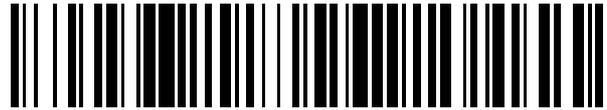


19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 435 168**

51 Int. Cl.:

**H04B 10/66** (2013.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **20.09.2007** **E 07838555 (6)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **14.08.2013** **EP 2070224**

54 Título: **Reconstrucción y restablecimiento de un campo de señal óptica**

30 Prioridad:

**22.09.2006 US 525786**

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

**18.12.2013**

73 Titular/es:

**ALCATEL-LUCENT USA INC. (100.0%)**  
**600-700 Mountain Avenue**  
**Murray Hill, NJ 07974, US**

72 Inventor/es:

**LIU, XIANG y**  
**WEI, XING**

74 Agente/Representante:

**CARPINTERO LÓPEZ, Mario**

**ES 2 435 168 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

Reconstrucción y restablecimiento de un campo de señal óptica

### Campo técnico

La presente invención versa acerca de la reconstrucción y restablecimiento de un campo de señal óptica.

### 5 Antecedentes de la invención

Los efectos lineales y no lineales distorsionan las señales ópticas transmitidas por fibras ópticas. Tales efectos incluyen la dispersión cromática (CD) y la automodulación de fase (SPM). Normalmente, se emplea una compensación de dispersión óptica para reducir la distorsión de la señal que surge como resultado de la CD.

10 Recientemente, la compensación electrónica de la dispersión (EDC) ha surgido como una técnica que puede reducir de forma flexible la distorsión inducida por la CD de una forma rentable. Como explican M. S. O'Sullivan, K. Roberts, y C. Bontu, en "Electronic dispersion compensation techniques for optical communication systems", ECOC'05, documento Tu3.2.1, 2005, la EDC puede llevarse a cabo en el transmisor. Hacerlo se denomina en el presente documento EDC previa. De forma alternativa, como describen S. Tsukamoto, K. Katoh, y K. Kikuchi, en "Unrepeated  
15 Transmission of 20-Gb/s Optical Quadrature Phase-Shift-Keying Signal Over 200-km Standard Single-Mode Fiber Based on Digital Processing of Homodyne-Detected Signal for Group-Velocity Dispersion Compensation", IEEE Photonics Technology Letters, Volumen 18, Número 9, mayo de 2006, pp. 1016 – 1018, la EDC puede llevarse a cabo en el receptor, que se denomina en el presente documento EDC posterior.

20 La EDC posterior tiene una ventaja sobre la EDC previa, porque la EDC posterior no requiere que se suministre una información de retorno del rendimiento desde el receptor al transmisor. Por desgracia, la detección directa de intensidad, también conocida como detección cuadrática, que es la técnica utilizada habitualmente de detección óptica de los sistemas actuales de comunicaciones por fibra óptica, por ejemplo, la conversión de óptico a electrónico llevada a cabo por medio de fotodiodos, solo recupera la amplitud de la señal óptica y no puede recuperar la información de fase de la señal óptica, haciendo de esta manera que el rendimiento de la EDC posterior sea más deficiente que el de la EDC previa.

25 Para superar esta deficiencia, y aumentar, por lo tanto, el rendimiento de la EDC posterior, el artículo de Tsukamoto et al. sugiere emplear una detección coherente para reconstruir completamente el campo complejo de la señal óptica, es decir, tanto la amplitud como la fase. Sin embargo, de forma desventajosa, en comparación con la detección directa de intensidad, la detección coherente es mucho más sofisticada y, por lo tanto, más cara y difícil de llevar a cabo. Más desventajosamente, la detección coherente requiere el uso de un oscilador local óptico (OLO), al  
30 igual que un seguimiento de fase y de polarización entre el OLO y la portadora de señal.

### Sumario de la invención

Según los principios de la invención, se desarrolla una versión digital del campo óptico complejo, es decir, tanto la amplitud como la fase, por ejemplo, con respecto a un punto de referencia, de una señal óptica recibida en un receptor al emplear una detección diferencial directa junto con un procesamiento de señales digitales.

35 Más específicamente, como es bien conocido, se puede reconstruir el campo óptico complejo de cualquier señal al conocer sus perfiles de intensidad y de fase. Se puede obtener el perfil de intensidad mediante detección directa convencional de la intensidad. En cuanto a la obtención de la fase, según un aspecto de la invención, primero se obtiene una representación analógica electrónica de una forma de onda compleja que contiene información acerca de las diferencias de fases entre ubicaciones adyacentes que están separadas por una diferencia temporal  $\Delta T$   
40 predeterminada en la señal recibida al emplear un par de interferómetros de retardo óptico que tienen desviaciones de fase ortogonal, es decir, la diferencia entre las desviaciones de fase es de  $\pi/2$ , seguida por dos detectores equilibrados de intensidad. La salida del primer interferómetro después de la detección equilibrada de intensidad es la parte real de la forma de onda compleja, mientras que la salida del segundo interferómetro después de la detección equilibrada de intensidad es la parte imaginaria de la forma de onda compleja. La salida de cada uno de  
45 los detectores equilibrados de intensidad, y el perfil de intensidad si se obtiene mediante detección directa de intensidad, son convertidos a una representación digital utilizando una conversión de analógico a digital. El periodo de muestra para la conversión de analógico a digital puede ser más breve que  $\Delta T$ , de forma que puedan existir múltiples muestras en un periodo de  $\Delta T$ . Se puede obtener la diferencia de fases entre las ubicaciones adyacentes que están separadas por  $\Delta T$  a partir de la representación digital de la forma de onda compleja. A continuación, en base a las diferencias obtenidas de fase, y opcionalmente, en una búsqueda de una desviación inicial de fase entre  
50 las múltiples muestras en un periodo de  $\Delta T$ , se obtiene la relación de fase entre todas las muestras. Esencialmente, se deduce de esta manera el perfil absoluto de fase para la señal recibida, siendo la única incertidumbre la de un desfase constante, que es insignificante.

55 Para simplificar el soporte físico necesario, opcionalmente, se puede aproximar el perfil de intensidad a partir del valor absoluto de la forma de onda compleja en vez de obtenerlo mediante detección directa de intensidad. Además,

opcionalmente, una vez que se recuperan el perfil de intensidad y el perfil de fase de la señal óptica recibida, se puede emplear un procesamiento de señales digitales para compensar las distorsiones en la señal recibida, por ejemplo, distorsiones de señal debidas a una dispersión cromática y una SPM, de forma que se pueda reconstruir electrónicamente una representación precisa de la forma de onda de señal óptica transmitida originalmente.

5 Las técnicas de la presente invención son adecuadas para ser empleadas con diversos tipos de señales ópticas de manipulación de desfase diferencial (DPSK), tales como señales de manipulación de desfase binario diferencial (DBPSK) y de manipulación de desfase diferencial en cuadratura (DQPSK). También pueden ser empleadas con una manipulación de variaciones de amplitud (ASK), DPSK/ASK combinadas, y una modulación de amplitud en cuadratura (QAM).

## 10 **Breve descripción del dibujo**

En el dibujo:

La FIG. 1 muestra un aparato ejemplar para reconstruir y restablecer un campo de señal óptica según los principios de la invención; y  
 15 la FIG. 2 muestra una realización de la invención similar a la mostrada en la FIG. 1 pero en la que el perfil de intensidad está aproximado en vez de ser recuperado directamente a partir de la señal óptica recibida.

## **Descripción detallada**

A continuación se ilustran meramente los principios de la invención. Se apreciará, así, que los expertos en la técnica podrán concebir diversas disposiciones que, aunque no estén descritas ni mostradas en el presente documento, implementan los principios de la invención y están incluidas dentro de su ámbito. Además, todos los ejemplos y el lenguaje condicional especificado en el presente documento están expresamente previstos, principalmente, para que  
 20 tengan únicamente fines pedagógicos para ayudar al lector a comprender los principios de la invención y los conceptos contribuidos por el o los inventores para promover la técnica, y debe interpretarse que carecen de limitaciones con respecto a tales ejemplos y condiciones enumerados específicamente. Además, se prevé que todos las afirmaciones del presente documento que especifiquen principios, aspectos, y realizaciones de la invención, al igual que ejemplos específicos de la misma, abarquen equivalentes tanto estructurales como funcionales de los mismos. Además, se prevé que tales equivalentes incluyan tanto equivalentes conocidos en la actualidad como equivalentes desarrollados en el futuro, es decir, cualquier elemento desarrollado que lleve a cabo la misma función, con independencia de su estructura.

