

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 464 441**

51 Int. Cl.:

H04B 10/61 (2013.01)

H04B 10/63 (2013.01)

H04B 10/64 (2013.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **10.12.2003 E 03812904 (5)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **19.02.2014 EP 1570593**

54 Título: **Método y sistema de detección óptica coherente y de procesamiento de señal**

30 Prioridad:

11.12.2002 US 432500 P

07.02.2003 US 445742 P

04.12.2003 US 728247

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

02.06.2014

73 Titular/es:

**HUAWEI TECHNOLOGIES CO. LTD. (100.0%)
Huawei Administration Building, Bantian
Longgang District, Shenzhen Guangdong 518129,
CN**

72 Inventor/es:

TAYLOR, MICHAEL GEORGE

74 Agente/Representante:

LEHMANN NOVO, María Isabel

ES 2 464 441 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

Método y sistema de detección óptica coherente y de procesamiento de señal

5 SOLICITUDES DE PATENTE RELACIONADAS

Esta solicitud de patente de utilidad reivindica la fecha de prioridad de la solicitud de patente provisional número de serie 60/432500 por Michael G. Taylor, presentada el 11 de diciembre de 2012 y la solicitud de patente provisional número 60/445,742 por Michael G. Taylor, presentada el 7 de febrero de 2003.

10

ANTECEDENTES DE LA INVENCION

Campo de la invención

15 Está invención se refiere a transmisiones ópticas a través de un cable de fibra óptica. Más concretamente, la presente invención se refiere a un sistema y método de detección coherente de señales ópticas utilizando un procesamiento de señal digital para recuperar señales.

Descripción de la técnica relacionada

20

El uso de cables de fibras ópticas para la transmisión de información, fue introducida hace varios años. Recientemente, con la demanda por los usuarios de la transmisión rápida de grandes cantidades de información, la utilidad de la transmisión de señales ópticas es particularmente evidente. [Véase "Sistema de comunicación óptica" por J. Gowar (Gowar) y "Sistemas de comunicación de fibra óptica" por G. Agrawal (Agrawal 2)]. La transmisión de esta información suele adoptar la forma de signos digitales binarios (esto es, niveles lógicos "1" y "0". Además, la fibra óptica se utiliza para transportar señales analógicas, tales como señales de televisión por cable.

25

En los años 1990, se desarrollaron amplificadores ópticos en redes de televisión por cable y telefónicas. En condiciones normales, se utilizaron los amplificadores de fibras ópticas dopados con erbio (EDFAs). Los amplificadores realizan la amplificación de las señales ópticas y superan la pérdida de una señal transmitida a través de la fibra sin la necesidad de detectar y retransmitir las señales. Además, en la década de los años 1990, se produjo la introducción de la técnica de multiplexación por división de longitud de onda (WDM) a un nivel comercial, con el consiguiente aumento de la capacidad de transporte de información de la fibra transmitiendo varias longitudes de onda en paralelo. Durante la multiplexación WDM, diferentes longitudes de onda se originan y terminan en el mismo lugar pero, en algunos casos, las longitudes de onda se añaden o suprimen en ruta hacia un destino.

30

Con los sistemas de transmisión de señales ópticas, cada sistema tiene un transmisor para emitir luz modulada con información a través del cable de fibras ópticas y un receptor, que detecta la luz y recupera la información. La unidad de transmisión contiene una fuente de luz, que suele ser un láser de semiconductores en el modo longitudinal único. La información se impone sobre la luz mediante modulación directa de la corriente de láser o mediante modulación externa (aplicando una tensión a un componente de modulador que sigue la señal de láser). El receptor utiliza un fotodetector que convierte luz en una corriente eléctrica.

40

Existen actualmente dos maneras para detectar la luz, la detección directa y la detección coherente. Los sistemas de transmisión existentes utilizan todas las técnicas de detección directa para detectar la luz. Aunque las técnicas de detección coherentes son más complejas, ofrecen algunas ventajas bien diferenciadas. Una de las ventajas primarias es que efectivamente proporciona una ganancia de señal. Sin embargo, los amplificadores EDFA ofrecen la misma ventaja y se encontró siendo una solución más rentable.

45

Los sistemas de transmisión actuales imponen información sobre la amplitud (o intensidad/potencia) de la señal. La luz se activa para transmitir un "1" y se desactiva para transmitir un "0". En el caso de técnicas de detección directa, el fotodetector se presenta con la luz modulada 'on / off' y en consecuencia, el flujo de corriente a través de ella es una réplica de la potencia óptica. Después de la amplificación, la señal eléctrica pasa a un circuito de decisión, que la compara con un valor de referencia. El circuito de decisión proporciona luego una salida "1" o "0" no ambigua.

50

Existen muchas clases de formatos de modulación 'on / off'. El más sencillo es el denominado de no retorno a cero sin variación de fase (NRZ sin variación de fase), en donde la potencia óptica y la fase de la onda óptica se mantienen constantes durante la transición entre un par de símbolos "1" consecutivos. Otros formatos de transmisión son los de NRZ con variación de fase, los de retorno a cero (RZ) [véase "Comparación entre los formatos de señales NRZ y RZ para la transmisión de amplificador en línea en el régimen de dispersión nula" por Matsuda (Matsuda)], RZ de portadora suprimida [véase "Transmisión, no repetida, de DWDM de 8x43 Gbit/s con un espaciado de 100 GHz a través de 163 km utilizando un formato de retorno a cero con portadora suprimida, duobinaria" por Y. Miyamoto et al (Miyamoto)] y transmisión binaria en forma de fase (PSBT) [véase "La transmisión binaria en forma de fase (PSBT): una nueva técnica para transmitir bastante más allá del límite de dispersión cromática" por D. Penninckx et al (Penninckx)].

60

65

Existe también otra clase de formatos de modulación en donde la información se codifica en la fase de la señal óptica, tal como la modulación por desplazamiento de fase diferencial óptica (oDPSK). Un fotodetector no responde a los cambios en la fase de la luz que incide sobre dicho fotodetector, por lo que se utiliza un componente pasivo denominado un discriminador antes del fotodetector. El discriminador convierte los cambios en fase en cambios en potencia, que pueden detectar el fotodetector.

Según se indicó con anterioridad, el fotodetector no responde a la fase de una onda óptica. Si dos longitudes de onda se introducen en el fotodetector, a modo de ejemplo, el fotodetector no distingue entre las dos longitudes de onda. Los sistemas de WDM utilizan componentes de filtros ópticos pasivos para separar los diferentes canales de longitud de onda en el terminal receptor, de modo que cada fotodetector detecte solamente un canal. Este método establece un límite sobre lo próximo que pueden estar espaciados los canales, principalmente basado en la capacidad del filtro óptico para dejar pasar un canal y rechazar sus canales próximos.

Las técnicas de detección coherente tratan la onda óptica en una manera similar a la recepción de ondas de radio seleccionando, de forma inherente, una longitud de onda y respondiendo a su amplitud y fase. La Figura 1A ilustra un diagrama de bloques simplificado de un receptor coherente básico de extremo único en un sistema de fibras ópticas existente. La Figura 1B ilustra un diagrama de bloques simplificado de un receptor coherente que utiliza la detección equilibrada con dos fotodetectores en un sistema de fibras ópticas existente. Una señal entrante se combina con la luz procedente de un oscilador local (LO), que tiene próxima al mismo estado de polarización (SOP) y la forma de onda exacta o muy similar. Cuando se detectan las señales combinadas, la fotocorriente contiene un componente a una frecuencia que es la diferencia entre las frecuencias ópticas de la señal y del oscilador local. Esta componente de frecuencia diferencia contiene toda la información (amplitud y fase) que está en la señal óptica. Puesto que la nueva frecuencia portadora es mucho más baja, normalmente unos pocos GHz en lugar de 200 THz, toda la información en la señal puede recuperarse utilizando métodos de demodulación de radio estándar. Los receptores coherentes perciben solamente señales próximas en longitud de onda al oscilador local. Por lo tanto, la sintonía de la longitud de onda LO proporciona la funcionalidad de un filtro sintonizable incorporado.

El proceso de detección coherente puede explicarse con varias ecuaciones matemáticas. La siguiente descripción utiliza la notación compleja para sinusoides que se resumen en el Apéndice A. El campo eléctrico de la señal puede escribirse como:

$$\text{Re}\left[E_s(t)e^{i\omega_s t}\right]$$

en donde $E_s(t)$ es la envolvente de variación lenta, que contiene la información codificada sobre la amplitud y fase de la señal óptica. De modo similar, el campo eléctrico del oscilador local puede describirse como:

$$\text{Re}\left[E_{LO}e^{i\omega_{LO} t}\right]$$

en donde E_{LO} es una constante para un oscilador local. El campo eléctrico de la luz que llega al fotodetector en la bifurcación superior de la Figura 1B (o el fotodetector 24 en la Figura 1A) es la suma de los dos campos eléctricos:

$$E_1 = \text{Re}\left[E_s(t)e^{i\omega_s t} + E_{LO}e^{i\omega_{LO} t}\right]$$

y la potencia óptica es:

$$P_1 = E_1^* E_1 = \left(E_s^*(t)e^{-i\omega_s t} + E_{LO}^* e^{-i\omega_{LO} t}\right) \left(E_s(t)e^{i\omega_s t} + E_{LO}e^{i\omega_{LO} t}\right)$$

$$P_1 = |E_s(t)|^2 + |E_{LO}|^2 + 2 \text{Re}\left[E_s(t)E_{LO}^* e^{i(\omega_s - \omega_{LO})t}\right] \quad (1)$$

En el caso de detección de extremo único, solamente se utiliza una salida del combinador. $|E_{LO}|^2$ es constante con el tiempo. $|E_s(t)|^2$ es relativamente pequeña, habida cuenta que la potencia del oscilador local es mucho mayor que la potencia de la señal. Además, para los formatos de modulación de modulación por desplazamiento de fase (PSK) y la modulación por desplazamiento de frecuencia (FSK), $|E_s(t)|^2$ es constante con el tiempo. El término dominante en la ecuación 1 es el término de frecuencia de latido $\text{Re}\left[E_s(t)E_{LO}^* e^{i(\omega_s - \omega_{LO})t}\right]$.

La salida de la bifurcación inferior es la diferencia de los dos campos eléctricos y la potencia eléctrica es:

$$P_2 = |E_s(t)|^2 + |E_{LO}|^2 - 2 \operatorname{Re}[E_s(t)E_{LO}^* e^{i(\omega_s - \omega_{LO})t}] \quad (2)$$

- 5 El otro modo de detección es la detección equilibrada, en donde los circuitos eléctricos, después de los fotodetectores, evalúan la diferencia en la fotocorriente entre los dos detectores:

$$P_1 - P_2 = 4 \operatorname{Re}[E_s(t)E_{LO}^* e^{i(\omega_s - \omega_{LO})t}] \quad (3)$$

- 10 La detección equilibrada produce directamente el término de frecuencia de latido. Con la detección equilibrada, no hay necesidad de demandar que la potencia del oscilador local debe ser mayor que la potencia de la señal. Tiene la ventaja adicional de que se sustrae el ruido en el oscilador local.

- 15 Las siguientes ecuaciones se refieren directamente al término de frecuencia de latido y se supone que este término se obtiene mediante detección de extremo único (sin la contribución de otros términos) o mediante la detección equilibrada.

