador direccional (7) de onda luminosa que tiene un primer puerto que recibe dicha onda luminosa de interrogación modulada de secuencia de código de pseudo-ruido binaria, un segundo puerto acoplado a dicha primera extremidad de dicha extensión de fibra óptica, y un tercer puerto acoplado a dicha entrada de señal primaria del heterodino (15);
- 25 dicho acoplador direccional (7) para acoplar dicha onda luminosa de interrogación modulada de secuencia de código de pseudo-ruido binaria a dicho segundo puerto en que es lanzada en una dirección de propagación hacia delante a lo largo de dicha extensión de fibra óptica provocando el retorno a dicho segundo puerto de una onda luminosa de retro-propagación compuesta que es una suma de retro-propagaciones de onda luminosa a partir de una continuidad de ubicaciones a lo largo de la longitud de la extensión, comprendiendo dicha señal de onda luminosa de retro-propagación compuesta una suma de múltiples componentes que incluyen un primer componente de señal que comprende la suma de partes de dicha señal de onda luminosa de interrogación modulada en secuencia de código de pseudo-ruido en la que las propiedades innatas de la fibra óptica provocan la retro-propagación en una continuidad de ubicaciones a lo largo de la extensión, y
- 30 un segundo componente de señal que comprende la modulación de dicho primer componente de señal provocada por componentes longitudinales de los cambios de trayectoria óptica inducidos en dicha extensión en una continuidad de ubicaciones a lo largo de dicha extensión por las señales físicas externas, incluyendo además dicho segundo componente de señal un conjunto correspondiente de subcomponentes que comprenden la modulación de dicho primer componente de señal por cambios de trayectoria óptica provocados por dichas señales externas en las n posiciones de detección respectivas;
- 35 dicho acoplador direccional (7) está adaptado para acoplar dicha onda luminosa de retro-propagación compuesta a dicho tercer puerto en el que es aplicado a dicha primera entrada del heterodino (15);
- 40 una segunda fuente de luz (45) acoplada a dicha segunda entrada del heterodino (15) de onda luminosa, dicha segunda fuente de luz está adaptada para producir una señal de onda luminosa de oscilador local coherente en relación de fase bloqueada para dicha señal de onda luminosa, siendo dicha señal de oscilador local de una segunda onda luminosa predeterminada que difiere de la primera onda luminosa predeterminada en una magnitud de diferencia lo bastante pequeña para producir en la salida del heterodino (15) una señal de impulso de diferencia compuesta de radiofrecuencia (RF), o por una magnitud suficientemente grande para hacer que dicha señal de impulso de diferencia compuesta de radiofrecuencia tenga suficiente ancho de banda para hacer que incluya contrapartidas de RF de componentes y subcomponentes de señal de dicha señal de onda luminosa de retro-propagación compuesta;
- 45 siendo acoplada dicha señal de frecuencia de impulso de diferencia compuesta de RF a un divisor (203) de n vías que proporciona un conjunto correspondiente de n canales de salida, cada uno de los cuales transmite dicha señal de impulso de diferencia compuesta de RF;
- 50 un conjunto correspondiente de n demoduladores (81, 83, 85) de secuencia de código de pseudo-ruido binario del tipo de correlación que tiene sus entradas respectivas conectadas a los canales de salida correspondientes de dicho divisor de n vías a través de un conjunto correspondiente de circuitos de retardo de tiempo (221, 223, 225) que proporcionan respectivamente un conjunto correspondiente de retardos de tiempo predeterminados en relación a dicha base de tiempo predeterminada del modulador de secuencia de código de pseudo-ruido
- 55

binario, para establecer dichas n posiciones de detección deseadas a lo largo de dicha extensión de fibra óptica; y

5 sirviendo dicho conjunto de demoduladores (81, 83, 85) de secuencia de código de pseudo-ruido binario del tipo de correlación para demultiplexar de manera conjunta temporal y espacialmente dicha señal de impulso de diferencia compuesta de RF para proporcionar en sus salidas respectivas contrapartidas de RF de los sub-componentes de dicho segundo componente de señal de dicha señal de onda luminosa de retro-propagación compuesta provocada por cambios en la trayectoria óptica dentro de dicha extensión de fibra óptica inducida por señales físicas externas acopladas respectivamente a las posiciones de detección correspondientes.

2. El reflectómetro según la reivindicación 1, en el que:

10 dichas propiedades innatas de dicho material de fibra óptica incluyen la generación de efectos de dispersión óptica de Rayleigh en una continuidad de ubicaciones a lo largo de dicha extensión de fibra óptica en respuesta a dicha onda luminosa de interrogación modulada en secuencia de código de pseudo-ruido binario que se propaga hacia delante.

3. El reflectómetro según la reivindicación 1, en el que:

15 dicha extensión de fibra óptica (9) es de una longitud L; y

dicha primera fuente es un láser (3) que tiene la capacidad de rendimiento para generar una señal de onda luminosa con suficiente estabilidad de fase para retener sustancialmente la coherencia en la propagación a lo largo de dicha extensión de fibra óptica durante una distancia al menos igual a 2L.

20 4. El reflectómetro según la reivindicación 1, en el que dicha extensión de fibra óptica (9) comprende un cable de fibra óptica monomodo.

5. El reflectómetro según la reivindicación 1, en el que:

dicho heterodino (15) de onda luminosa es del tipo fotodetector.

6. El reflectómetro según la reivindicación 5, en el que:

25 dicho heterodino (15) de onda luminosa del tipo fotodetector es un circuito detector óptico equilibrado que incluye un par de fotodetectores emparejados con la señal de onda luminosa de retro-propagación compuesta aplicada a cada fotodetector del par; y

dicho circuito de detección óptica equilibrada produce dicha señal de impulso de diferencia compuesta de RF como una corriente diferencial del par de detectores emparejados.