Por lo tanto, por ejemplo, los expertos en la técnica apreciarán que cualquier diagrama de bloques en el presente documento representa vistas conceptuales de circuitería ilustrativa que implementa los principios de la invención. De forma similar, se apreciará que cualquier gráfico de flujo, diagrama de flujo, diagrama de transición de estado, pseudocódigo, y similares representan diversos procedimientos que pueden ser representados sustancialmente en un medio legible por un ordenador y ejecutados así por medio de un ordenador o procesador, se muestre explícitamente o no tal ordenador o procesador.

Se pueden proporcionar las funciones de los diversos elementos mostrados en las FIGURAS, incluyendo cualquier bloque funcional marcado "procesadores", mediante el uso de soporte físico dedicado al igual que soporte físico capaz de ejecutar soporte lógico en asociación con soporte lógico apropiado. Cuando se proporcionan por medio de un procesador, las funciones pueden ser proporcionadas por medio de un único procesador dedicado, por medio de un único procesador compartido, o por medio de una pluralidad de procesadores individuales, algunos de los cuales pueden estar compartidos. Además, no se debería interpretar que el uso explícito del término "procesador" o "controlador" hace referencia exclusivamente a soporte físico capaz de ejecutar soporte lógico, y puede incluir implícitamente, sin limitación, soporte físico de procesador de señales digitales (DSP), un procesador de red, un circuito integrado de aplicación específica (ASIC), matriz de puertas de campo programable (FPGA), memoria de solo lectura (ROM) para almacenar soporte lógico, memoria de acceso aleatorio (RAM), y un almacenamiento no volátil. También pueden estar incluidos otros soportes físicos, convencionales y/o personalizados. De forma similar, cualquier conmutador mostrado en las FIGURAS es únicamente conceptual. Sus funciones pueden ser llevadas a cabo mediante la operación de lógica de programa, mediante lógica dedicada, mediante la interacción de control de programas y lógica dedicada, o incluso manualmente, siendo seleccionable la técnica particular por el implementador, como se comprenderá más específicamente a partir del contexto.

En las reivindicaciones del presente documento se pretende que cualquier elemento expresado como un medio para llevar a cabo una función especificada abarque cualquier forma de llevar a cabo esa función. Este puede incluir, por ejemplo, a) una combinación de elementos eléctricos o mecánicos que lleva a cabo esa función o b) soporte lógico en cualquier forma, incluyendo, por lo tanto, soporte lógico inalterable, microcódigo o similares, combinado con circuitería apropiada para ejecutar ese soporte lógico para llevar a cabo la función, al igual que elementos mecánicos acoplados a la circuitería controlada por soporte lógico, si lo hay. La invención definida por tales reivindicaciones reside en el hecho de que las funcionalidades proporcionadas por los diversos medios especificados están combinadas y reunidas de la forma que demandan las reivindicaciones. Por lo tanto, el

solicitante considera cualquier medio que pueda proporcionar aquellas funcionalidades como equivalente de los mostrados en el presente documento.

Los módulos de soporte lógico, o simplemente módulos que se entiende que son soporte lógico, pueden ser representados en el presente documento como cualquier combinación de elementos del diagrama de flujo u otros elementos que indiquen la realización de etapas de procedimiento y/o una descripción textual. Tales módulos pueden ser ejecutados por medio de soporte físico que se muestra expresa o implícitamente.

A no ser que se especifique explícitamente lo contrario en el presente documento, los dibujos no están dibujados a escala.

En la descripción, los componentes numerados idénticamente en distintas figuras de las FIGURAS hacen referencia a los mismos componentes.

La FIG. 1 muestra un aparato ejemplar, típicamente en un receptor, dispuesto según los principios de la invención, para desarrollar todo el campo óptico complejo de una señal óptica recibida al emplear una detección diferencial directa junto con un procesamiento de señales digitales y para compensar diversas degradaciones que fueron infligidas sobre la señal óptica según se desplazaba desde su origen. La FIG. 1 muestra a) un filtro separador óptico 1×3; b) interferómetros 1002 y 1003 de retardo óptico (ODI); c) detectores equilibrados 1011 y 1013 de intensidad; d) un fotodiodo 1015; e) amplificadores 1021, 1022, y 1023; f) controladores opcionales de ganancia automática (AGC) 1031, 1032, y 1033; g) convertidores de analógico a digital (ADC) 1041, 1042, y 1043; y h) una unidad 1050 de procesamiento de señales digitales.

Más específicamente, el filtro separador óptico 1×3 1001 replica la señal óptica entrante, de forma que se producen tres copias. La potencia óptica asignada a cada una de las copias procedentes de la señal óptica introducida originalmente queda al criterio del implementador. En una realización de la invención, se divide la potencia de forma que se suministre aproximadamente entre un 40 y un 45 por ciento de la potencia de entrada como salida a cada uno de los ODI 1002 y 1003 y se suministra la potencia restante, por ejemplo entre un 10 y un 20 por ciento, al fotodiodo 1015.

Como reconocerán inmediatamente las personas especialistas en la materia, los interferómetros 1002 y 1003 de retardo óptico (ODI) pueden ser cualquier tipo de interferómetro que tenga las características requeridas. Por ejemplo, los ODI 1002 y 1003 pueden estar basados en el interferómetro bien conocido denominado de Mach-Zehnder. De forma alternativa, los ODI 1002 y 1003 pueden estar basados en el interferómetro bien conocido denominado de Michaelson.

El ODI 1002 tiene un retardo de aproximadamente  $\Delta T$  en la trayectoria óptica entre sus dos brazos respectivos y un diferencia de fase, es decir, desviación de fase, de  $\phi_0$ , siendo

$$\Delta T = \frac{T_s \cdot m}{sps}, \quad 1 \leq m \leq sps, \text{ y } m \text{ es un número entero,} \quad (1)$$

y siendo  $T_s$  el periodo de símbolo de la señal,  $sps$  es el número de muestras por símbolo tomadas por convertidores 1041, 1042, y 1043 de analógico a digital,  $m$  es un número entero entre 1 y  $sps$ , y  $\phi_0$  es un número seleccionado arbitrariamente. En tal caso, el intervalo espectral libre (FSR), es decir,  $1/\Delta T$ , de ODI 1002 y 1003 está relacionado

con la velocidad de símbolos (SR) de la señal como  $FSR = \frac{SR \cdot sps}{m}$ . Se debe hacer notar que, en base a

simulaciones numéricas, se ha descubierto que, preferentemente,  $sps$  puede estar fijado en un valor de 4, y  $m$  puede ser un valor de 1, 2, 3, o 4. Esto es debido a que un valor  $sps$  de menos de 4 tiende a no ser suficiente para representar con precisión la forma de onda de la señal, dada suficientemente en los procedimientos descritos a continuación, mientras que un  $sps$  mayor de 4 solo proporciona una mejora insignificante.

Se puede conseguir una diferencia de retardo, en una realización de la invención, al ajustar un brazo del interferómetro para que tenga una diferencia de longitud bruta de  $\Delta T \cdot C/n$ , en la que  $C$  es la velocidad de la luz en el vacío y  $n$  es el índice de refracción del medio del brazo, y luego al ajustar adicionalmente la longitud para causar un desfase de  $\phi_0$ . Se debe hacer notar que en la práctica, debido a que un desfase de  $\phi_0$  se corresponde con una diferencia muy pequeña de longitud, la porción de desfase puede ser en realidad algo más larga o más corta, de forma que la longitud total sea de  $\phi_0$  más o menos un múltiplo de  $2\pi$ . De esa forma, aunque la longitud no es precisamente  $\phi_0$ , el cambio de fase es, de forma efectiva,  $\phi_0$ .

El cambio total de longitud utilizado para conseguir el cambio de longitud efectiva de  $\phi_0$  puede ser algún porcentaje de la longitud  $\Delta T \cdot C/n$ . Aunque pueda funcionar hasta un 25 por ciento, preferentemente, el porcentaje es menor del 10 por ciento y, por supuesto, cuanto con mayor precisión pueda hacerse que la longitud coincida con la longitud real deseada, mejor será el rendimiento. En otras realizaciones de la invención, el retardo requerido puede ser

dividido entre los brazos, siempre que se consigan el retardo requerido y la diferencia de fase. Las personas especialistas en la materia reconocerán inmediatamente cómo desarrollar una disposición apropiada para implementar el ODI 1002.