- Existen dos modos de detección coherente: homodina y heterodina. Con la detección homodina, la diferencia de frecuencia entre la señal y el oscilador local es cero. El láser del oscilador local ha de enclavarse en fase a la señal
 20 entrante con el fin de conseguirlo. Para la detección homodina, el término $e^{i(\omega_s - \omega_{LO})t}$ es 1 y el término de frecuencia de latido se convierte en

$$\operatorname{Re}[E_s(t)E_{LO}^*]$$

- Para el formato de modulación de modulación de por desplazamiento de fase binaria (BPSK), $E_s(t)$ asume el valor 1
 25 o -1 dependiendo de si se transmitió un valor lógico "1" o "0" y el circuito de decisión puede actuar simplemente sobre el término de frecuencia de latido de forma directa. La detección homodina requiere que el ancho de banda del fotodetector y los componentes subsiguientes estén próximos a la tasa binaria. Además, la detección homodina proporciona una mejor sensibilidad que cualquier otra manera de detectar la señal. Además, la detección homodina tiene una capacidad de filtrado óptico ultra-estrecho inherente, por cuanto que se rechazan todas las zonas del efecto óptico, que están más alejadas que el ancho de banda del detector respecto al oscilador local. Esta característica significa que la detección homodina puede soportar una más alta densidades de canales de WDM que
 30 utilizando filtros ópticos pasivos para la demultiplexación de WDM. El método de detección homodina tiene el inconveniente de que el oscilador local debe enclavarse en fase a la señal. El oscilador local y los láseres de señales deben ser láseres de ancho de línea estrecho, tal como los láseres de semiconductores de cavidades externas, que
 35 suelen ser de más alto que el láser de realimentación distribuida (DFB). Además, algunos métodos de gestión de polarización no funcionan adecuadamente con la detección homodina.

- Con la detección heterodina, existe una diferencia finita en la frecuencia óptica entre la señal y el oscilador local. La totalidad de la información de amplitud y de fase, en la señal, aparece en una portadora a una frecuencia angular ($\omega_s - \omega_{LO}$), conocida como la frecuencia intermedia (IF) que puede detectarse utilizando métodos de detección de radio estándar (p.e., detección síncrona, detección de envolvente o detección diferencial). La detección heterodina tiene la ventaja de que el oscilador local no necesita estar enclavado en fase y un láser de tipo DFB puede utilizarse para el oscilador local LO y los láseres de señales. Asimismo, es posible utilizar el procesamiento de señal en la frecuencia IF para compensar la dispersión cromática, lo que se considera imposible de hacer con una detección homodina con
 45 las técnicas existentes. Los procesos de la detección heterodina tienen el inconveniente de que la frecuencia diferencia debe ser al menos igual a la mitad del ancho espectral óptico de la señal, aproximadamente 0.75 veces la tasa de símbolos, para evitar una penalización de autocreación de imágenes, que requiere que el ancho de banda del fotodetector sea al menos 1.5 veces la tasa de símbolos. La sensibilidad de la detección heterodina es 3 dB peor que la detección homodina. Además, para el funcionamiento heterodino, debe existir una zona vacía en el espectro óptico adyacente a la señal que se detecta, lo que limita la densidad a la que pueden empaquetarse los canales de WDM.
 50

- Se necesita un sistema y método que incluya todas las ventajas de la detección homodina en conjunción con todas las ventajas de la detección heterodina. Además, se necesita un sistema y método que puedan variar la
 55 compensación de dispersión cromática y sustraer la diafonía de otros canales de WDM.

De este modo, sería una ventaja bien diferenciada disponer de un sistema y método que incorpore la detección coherente de señales ópticas con el procesamiento de señal digital para recuperar una señal cuando un oscilador local no está enclavado en fase a la señal. Es un objetivo de la presente invención dar a conocer dicho sistema y

método.

El informe titulado "Modelos de detectores de fase y sus rendimientos para la recuperación de frecuencia intermedia IF/Frecuencia de banda base para los bucles PLL puestos en práctica por DSP sobre la base de la envolvente compleja" de Conference Proceedings, vol. 2, 25 noviembre 2002, páginas 774-778, da a conocer cuatro modelos de detector de fase que podrían utilizarse en los bucles con enganche de fase puestos en práctica en DSP para la recuperación de la frecuencia a la frecuencia intermedia o en la banda base. Los modelos de PD, que son funciones no lineales en general, pueden ponerse en práctica en DSP. El estado estacionario y los rendimientos de adquisición de los modelos de PD se examinan y comparan entre sí y la estadística del ruido se obtiene por medio de experimentos con ordenadores y análisis numérico.

SUMARIO DE LA INVENCION

En un aspecto de la idea inventiva, la presente invención es un sistema de detección óptica coherente que recibe una señal óptica entrante en una red de comunicación óptica, comprendiendo dicho sistema: un oscilador local que emite luz y que está caracterizado porque comprende, además: un mezclador óptico híbrido para combinar la señal óptica entrante y la luz del oscilador local en al menos una salida; un fotodetector que se comunica con el mezclador óptico híbrido, en donde dicho fotodetector recibe una señal óptica procedente de la salida y la convierte en una señal eléctrica; un convertidor analógico/digital A/D, que digitaliza la señal eléctrica y un procesador de señal digital para realizar cálculos sobre valores digitales procedentes del convertidor A/D, proporcionando el procesador de señal digital una representación compleja de la envolvente del campo eléctrico de la señal óptica entrante con un componente de la representación compleja de la envolvente del campo eléctrico de la señal óptica entrante en donde el procesador de señal digital está dispuesto para realizar cálculos sobre valores digitales procedentes del convertidor A/D para proporcionar una salida que sea el resultado de una operación de procesamiento de señal en una pluralidad de muestras, en el transcurso del tiempo, de la envolvente compleja del campo eléctrico de la señal óptica entrante. En otro aspecto de la idea inventiva, la presente invención es un método de recepción de una señal óptica entrante en un sistema de detección óptica coherente, comprendiendo dicho método las etapas de: emitir luz desde un oscilador local y estando caracterizado por comprender además: combinar, por un mezclador óptico híbrido, la señal óptica entrante y la luz del oscilador local en al menos una salida; la recepción de una señal óptica procedente de la salida por un fotodetector en comunicación con el mezclador óptico híbrido y convertir la señal óptica en una señal eléctrica por el fotodetector; digitalizar la señal eléctrica por un convertidor A/D y realizar cálculos, por un procesador de señal digital, sobre los valores digitales procedentes del convertidor A/D, proporcionando el procesador de señal digital una representación compleja de la envolvente del campo eléctrico de la señal óptica entrante en donde la etapa de realizar cálculos por un procesador de señal digital proporciona una salida que es el resultado de una operación de procesamiento de señal sobre una pluralidad de muestras, en el transcurso del tiempo, de la envolvente compleja del campo eléctrico de la señal óptica entrante.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

La Figura 1A (técnica anterior) ilustra un diagrama de bloques simplificado de un receptor coherente básico de extremo único 16 en un sistema de fibras ópticas existente;

La Figura 1B (técnica anterior) ilustra un diagrama de bloques simplificado de un receptor coherente 21 utilizando una detección equilibrada en un sistema de fibras ópticas existente;

La Figura 2A es un diagrama de bloques simplificado que ilustra los componentes de un procesador de señal analógica (ASP) genérico;

La Figura 2B es un diagrama de bloques simplificado que ilustra los componentes de un procesador de señal digital genérico;

La Figura 3A ilustra un diagrama de bloques simplificado de un receptor de muestreo en cuadratura, de extremo único, en la forma de realización preferida de la presente invención;

La Figura 3B ilustra un diagrama de bloques simplificado de un receptor de muestreo en cuadratura equilibrado en una primera forma de realización alternativa de la presente invención;

La Figura 4A es un diagrama de bloques simplificado de una configuración existente para detección de diversidad de polarización;

La Figura 4B es un diagrama de bloques simplificado de una configuración que utiliza los láseres de oscilador local LO para la detección de diversidad de polarización;

La Figura 5 es un diagrama de bloques simplificado que ilustra un sistema de seguimiento de polarización 131 en la forma de realización preferida de la presente invención;

La Figura 6 es un diagrama de bloques simplificado que ilustra el muestreo en cuadratura que utiliza el procesamiento de señal analógica en una primera forma de realización alternativa de la presente invención; La Figura 7A es un diagrama de bloques simplificado que ilustra un subsistema que contribuye a que MPI contenga un par de amplificadores ópticos conectados en paralelo y

La Figura 7B es una representación gráfica de un espectro de ganancia asociado para el subsistema de la Figura 7A.

DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LA INVENCION

En la presente invención, el procesamiento de señal digital (DSP) se utiliza para recuperar señales ópticas. Mr. Richard Lyons en el documento titulado "Entendimiento del procesamiento de señal digital" da a conocer los principios básicos sobre los que se basa el procesamiento DSP. La Figura 2A es un diagrama de bloques simplificado que ilustra los componentes de un procesador de señal analógica (ASP) 30 genérico. Un procesador de señal es una unidad, que toma en una señal, en condiciones normales, una relación de la tensión con respecto al tiempo y realiza una transformación predecible sobre dicha relación. Esta transformación puede describirse mediante una función matemática. El procesador ASP 30 transforma una tensión de señal de entrada 32 en una tensión de señal de salida 34. El ASP puede utilizar condensadores, resistencias, inductores, transistores, etc., para realizar esta transformación. La Figura 2B es un diagrama de bloques simplificado que ilustra los componentes de un procesador de señal digital genérico 36. Una señal de entrada 38 se digitaliza por un convertidor analógico/digital (A/D) 40 que se convierte en una secuencia de números. Cada número representa una muestra temporal descrita. Un procesador básico 42 utiliza los valores numéricos de entrada para calcular los valores numéricos de salida requeridos, aplicando una fórmula matemática que proporciona el comportamiento del procesamiento de señal requerido. Los valores de salida se convierten luego en una señal de salida de tensión respecto al tiempo continua 46 por un convertidor de digital a analógico (D/A) 44. Como alternativa, para aplicaciones en un receptor de señal digital, la salida analógica del DSP puede aplicarse un circuito de decisión para proporcionar una salida digital. En tal situación, el núcleo de procesamiento digital puede realizar la operación de decisión sin proporcionar el resultado a la salida, en cuyo caso, no se necesita el convertidor D/A 44.

Existen descubrimientos respecto a la ecualización (procesamiento de señal) para corregir las incorrecciones de la transmisión por fibras ópticas [véase "Mitigación de PMD electrónica – desde la ecualización lineal a la detección de probabilidad máxima" por H. Bulow et al. (Bulow 1) y "Ecualización electrónica de dificultades de transmisión" por H. Bulow et al (Bulow 2)]. En esta idea inventiva, se utiliza la detección directa y el ecualizador está situado después del detector. La mayor parte de los trabajos existentes están en un procesamiento de señal analógica, aunque se haya propuesto y simulado un procesamiento de señal digital [véase el documento "Diseño de ecualizadores eléctricos casi óptimos para la transmisión óptica en la presencia de PMD" por H. F. Haunstein et al (Haunstein) y "Ecualización basada en DSP para la viabilidad de canales ópticos de puesta en práctica de VLSI" por O. Agazzi (Agazzi)]. La presente invención utiliza DSP para corregir los inconvenientes de la transmisión, pero se utiliza en conjunción con una detección coherente.