30 7. El reflectómetro según la reivindicación 1, en el que las secuencias de código de pseudo-ruido binario reiteradas continuamente son secuencias de pseudo-ruido binarias en las que los desplazamientos entre estados binarios de la señal desplazan alternativamente la fase angular de la portadora entre sustancialmente 0° y sustancialmente 180°.

8. El reflectómetro según la reivindicación 1, en el que dicha secuencia de código de pseudo-ruido es una secuencia de código de número pseudo-aleatorio generada por un generador de código de número pseudo-aleatorio del tipo de registro de desplazamiento.

35 9. El reflectómetro según la reivindicación 1, y:

un oscilador de referencia (45) de frecuencia fija que produce una señal de fase de referencia;

40 incluyendo cada demodulador (81, 83, 85) de secuencia de código de pseudo-ruido binario del tipo de correlación un demodulador de cuadratura I&Q que tiene una primera entrada para recibir dicha señal de fase de referencia y una segunda entrada para recibir una contrapartida de RF del sub-componente correspondiente de dicho segundo componente de señal de dicha señal de onda luminosa de retro-propagación compuesta, siendo operativo dicho demodulador I&Q para derivar a partir de dicha señal de fase de referencia un intermedio en la señal de fase y una señal de fase en cuadratura intermedia y para dividir la señal recibida en su segunda entrada y mezclar una parte de la misma con la señal en fase intermedia y otra parte de la misma con la señal de fase de cuadratura intermedia para proporcionar un par de señales de salida; e

45 incluyendo además cada demodulador (81, 83, 85) de secuencia de código de pseudo-ruido binario del tipo de correlación un detector de fase que tiene un par de entradas para recibir respectivamente una y otra de dichas salidas del demodulador I&Q y que es operativo para proporcionar en la salida del demodulador de fase dicha señal representativa de la fase angular del sub-componente respectivo de dicho conjunto de n componentes.

10. El reflectómetro según la reivindicación 1, en el que:

- 5 se requiere un período de tiempo TP para la propagación hacia delante de una señal de dispersión de espectro que se puede auto-correlacionar desde una salida de una fuente (53) de la señal de dispersión de espectro hasta dónde dicha primer fuente de luz es modulada, y a continuación para la propagación hacia delante de la señal de onda luminosa de interrogación modulada de espectro de dispersión derivado a la segunda extremidad remota de la extensión de fibra óptica, más el período de tiempo requerido para la retro-propagación de un sub-componente de dicha señal de onda luminosa CW de retro-propagación compuesta producida en la extremidad remota de la extensión a la entrada del heterodino, y a continuación para la retro-propagación del sub-componente equivalente derivado de la señal de impulso de diferencia compuesta de RF desde la salida del heterodino a la entrada de un concentrador y de un demultiplexor correspondientes de un conjunto de n concentradores y demultiplexores; y
- 10 la longitud temporal de una única secuencia de señal de dispersión de espectro que se puede auto-correlacionar de los códigos de secuencia reiterados de forma continua es mayor o menor que el período de tiempo TP.
- 15 11. El reflectómetro según la reivindicación 1, en el que dicha extensión de fibra óptica comprende un cable de fibra óptica del tipo que preserva la polarización.
12. El reflectómetro según la reivindicación 1, en el que:
- dicha extensión de fibra óptica (9) tiene un revestimiento (12) hecho de un material termoplástico que tiene las características combinadas de un módulo de Young bajo y un coeficiente de Poisson por debajo de 0,5; y
- 20 dicho revestimiento (12) sirve para mejorar el componente longitudinal de variación de tensión derivada a partir de una señal de onda acústica cuyo frente de onda incide sobre la extensión desde una dirección que tiene, al menos en parte, un componente lateral en la dirección a lo largo de la cual se propaga el frente de onda.
13. El reflectómetro según la reivindicación 1, en el que cada uno de:
- (i) dicha señal de onda luminosa portadora coherente;
- (ii) dicha señal de onda luminosa de oscilador local coherente;
- 25 (iii) una señal de onda luminosa de interrogación modulada de espectro de dispersión;
- (iv) dicha señal de onda luminosa de retro-propagación compuesta;
- (v) dicha señal de impulso de diferencia compuesta de radiofrecuencia (RF); y
- (vi) cada contrapartida de dicha contrapartida de RF de los subcomponentes de dicho segundo componente de señal de dicha señal de onda luminosa de retro-propagación compuesta, es una señal de onda continua (CW).
- 30 14. El reflectómetro según la reivindicación 9, en el que dicha señal de fase de referencia producida por dicho oscilador (45) de frecuencia fija es utilizada en el establecimiento de la relación bloqueada en fase entre la señal de onda luminosa de oscilador local y la señal de onda luminosa portadora.
15. Utilización del reflectómetro según la reivindicación 1 para una señal de onda de presión acústica como dicho tipo de señal física externa que induce cambios en la trayectoria de la luz en dicha extensión de fibra óptica (9).
- 35 16. Utilización del reflectómetro según la reivindicación 15, en el que:
- dicha extensión de fibra óptica (9) es un perímetro de alarma de seguridad acústica que vigila la línea enterrada a una profundidad predeterminada por debajo de la superficie del suelo;
- dicha señal de onda de presión acústica es causada por la vibración de la superficie del suelo por el movimiento de un objeto sobre la misma; y
- 40 dicho conjunto de n posiciones de detección a lo largo de la línea forma una agrupación virtual de n geófonos que producen respectivamente señales sustancialmente lineales representativas respectivamente de las vibraciones de la superficie del suelo en posiciones de detección correspondientes.
17. La utilización del reflectómetro según la reivindicación 16, en el que el rango de profundidades de enterramiento de la extensión de fibra óptica (9) por debajo de la superficie del suelo es de 15,3 cm (seis pulgadas) hasta el orden de unos 30,5 cm ( un pie).
- 45 18. Utilización del reflectómetro según la reivindicación 1, para un elemento seleccionado en un grupo que consiste de:
- (i) una señal sísmica en la que los medios que acoplan la señal a dicha extensión de fibra óptica incluyen, al

menos en parte, el suelo en el que está enterrada la extensión de fibra óptica (9);