5 Aunque se puede emplear cualquier valor como el valor de desviación de fase  $\phi_0$ , para la compatibilidad con receptores convencionales, como puede verse a continuación, se pueden emplear de forma ventajosa ciertos valores de  $\phi_0$ . Por ejemplo, un buen valor de  $\phi_0$  es de  $\pi/4$  para DQPSK y 0 para DBPSK.

10 El ODI 1003 es similar al ODI 1002, porque tiene un retardo de aproximadamente  $\Delta T$  en la trayectoria óptica entre sus dos brazos respectivos, pero entre sus brazos tiene una desviación de fase de  $\phi_0 - \pi/2$ . Por lo tanto, la diferencia entre las desviaciones de fase del ODI 1002 y 1003 es de  $\pi/2$ , por lo que se dice que los ODI 1002 y 1003 tienen desviaciones de fase ortogonal.

15 Los detectores equilibrados 1011 y 1013 de intensidad son convencionales. Típicamente, cada uno de los detectores equilibrados 1011 y 1013 de intensidad está compuesto de un par de fotodiodos bien igualados. Los detectores equilibrados 1011 y 1013 de intensidad convierten la salida de cada uno de los brazos de los ODI 1002 y 1003 en una representación eléctrica. Por lo tanto, los detectores equilibrados 1011 y 1013 de intensidad obtienen una versión eléctrica de las partes real e imaginaria de la forma de onda compleja que contiene la información acerca de las diferencias de fase entre dos ubicaciones temporales separadas por  $\Delta T$  en la señal óptica recibida.

El fotodiodo 1015 lleva a cabo una detección directa convencional de intensidad y, de esta manera, obtiene el perfil de intensidad de la señal óptica recibida en forma electrónica.

20 Los amplificadores 1021, 1022, y 1023 amplifican las señales suministradas como salidas por el detector equilibrado 1011 de intensidad, por el detector equilibrado 1013 de intensidad, y por el fotodiodo 1015, respectivamente. Típicamente, los amplificadores 1021, 1022 y 1023 convierten la corriente que es producida por los diversos fotodiodos del detector equilibrado 1011 de intensidad, del detector equilibrado 1013 de intensidad, y del fotodiodo 1015 en respectivas tensiones correspondientes. Con este fin, los amplificadores 1021, 1022, y 1023 pueden ser amplificadores de transimpedancia. Además, los amplificadores 1021 y 1022 pueden ser amplificadores diferenciales. Después de la amplificación, cada una de las salidas es normalmente de terminación única. Se pueden emplear los controladores opcionales 1031, 1032, y 1033 de ganancia automática (AGC) para normalizar las formas de onda electrónica antes de la digitalización.

30 Los convertidores 1041, 1042, y 1043 de analógico a digital (ADC) llevan a cabo un "muestreo digital" de las señales amplificadas para desarrollar una representación digital de las señales amplificadas. Normalmente, los ADC 1041, 1042, y 1043 tienen la misma resolución, por ejemplo, 8 bits.

35 La unidad 1050 de procesamiento de señales digitales recibe la representación digital de las señales amplificadas y desarrolla una representación digital de los perfiles de amplitud y de fase de la señal óptica recibida, según un aspecto de la invención. En particular, la unidad 1051 de reconstrucción lleva a cabo tal desarrollo. Además, según otro aspecto de la invención, la unidad 1050 de procesamiento de señales digitales puede desarrollar una representación digital de la forma de onda original de la señal óptica según fue transmitida antes de experimentar degradaciones en el canal por el que pasa al compensar digitalmente diversas degradaciones de las degradaciones de transmisión experimentados por la señal óptica, por ejemplo, dispersión cromática y/o automodulación de fase. La unidad 1052 de restablecimiento lleva a cabo tal restablecimiento. En último lugar, la unidad 1053 de demodulación y de recuperación de datos lleva a cabo una demodulación y conversión a bits reales.

40 Un procedimiento ejemplar para recuperar todo el campo de señal óptica compleja al acoplar la detección diferencial directa con un procesamiento de señales digitales según los principios de la invención, utilizando la disposición de la FIG. 1, es como sigue. En primer lugar, se obtiene el perfil de intensidad del campo óptico recibido mediante detección directa de intensidad utilizando un fotodiodo 1015. Se calcula el perfil de intensidad, representado por  $I(t)$ , como

45 
$$I(t) = y(t)y(t)^* \quad (2)$$

en la que  $y(t)$  es el campo óptico complejo recibido según llega al acoplador 1001 y \* denota un conjugado complejo.

Las salidas de los detectores equilibrados 1011 y 1013 son representaciones analógicas, respectivamente, de las partes real,  $u_{real}(t)$ , e imaginaria,  $u_{imag}(t)$ , de la siguiente forma de onda compleja que contiene información acerca de las diferencias de fase entre dos ubicaciones temporales separadas por  $\Delta T$

$$\begin{aligned}
 u(t) &= u_{real}(t) + j \cdot u_{imag}(t) \\
 &= y(t) \cdot y(t - \Delta T) \cdot \exp[j\phi_0] \\
 &= |y(t)y(t - \Delta T)| \exp\{j[\phi(t) - \phi(t - \Delta T) + \phi_0]\}
 \end{aligned} \tag{3}$$

utilizando las siguientes definiciones:

$$\begin{aligned}
 y(t) &= |y(t)| \exp[j\phi(t)], \\
 y(t - \Delta T) &= |y(t - \Delta T)| \exp[j\phi(t - \Delta T)].
 \end{aligned} \tag{4}$$

5 Después de que se amplifican las representaciones analógicas de las partes real e imaginaria de la forma de onda compleja  $u(t)$ , son convertidas en representaciones digitales mediante muestreo, por ejemplo, por medio de los ADC 1041 y 1042. Asimismo, después de que se amplifica el perfil de intensidad, este también es convertido en una representación digital mediante muestreo, por ejemplo, por medio del ADC 1043. Los ADC 1041 y 1042 pueden considerar una unidad de ADC, que también puede incluir un ADC 1043. El muestreo de la forma de onda compleja y del perfil de intensidad se lleva a cabo en las siguientes ubicaciones temporales ( $t_s$ ):

$$t_1, t_1 + \frac{1}{sps} T_s, t_1 + \frac{2}{sps} T_s, \dots, t_1 + \frac{sps-1}{sps} T_s \tag{1^{er} bit}$$

$$10 \quad t_1 + T_s, t_1 + T_s + \frac{1}{sps} T_s, t_1 + T_s + \frac{2}{sps} T_s, \dots, t_1 + T_s + \frac{sps-1}{sps} T_s, \tag{2^{o} bit}$$

...

$$t_1 + nT_s, t_1 + nT_s + \frac{1}{sps} T_s, t_1 + nT_s + \frac{2}{sps} T_s, \dots, t_1 + nT_s + \frac{sps-1}{sps} T_s \tag{(enésimo bit)}$$

en las que  $t_1$  es una posición temporal inicial arbitraria y  $n$  es un número seleccionado arbitrariamente para ser usado para mostrar cómo se generaliza la ecuación para cualquier posición de bit.

Por ejemplo, para  $sps = 4$ , las ubicaciones temporales de muestreo son como sigue:

$$t_1, t_1 + \frac{1}{4} T_s, t_1 + \frac{2}{4} T_s, t_1 + \frac{3}{4} T_s, \tag{1^{er} bit}$$

$$t_1 + T_s, t_1 + T_s + \frac{1}{4} T_s, t_1 + T_s + \frac{2}{4} T_s, t_1 + T_s + \frac{3}{4} T_s, \tag{2^{o} bit}$$

...

$$t_1 + nT_s, t_1 + nT_s + \frac{1}{4} T_s, t_1 + nT_s + \frac{2}{4} T_s, t_1 + nT_s + \frac{3}{4} T_s \tag{(enésimo bit)}$$

15 Después de que se obtienen las representaciones digitales de las partes real e imaginaria de la forma de onda compleja,  $u_{real}(t_s)$ , y  $u_{imag}(t_s)$ , son suministradas a la unidad 1050 de procesamiento de señales digitales. Asimismo, después de que se obtiene la representación digital de la forma de onda de intensidad,  $I(t_s)$ , también es suministrada a la unidad 1050 de procesamiento de señales digitales.