Muestreo en cuadratura

Cómo funciona el muestreo en cuadratura

La presente invención da a conocer la función de recuperación de información en una señal óptica utilizando un oscilador local que no está enclavado en fase a la señal y que puede tener una frecuencia óptica arbitrariamente próxima a la que tiene la señal. La Figura 3A ilustra un diagrama de bloques simplificado de un receptor de muestreo en cuadratura de extremo único 50 en la forma de realización preferida de la presente invención. Una unidad pasiva híbrida de 90° 54 se ilustra dentro de la caja de línea de puntos. El método de recuperación de una representación digital en la envolvente compleja del campo eléctrico de la señal se conoce aquí, en la presente invención, como muestreo en cuadratura. La unidad pasiva híbrida de 90° mezcla la señal con un oscilador local 56 en dos rutas, de modo que la diferencia de fase entre la señal y el oscilador local LO 56, en una ruta, difiere de la diferencia de fase en la otra ruta en aproximadamente 90°. Existen numerosas maneras de obtener el híbrido de 90°. Según se ilustra en la Figura 3A, la unidad pasiva híbrida de 90° divide la señal y LO y luego combina, en cada brazo de salida, una réplica de la señal con una réplica del LO. Sin embargo, existe una longitud de ruta extra en un solo brazo del divisor de LO para aplicar el desplazamiento de fase. El campo eléctrico del oscilador local puede expresarse como $\text{Re}\{E_{LO}e^{i\omega_{LO}t}\}$ para la ruta superior y $\text{Re}\{iE_{LO}e^{i\omega_{LO}t}\}$ para la ruta inferior, mientras que la señal es $\text{Re}\{E_s(t)e^{i\omega_s t}\}$ en ambas rutas. Después de la mezcla de LO con la señal, el término de frecuencia de latido para la ruta superior es, según la ecuación 2 o 3:

$$\text{beat term 1} = \text{Re}\{E_s(t)E_{LO}^* e^{i(\omega_s - \omega_{LO})t}\} \quad (4)$$

y para el brazo inferior:

$$\begin{aligned} \text{beat term 2} &= \operatorname{Re}\left[-iE_s(t)E_{LO}^* e^{i(\omega_s - \omega_{LO})t}\right] \\ \text{beat term 2} &= \operatorname{Im}\left[E_s(t)E_{LO}^* e^{i(\omega_s - \omega_{LO})t}\right] \end{aligned} \quad (5)$$

Dos convertidores A/D 58 y 60, utilizados después de los amplificadores 62 y 64, en las dos rutas, convierten las fotocorrientes, proporcionales a estos dos términos de frecuencia de latido, en una secuencia de valores numéricos con respecto al tiempo. La señal de procesador de señal digital 36 acepta entradas desde los convertidores A/D en ambas rutas. El DSP es capaz de realizar cálculos sobre números complejos. El DSP es también capaz de calcular a partir de sus entradas, la envolvente compleja del campo eléctrico de señal, $E_s(t)$, utilizando la fórmula siguiente:

$$E_s(t) = \frac{e^{-i(\omega_s - \omega_{LO})t}}{E_{LO}^*} \left[(\text{beat term 1}) + i(\text{beat term 2}) \right] \quad (6)$$

La ecuación 6 se obtiene combinando las ecuaciones 4 y 5. La ecuación puede escribirse en términos de solamente cantidades reales como:

$$\operatorname{Re}[E_s(t)] = \frac{1}{|E_{LO}|} \left[\cos((\omega_s - \omega_{LO})t - \phi)(\text{beat term 1}) + \sin((\omega_s - \omega_{LO})t - \phi)(\text{beat term 2}) \right] \quad (7a)$$

$$\operatorname{Im}[E_s(t)] = \frac{1}{|E_{LO}|} \left[-\sin((\omega_s - \omega_{LO})t - \phi)(\text{beat term 1}) + \cos((\omega_s - \omega_{LO})t - \phi)(\text{beat term 2}) \right] \quad (7b)$$

ϕ es el argumento (ángulo de fase) de E_{LO} . Este método de recuperación de una representación digital de una señal compleja se conoce como muestreo en cuadratura. Este método puede referirse también como una detección heterodina seguida por una demodulación síncrona utilizando un oscilador local complejo y la estimación de fase digital. Aunque el muestreo en cuadratura se utiliza en las radiocomunicaciones, nunca se ha aplicado a la detección de una señal óptica con anterioridad. Combinando los valores muestreados procedentes de las dos rutas de la unidad pasiva híbrida de 90° en números complejos, es posible realizar una detección heterodina sin problemas para la autocreación de imágenes incluso la frecuencia intermedia IF es mucho más baja que la tasa binaria. En la ecuación 6 se supone que los dos términos de frecuencia de latido están efectivamente muestreados en el mismo instante. Si las longitudes de las rutas no son iguales desde el divisor digital a los dos convertidores A/Ds, en tal caso, esta circunstancia producirá un sesgo de temporización. El DSP puede compensar el sesgo utilizando una memoria intermedia elástica en una de sus entradas.

El factor giratorio en la ecuación 6, $e^{-i(\omega_s - \omega_{LO})t} / E_{LO}^*$, contiene $(\omega_s - \omega_{LO})t - \phi$, la fase de la señal con respecto al oscilador local LO, que no se proporciona directamente al DSP y debe calcularse por su parte a partir de *beat term 1* y *beat term 2*. Solamente cuando la estimación de $(\omega_s - \omega_{LO})t - \phi$ se corrige continuamente en el transcurso del tiempo (cuando está fijado el algoritmo de estimación de fase) pueden recuperarse los datos con una baja tasa binaria de errores. Después de que haya ocurrido el bloqueo, el término de fase tiene una desviación errática debido a que el ancho de línea finito de la señal y los láseres de LO, en el transcurso del tiempo, suele ser de numerosos periodos de bits. El algoritmo de estimación de fase debe efectuar luego un seguimiento de esta desviación de fase. Existen numerosos tipos de algoritmos de estimación de fase que pueden ponerse en práctica dentro de DSP, según se describió en el documento "Comunicaciones digitales" por John G. Proakis (Proakis). Si el formato de modulación de la señal entrante contiene una portadora piloto, en tal caso, un bucle de enganche de fase digital (PLL) o un algoritmo de estimación de fase de bucle abierto (*beat term 1*) + *i*(*beat term 2*) directamente. Una realización, a modo de ejemplo, de un algoritmo de estimación de fase en bucle abierto es tomar el arco tangente de la relación (*beat term 2*)/(*beat term 1*) seguida por una función de filtro de paso bajo. Cuando el formato de modulación de la señal es tal que no contiene ninguna portadora, entonces (*beat term 1*) + *i*(*beat term 2*) debe procesarse primero por una función de generación de línea única, tal como una función de cuadratura (o función de ley de potencia en el caso de PSK de alto orden) o una multiplicación dirigida a la decisión o en un bucle de Costas que combina la función de generación de línea única con PLL. Un método alternativo de estimación de la fase es hacer uso de secuencias

conocidas de símbolos que se repiten en la señal transmitida cada intervalo de tiempo τ_{seq} , pero esta clase de método es útil solamente cuando la diferencia de frecuencia entre la señal y el oscilador local es pequeña, menor que $1/2\tau_{seq}$.

5 Los receptores de información digital suelen utilizar un circuito de decisión que está temporizado por la frecuencia de reloj (toma una decisión) a una frecuencia exactamente igual a la frecuencia del símbolo. Un circuito de recuperación de reloj se utiliza para derivar una señal de reloj desde el flujo de datos entrante. El circuito de recuperación de reloj puede realizarse dentro de un circuito analógico separado con respecto al DSP o en una forma de realización alternativa de la presente invención, situada en el mismo paquete que las puertas lógicas de DSP. En la presente
10 invención, la tasa de muestras de los convertidores A/D puede establecerse igual a la frecuencia del símbolo por circuito de recuperación de reloj. Como alternativa, los convertidores A/D pueden ser objeto de temporización con mayor rapidez que la frecuencia de símbolos con un reloj que es asíncrono con la frecuencia de símbolos (normalmente al menos 2x más rápido) y los valores de muestra, en el centro del símbolo, pueden estimarse por el DSP utilizando un método de interpolación.

15 Como cualquier receptor óptico, el receptor coherente, en general, tendrá un ancho de banda base finito, normalmente asociado con una respuesta de paso bajo. Este ancho de banda finito sirve para ser útil en la limitación de la cantidad de ruido vista por el receptor y cuando se utiliza el receptor para detectar uno de numerosos canales de WDM, el ancho de banda base determina también la capacidad para rechazar los canales próximos. Los
20 componentes de filtro pueden insertarse, a tal fin, en el receptor para limitar el ancho de banda o la respuesta natural (p.e., del fotodetector) que puede utilizarse a este respecto o se puede poner en práctica una función de filtro digital dentro de DSP con esta finalidad. Una clase de filtro insertado, a tal fin, es el filtro de integración y vaciado operativo, que tiene la propiedad de que se rechaza completamente el canal de WDM próximo, a condición de que esté centrado en una frecuencia ortogonal. Para la mayor parte de las demás respuestas de filtro que podrían utilizarse,
25 el concepto de un conjunto de frecuencias ortogonales no se aplica y el canal WDM próximo debe separarse mediante un determinado desplazamiento de frecuencia mínimo para su rechazo adecuado.

Los valores de $\text{Re}[E_s(t)]$ y $\text{Im}[E_s(t)]$, dentro del procesador de señal digital, son los mismos que las potencias ópticas detectadas que se observarían en los dos brazos de un sistema de detección homodina en cuadratura y fase convencional, tal como el receptor de QPSK dado a conocer en el documento "Requisitos de anchos de línea para sistemas de detección síncrona ópticos con un tiempo de retardo en bucle no despreciable", por S. Norimatsu y K. Iwashita (Norimatsu). Dicho receptor convencional necesita tener el oscilador local en enclavamiento de fase con la
30 señal óptica entrante, a diferencia de la presente invención. La información digital se obtiene a partir de $E_s(t)$ aplicando al función de un circuito de decisión dentro de DSP. A modo de ejemplo, para BPSK E_s se toman los valores [1-1] y la función de circuito de decisión opera sobre $\text{Re}[E_s]$ dentro de un umbral próximo a cero; $\text{Im}[E_s]$ puede ignorarse en tal caso. Para la modulación por desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK), E_s toma los valores [1+i, -1+i, 1-i, -1-i], (es decir, dos bits por símbolo). Se realizan decisiones separadas sobre $\text{Re}[E_s]$ e $\text{Im}[E_s]$ para proporcionar los dos bits de contenido del símbolo.

40 Para algunas aplicaciones, tal como la detección de una señal de BPSK, la envolvente compleja completa del campo eléctrico de la señal entrante no necesita evaluarse; solamente un componente, tal como la parte real de la envolvente compleja es deseado. Realizaciones, a modo de ejemplo, de un componente de la envolvente compleja de un campo eléctrico son $\text{Re}[E_s(t)]$, $\text{Im}[E_s(t)]$ y $\text{Re}[E_s(t)e^{i\theta}]$ en donde θ es una constante.

45 La Figura 3B ilustra un diagrama de bloques simplificado de un receptor de muestreo en cuadratura equilibrado en una primera forma de realización alternativa de la presente invención. Cada una de las bifurcaciones de fase diversa se divide, además, en dos bifurcaciones equilibradas. Los contenidos de la caja en línea de trazos son una unidad híbrida de diversidad de fase de cuatro bifurcaciones 72. Para realizar la sustracción de las señales detectadas asociadas con la detección equilibrada, uno u otro de los dos amplificadores diferenciales 74 y 76 puede
50 utilizarse seguido por los convertidores A/D 78 y 80 o cuatro convertidores A/D separados 82, 84, 86 y 88 pueden utilizarse y el resultado de la detección equilibrada, obtenido por sustracción dentro de DSP.

Si el desplazamiento de fase impuesto por la unidad híbrida no es 90°, pero viene dado por $e^{i\theta}$, el proceso de muestreo en cuadratura puede aplicarse todavía sustituyendo la ecuación 6 con

55

$$E_s(t) = \frac{e^{-i(\omega_s - \omega_{LO})t}}{E_{LO}^*} \left[(\text{beat term 1}) + i \left(\frac{(\text{beat term 2}) - \cos \theta (\text{beat term 1})}{\sin \theta} \right) \right] \quad (8)$$

Solamente cuando θ es próxima a 0 o π (180°) falla completamente el sistema de detección de cuadratura.

60 Comparación del muestreo en cuadratura con la técnica anterior

Técnicas tales como la conmutación de fases y la diversidad de fases se han desarrollado para poner en práctica una detección coherente con un oscilador local próximo a la frecuencia óptica de la señal pero sin un enclavamiento de fase. La conmutación de fases se ha demostrado solamente con el formato de modulación de modulación por desplazamiento de fase diferencial (DPSK) (véase el documento "Sistema óptico coherente DPSK de IF cero de 1 Gbit/s utilizando un fotodetector único" por J. M. Kahn). La fase de la señal se modula en el transmisor a una frecuencia igual a la tasa de símbolos. En el receptor coherente, esta modulación se elimina por un discriminador de DPSK, lo que no depende de la diferencia de fase entre la señal y el oscilador local. Por lo tanto, no existe ninguna necesidad de enclavamiento de fase del LO para la señal. Este método existente tiene el inconveniente de que la modulación de fase extra ensancha la señal óptica, de modo que el mismo detector de ancho de banda se necesita como para la detección heterodina. Además, el ensanchamiento de la señal óptica hace que la señal óptica esté más sujeta a los impedimentos operativos de la propagación en fibras.