(ii) una señal sonora bajo el agua en la que los medios que acoplan la señal a dicha extensión de fibra óptica (9) incluyen, al menos en parte, una masa de agua en la que está inmersa la extensión de fibra óptica;

(iii) un campo de fuerza electromagnética acoplado a la extensión de fibra óptica (9); y

5

(iv) una señal que comprende variaciones de temperatura acoplada a la extensión de fibra óptica (9); y

(v) al menos una señal microfónica que está acoplada a dicha extensión de fibra óptica (9) en al menos uno de dichos conjuntos de n posiciones de detección a lo largo de la extensión de fibra óptica;

haciendo las veces de dicho tipo de señal física externa que induce cambios en la trayectoria de la luz en dicha extensión de fibra óptica (9).

10

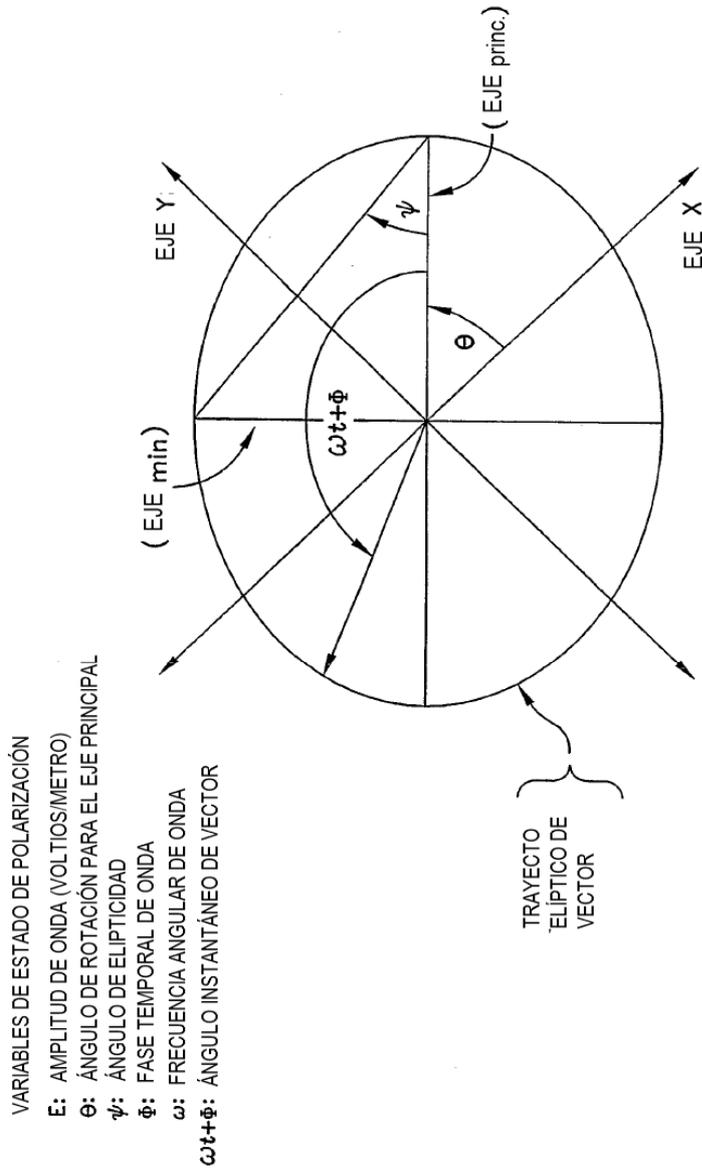


FIG. 1

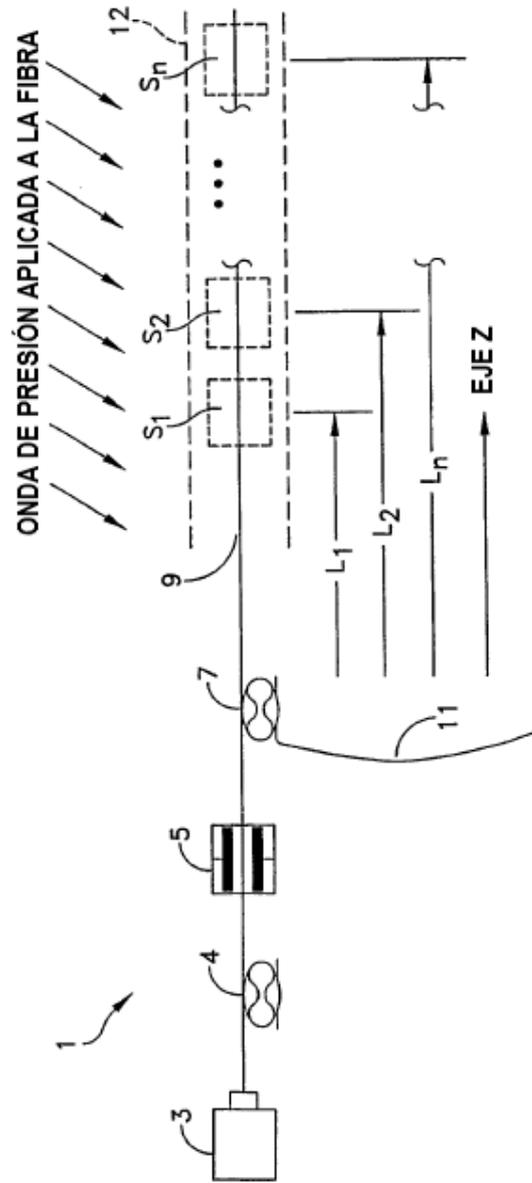


FIG. 2

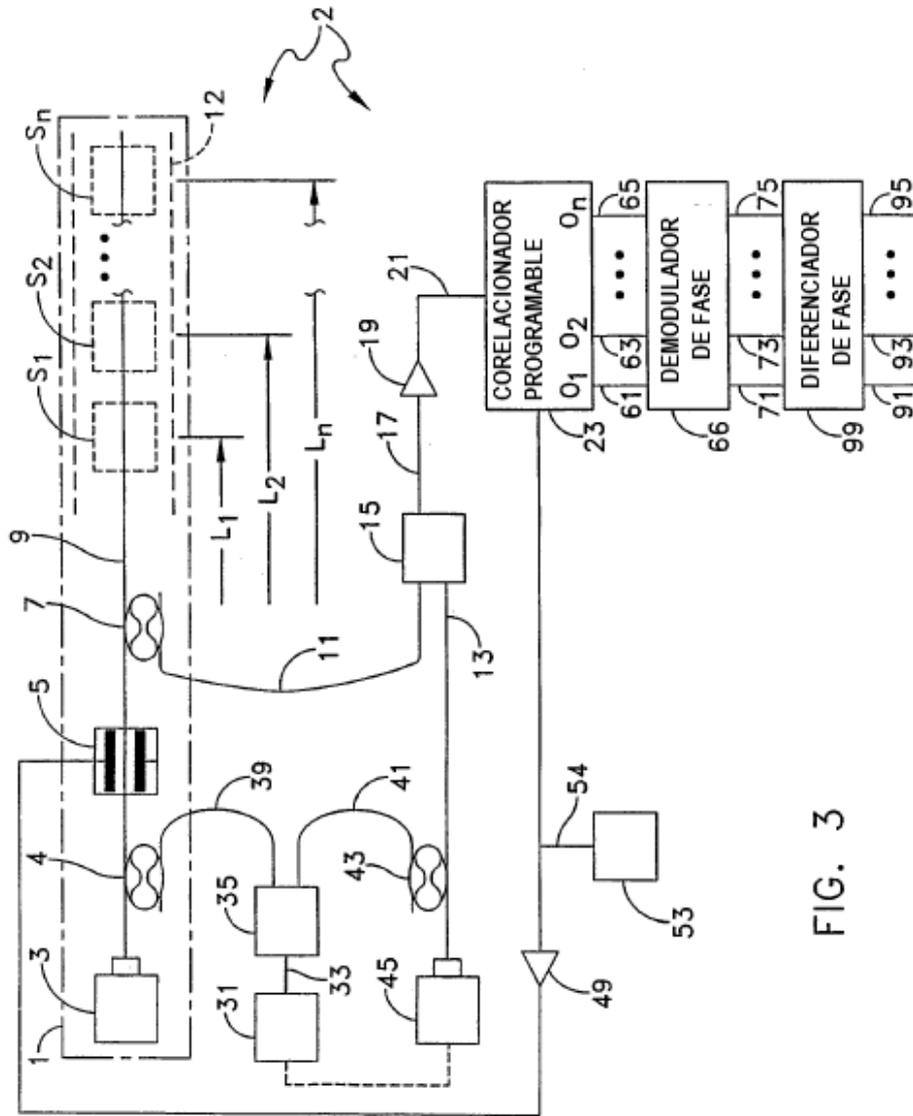


FIG. 3

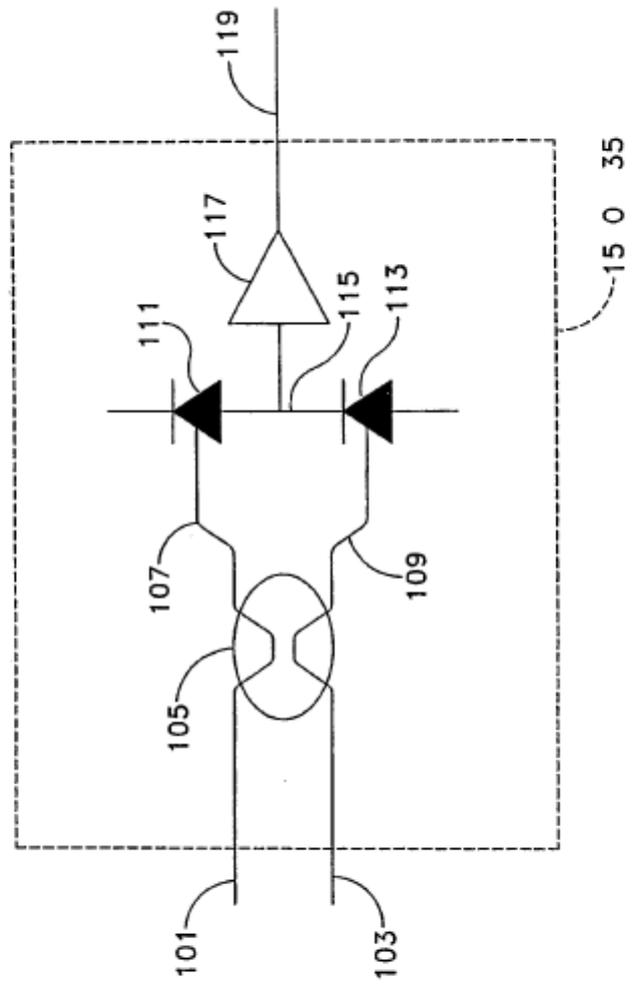