20 Las muestras digitales se utilizan primero para reconstruir los perfiles de amplitud y de fase de la señal óptica recibida por la unidad 1051 de reconstrucción. Esta etapa de reconstrucción puede incluir los siguientes procedimientos.

25 En primer lugar, se selecciona un grupo de muestras de cada forma de onda muestreada  $I(t_s)$ ,  $u_{real}(t_s)$ , y  $u_{imag}(t_s)$ , como una "trama" que va a ser procesado conjuntamente. Se escoge el tamaño de la trama, es decir, el número de símbolos para el que se toman muestras, para que sea mayor que el máximo número de símbolos ópticos que interactúan durante la transmisión óptica como resultado de la dispersión cromática u otros efectos durante la transmisión óptica. Se debe hacer notar que con interactuar se quiere decir que los impulsos que componen los símbolos se solapan entre sí debido al ensanchamiento de los impulsos provocado por la propiedad de dispersión de la fibra. Por ejemplo, para una señal DQPSK de 20-Gb/s que experimenta una dispersión cromática de 17.000 ps/nm, que se corresponde con la misma dispersión que se produciría en 1.000 km de fibra monomodo estándar

(SSMF), el máximo número de símbolos ópticos que interactúan es de aproximadamente 30. Para una situación ejemplar, un tamaño adecuado de trama puede ser de 64 símbolos, o 64 · sps muestras.

5 En segundo lugar, puede que se necesite compensar el efecto de filtrado debido a las limitaciones de ancho de banda de los fotodetectores 1011, 1013, y 1015 y de los ADC 1041, 1042, y 1043 al filtrar inversamente las formas de onda digitales. En otras palabras, se aplica digitalmente a la forma de onda digital la inversa de la función de transferencia de filtro causada por la superposición de la respuesta del fotodetector y de la respuesta del ADC.

En tercer lugar, se puede obtener el factor de fase que representa las diferencias de fase óptica entre muestras que están separadas por  $\Delta T$  en el tiempo,  $\Delta\phi(t_s)=\phi(t_s)-\phi(t_s-\Delta T)$ , según da la ecuación 3, como sigue

$$\exp[j\Delta\phi(t_s)] = \exp\{j[\phi(t_s) - \phi(t_s - \Delta T)]\} = \frac{u(t_s) \cdot \exp(-j\phi_0)}{|u(t_s)|} \quad (5)$$

10 Se debe hacer notar que aunque aún se tiene que conocer el valor de  $\phi_0$ , el cálculo de la ecuación 5 elimina efectivamente el impacto de  $\phi_0$  en la obtención del factor de fase, de forma que  $\phi_0$  pueda ser cualquier valor arbitrario. Se podría hallar el valor de  $\phi_0$  mediante una búsqueda en el mundo real, por ejemplo, una búsqueda automatizada, que varía el valor de  $\phi_0$  hasta que se encuentre una estimación óptima. Se selecciona como estimación óptima la estimación que produzca la menor tasa de error binario. De forma alternativa, se puede  
15 seleccionar como estimación óptima la estimación que proporcione el mejor espectro de señal óptica de la señal reconstruida como se describe a continuación. Otra posibilidad es que en vez de llevar a cabo una búsqueda, se pueden calcular todos los resultados utilizando distintos valores de  $\phi_0$  en el intervalo desde 0 hasta  $2\pi$  y se selecciona como estimación óptima el valor de  $\phi_0$  que dé el mejor resultado. Obrar así permite llegar directamente, y por lo tanto posiblemente más rápido, hasta el valor de  $\phi_0$  con una separación entre cada valor candidato de  $0,05\pi$ .

20 En cuarto lugar, en teoría, se puede obtener el perfil de fase de señal de cada "subgrupo" respectivo de muestras en una trama, consistiendo cada subgrupo en aquellas muestras de la trama que tienen una separación entre ellas de  $\Delta T$  o un número entero múltiplo del mismo, en base a las diferencias de fase óptica de muestras adyacentes en el subgrupo, determinando

$$\phi(t_1 + n \cdot \Delta T) = \phi(t_1) + \sum_{p=1}^n \Delta\phi(t_1 + p \cdot \Delta T), \quad (\text{subgrupo } 1)$$

$$\phi(t_1 + n \cdot \Delta T + \frac{1}{sps} T_s) = \phi(t_1 + \frac{1}{sps} T_s) + \sum_{p=1}^n \Delta\phi(t_1 + \frac{1}{sps} T_s + p \cdot \Delta T), \quad (\text{subgrupo } 2)$$

...

$$\phi(t_1 + n \cdot \Delta T + \frac{m-1}{sps} T_s) = \phi(t_1 + \frac{m-1}{sps} T_s) + \sum_{p=1}^n \Delta\phi(t_1 + \frac{m-1}{sps} T_s + p \cdot \Delta T) \quad (\text{subgrupo } m) \quad (6)$$

25 en las que  $n$  es la posición de una muestra particular en el subgrupo y cuando  $n=0$  no se calcula la suma en absoluto.

En la práctica, en vez de obtener la fase directamente, es suficiente obtener simplemente los factores de fase, como sigue.

$$e^{j\phi(t_1 + n \cdot \Delta T)} = e^{j\phi(t_1)} \cdot \prod_{p=1}^n e^{j\Delta\phi(t_1 + p \cdot \Delta T)}, \quad (\text{subgrupo } 1)$$

$$e^{j\phi(t_1 + n \cdot \Delta T + \frac{1}{sps} T_s)} = e^{j\phi(t_1 + \frac{1}{sps} T_s)} \cdot \prod_{p=1}^n e^{j\Delta\phi(t_1 + p \cdot \Delta T + \frac{1}{sps} T_s)} \quad (\text{subgrupo } 2)$$

...

$$e^{j\phi(t_1 + n \cdot \Delta T + \frac{m-1}{sps} T_s)} = e^{j\phi(t_1 + \frac{m-1}{sps} T_s)} \cdot \prod_{p=1}^n e^{j\Delta\phi(t_1 + p \cdot \Delta T + \frac{m-1}{sps} T_s)} \quad (\text{subgrupo } m) \quad (7)$$

30 en las que  $n$  es la posición de una muestra particular en el subgrupo y cuando  $n=0$  no se calcula la multiplicación en absoluto. Los factores de fase dan la correlación de fase entre las muestras en cada subgrupo. Sin embargo, aún no

se conoce la relación de fase entre los subgrupos. Por lo tanto, es necesario determinar  $m-1$  diferencias de fase. Una vez que se conoce la relación de fase entre las muestras separadas por igual de los subgrupos, por ejemplo, las primeras muestras, es decir, las muestras para las que se conoce  $n=0$ , entonces se puede especificar por completo la relación de fase entre todas las muestras. Por ejemplo, para  $n=0$ , se deberían determinar las diferencias entre cada emparejamiento adyacente de los términos antes del símbolo sumatorio en la ecuación 6, por ejemplo

$$\phi(t_1 + \frac{1}{sps} T_s) - \phi(t_1).$$

Se puede estimar la relación de fase entre las muestras separadas por igual de estos subgrupos como sigue. Se selecciona una diferencia de fase inicial que puede ser cualquier valor entre 0 y  $2\pi$  como una diferencia de fase candidata para un emparejamiento candidato de cualesquiera dos de estas muestras de entre todas las desviaciones posibles de fase para obtener una "relación de fase de ensayo" entre todas las muestras en la trama. La diferencia de fase inicial puede ser entre 0 y  $2\pi$ , dado que este es el intervalo de la diferencia de fase real. Se ha descubierto que una buena diferencia de fase candidata inicial es  $0,1\pi$ . Además, dado que se probarán diversas desviaciones candidatas de fase para determinar la mejor utilizando un procedimiento de búsqueda, es necesario seleccionar una resolución para la que se seleccionarán las desviaciones candidatas de fase. Se ha descubierto que un buen valor para la resolución es de  $0,1\pi$ . A partir de entonces, se reconstruye el campo de señal óptica para producir una señal óptica reconstruida de ensayo en base a la diferencia de fase seleccionada y del perfil conocido  $I(t_s)$  de intensidad. Esto puede conseguirse determinando

$$E_r(t_s) = \sqrt{I(t_s)} \cdot e^{j\phi(t_s)} \quad (8)$$

en la que  $E_r(t_s)$  es la señal reconstruida para el conjunto actual de valores que es la estimación actual de la señal óptica recibida.