En otro método existente según se da a conocer en el documento "Técnicas ópticas coherentes de diversidad de polarización en fase" por L. G. Kazovsky (Kazovsky 1), la detección de diversidad de fase, se utiliza una unidad híbrida de 90° para obtener componentes en cuadratura y en fase. Estas dos señales se combinan para proporcionar una salida única que pasa a un circuito de decisión. El método exacto de combinar las dos señales depende del formato de modulación. A modo de ejemplo, para la modulación por desplazamiento de amplitud (ASK) las señales en cuadratura y en fase son objeto de cuadratura por componentes analógicos y luego se suman juntas según se da a conocer en el documento "Receptores homodinos de diversidad de fase de ancho de línea amplio" por L. G. Kazovsky (Kazovsky 2). El resultado no depende, de nuevo, de la diferencia de fase entre la señal y el oscilador local. La detección de diversidad de fase solamente funciona con los formatos de modulación de ASK, DPSK y FSK. De este modo, los métodos existentes no pueden utilizar los formatos de BPSK y de QPSK que proporcionan la mejor sensibilidad.

Otra variedad de la diversidad de fase, que se ha propuesto, es un método de detección de diversidad de fase de doble etapa (DSPD) dado a conocer en el documento "Receptor óptico de diversidad de fase de doble etapa: Análisis y confirmación experimental del principio" por T. Okoshi y S. Tamashita (Okoshi). Las señales en cuadratura y en fase son multiplicadas, cada una de ellas, por una onda sinusoidal y luego, se suman, con el fin de generar una señal de frecuencia IF virtual, a partir de la que se puede recuperar información de la misma manera que para una señal de IF heterodina estándar. Este método tiene la ventaja de que se puede utilizar un detector de ancho de banda bajo, como para la detección homodina, pero tiene el inconveniente de que los componentes subsiguientes necesitan funcionar a altas frecuencias intermedias IF.

Gestión de polarización

Métodos existentes de seguimiento de polarización

El oscilador local realiza una frecuencia de latido con la señal óptica solamente si está, en alguna medida, en alineación en polarización con la señal. Según se indicó con anterioridad, se ha supuesto que los estados de polarización (SOPs) están alineados. Cuando los estados SOPs son ortogonales, el término de frecuencia de latido de las ecuaciones 2 y 3 es cero y no es posible una detección coherente. El estado SOP del oscilador local puede ser fijo, pero el SOP de la señal suele variar, en el transcurso del tiempo, debido a pequeños cambios en las condiciones medioambientales del enlace de fibra de transmisión de tipo largo. Aunque estos cambios son lentos, no se pueden predecir. Por lo tanto, un receptor coherente de campo desplegable requiere un mecanismo para adaptar el SOP del oscilador local con el SOP de la señal (esto es, para evitar la condición en donde el oscilador local es ortogonal a la señal). Existen tres maneras de hacerlo: control de polarización adaptativa, cifrado de polarización y diversidad de polarización.

En el control de la polarización, según se da a conocer en el documento "Comparación de métodos de gestión de polarización en sistemas ópticos coherentes" por R. Noe et al (Noe) y en el documento "Progreso hacia el desarrollo de campos de sistemas de fibras ópticas coherentes" por M. C. Brain et al (Brain), la señal o el oscilador local pasa a través de un controlador de polarización, que suele comprender una serie de placas de ondas. Estas placas de ondas se ajustan continuamente bajo el control de microprocesador, de modo que los SOPs de la señal y de LO estén alineados. El control de polarización debe ser ilimitado (es decir, el controlador de polarización no alcanza un determinado estado y no puede seguir más adelante).

Para conseguir un cifrado de polarización, que se describe en el documento "Técnicas de conmutación de polarización para comunicaciones ópticas coherentes", por I.M.I. Gabbab y L. J. Cimini (Habbab) y Noe, un elemento de modulación extra se incluye en el transmisor, lo que cambia el SOP de la señal notablemente dentro de un periodo de símbolo. En el receptor, el término de frecuencia de latido coherente es efectivamente un valor medio de los SOPs relativos, alineados y ortogonales, durante el periodo de bits, con lo que se evita una ortogonalidad persistente. El cifrado de polarización sufre del inconveniente de utilizar un elemento de cifrado de alto coste en el transmisor. Además, el acto de cifrado ensancha el ancho de línea de la señal, lo que limita la densidad de canales de WDM y hace la señal más susceptibles de inconvenientes en la propagación de fibras.

La Figura 4A es un diagrama de bloques simplificado de una configuración existente 91 para detección de la

diversidad de polarización. Esta solución se describe en Noe. La señal 90 y el oscilador local 92 están, cada uno de ellos, dividido en dos rutas (además de cualquier división de rutas para detección equilibrada o detección en fase y en cuadratura). La división del oscilador local LO por un divisor de polarización 94 es tal que su SOP en las dos rutas es ortogonal (p.e., horizontal en la ruta superior y vertical en la ruta inferior). El SOP de la señal es el mismo en las dos rutas. Existen dos receptores coherentes separados (fotodetectores 96 y 98) en las dos rutas y sus salidas se suman juntas después de la demodulación de la frecuencia intermedia IF, por los demoduladores 100 y 102. A continuación, el resultado sumado se pasa al circuito de decisión. Dentro de esta configuración, se consigue la inmunidad al SOP de señal entrante variable porque en la situación en donde una sola ruta tiene los SOPs de LO y de la señal ortogonales, están alineados con la otra ruta. Los amplificadores de ganancia variable, en las dos rutas, se utilizan para evitar una variación de la magnitud 'pico a pico' de la señal sumada debido a cambios en el SOP de la señal entrante, según se da a conocer en el documento "Procesamiento de señal en una diversidad de polarización óptica para detección heterodina de ASK de 560 Mbit/s" por B. Enning et al (Enning). Además, con la diversidad de polarización, es posible para el SOP de la señal entrante variar en una manera que no cause que la potencia relativa esté alineada con el oscilador local LO en los dos brazos para cambiar, pero es equivalente a la fase de la señal relativa al LO que cambia continuamente (más allá de 2π) en un solo brazo, mientras que la fase de la señal se fija con respecto a la LO en el otro brazo. Sin embargo, para la detección homodina, es necesario tener una diferencia de fase cero entre la señal y el oscilador local (es decir, enclavamiento de fase) en ambos brazos de la configuración diversa de polarización. Por lo tanto, la diversidad de polarización no puede utilizarse con la detección homodina. La patente de Estados Unidos número 5,322,258 para Tsuchima (Tsuchima) da a conocer la utilización de un modulador de fase electro-óptica en un brazo del LO para garantizar que la fase está adaptada, pero, de hecho, los moduladores electro-ópticos proporcionan solamente un margen limitado de desplazamiento de fase y por lo tanto, no proporcionan un seguimiento de polarización ilimitada.

La presente invención puede utilizar una modificación de este proceso de diversidad de polarización. Según se indicó con anterioridad, a las envolventes de la señal y de LO se les ha asignado variables escalares complejas $E_s(t)$ y E_{LO} . La naturaleza de polarización está incluida multiplicando estas cantidades escalares por un vector unitario de Jones, por lo que $E_s(t)$ se convierte en $E_s(t)\hat{p}_s$ y E_{LO} se convierte en $E_{LO}\hat{p}_{LO}$. El uso de vectores de Jones, para representar estados de polarización, se resumen en el apéndice A. el resultado de la frecuencia de latido coherente, que apareció anteriormente en las ecuaciones 2 y 3, se convierte en:

$$beat\ term = Re\left[E_s(t)E_{LO}^* e^{i(\omega_s - \omega_{LO})t} \hat{p}_s \cdot \hat{p}_{LO}^*\right]$$

$\hat{p}_s \cdot \hat{p}_{LO}^*$ es 1 cuando los SOPs de LO y de la señal están alineados y 0 cuando son ortogonales. El oscilador local LO tiene SOPs mutuamente ortogonales en las dos rutas de diversidad de polarización, que pueden representarse como los vectores unitarios de Jones (reales) \hat{x} e \hat{y} . Los términos de frecuencia de latido en las dos rutas son:

$$beat\ term_x = Re\left[E_s(t)E_{LO}^* e^{i(\omega_s - \omega_{LO})t} \hat{p}_s \cdot \hat{x}\right]$$

$$beat\ term_y = Re\left[E_s(t)E_{LO}^* e^{i(\omega_s - \omega_{LO})t} \hat{p}_s \cdot \hat{y}\right]$$

El inconveniente anteriormente descrito que impide que se utilice la diversidad de polarización con detección homodina puede resumirse como sigue: $\hat{p}_s \cdot \hat{x}$ y $\hat{p}_s \cdot \hat{y}$ son magnitudes complejas, cuya fase puede variar independientemente en el transcurso del tiempo. Con la detección homodina, la función del bucle con enclavamiento de fase, en el oscilador local, es ajustar la fase de E_{LO} para compensar cualquier cambio de fase en la señal entrante. Sin embargo, no es posible mantener constante, a la vez, a $E_{LO}^* \hat{p}_s \cdot \hat{x}$ y $E_{LO}^* \hat{p}_s \cdot \hat{y}$.

45 Seguimiento de polarización utilizando la presente invención

En la forma de realización preferida de la presente invención, el seguimiento de la polarización se consigue añadiendo diversidad de polarización a la diversidad de fase (disposición híbrida de 90°) anteriormente descrita. La Figura 5 es un diagrama de bloques simplificado que ilustra un sistema de seguimiento de polarización 131 en la forma de realización preferida de la presente invención. Esta configuración incluye cuatro fotodetectores 110, 112, 114 y 116 (suponiendo una detección de extremo único) y cuatro convertidores A/D 120, 122, 124, 126 que van a DSP 130. Si un LO 132 se divide en polarizaciones \hat{x} e \hat{y} , los cuatro términos de frecuencia de latido son:

$$beat\ term\ 1_x = \text{Re} \left[E_s(t) E_{LO}^* e^{i(\omega_s - \omega_{LO})t} \hat{p}_s \cdot \hat{x} \right] \quad (9a)$$

$$beat\ term\ 1_y = \text{Re} \left[E_s(t) E_{LO}^* e^{i(\omega_s - \omega_{LO})t} \hat{p}_s \cdot \hat{y} \right] \quad (9b)$$

$$beat\ term\ 2_x = \text{Im} \left[E_s(t) E_{LO}^* e^{i(\omega_s - \omega_{LO})t} \hat{p}_s \cdot \hat{x} \right] \quad (9c)$$

$$beat\ term\ 2_y = \text{Im} \left[E_s(t) E_{LO}^* e^{i(\omega_s - \omega_{LO})t} \hat{p}_s \cdot \hat{y} \right] \quad (9d)$$

5 En el caso anteriormente examinado, en donde era ignorado el comportamiento de polarización, el muestreo en cuadratura se utilizó formando números complejos a partir de las dos entradas al DSP y procesándolos según la ecuación 6. Con la configuración de diversidad de polarización, se forma un vector de Jones a partir de las cuatro entradas al DSP y se calcula el campo eléctrico de la señal a partir de:

$$E_s(t) = \frac{e^{-i(\omega_s - \omega_{LO})t} \left(\begin{matrix} (beat\ term\ 1_x) + i(beat\ term\ 2_x) \\ (beat\ term\ 1_y) + i(beat\ term\ 2_y) \end{matrix} \right)}{E_{LO}^*} \hat{p}_s^* \quad (10)$$

10 Para usar la ecuación 10 es necesario conocer \hat{p}_s . Esta modulación puede estimarse a partir de:

$$\hat{p}_s = \sqrt{\frac{1}{1 + |R|^2}} \begin{pmatrix} 1 \\ R \end{pmatrix}$$

en donde:

15

$$R = \frac{(beat\ term\ 1_y) + i(beat\ term\ 2_y)}{(beat\ term\ 1_x) + i(beat\ term\ 2_x)}$$

20 La media temporal se calcula preferentemente a través de numerosos periodos de bits para promediar cualquier ruido de emisión espontaneo amplificado aditivo. Sin embargo \hat{p}_s , debe reevaluarse con suficiente frecuencia, de modo que se puedan seguir los cambios en SOP de la señal entrante.