FIG. 4

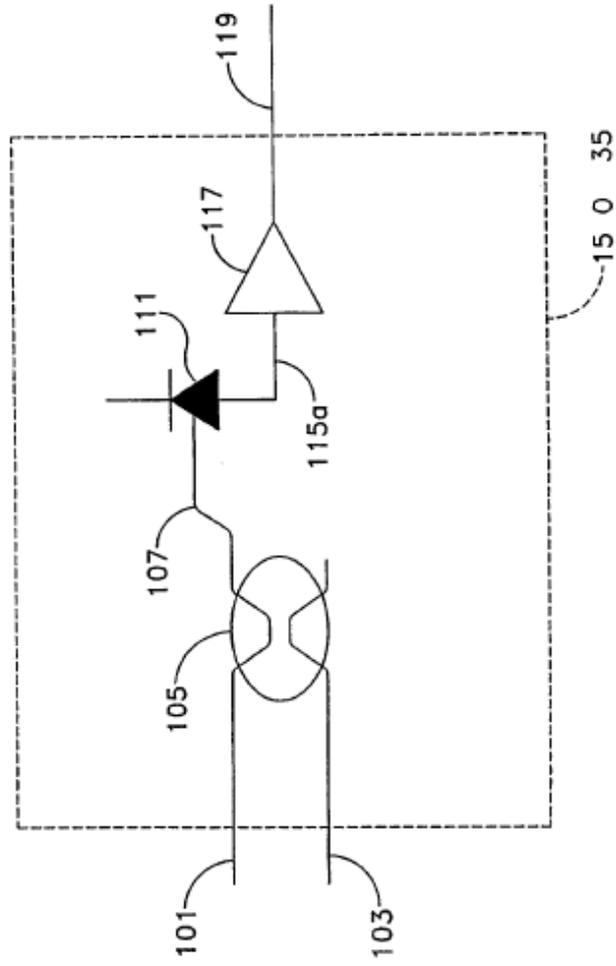


FIG. 5

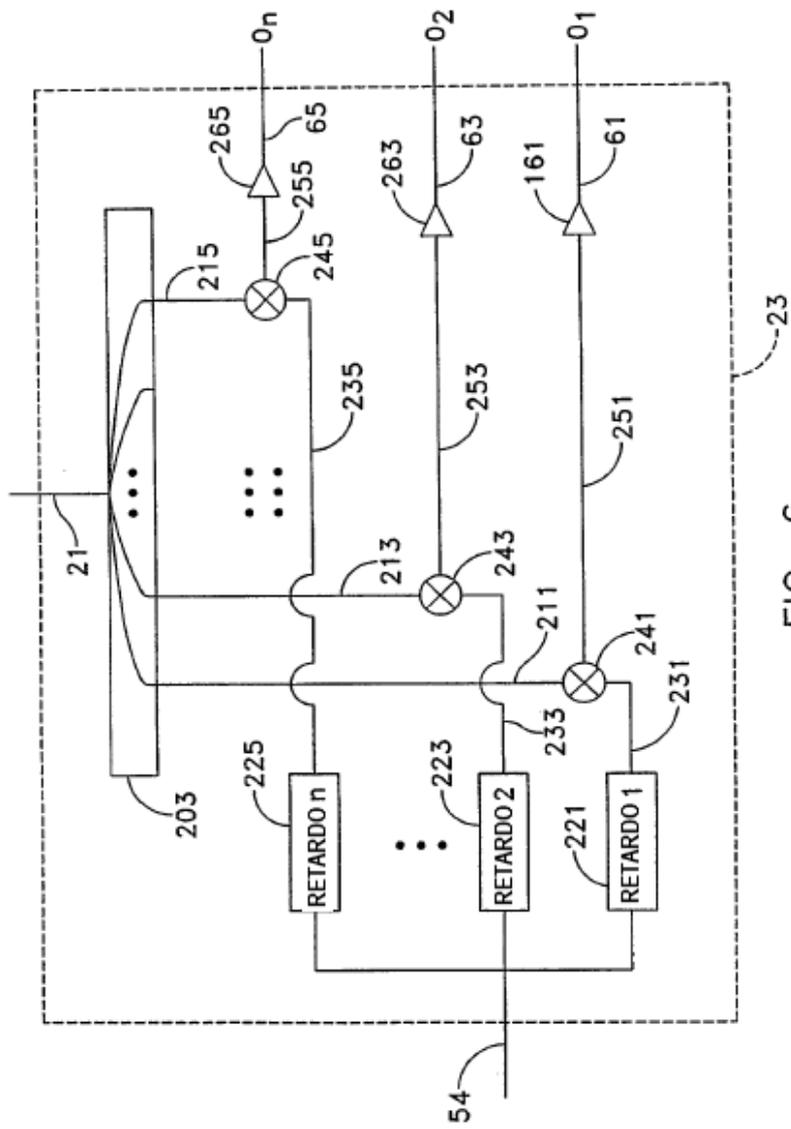


FIG. 6

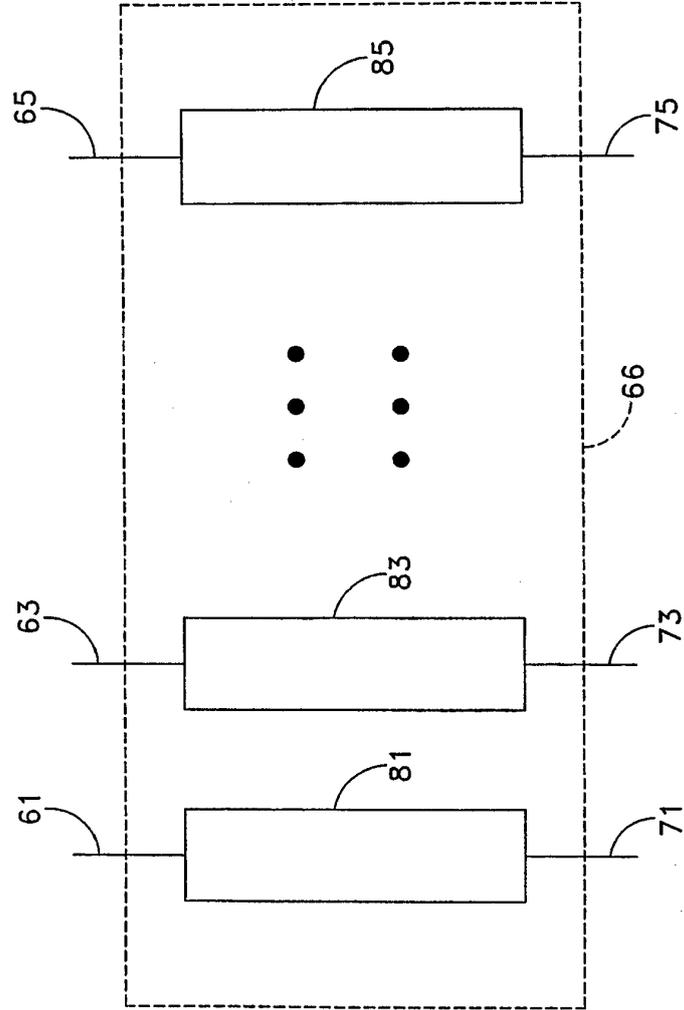


FIG. 7

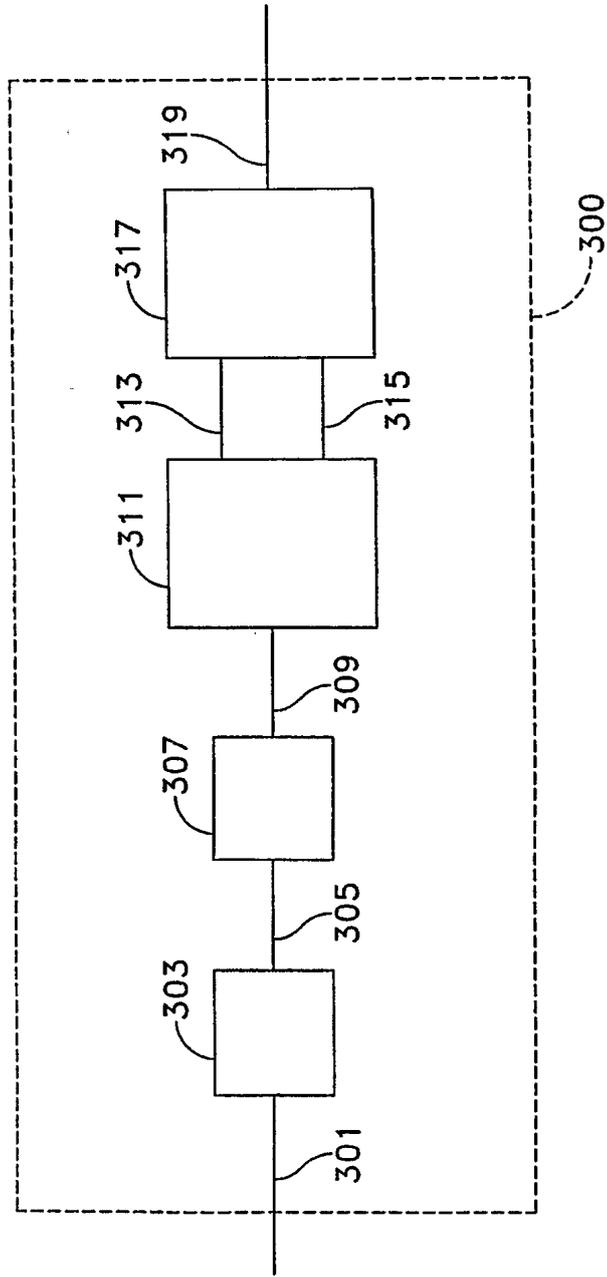


FIG. 8