Entonces, se obtiene el espectro de potencia óptica de la señal reconstruida de ensayo al llevar a cabo una transformada de Fourier sobre la señal reconstruida de ensayo. Se obtiene la potencia para esa porción de la señal reconstruida de ensayo que se encuentra entonces en el intervalo de frecuencia de  $[-SR, +SR]$  en torno a la frecuencia central de la señal. Este procedimiento se repite al seleccionar una nueva desviación de fase candidata, por ejemplo, al aumentar la fase candidata anterior. Se selecciona el conjunto de desviaciones "de ensayo" de fase entre las muestras separadas por igual de estos subgrupos que dé la máxima potencia espectral dentro de  $[-SR, +SR]$  en torno a la frecuencia central de la señal como la mejor estimación. Entonces, se puede determinar la relación de fase entre todas las muestras en la trama en base a la mejor estimación.

De forma alternativa, se selecciona el conjunto de desviaciones de ensayo de fase entre las muestras separadas por igual de estos subgrupos que dé la mínima potencia espectral fuera de  $[-SR, +SR]$  en torno a la frecuencia central de la señal como la mejor estimación. Se puede determinar la relación de fase entre todas las muestras en la trama en base a la mejor estimación.

En una realización de la invención, puede ser deseable hacer  $\Delta T = T_s/sps$ . Como resultado, el retardo  $\Delta T$  es igual a la resolución de muestreo,  $m=1$ , y, por lo tanto solo hay un subgrupo en una trama, por lo que todas las muestras tienen una relación de fase con sus muestras inmediatamente adyacentes. En tal realización de la invención, se pueden obtener las fases de todas las muestras de una trama de forma directa; en teoría, determinando

$$\phi(t_s = t_1 + n \cdot \Delta T) = \phi(t_1) + \Delta\phi(t_1 + \Delta T) + \Delta\phi(t_1 + 2 \cdot \Delta T) \dots + \Delta\phi(t_s), \quad (9)$$

que es un caso especial de la ecuación 6, es decir solo se calcula el primer subgrupo, que es el único subgrupo.

En la práctica, en vez de obtener directamente las fases, es suficiente obtener simplemente los factores de fase para cada una de las muestras, como sigue:

$$e^{j\phi(t_s = t_1 + n \cdot \Delta T)} = e^{j\phi(t_1)} \cdot \prod_{p=1}^n e^{j\Delta\phi(t_1 + p \cdot \Delta T)} \quad (10)$$

Que es un caso especial de la ecuación 7, es decir, solo se calcula el primer subgrupo, que es el único subgrupo.

Finalmente, se puede obtener la representación digital del campo de señal óptica recibido,  $E_R(t_s)$ , en función del factor de fase y del perfil  $I(t_s)$  de intensidad obtenidos mediante

$$E_R(t_s) = \sqrt{I(t_s)} \cdot e^{j\phi(t_s)}. \quad (11)$$

En una realización de la invención, mostrada en la FIG. 2, cuando  $\Delta T$  es lo suficientemente pequeño en comparación con el periodo  $T_s$  de símbolo, se puede aproximar el perfil de intensidad con  $|u(t_s)|$ , y, así,

$$E_R(t_s) \approx \sqrt{|u(t_s)|} \cdot e^{j\phi(t_s)}, \quad (12)$$

o, preferentemente,

$$E_R(t_s) \approx \left[ |u(t_s)| \cdot \left| u\left(t_s + \frac{T_s}{sps}\right) \right| \right]^{1/4} e^{j\phi(t_s)}, \quad (13)$$

Se debe hacer notar que se puede considerar  $\Delta T$  lo suficientemente pequeño cuando es al menos un factor de 2 menor que el periodo de símbolo, es decir,  $\Delta T \leq T_s / 2$ . Para  $sps=4$ , preferentemente,  $\Delta T = T_s/4$ .

Utilizar esta aproximación significa que el fotodiodo 1015, el amplificador 1023, el controlador opcional 1033 de ganancia automática y el convertidor 1043 de analógico a digital no son requeridos y, por lo tanto, no son mostrados en la FIG. 2. Además, se sustituye el filtro separador 1x3 1001 por el filtro separador 1x2 2001 más sencillo, dado que no existe la necesidad de un brazo para determinar la intensidad y, por lo tanto, solo se requieren dos copias.

Después de que se desarrolla el campo de señal óptica recibido en el dominio digital por medio de la unidad 1051 de la reconstrucción, se puede deducir entonces la representación digital del campo de señal óptica según fue emitida originalmente desde un transmisor,  $E_T(t_s)$ , por medio de la unidad 1052 de restablecimiento. Con este fin, la unidad 1052 de restablecimiento compensa electrónicamente diversas distorsiones, tales como una distorsión provocada por una dispersión cromática y, según un aspecto de la invención, a) una automodulación de fase (SPM) y b) combinaciones de dispersión cromática y SPM que experimentó la señal transmitida en su desplazamiento hasta el receptor.

Cuando se distorsiona principalmente la señal mediante dispersión cromática, la unidad 1052 de restablecimiento puede restablecer el campo de señal óptica original determinando

$$E_T(t_s) = \overline{F} \left\{ F \left[ E_R(t_s) \right] \cdot e^{-j \cdot f(D_{total})} \right\}, \quad (13)$$

en la que  $F(x)$  y  $F(y)$  son, respectivamente, las transformadas de Fourier e inversa de Fourier de las señales  $x$  e  $y$ ,  $f(D_{total})$  representa la modificación dependiente de la frecuencia de la fase óptica de la señal debida al efecto dispersivo resultante de una dispersión con el valor  $D$ , y el signo “-” indica la eliminación del efecto dispersivo. Más simplemente, esta puede ser aproximada utilizando técnicas convencionales que emplean filtros de respuesta de impulsos finitos (FIR).

Cuando se distorsiona la señal esencialmente únicamente mediante SPM, se puede compensar tal SPM por medio de una realización de la invención en la que la unidad 1052 de restablecimiento determina

$$E_T(t_s) = \overline{F} \left\{ F \left[ E_R(t_s) \right] \cdot e^{-j \cdot \Delta\Phi_{NL}} \right\}, \quad (14)$$

en la que  $F(x)$  y  $F(y)$  son, respectivamente, las transformadas de Fourier e inversa de Fourier de las señales  $x$  e  $y$ , como antes,  $\Delta\Phi_{NL}$  representa la fase no lineal total debida a la SPM, y el signo menos indica la eliminación del efecto dispersivo.

Cuando la señal está distorsionada tanto mediante dispersión cromática como por SPM, se puede compensar dicha dispersión cromática y SPM combinadas por medio de una realización de la invención en la que la unidad 1052 de restablecimiento trata al enlace de fibra que conecta al transmisor y al receptor como estando compuesto de  $N$  segmentos, teniendo cada uno los mismos efectos de dispersión y de SPM, considerándose que el segmento que está más cerca del transmisor es el primer segmento y se considera que el segmento que está más cerca del receptor es el segmento  $n$ ésimo. Entonces, la unidad 1052 de restablecimiento obtiene la representación digital del campo óptico original al llevar a cabo el procedimiento iterativo implementado por el siguiente pseudocódigo:

$$\begin{aligned}
 E(t_s, N+1) &= E_R(t_s), \\
 \text{para } n &= N \text{ a } 1 \\
 E_D(t_s) &= \overline{F} \left\{ F \left[ E(t_s, n+1) \right] \cdot e^{-j \cdot f(D_{\text{total}}/N)} \right\}, \\
 E(t_s, n) &= E_D(t_s) \cdot e^{-j \Delta \Phi_{NL} |E_D(t_s)|^2 / N}, \\
 \text{fin} \\
 E_T(t_s) &= E(t_s, 1)
 \end{aligned}$$

en la que  $E(t_s, N)$  es el campo óptico restablecido al comienzo del segmento enésimo,  $\Delta \Phi_{NL}$  representa la fase no lineal total debida a la SPM.