25 Con la presente invención, este nuevo método de diversidad de polarización es capaz de operar dentro del escenario operativo que no podría seguirse cuando la utiliza la detección homodina con los métodos existentes. Si $\hat{p}_s \cdot \hat{x}$ y $\hat{p}_s \cdot \hat{y}$ evolucionan en fase de forma diferente entre sí, en tal caso, se puede aplicar la ecuación 10. En tal circunstancia, ello traerá consigo la multiplicación del elemento de vector de Jones superior por un factor de fase diferente del elemento de vector inferior. Puesto que es una multiplicación matemática la que se realiza dentro del DSP 130, no existe ninguna limitación de que el factor de fase no pueda ser arbitrario como sucede con un modificador de fase electro-óptica existente. De este modo, la presente invención puede utilizarse con, a modo de ejemplo, formatos de modulación de BPSK y de QPSK y proporciona la misma sensibilidad en cuanto a la detección homodina (esto es, la mejor sensibilidad posible de cualquier formato de modulación).

35 La aplicación del proceso diverso de polarización de la Figura 4A proporciona algo más que simplemente una representación compleja de la señal que se calcula dentro del DSP 130, sino que además, se trata de una representación del vector de Jones que se obtiene de esta manera, que contiene toda la información de polarización. El vector de Jones $E_s(t)$ se proporciona por:

$$E_s(t) = \frac{e^{-i(\omega_s - \omega_{LO})t} \left(\begin{matrix} (beat\ term\ 1_x) + i(beat\ term\ 2_x) \\ (beat\ term\ 1_y) + i(beat\ term\ 2_y) \end{matrix} \right)}{E_{LO}^*} \quad (11)$$

40 Recuperación de señales utilizando otras combinaciones de polarización de fase

La unidad pasiva 54, anteriormente examinada, combina la señal y el oscilador local en cuatro brazos diferentes. Los

SOPs del oscilador local, en dos brazos, son ortogonales en relación con los otros dos brazos (polarizaciones \hat{x} e \hat{y}). De este modo, un par de brazos que tengan el mismo SOP tienen también fases que están separadas en 90°. Los vectores de Jones del oscilador local LO en los cuatro brazos son:

$$\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} i \\ 0 \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} 0 \\ i \end{pmatrix} \quad (12)$$

Estos cuatro vectores de Jones pueden considerarse que son ortogonales con respecto entre sí.

El SOP de la señal y la fase en los cuatro brazos se supone que son los mismos. La fase relativa del oscilador local con respecto a la señal es de importancia particular en el proceso de muestreo en cuadratura. A modo de ejemplo, el muestreo en cuadratura puede utilizarse si el oscilador local tiene el mismo SOP y fase en los cuatro brazos y la señal óptica tiene los cuatro vectores de Jones anteriores. Sin embargo, en la descripción siguiente, se supone que la polarización/fase de LO es diferente para los cuatro brazos y la polarización/fase de la señal coincide para los cuatro brazos.

La señal puede recuperarse aún cuando el vector de Jones de LO no asuma los cuatro valores mutuamente ortogonales antes citados, aunque se obtiene el mejor resultado cuando se utilizan estos valores mutuamente ortogonales. En un subsistema de detección típico, el ruido se acumula después de la fotodetección, tal como desde el ruido térmico en el fotodetector y el ruido de digitalización en el convertidor A/D. Cuando los vectores de Jones del LO no son óptimos, se aumenta la magnitud efectiva del ruido post-detección.

Siguiendo la notación de que el componente x de un vector de Jones se indica añadiendo el sufijo x, etc., con los vectores de Jones del LO en los cuatro brazos es \hat{p}_1 , \hat{p}_2 , \hat{p}_3 y \hat{p}_4 y las salidas del fotodetector correspondiente son *beat term 1*.. *beat term 4*, entonces la señal se puede calcular a partir de:

$$\begin{pmatrix} \text{Re}[E_{sx}(t)] \\ \text{Im}[E_{sx}(t)] \\ \text{Re}[E_{sy}(t)] \\ \text{Im}[E_{sy}(t)] \end{pmatrix} = \frac{e^{-i(\omega_s - \omega_{LO})t}}{E_{LO}^*} \begin{pmatrix} \text{Re}[\hat{p}_{1x}] & \text{Im}[\hat{p}_{1x}] & \text{Re}[\hat{p}_{1y}] & \text{Im}[\hat{p}_{1y}] \\ \text{Re}[\hat{p}_{2x}] & \text{Im}[\hat{p}_{2x}] & \text{Re}[\hat{p}_{2y}] & \text{Im}[\hat{p}_{2y}] \\ \text{Re}[\hat{p}_{3x}] & \text{Im}[\hat{p}_{3x}] & \text{Re}[\hat{p}_{3y}] & \text{Im}[\hat{p}_{3y}] \\ \text{Re}[\hat{p}_{4x}] & \text{Im}[\hat{p}_{4x}] & \text{Re}[\hat{p}_{4y}] & \text{Im}[\hat{p}_{4y}] \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \textit{beat term 1} \\ \textit{beat term 2} \\ \textit{beat term 3} \\ \textit{beat term 4} \end{pmatrix} \quad (13)$$

La ecuación 11 es un caso especial de la ecuación 13 para \hat{p}_1 a \hat{p}_4 dados por la ecuación 12. Los cuatro vectores de Jones \hat{p}_i deben ser distintos entre sí. Si uno de \hat{p}_i es igual a otro o -1 multiplicado por otro (desplazamiento de fase de 180°), entonces la matriz 4x4 en la ecuación 13 no se puede invertir. Por lo tanto, $E_s(t)$ no se puede determinar.

De este modo, el proceso de muestreo en cuadratura puede utilizarse para determinar la información de amplitud, fase y polarización de la señal. Un aparato se utiliza que contiene un oscilador local y cuatro fotodetectores independientes. Cada fotodetector está expuesto a una suma de la luz de la señal y la luz del oscilador local. La fase óptica del oscilador local LO en comparación con la señal o el estado de polarización del LO en comparación con la señal debe ser distintos entre las entradas a los cuatro fotodetectores. Más concretamente, ninguno dos fotodetectores debe ver prácticamente la misma fase relativa y el mismo SOP relativo. (Una diferencia fase de 180° se considera como siendo la misma que 0°. El requerimiento es que los cuatro fotodetectores vean vectores de Jones distintos del LO en comparación con la señal). Dos vectores de Jones p_1 y p_2 se definen como no siendo distintos si existe un número real K tal como $p_1 = Kp_2$. Un aparato puede utilizarse que utiliza más de cuatro fotodetectores, si es posible seleccionar cuatro fotodetectores desde el total que tenga vectores de Jones distintos del LO en relación con la señal.

En la forma de realización preferida de la presente invención, el láser de oscilador local suele estar situado en la proximidad del receptor coherente (esto es, es "local"). Sin embargo, en formas de realización alternativas de la presente invención, el oscilador local puede situarse distante respecto al receptor coherente.

Las réplicas del oscilador local que caen en los múltiples fotodetectores utilizados en la detección de muestreo en cuadratura se suelen obtener dividiendo la luz procedente de un láser de oscilador local único, pero, de hecho, se pueden obtener a partir de numerosos láseres de oscilador local que están enclavados en fase entre sí. Además, el oscilador local puede derivarse de la señal entrante eliminando las bandas laterales de modulación de la señal.

Otra forma en que el proceso de muestreo en cuadratura puede utilizarse para obtener una representación de la señal, incluyendo su información de polarización, utiliza dos osciladores locales diferentes que tienen frecuencias ópticas diferentes (véase Figura 4B). Uno de los osciladores locales LOs se divide en dos rutas con diferentes fases, pero con el mismo SOP. El otro oscilador local LO se divide, de nuevo, en dos rutas que tienen diferentes fases y el mismo SOP, pero el SOP del segundo par de rutas es casi ortogonal con respecto al SOP del primer par de rutas. El vector de Jones de la señal puede obtenerse utilizando una versión de la ecuación 11. Si el primer par de rutas tiene SOP $\hat{\mathbf{p}}_x$ y la frecuencia óptica de LO ω_{LOx} y el segundo par de rutas tiene $\hat{\mathbf{p}}_y$ y ω_{LOy} , en tal caso

$$\mathbf{E}_s(t) = \frac{1}{E_{LO}^*} \begin{pmatrix} e^{-i(\omega_s - \omega_{LOx})t} \left((\text{beat term } 1_x) + i(\text{beat term } 2_x) \right) \\ e^{-i(\omega_s - \omega_{LOy})t} \left((\text{beat term } 1_y) + i(\text{beat term } 2_y) \right) \end{pmatrix}$$

En esta configuración, es posible utilizar dos frecuencias de oscilador local diferentes porque una sola frecuencia se utiliza para cada estado de polarización.

Es posible utilizar las características de gestión de polarización aquí descritas sin utilizar un muestreo en cuadratura. A modo de ejemplo, la detección homodina puede utilizarse como una configuración de diversidad de fase y polarización cuyas salidas son digitalizadas y procesadas por un DSP. En este caso, las ecuaciones 10, 11 o 13 pueden aplicarse con $\omega_s - \omega_{LO} = 0$. Como alternativa, una detección heterodina convencional puede utilizarse en conjunción con la diversidad de polarización. El uso de DSP proporciona la misma ventaja anteriormente descrita. Más concretamente, el SOP entrante puede ser objeto de seguimiento efectivo de forma limitada aún cuando se utilice la detección homodina, porque el DSP es capaz de aplicar un desplazamiento de fase arbitrario.

Recuperación de señales multiplexadas de polarización

El sistema de seguimiento de polarización 131 de la Figura 5 puede utilizarse para demultiplexar dos señales multiplexadas de polarización. La modulación del vector de Jones dentro de DSP puede utilizarse para emular el efecto de insertar un polarizador en la ruta de señal óptica. En general, si la entrada a un polarizador $E_s \hat{\mathbf{p}}_s$ y el polarizador tiene un estado de transmisión máxima $\hat{\mathbf{p}}_{pol}$, entonces el campo eléctrico a la salida del polarizador es $E_s (\hat{\mathbf{p}}_s \cdot \hat{\mathbf{p}}_{pol}^*) \hat{\mathbf{p}}_{pol}$, suponiendo que no hay pérdida de exceso. El valor del campo eléctrico que pasa a través del polarizador puede derivarse utilizando la siguiente variante de la ecuación 10:

$$E_s(t) \hat{\mathbf{p}}_s \cdot \hat{\mathbf{p}}_{pol}^* = \frac{e^{-i(\omega_s - \omega_{LO})t} \left((\text{beat term } 1_x) + i(\text{beat term } 2_x) \right)}{E_{LO}^*} \left((\text{beat term } 1_y) + i(\text{beat term } 2_y) \right) \hat{\mathbf{p}}_{pol}^* \quad (14)$$

La multiplexación de polarización se refiere a una configuración en donde dos transmisores de frecuencia óptica similar se combinan con estados de polarización que son casi ortogonales. La multiplexación de polarización es ventajosa porque dobla la información transmitida por una ranura de canal de WDM sin doblar el ancho de banda espectral ocupado por el canal. En la situación en donde los canales se lanzan de forma ortogonal, la condición puede interrumpirse cuando las señales llegan al receptor debido a la pérdida dependiente de la polarización en el enlace de transmisión. En la forma de realización preferida de la presente invención, una función de demultiplexor de polarización se pone en práctica sin que requiera que los canales sean ortogonales. En el extremo de recepción de un sistema de transmisión convencional, que transmite señales multiplexadas de polarización, los dos canales están separados (demultiplexados), normalmente por un elemento de polarización que deja pasar un canal y extingue el otro.