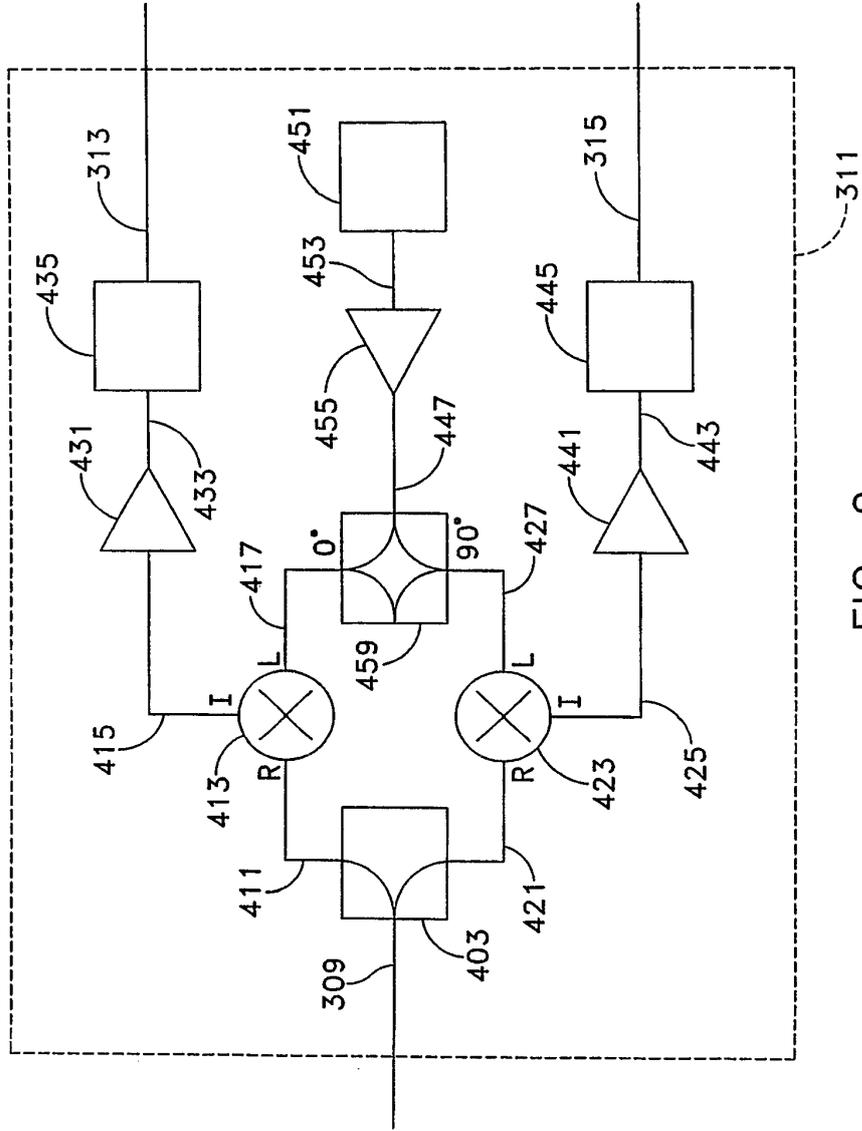


FIG. 9

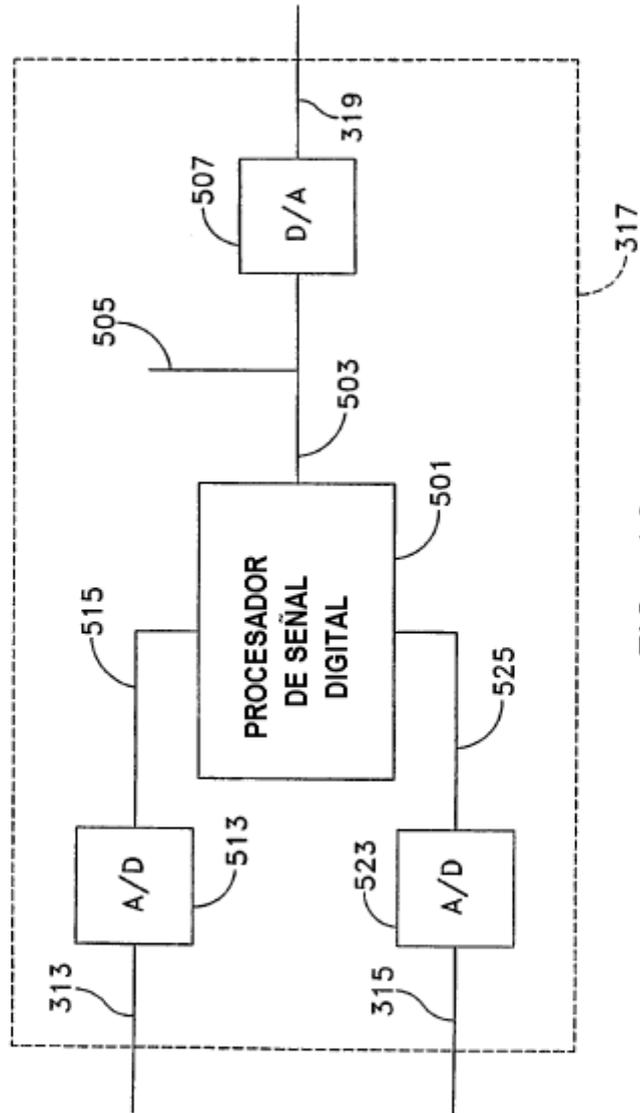


FIG. 10

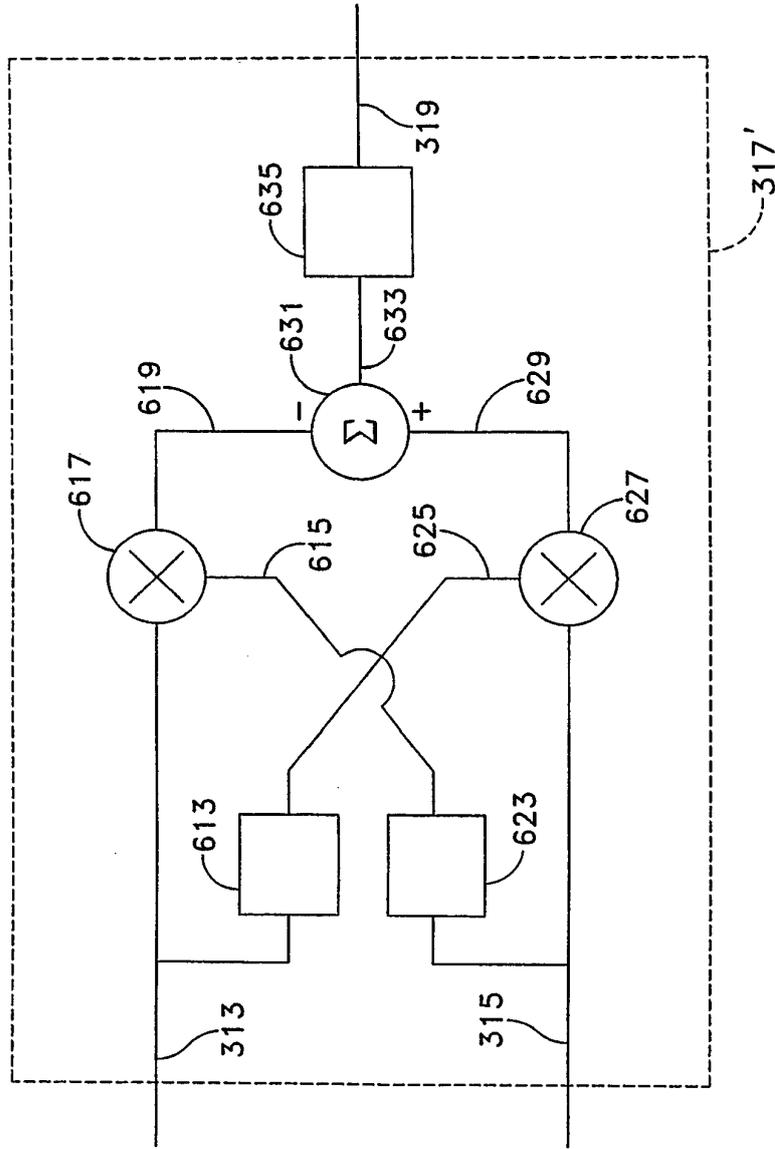


FIG. 11

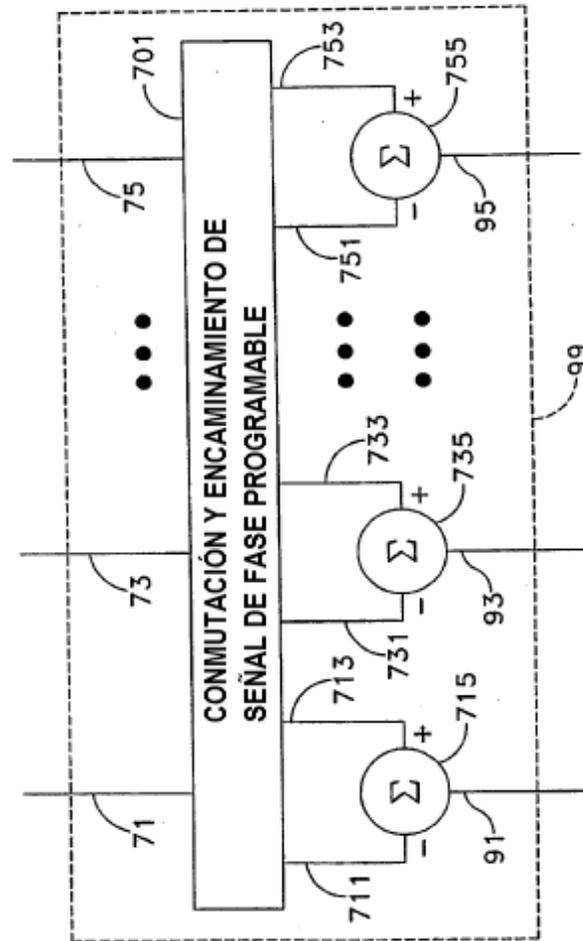


FIG. 12

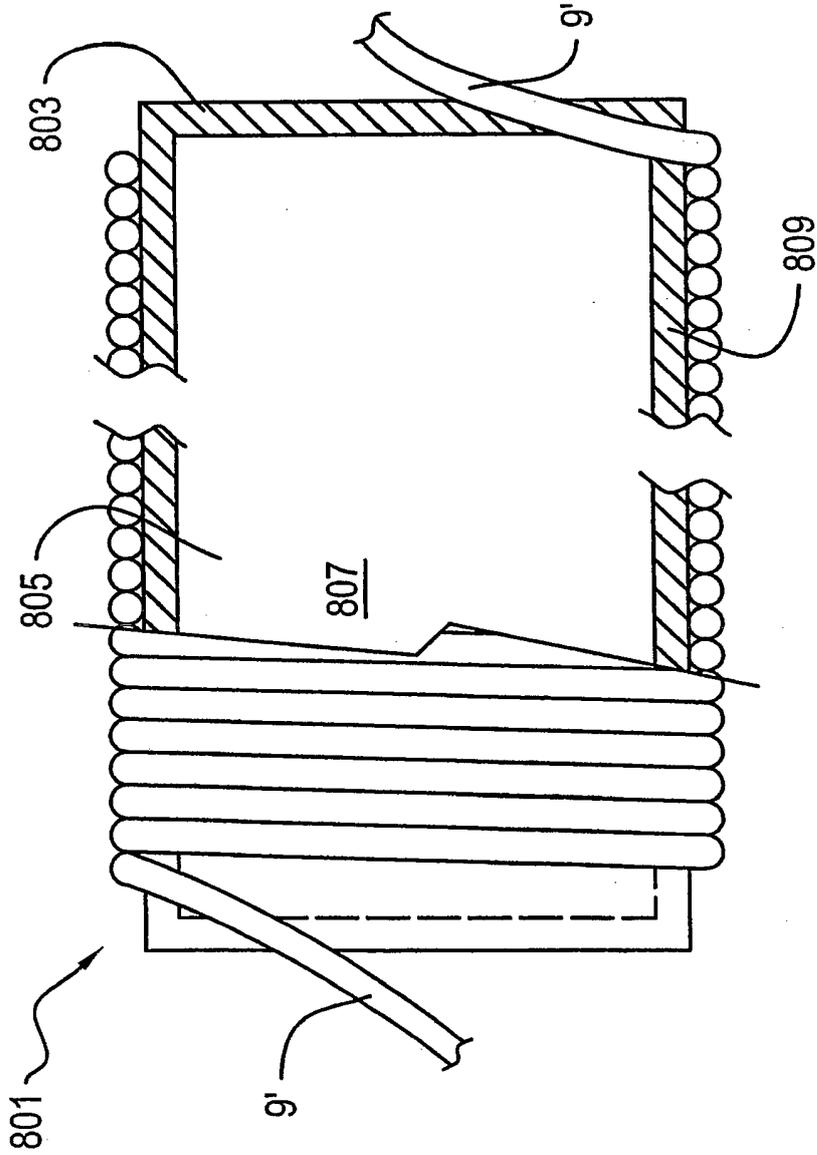


FIG. 13