- 5 Después de que se restablezca el campo óptico original en el dominio digital, se procesa adicionalmente mediante demodulación y en la unidad 1053 de recuperación de datos. Por ejemplo, cuando se modula la señal óptica mediante el formato DQPSK, el procedimiento convencional de demodulación óptica DQPSK obtiene las variables de decisión para los tributarios de datos en fase (I) y de cuadratura (Q) determinando

$$\begin{aligned}
 u_I(t_s) &= \text{real} \left[ E_T(t_s) \cdot E_T(t_s - T_s)^* \cdot \exp(j \frac{\pi}{4}) \right], \\
 u_Q(t_s) &= \text{imag} \left[ E_T(t_s) \cdot E_T(t_s - T_s)^* \cdot \exp(j \frac{\pi}{4}) \right]. \\
 (15)
 \end{aligned}$$

- 10 Una vez que se obtienen las variables de decisión, se puede tomar una decisión para recuperar los tributarios de datos originales I- y Q- transmitidos en el transmisor mediante

$$\begin{aligned}
 c_I(t_d) &= \begin{cases} 1, & u_I(t_d) \geq V_u, \\ 0, & u_I(t_d) < V_u \end{cases} \\
 c_Q(t_d) &= \begin{cases} 1, & u_Q(t_d) \geq V_u, \\ 0, & u_Q(t_d) < V_u \end{cases} \quad (16)
 \end{aligned}$$

en la que  $t_d$  es el tiempo de decisión y  $V_u$  es el umbral de decisión, que es normalmente aproximadamente cero.

- 15 Como comprenderán inmediatamente las personas especialistas en la materia, se puede utilizar una monitorización opcional del rendimiento del receptor para proporcionar información acerca de cuánto éxito están teniendo los procedimientos de reconstrucción y de restablecimiento en la recuperación de la señal óptica original. Además, se puede aplicar un control de información de retorno para optimizar cada etapa en los procedimientos de reconstrucción y de restablecimiento. Por ejemplo, en el caso en el que  $\phi_0$  cambia lentamente con el tiempo, por ejemplo, debido a la deriva de la frecuencia de la portadora de la señal óptica en el transmisor o a cambios de longitud de la trayectoria inducidos por temperatura en los ODI, se puede ajustar dinámicamente la ecuación (5), con  
 20 un control de información de retorno, para encontrar siempre una estimación óptima para el  $\phi_0$  variable en el tiempo, de forma que se obtenga de forma precisa, de ese modo, el factor de fase.

- 25 Como comprenderán inmediatamente las personas especialistas en la materia, la presente invención puede ser aplicada a señales ópticas de manipulación de desfase diferencial, tales como señales de manipulación de desfase binario diferencial (DBPSK) y de manipulación de desfase diferencial en cuadratura (DQPSK), dado que se utilizan habitualmente los ODI y la detección equilibrada para una detección de DPSK. Además, también se puede aplicar la presente invención a una manipulación de variaciones de amplitud (ASK), DPSK/ASK combinadas, y QAM diferencial.

**REIVINDICACIONES**

1. Un receptor óptico, que comprende  
 un receptor de detección diferencial directa, estando adaptado dicho receptor de detección diferencial directa para recibir una señal óptica entrante como una entrada y para suministrar como una salida representaciones analógicas de partes real e imaginaria de una forma de onda compleja que contiene información acerca de diferencias de fase entre una pluralidad de ubicaciones temporales en dicha señal óptica entrante que están separadas en una cantidad predeterminada; y  
 un procesador de señales, acoplado a dicho receptor de detección diferencial directa, que está adaptado para desarrollar una representación digital de un perfil de intensidad y de fase que representa dicha señal óptica entrante.
2. La invención como se define en la reivindicación 1, en la que dicho procesador de señales comprende, además, medios para compensar dicha representación digital de un perfil de intensidad y de fase que representa dicha señal óptica entrante para al menos una degradación de transmisión infligida sobre dicha señal óptica recibida por un canal por el que se había desplazado dicho campo óptico recibido.
3. La invención como se define en la reivindicación 1, en la que dicho procesador de señales comprende, además, medios sensibles a dicha representación digital de un perfil de intensidad y de fase que representa dicha señal óptica entrante, para llevar a cabo una demodulación y recuperación de datos.
4. La invención como se define en la reivindicación 1, en la que dicho procesador de señales está adaptado para determinar un valor de fase que representa diferencias de fase óptica entre muestras de dicha forma de onda compleja que están separadas por dicha cantidad predeterminada.
5. La invención como se define en la reivindicación 1, en la que dicho procesador de señales está adaptado para obtener muestras de dicha forma de onda compleja en ubicaciones temporales para cada bit, que están definidas como

$$t_1, t_1 + \frac{1}{sps} T_s, t_1 + \frac{2}{sps} T_s, \dots, t_1 + \frac{sps - 1}{sps} T_s, \quad (1^{er} \text{ bit})$$

$$t_1 + T_s, t_1 + T_s + \frac{1}{sps} T_s, t_1 + T_s + \frac{2}{sps} T_s, \dots, t_1 + T_s + \frac{sps - 1}{sps} T_s, \quad (2^{o} \text{ bit})$$

...

$$t_1 + nT_s, t_1 + nT_s + \frac{1}{sps} T_s, t_1 + nT_s + \frac{2}{sps} T_s, \dots, t_1 + nT_s + \frac{sps - 1}{sps} T_s, \quad (\text{enésimo bit})$$

en las que  $t_1$  es una posición temporal inicial arbitraria y  $n$  es un número seleccionado arbitrariamente.

6. La invención como se define en la reivindicación 1, que comprende, además, una unidad convertidora de analógico a digital, estando adaptada dicha unidad convertidora de analógico a digital para convertir dichas partes real e imaginaria de dicha forma de onda compleja en representaciones digitales respectivas de las mismas y para suministrar dicha representación digital de partes real e imaginaria de dicha forma de onda compleja a dicho procesador de señales.
7. La invención como se define en la reivindicación 6, en la que dicho receptor de detección diferencial directa comprende, además, al menos un fotodetector, y en la que dicho procesador de señales lleva a cabo una inversa de la función de transferencia de filtro superpuesto causada por la respuesta inherente de dicho al menos un fotodetector y la respuesta inherente de dicha unidad convertidora de analógico a digital para al menos una de dicha representación digital de dichas partes real e imaginaria de dicha forma de onda compleja.
8. La invención como se define en la reivindicación 6, en la que dicho procesador de señales está adaptado para procesar conjuntamente un grupo de muestras de dicha representación digital de dichas partes real e imaginaria de dicha forma de onda compleja suministrada por dicha unidad convertidora de analógico a digital.
9. La invención como se define en la reivindicación 1, en la que dicho receptor de detección diferencial directa comprende, además, una pluralidad de interferómetros de retardo óptico.
10. La invención como se define en la reivindicación 9, en la que al menos uno de dicha pluralidad de interferómetros de retardo óptico tiene un retardo igual a aproximadamente dicha cantidad predeterminada.
11. La invención como se define en la reivindicación 9, en la que al menos dos de dichos interferómetros de retardo óptico tienen desviaciones de fase ortogonal.

12. La invención como se define en la reivindicación 9, en la que al menos dos de cada uno de dicha pluralidad de interferómetros de retardo óptico tienen retardos operativos que no son iguales entre sí y cada uno de dichos retardos son de aproximadamente dicha cantidad predeterminada.
- 5 13. La invención como se define en la reivindicación 9, en la que dos de dicha pluralidad de interferómetros de retardo óptico tienen (i) retardos operativos que no son iguales entre sí y (ii) una diferencia de retardo entre ellos que se corresponde con una diferencia de fase óptica de  $\pi/2$ .
- 10 14. La invención como se define en la reivindicación 9, que comprende, además, un convertidor de analógico a digital, convirtiendo dicho convertidor de analógico a digital al menos una de dichas partes real e imaginaria de dicha forma de onda compleja en una representación digital y suministrando dicha representación digital de partes real e imaginaria de dicha forma de onda compleja a dicho procesador de señales, en la que dicha cantidad predeterminada es

$$\Delta T = \frac{T_s \cdot m}{sps}, \quad 1 \leq m \leq sps, \text{ y } m \text{ es un número entero,}$$

15 en la que  $T_s$  es el periodo de símbolo de dicha señal óptica entrante,  $sps$  es un número de muestras por símbolo utilizado por dicho convertidor de analógico a digital para convertir dicha al menos una parte de dichas partes real e imaginaria de dicha forma de onda compleja en una representación digital,  $m$  es un número entero entre 1 y  $sps$ , y en la que dicha forma de onda compleja es

$$u(t) = u_{real}(t) + j \cdot u_{imag}(t),$$

en la que  $u_{real}(t)$  y  $u_{imag}(t)$  son, respectivamente, dichas partes real e imaginaria de dicha forma de onda compleja.