El campo eléctrico de los canales multiplexados A y B pueden escribirse como:

$$\text{Re} \left[E_{sA}(t) e^{i\omega_{sA}t} \hat{\mathbf{p}}_{sA} + E_{sB}(t) e^{i\omega_{sB}t} \hat{\mathbf{p}}_{sB} \right]$$

$\hat{\mathbf{p}}_{sA}$ y $\hat{\mathbf{p}}_{sB}$ son los vectores unitarios de Jones de los SOPs de A y B. Para recuperar el canal A, la señal debe pasar efectivamente a través de un polarizador orientado para ser ortogonal al canal B, es decir $\hat{\mathbf{p}}_{sB}^\dagger$. El canal A se recupera aplicando la ecuación 14:

$$E_{sA}(t) = \frac{e^{-i(\omega_{sA}-\omega_{LO})t}}{E_{LO}^* (\hat{p}_{sA} \cdot \hat{p}_{sB}^{\dagger*})} \left(\begin{matrix} (beat\ term\ 1_x) + i(beat\ term\ 2_x) \\ (beat\ term\ 1_y) + i(beat\ term\ 2_y) \end{matrix} \right) \hat{p}_{sB}^{\dagger*} \quad (15)$$

$\hat{p}_{sA} \cdot \hat{p}_{sB}^{\dagger*}$ es casi 1, habida cuenta que A y B son casi ortogonales y por lo tanto, pueden ignorarse. En una manera similar, para recuperar el canal B, se utiliza un polarizador \hat{p}_{sA}^{\dagger} :

$$E_{sB}(t) = \frac{e^{-i(\omega_{sB}-\omega_{LO})t}}{E_{LO}^* (\hat{p}_{sB} \cdot \hat{p}_{sA}^{\dagger*})} \left(\begin{matrix} (beat\ term\ 1_x) + i(beat\ term\ 2_x) \\ (beat\ term\ 1_y) + i(beat\ term\ 2_y) \end{matrix} \right) \hat{p}_{sA}^{\dagger*} \quad (16)$$

Los canales multiplexados de polarización pueden separarse aún cuando no sean perfectamente ortogonales. Pueden separarse sin el uso de ningún equipo físico suplementario. El mismo sistema de seguimiento de diversidad de polarización 131 puede utilizarse a este respecto. Para utilizar las ecuaciones 15 y 16, deben conocerse los valores de \hat{p}_{sA} y \hat{p}_{sB} . \hat{p}_{sA} y \hat{p}_{sB} pueden determinarse mediante un proceso adaptativo que explora operativamente todo el espacio de polarización. Cuando el valor de \hat{p}_{sB} está próximo al valor correcto, es posible recuperar el canal A de forma reconocible. La tasa binaria de errores de A puede utilizarse luego como una métrica para obtener el valor exacto de \hat{p}_{sB} . Cuando \hat{p}_{sA} y \hat{p}_{sB} se conocen correctamente, entonces cada señal puede recuperarse sin diafonía de la otra señal. A \hat{p}_{sA} y \hat{p}_{sB} debe permitirse el seguimiento de la variación lenta en los SOPs entrantes debido a las perturbaciones medioambientales experimentadas por el enlace de fibra. El proceso de establecer la orientación de un demultiplexor de polarización real (físico) debe realizarse también por el sistema de ensayo y error y es relativamente lento. La presente invención da a conocer la ventaja de que la velocidad de iteración se determina por el tiempo de cálculo dentro del DSP y no por el tiempo de reacción de cualquier equipo físico de control de polarización.

Obtención de señales utilizando el muestreo en cuadratura mediante procesamiento de señal analógica

La presente invención, según se indicó con anterioridad, utiliza el procesamiento de señal digital para obtener la envolvente compleja de la señal. Haciendo referencia al aparato básico (polarización única) de la Figura 3A, las salidas de los dos fotodetectores se digitalizan por los convertidores A/D 58 y 60 y se ponen en prácticas las expresiones matemáticas de las ecuaciones 7 dentro del DSP 36 como:

$$Re[E_s(t)] = \frac{1}{|E_{LO}|} [\cos((\omega_s - \omega_{LO})t - \phi)(beat\ term\ 1) + \sin((\omega_s - \omega_{LO})t - \phi)(beat\ term\ 2)] \quad (7a)$$

$$Im[E_s(t)] = \frac{1}{|E_{LO}|} [-\sin((\omega_s - \omega_{LO})t - \phi)(beat\ term\ 1) + \cos((\omega_s - \omega_{LO})t - \phi)(beat\ term\ 2)] \quad (7b)$$

Es conveniente utilizar un DSP para esta tarea debido a la flexibilidad total de DSP y porque la representación compleja de la señal es entonces disponible para un procesamiento de señal adicional.

En una forma de realización alternativa de la presente invención, las ecuaciones 7 del muestreo en cuadratura básico pueden ponerse en práctica utilizando elementos de procesamiento de señal analógicos. A modo de ejemplo, esta forma de realización alternativa puede utilizarse en un escenario operativo en donde la señal entrante no se haya distorsionado por la propagación de la fibra y los componentes analógicos cuestan menos que los componentes de DSP. Como con la versión de DSP, el oscilador local óptico puede estar próximo a la señal en frecuencia óptica sin su enclavamiento en fase con ella.

La Figura 6 es un diagrama de bloques simplificado que ilustra un muestreo en cuadratura utilizando el procesamiento de señal analógica en una primera forma de realización alternativa de la presente invención. Esta configuración puede utilizarse para detectar una señal codificada de BPSK, en donde solamente la parte real de la

envolvente del campo eléctrico ha de ser recuperada. Un oscilador eléctrico 202 se divide con una parte sometida a un desplazamiento de fase de 90°, con el fin de generar señales sinusoidales y cosinusoidales. Un componente de multiplicador analógico 204 puede ser un mezclador equilibrado doble. El componente de sumador 210 realiza la suma en el lado derecho de la ecuación 7a y por ello, proporciona una salida representativa de la parte real de la envolvente del campo eléctrico de la señal entrante. El oscilador eléctrico debe estar enclavado en fase con la frecuencia diferencia entre la señal óptica 208 y el oscilador local óptico 206 con el fin de generar una salida en la banda base. Los circuitos para conseguir el enclavamiento de fase no están ilustrados, pero pueden realizarse mediante el bucle de Costas descrito en Norimatsu, a modo de ejemplo.

Este aparato es similar al sistema de diversidad de fase de doble etapa dado a conocer por Okoshi. Es diferente en cuanto que la frecuencia del oscilador eléctrico es igual a la frecuencia diferencia entre la señal y el LO con el fin de generar una salida en banda base. Con la detección de diversidad de fase de doble etapa (DSPD), la frecuencia del oscilador eléctrico es la más alta que la frecuencia diferencia y la salida de la suma es una señal de frecuencia intermedia IF virtual que requiere otra etapa de demodulación para convertirse a banda base.

Compensación de impedimentos operativos por DSP

El proceso de muestreo en cuadratura proporciona una representación completa de la señal óptica (esto es, amplitud, fase y estado de polarización). Todos los demás parámetros pueden derivarse a partir de esta información básica. Con esta representación completa de la señal, el resultado puede calcularse para cualquier proceso físico determinístico que suceda en la fibra óptica de transmisión o en los circuitos electrónicos del terminal, a condición de que el cálculo esté dentro de la capacidad de cálculo de DSP. Cualquier impedimento determinístico puede invertirse mediante un cálculo dentro de DSP. El término de “proceso determinístico” no incluye la adición de ruido ni la sustracción de ruido añadido. No es posible invertir completamente todos los impedimentos operativos utilizando un ecualizador (DSP o ASP) después de la detección directa, aunque dicho ecualizador puede mejorar la señal. El resultado de la operación de detección directa es $|E_s(t)|^2$ y se ha desechado la información de polarización y fase.

Algunos de los impedimentos operativos de la propagación de fibra, que afectan a un canal de WDM único que pueden corregirse, son la dispersión cromática (CD), la dispersión del modo de polarización (PMD), la interferencia de múltiples rutas (MPI) y la automodulación de fase (SPM). Para aplicar una corrección para un impedimento operativo particular, debe determinarse una descripción matemática de la distorsión. A continuación, debe derivarse una fórmula matemática para la inversión del impedimento operativo. Los métodos establecidos de DSP se utilizan para convertir la función inversa en un algoritmo que pueda ponerse en práctica en el procesador de señal digital.

Con frecuencia, aunque el comportamiento del impedimento operativo esté completamente entendido, es posible que se desconozcan uno o más parámetros. A modo de ejemplo, para compensar la dispersión cromática de una sección de fibra óptica, debe conocerse la longitud de la fibra. En tales casos, el parámetro ausente puede establecerse, de forma adaptativa, en función de la métrica de la más baja tasa binaria de errores.

Cualquiera de las operaciones de procesamiento de señal digital, aquí descritas, puede aplicarse también si el subsistema de detección coherente no utiliza el muestreo en cuadratura, esto es, si utiliza la detección homodina o heterodina convencional seguida por la conversión A/D.

Dispersión cromática

Para la dispersión cromática (CD) en una señal óptica, la dispersión CD de una sección de fibras se describe por el coeficiente de retardo del grupo de 2º orden β_2 y la longitud de fibra L. Esta circunstancia se da a conocer en el documento “Fibras ópticas no lineales” por G. Agrawal (Agrawal 1). Si la envolvente del campo eléctrico a la entrada de la fibra es $E_{in}(t)$, entonces la transformada de Fourier se indica por $\tilde{E}_{in}(\omega)$ y la similitud para el campo de salida $E_{out}(t)$. Ignorando el efecto de la pérdida de fibra, el impacto de la dispersión cromática sola es:

$$\tilde{E}_{out}(\omega) = \tilde{E}_{in}(\omega) e^{i\frac{1}{2}\beta_2\omega^2L}$$

Invirtiendo esta relación se obtiene:

$$\tilde{E}_{in}(\omega) = \tilde{E}_{out}(\omega) e^{-i\frac{1}{2}\beta_2\omega^2L} \tag{17}$$

La ecuación 17 se refiere a la transformada de Fourier de la señal, esto es, expresa una relación de filtro lineal. Indicando la función de filtro por $\tilde{f}(\omega)$

$$\tilde{f}(\omega) = e^{-i\frac{1}{2}\beta_2\omega^2 L}$$

y su transformada de Fourier $f(t)$ se pueden calcular. A continuación:

$$E_{in}(t) = E_{out}(t) \otimes f(t) \quad (18)$$

(\otimes indica la operación de convolución). La ecuación 18 puede aplicarse por el DSP y, en principio, compensa perfectamente la dispersión cromática de la sección de fibra. El DSP puede realizar la convolución de solamente un vector de longitud finita $f(t)$ y por ello, no se ha truncado en conformidad con la capacidad de cálculo de DSP. $f(t)$ adopta la forma de una resonancia con puntos de alta magnitud próximos a $t = 0$, por lo que la truncación no debe dar lugar a un gran error. Si $\beta_2 L$ del enlace no es conocido, puede encontrarse de forma adaptativa, tal como actualizando el vector $f(t)$ mediante un método de ensayo y error para obtener el mejor resultado.

Dispersión del modo de polarización

Haciendo referencia a la dispersión del modo de polarización, se da a conocer en el documento "Consideraciones de sistemas para las dispersiones en el modo de polarización" por F. P. Kapron (Kapron), un componente óptico tiene dispersión del modo de polarización (PMD) si la luz se desplaza más rápida en un SOP (el eje rápido) que en el SOP ortogonal (el eje lento). Una sección larga de la fibra óptica suele mostrar un fuerte comportamiento de acoplamiento de modos, lo que significa que la orientación de los ejes rápido y lento varía con la distancia. En esta situación, la PMD varía con el tiempo debido a pequeños cambios en las condiciones medioambientales de la fibra. La PMD en el régimen de acoplamiento de modos fuerte, en cualquier instante, se describe por un par de SOPs principales mutuamente ortogonales, un coeficiente de primer orden y un coeficiente de segundo orden.

Con frecuencia, la mayor parte de la penalización del sistema procede de la PMD de primer orden. Si la entrada a una sección de fibra es $E_{in}(t)\hat{p}_{in}$ (constante en SOP con el tiempo), la salida es $E_{out}(t)$ (no necesariamente teniendo un SOP constante con el tiempo). Además, los estados principales tienen vectores de Jones \hat{p}_{PMD} y \hat{p}_{PMD}^\dagger y la PMD de primer orden es τ , ignorando entonces la transformación de SOP de la sección de fibra e ignorando la pérdida de fibra, el impacto de la PMD de primer orden es:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t)(\hat{p}_{in} \cdot \hat{p}_{PMD}^*) \hat{p}_{PMD} + E_{in}(t - \tau)(\hat{p}_{in} \cdot \hat{p}_{PMD}^{\dagger*}) \hat{p}_{PMD}^\dagger \quad (19)$$

La ecuación 19 indica que la señal está separada en dos, en función de cuánta magnitud de la señal radica está vinculada a los dos estados principales y un estado se retarda en un tiempo τ mientras que el otro se deja operativamente solo. La ecuación 19 se invierte por:

$$E_{in}(t) = E_{out}(t)\hat{p}_{PMD}^*(\hat{p}_{in} \cdot \hat{p}_{PMD}^*) + E_{out}(t + \tau)\hat{p}_{PMD}^{\dagger*}(\hat{p}_{in} \cdot \hat{p}_{PMD}^{\dagger*})$$

(20)

Esta relación puede ponerse en práctica por el DSP con el fin de compensar la PMD de primer orden. τ no suele ser un múltiplo entero del intervalo de muestro del convertidor A/D. Por lo tanto, es necesario realizar una interpolación para obtener $E_{out}(t)$ y $E_{out}(t + \tau)$. \hat{p}_{PMD} y τ no se conocen inicialmente para DSP y deben encontrarse de forma adaptativa. Estos valores varían con el tiempo y por lo tanto, el DSP debe efectuar un seguimiento de registro de los valores reales.

PMD es uno de los impedimentos operativos que pueden compensarse parcialmente mediante la ecualización eléctrica en conjunción con la detección directa. El método anteriormente descrito, sin embargo, en principio invierte completamente el efecto de PMD en esta situación.

Interferencia de múltiples rutas

La interferencia de múltiples rutas se produce cuando una señal óptica se divide en dos o más rutas que tienen diferentes longitudes físicas y luego, se recombinan. En condiciones normales, una sola ruta (esto es, la ruta principal) transmite una señal mucho más fuerte que las demás, pero la potencia en los "ecos" que llegan a través de la otra ruta degrada la señal que se ha desplazado a través de la ruta principal. La Figura 7A es un diagrama de bloques simplificado que ilustra un subsistema 300 que contribuye a MPI, que contiene un tarjeta de amplificadores

5 ópticos 302 y 304 conectados en paralelo. Los dos amplificadores ópticos tienen diferentes bandas de paso. La Figura 7B es una representación gráfica de un espectro de ganancia asociado para la Figura 7A. La configuración, en la Figura 7A, se utiliza para producir amplificación a través de un ancho de banda óptico extendido. Sin embargo, no es posible la operación a través de un ancho de banda continuo porque existe una zona inutilizable entre las dos bandas de paso en donde MPI es demasiado grande. En una longitud de onda en la zona inactiva, normalmente un amplificador tiene más ganancia, denominada G_1 , pero la ganancia del otro amplificador, G_2 , es suficientemente grande para que MPI constituya un problema. El impacto de esta situación de MPI de dos rutas sobre el campo eléctrico de la señal es (ignorando el efecto de la polarización óptica):

$$10 \quad E_{out}(t) = \sqrt{G_1} E_{in}(t) + \sqrt{G_2} e^{-i\omega_s \tau_{MPI}} E_{in}(t - \tau_{MPI}) \quad (21)$$

en donde τ_{MPI} es la diferencia en el retardo de las dos rutas.

15 Para compensar la MPI dentro de DSP, debe invertirse la relación de la ecuación 21. La forma más fácil de realizar esta inversión está en el dominio de la transformada z. La transformada z de la ecuación 21 es:

$$E_{out}(z) = \left(\sqrt{G_1} + \sqrt{G_2} e^{-i\omega_s \tau_{MPI}} z^{-\frac{\tau_{MPI}}{\tau_{samp}}} \right) E_{in}(z)$$

20 en donde τ_{samp} es el intervalo de muestreo del convertidor A/D y se supone que τ_{MPI} es un múltiplo entero de τ_{samp} . El inconveniente de MPI se invierte mediante:

$$E_{in}(z) = \frac{1}{\sqrt{G_1} + \sqrt{G_2} e^{-i\omega_s \tau_{MPI}} z^{-\frac{\tau_{MPI}}{\tau_{samp}}}} E_{out}(z) \quad (22)$$

25 La compensación de MPI puede conseguirse poniendo en práctica un filtro digital dentro de DSP. Según se explica en Lyons, la salida $y(n)$ de un filtro digital recursivo general se calcula a partir de la entrada $x(n)$ mediante:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k x(n-k) + \sum_{k=0}^{\infty} b_k y(n-k)$$

30 La función de transferencia de la ecuación 22 puede obtenerse a partir de un filtro digital que utiliza estos coeficientes:

$$a_0 = \frac{1}{\sqrt{G_1}}$$

$$a_k = 0$$

$$k > 0$$

$$b_k = -\sqrt{\frac{G_2}{G_1}} e^{-i\omega_s \tau_{MPI}}$$

$$k = \frac{\tau_{MPI}}{\tau_{samp}}$$

$$b_k = 0$$

de otra manera

35 τ_{MPI} y G_2/G_1 puede encontrarse, de forma adaptativa, mediante el DSP habida cuenta que no se conocen inicialmente.

La realización anterior, a modo de ejemplo, proporciona la compensación de una MPI de dos rutas. Es posible compensar más rutas añadiendo más términos al algoritmo de filtro recursivo, aunque un gran número de rutas de

MPI es difícil de poner en práctica, desde el punto de vista del cálculo.

Ecuación adaptativa

5 Además de compensar los impedimentos operativos físicos conocidos, el DSP puede mejorar la señal sin determinar la causa de la distorsión. La ecuación adaptativa se utiliza en sistema de radiotransmisión y pueden usarse también algoritmos similares después de la detección óptica coherente (véase Proakis, capítulos 10 y 11). Cada tipo de ecualizador se basa en un conjunto de parámetros para personalizar su función. Estos parámetros pueden determinarse durante el funcionamiento normal en función de una métrica de la calidad de la señal recibida o
10 durante una fase de formación, cuando una secuencia conocida se envía a través del sistema. El algoritmo de los mínimos cuadrados promedio se suele aplicar como el algoritmo de control para obtener el conjunto de parámetros. Realizaciones, a modo de ejemplo, de los métodos de ecuación adaptativa son la ecuación en sentido hacia delante -ecuación de realimentación de decisión y la estimación de secuencia de probabilidad máxima.

15 Control de filtro óptico

Cuando se utiliza la detección coherente, es equivalente insertar un filtro óptico estrecho centrado en torno a la longitud de onda del oscilador local. La forma de banda de paso del filtro es simétrica y se obtiene desplegando alrededor de $\omega = 0$ la respuesta de banda base del detector + cadena de amplificadores + otros componentes antes
20 del circuito de decisión (en la presente invención, el convertidor A/D + DSP). Dentro de la forma de realización preferida de la presente invención, la forma de filtro efectiva puede personalizarse dentro del DSP. Un filtro adaptativo puede incorporarse en el DSP primero para eliminar cualquier característica no deseada en la respuesta de frecuencia del detector, etc.

25 La capacidad para crear una forma de filtro arbitraria es conveniente en las transmisiones de señales ópticas. Se presta especial atención a la forma del filtro de demultiplexión de WDM en el diseño de sistemas de WDM densos. El filtro debe tener una respuesta de amplitud plana y un bajo rizado de retardo de grupo dentro de la ventana espectral ocupada por la señal y las paredes profundas, fuera de la ventana, para rechazar los canales próximos. Existen también aplicaciones en donde la forma de filtro óptico está diseñada para mejorar la tasa binaria de errores de la señal que pasa a través de dicho filtro, tal como para mejorar la tolerancia a SPM de una señal NRZ [véase documento "Interrelación del filtrado óptico y no linealidad de fibra en WDM ultra-densa" por I. Lyubomirsky et al (Lyubomirsky)] y para rechazar una de las bandas laterales de una señal NRZ [véase documento "0.8 bit/s Hz de densidad espectral de información mediante filtrado de bandas laterales vestigiales de 42.66 GB/s NRZ por W. Idler et al (Idler)]. Además, la forma del filtro puede establecerse para ser distinta para diferentes tipos de señal (p.e.,
30 amplia para señales de alta tasa de símbolos y teniendo sesgos profundos para señales de WDM densas).
35

A modo de ejemplo, se supone que la forma de filtro deseada es $\tilde{f}(\omega - \omega_{LO})$. La forma de filtro no tiene que ser simétrica alrededor de $\omega - \omega_{LO} = 0$, como sería si se utilizara una etapa de procesamiento de señal analógica. La limitación no se aplica porque el DSP está procesando valores de campo eléctrico complejos. Suponiendo que el detector + cadena de amplificadores tiene efectivamente una respuesta de frecuencia plana, el filtro óptico se pone
40 en práctica mediante:

$$E_s \text{ flt}(t) = E_s(t) \otimes f(t)$$

45 en donde $f(t)$ es una transformada de Fourier inversa de $\tilde{f}(\omega)$.

Sustracción del término de potencia de la señal cuando se utiliza la detección de extremo único

Recordando que la potencia óptica en un brazo de un aparato de detección coherente viene dada por la ecuación 1:
50

$$P_1 = |E_s(t)|^2 + |E_{LO}|^2 + 2 \text{Re} [E_s(t) E_{LO}^* e^{i(\omega_s - \omega_{LO})t}] \quad (1)$$

La potencia del oscilador local $|E_{LO}|^2$ es constante, por lo que la potencia detectada es igual al término de frecuencia de latido solamente si la potencia del oscilador local es considerablemente mayor que la potencia de la
55 señal. La detección diferencial permite que se sustraiga el término de $|E_s(t)|^2$. Sin embargo, se prefiere utilizar la detección de extremo único porque ahorra el coste de un segundo fotodetector.

Es posible deducir $E_s(t)$ desde las dos bifurcaciones diversas de fase de un receptor de muestreo en cuadratura, aún cuando la potencia del oscilador local LO no sea mucho mayor que la potencia de la señal. Una primera estimación

de la envolvente de la señal $E_{s,est1}(t)$ se realiza utilizando el método para el muestreo en cuadratura anteriormente descrito. Esta primera estimación estará relacionada con el valor verdadero $E_s(t)$ como sigue.

$$E_{s,est1}(t) = E_s(t) + |E_s(t)|^2 \frac{1+i}{2E_{LO}^*} e^{-i(\omega_s - \omega_{LO})t} \quad (23)$$

5 La desviación proporcional de $E_{s,est1}(t)$ respecto a $E_s(t)$ (el segundo término en la ecuación 23) tiene la magnitud $\frac{|E_s(t)|}{\sqrt{2}|E_{LO}|}$. Entonces, se puede realizar una segunda estimación como sigue:

$$E_{s,est2}(t) = E_{s,est1}(t) - |E_{s,est1}(t)|^2 \frac{1+i}{2E_{LO}^*} e^{-i(\omega_s - \omega_{LO})t} \quad (24)$$

10 $E_{s,est2}$ es más próxima a E_s que $E_{s,est1}$ a condición de que la potencia del oscilador local LO sea mayor que la potencia de la señal. En realidad, $E_{s,est2}$ está relacionada con E_s por:

$$E_{s,est2}(t) = E_s(t) - \frac{E_s(t)|E_s(t)|^2}{2|E_{LO}|^2} - \frac{iE_s^*(t)|E_s(t)|^2}{2E_{LO}^{*2}} e^{-i2(\omega_s - \omega_{LO})t} - \frac{(1+i)|E_s(t)|^4}{4E_{LO}^*|E_{LO}|^2} e^{-i(\omega_s - \omega_{LO})t}$$

$$\frac{|E_s(t)|^2}{|E_{LO}|^2}$$

15 La desviación proporcional de $E_{s,est2}(t)$ respecto a $E_s(t)$ tiene ahora la magnitud $\frac{|E_s(t)|^2}{|E_{LO}|^2}$, que es más pequeña que era para $E_{s,est1}$. Las iteraciones repetidas de la ecuación 24 proporcionan una estimación de E_s que es más próxima al valor real.