- 20 15. La invención como se define en la reivindicación 14, en la que dicho procesador de señales está adaptado para determinar un perfil de fase de señal de cada subgrupo respectivo de muestras en una trama, comprendiendo cada subgrupo aquellas muestras de dicha trama que tienen una separación entre las mismas de  $\Delta T$  o un número entero múltiplo del mismo, estando basado dicho perfil de fase de señal en las diferencias de fase óptica entre muestras adyacentes en cada subgrupo, y obteniéndose determinando

$$\phi(t_1 + n \cdot \Delta T) = \phi(t_1) + \sum_{p=1}^n \Delta\phi(t_1 + p \cdot \Delta T),$$

$$\phi(t_1 + n \cdot \Delta T + \frac{1}{sps} T_s) = \phi(t_1 + \frac{1}{sps} T_s) + \sum_{p=1}^n \Delta\phi(t_1 + \frac{1}{sps} T_s + p \cdot \Delta T),$$

...

$$\phi(t_1 + n \cdot \Delta T + \frac{m-1}{sps} T_s) = \phi(t_1 + \frac{m-1}{sps} T_s) + \sum_{p=1}^n \Delta\phi(t_1 + \frac{m-1}{sps} T_s + p \cdot \Delta T)$$

en la que  $n$  es la posición de una muestra particular en el subgrupo y cuando  $n=0$  no se calcula la suma en absoluto.

- 30 16. La invención como se define en la reivindicación 15, en la que  $t_s$  es una ubicación temporal y en la que dicho procesador de señales calcula dicha representación digital de dicho campo de señal óptica recibido,  $E_R(t_s)$ , determinando  $E_R(t_s) = \sqrt{I(t_s)} e^{j\phi(t_s)}$ , en la que  $I(t_s)$  es un perfil de intensidad de dicha señal óptica entrante en el instante  $t_s$  y  $\phi(t_s)$  es una fase en el instante  $t_s$ .
- 35 17. La invención como se define en la reivindicación 14, en la que dicho procesador de señales está adaptado para determinar una relación de fase entre muestras separadas por igual en cada subgrupo respectivo de  $m$  subgrupos, comprendiendo cada subgrupo aquellas muestras de dicha trama que tienen una separación entre ellas de  $\Delta T$  o un número entero múltiplo del mismo.
18. La invención como se define en la reivindicación 14, en la que dicho procesador de señales está adaptado para determinar una relación de fase entre muestras separadas por igual de cada  $m$  subgrupos, comprendiendo cada subgrupo aquellas muestras de dicha trama que tienen una separación entre ellas de  $\Delta T$  o un número entero múltiplo del mismo.

19. La invención como se define en la reivindicación 18, en la que dicho procesador de señales está adaptado para determinar dicha relación de fase entre dichas muestras de únicamente un primer subgrupo, que es el único subgrupo.
- 5 20. La invención como se define en la reivindicación 18, en la que dicho procesador de señales está adaptado para determinar una relación de fase entre muestras separadas por igual de todos los  $m$  subgrupos en base a un análisis de espectros de potencia óptica de un conjunto de señales reconstruidas de ensayo en base a dichos subgrupos, por lo que se determinan todas las relaciones de fase de dichas muestras de dicha señal óptica entrante.
- 10 21. La invención como se define en la reivindicación 20, en la que dicho análisis de dichos espectros de potencia óptica de un conjunto de señales reconstruidas de ensayo determina una señal reconstruida de ensayo cuya potencia espectral óptica en el intervalo de frecuencias de  $[-SR, +SR]$  en torno a la frecuencia central de dicha señal óptica entrante es la más elevada entre dicho conjunto de señales reconstruidas de ensayo, en la que  $SR$  es la velocidad de símbolos de dicha señal óptica entrante.
- 15 22. La invención como se define en la reivindicación 20, en la que dicho análisis de dichos espectros de potencia óptica de un conjunto de señales reconstruidas de ensayo determina una señal reconstruida de ensayo cuya potencia espectral óptica fuera del intervalo de frecuencias de  $[-SR, +SR]$  en torno a la frecuencia central de dicha señal óptica entrante es la más baja entre dicho conjunto de señales reconstruidas de ensayo, en la que  $SR$  es la velocidad de símbolos de dicha señal óptica entrante.
- 20 23. La invención como se define en la reivindicación 14, en la que dicho procesador de señales está adaptado para determinar un perfil de un factor de fase de señal para cada subgrupo respectivo de muestras en una trama, comprendiendo cada subgrupo aquellas muestras de dicha trama que tienen una separación entre ellas de  $\Delta T$  o un número entero múltiplo del mismo, estando basado dicho factor de fase de señal en diferencias de fase óptica entre muestras adyacentes en cada subgrupo, y obteniéndose determinando

$$e^{j\phi(t_1+n\cdot\Delta T)} = e^{\phi(t_1)} \cdot \prod_{p=1}^n e^{j\Delta\phi(t_1+p\cdot\Delta T)},$$

$$e^{j\phi(t_1+n\cdot\Delta T + \frac{1}{sps}T_s)} = e^{\phi(t_1 + \frac{1}{sps}T_s)} \cdot \prod_{p=1}^n e^{j\Delta\phi(t_1+p\cdot\Delta T + \frac{1}{sps}T_s)}$$

...

$$e^{j\phi(t_1+n\cdot\Delta T + \frac{m-1}{sps}T_s)} = e^{\phi(t_1 + \frac{m-1}{sps}T_s)} \cdot \prod_{p=1}^n e^{j\Delta\phi(t_1+p\cdot\Delta T + \frac{m-1}{sps}T_s)}$$

- 25 en la que  $n$  es la posición de una muestra particular en el subgrupo y cuando  $n=0$  no se calcula la multiplicación en absoluto.
24. La invención como se define en la reivindicación 23, en la que dicho procesador de señales calcula dicha representación digital de dicho campo de señal óptica recibido como una función de dicho perfil de dicho factor de fase de señal y una representación digital de un perfil de intensidad de dicha señal óptica entrante.
- 30 25. La invención como se define en la reivindicación 23, en la que  $t_s$  es una ubicación temporal y en la que dicho procesador de señales calcula dicha representación digital de dicho campo de señal óptica recibido,  $E_R(t_s)$ , determinando  $E_R(t_s) = \sqrt{I(t_s)} \cdot e^{j\phi(t_s)}$ , en la que  $I(t_s)$  es un perfil de intensidad de dicha señal óptica entrante en el instante  $t_s$  y  $e^{j\phi(t_s)}$  es un factor de fase en el instante  $t_s$ .
- 35 26. La invención como se define en la reivindicación 25, que comprende, además, una unidad de detección directa de intensidad acoplada a un convertidor de analógico a digital para suministrar dicho perfil de intensidad.
27. La invención como se define en la reivindicación 25, en la que en el instante  $t_s$  se aproxima dicho perfil de intensidad por el valor absoluto de  $u(t_s)$ .
28. La invención como se define en la reivindicación 25, en la que en el instante  $t_s$  se aproxima dicho perfil de intensidad por la raíz cuadrada del valor absoluto de  $u(t_s) u(t_s + \frac{T_s}{sps})$ .

29. La invención como se define en la reivindicación 25, en la que dicho procesador de señales está adaptado, además, para llevar a cabo una compensación en dicha representación digital de dicho campo de señal óptica recibido para al menos una degradación de transmisión infligida por un canal por el que se había desplazado dicho campo óptico recibido.
- 5 30. La invención como se define en la reivindicación 29, en la que dicho procesador de señales está adaptado, además, para llevar a cabo una demodulación y una recuperación de datos.
31. Un procedimiento para su uso en un receptor óptico, que comprende las etapas de  
desarrollar una representación analógica de partes real e imaginaria de una forma de onda compleja que  
contiene información acerca de diferencias de fase entre una pluralidad de ubicaciones temporales en una  
señal óptica que entre en dicho receptor óptico, estando separadas dichas ubicaciones por una cantidad  
predeterminada;  
10 convertir dicha representación analógica en una representación digital;  
desarrollar, como una función de dicha representación digital, un perfil de intensidad y de fase que representa  
dicha señal óptica entrante; y  
15 suministrar una salida que indica información representada por dicha señal óptica entrante.
32. La invención como se define en la reivindicación 31, en la que dicha etapa de suministro comprende, además, la etapa de compensar dicha representación digital para al menos una degradación de transmisión infligida sobre dicha señal óptica recibida por un canal por el que se había desplazado dicha señal óptica entrante.

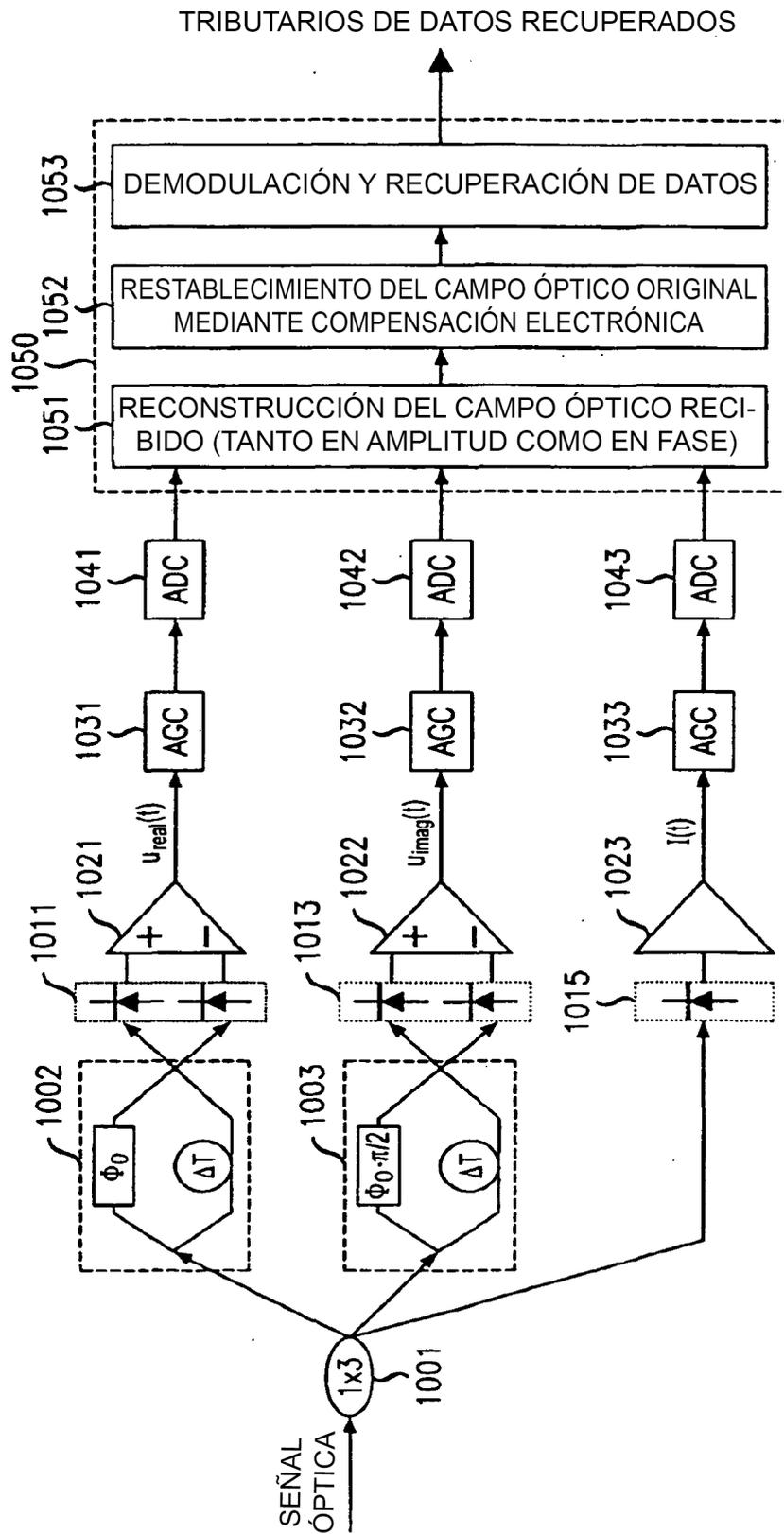


FIG. 1

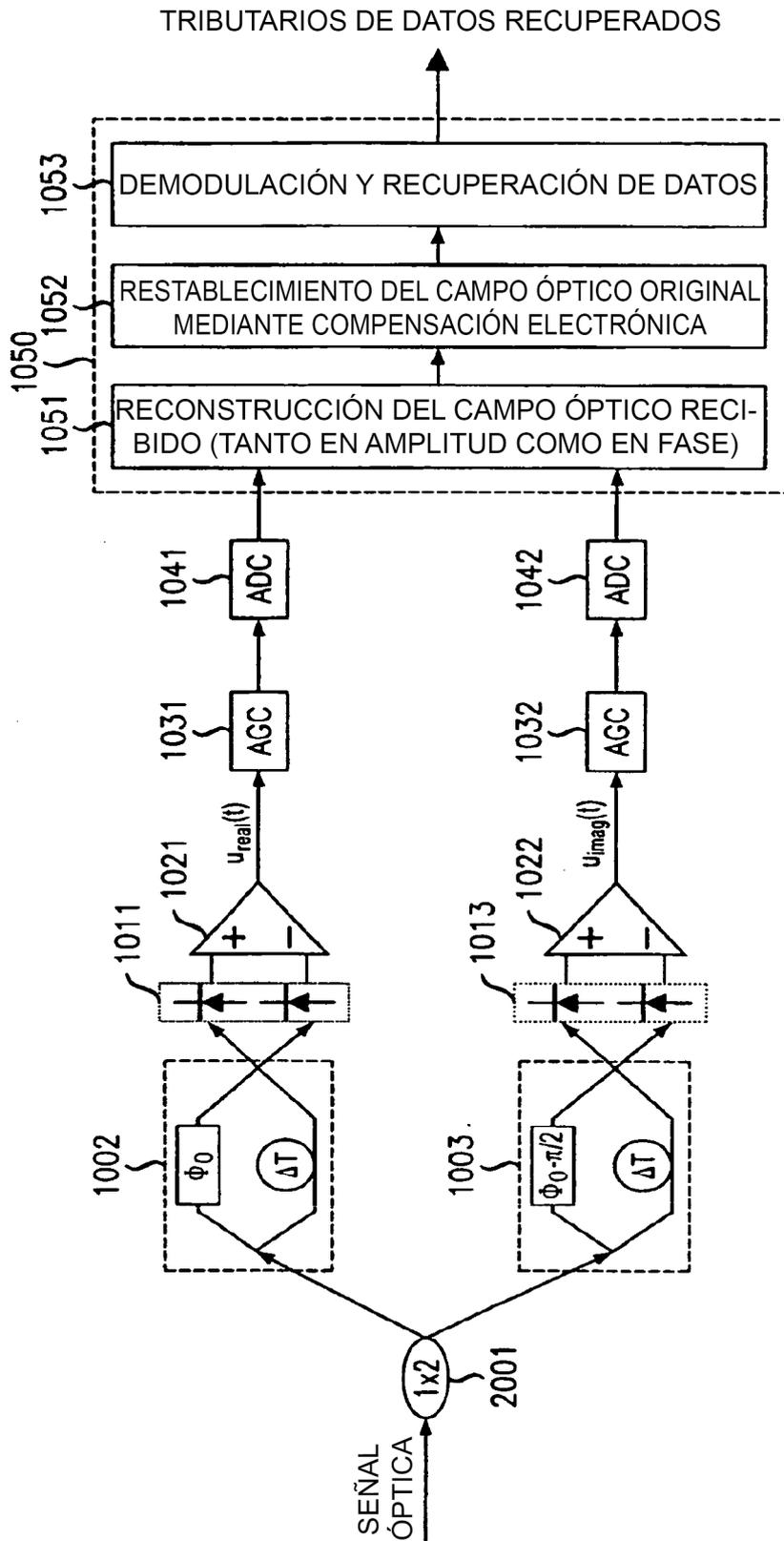


FIG. 2