20 Comparación con la técnica anterior respecto a la compensación de impedimentos operativos

La compensación electrónica para la dispersión cromática se ha demostrado con la detección coherente heterodina, según se da a conocer en el documento "Compensación de la dispersión cromática en comunicaciones ópticas coherentes" por K. Iwashita et al (Iwashita). La compensación se realiza insertando un componente de procesamiento de señal analógica en la ruta de frecuencia intermedia IF que tiene la curva correcta de relación entre retardo del grupo con respecto a la frecuencia, en la banda de IF, para invertir la relación del retardo respecto a la frecuencia de la señal que se experimenta en la banda óptica. Además, el método de diversidad de fase de doble etapa anteriormente descrito, genera una señal de IF virtual a partir de las señales en cuadratura y en fase de banda base y la dispersión cromática se puede compensar por ASP en la banda de IF de la misma manera que para la detección heterodina estándar (véase Okoshi). Esta propuesta tiene la ventaja de que puede utilizarse un detector de bajo ancho de banda, como para la detección homodina, pero tiene el inconveniente de que los siguientes componentes necesitan funcionar a altas frecuencias IF. K. Yonenaga en el documento "Compensación de la dispersión para sistemas de detección homodina utilizando una señal de PSK-VSB óptica de 10 Gb/s" (Yonenaga) da a conocer la compensación para CD después de la detección homodina, pero con la utilización de un formato de modulación de banda lateral vestigial (VSB). Sin embargo, los formatos de VSB requieren una complejidad adicional en el divisor y tienen el inconveniente de tener una sensibilidad peor que en la modulación estándar.

La presente invención tiene numerosas ventajas sobre los procesos de ASP existentes para la compensación de inconvenientes operativos. La presente invención, a diferencia de los sistemas de ASP existentes, funciona con la detección homodina así como con la detección heterodina. No existe ningún requisito para utilizar componentes que funcionen a frecuencias más altas que la tasa de símbolos, pudiendo variarse la magnitud de la dispersión cromática bajo el control de programas informáticos y otras inconveniencias operativas pueden compensarse sin tener una respuesta que pueda diseñarse en un componente de ASP.

45 Sustracción de diafonía

La exposición anterior se refería al procesamiento de la señal de un canal de WDM único. Sin embargo, existen inconveniencias de un sistema de transmisión de WDM que se producen por el efecto de otros canales de WDM, tal como la diafonía lineal (diafonía de demultiplexación de WDM), modulación de fases cruzadas (XPM) y mezcla de cuatro ondas (FWM). Un canal de WDM sufre efectos de diafonía si la calidad de la señal recibida (medida por la relación BER en el caso de una señal digital) es peor en el caso de que estén presentes otros canales de WDM que cuando están ausentes. La presente invención puede superar estos inconvenientes operativos.

Para sustraer adecuadamente cualquier diafonía desde una señal, el canal principal y los otros canales de WDM, que contribuyen a dicha inconveniencia operativa, se observan mediante una detección coherente muestreada. Una estimación inicial de la envolvente compleja de todos los canales que toman parte en el proceso de diafonía se obtienen de este modo. Si fuere necesario, puede aplicarse un filtro óptico. Una descripción matemática del proceso de diafonía se aplica para calcular la diafonía en el canal principal. A continuación, la diafonía se sustrae o se invierte desde el canal principal.

Un receptor coherente solamente contempla una zona del espectro óptico aproximadamente 2X del ancho de banda de receptor, centrado en torno a la longitud de onda del oscilador local. Para hacer observaciones simultaneas de numerosos canales de WDM, es necesario utilizar un receptor coherente con un ancho de banda suficientemente amplio para observar varios canales de WDM de una vez o utilizar varios receptores coherentes muestreados con diferentes longitudes de onda del oscilador local y combinar la descripción muestreada de numerosos canales en un solo procesador de señal digital. La demanda de transferencia de datos digitales a alta velocidad y de capacidad de cálculo de un DSP crece con rapidez cuando se solicita procesar más canales de WDM. Sin embargo, cualquier inconveniencia operativa puede invertirse con conocimiento completo del espectro recibido total.

Para detectar dos canales, centrados en ω_{sA} y ω_{sB} , utilizando el mismo receptor, la ecuación 6 se utiliza con diferentes frecuencias centrales de señales y una función de filtro $\tilde{f}(\omega)$ (que tiene la transformada de Fourier inversa $f(t)$) se aplica para eliminar el otro canal según se indica a continuación:

$$E_{sA}(t) = \left(\frac{e^{-i(\omega_{sA} - \omega_{LO})t}}{E_{LO}^*} [(beat\ term\ 1) + i(beat\ term\ 2)] \right) \otimes f(t) \quad (25a)$$

$$E_{sB}(t) = \left(\frac{e^{-i(\omega_{sB} - \omega_{LO})t}}{E_{LO}^*} [(beat\ term\ 1) + i(beat\ term\ 2)] \right) \otimes f(t) \quad (25b)$$

Sustracción de diafonía lineal

El espectro de una señal óptica modulada por medio de información de alta tasa binaria tiene una anchura finita. La anchura de 3 dB es al menos un valor igual a la tasa de símbolos. Además, el espectro tiene normalmente zonas periféricas situadas hacia fuera en una tasa finita que se desplaza alejándose del centro del canal. En general, para separar dos canales WDM estrechamente espaciados, se requiere un filtro óptico estrecho que tenga paredes profundas. La tecnología de DSP, en conjunción con la detección coherente muestreada en cuadratura, es capaz de sintetizar un filtro con paredes profundas arbitrarias. Sin embargo, si los canales tienen un espaciamiento estrecho, en tal caso se solaparán. Sin importar qué forma de banda de paso de filtro óptico se seleccione, si pasa un canal sin distorsión, en tal caso admitirá también alguna energía desde el canal adyacente. La diafonía, en este escenario operativo, se conoce como diafonía lineal y la situación puede mejorarse utilizando una sustracción de diafonía.

Para dos canales de WDM, A y B , en la presencia de ruido aditivo procedente de los amplificadores ópticos $n(t)$, el campo eléctrico de la señal (ignorando a SOP) que llega al receptor puede expresarse como:

$$\text{Re} \left[E_A(t) e^{i\omega_A t} + E_B(t) e^{i\omega_B t} + n(t) \right]$$

Una primera estimación de cada uno de los canales puede realizarse utilizando el muestreo en cuadratura, bien sea en un solo receptor bien sea en dos receptores separados con diferentes osciladores locales LO y aplicando un filtro estrecho que tenga una respuesta de impulsor $f(t)$, según las ecuaciones 25. Las estimaciones contendrán, cada una de ellas, diafonía del otro canal.

$$E_{A\ est1}(t) = E_A(t) \otimes f(t) + (n(t)e^{-i\omega_A t}) \otimes f(t) + (E_B(t)e^{i(\omega_B - \omega_A)t}) \otimes f(t) \quad (26a)$$

$$E_{B\ est1}(t) = E_B(t) \otimes f(t) + (n(t)e^{-i\omega_B t}) \otimes f(t) + (E_A(t)e^{i(\omega_A - \omega_B)t}) \otimes f(t) \quad (26b)$$

El primer término del lado derecho de las ecuaciones 26a y 26b es la versión filtrada de la señal deseada. El segundo término es el ruido y el tercer término es la diafonía. La presencia de diafonía significa que la tasa binaria de errores será más alta que la que sería si no estuviera el otro canal. Las dos estimaciones pueden pasarse a una función de decisión, indicada por $Q(\dots)$, que predice cuál de los valores permitidos fue transmitido. El valor cuantificado de cada canal, $Q(E_{estA})$ o $Q(E_{estB})$ puede sustraerse entonces del otro canal para obtener una segunda estimación:

$$E_{A\ est2}(t) = E_{A\ est1}(t) - (Q(E_{B\ est1}(t))e^{i(\omega_B - \omega_A)t}) \otimes f(t) \quad (27a)$$

$$E_{B\ est2}(t) = E_{B\ est1}(t) - (Q(E_{A\ est1}(t))e^{i(\omega_A - \omega_B)t}) \otimes f(t) \quad (27b)$$

Esta segunda estimación será, por lo general, mejor que la primera.

La exactitud de $E_{A\ est2}$, que utiliza la sustracción de diafonía, puede compararse con $E_{A\ est1}$ que no utiliza la sustracción de diafonía. La sustitución de las ecuaciones 26 en 27a proporciona:

$$E_{A\ est2}(t) = E_A(t) \otimes f(t) + (n(t)e^{-i\omega_A t}) \otimes f(t) + ((E_B(t) - Q(E_{B\ est1}(t)))e^{i(\omega_B - \omega_A)t}) \otimes f(t) \quad (28)$$

La función $E_B(t) - Q(E_{B\ est1}(t))$ es cero la mayor parte del tiempo y tiene un impulso cuando se produce un error binario basado en $E_{B\ est1}$. El término del ruido, en las ecuaciones 28 y 26a, no se puede evitar y de hecho, es el objetivo obtener una limitación del ruido del sistema. Comparando la ecuación 28 con la 26a, $E_{A\ est2}$ es más próximo que $E_{A\ est1}$ a $E_A(t) \otimes f(t)$ a condición de que $E_B - Q(E_{B\ est1})$ tenga una desviación de la denominada raíz cuadrada del error cuadrático medio (r.m.s.) respecto a $E_{B\ est1}$. Lo que antecede es correcto cuando la relación de BER de $E_{B\ est1}$ es más baja que aproximadamente 0.5. Los canales deben espaciarse menos que aproximadamente la tasa de símbolos antes de que se viole esta condición, por lo que la sustracción de diafonía lineal permite conseguir un muy bajo espaciamiento de canal.

De este modo, la presente invención se ha descrito aquí con referencia a una forma de realización particular para una aplicación particular. Los expertos en esta técnica, y que acceden a las presentes enseñanzas, reconocerán modificaciones, aplicaciones y formas de realización adicionales dentro del alcance de protección de la invención.

Por lo tanto, está previsto por las reivindicaciones adjuntas cubrir todas y cada una de dichas aplicaciones, modificaciones y formas de realización dentro del alcance de protección de la presente invención.

Apéndice A

Uso de números complejos para describir las señales moduladas

En la descripción anterior se utilizan números complejos para describir las funciones de seno y coseno porque esta notación es una manera compacta de incluir la fase de la onda sinusoidal o de la onda cosenoidal. A modo de ejemplo, el campo eléctrico se expresa en la forma:

$$E(t) = \operatorname{Re} \left[E_s e^{i\omega t} \right] \quad (\text{A1})$$

en donde E_s es un número complejo. Esto puede expresarse en términos de senos y cosenos como:

$$E(t) = \operatorname{Re}[E_s] \cos(\omega t) - \operatorname{Im}[E_s] \sin(\omega t)$$

O bien, si el número complejo E_s se escribe en términos de su magnitud y fase como:

$$E_s = |E_s| e^{i\theta_s}$$

entonces A1 se convierte en:

$$E(t) = |E_s| \cos(\omega t + \theta_s)$$

La notación de números complejos es compacta porque la fase de la onda sinusoidal se almacena en la fase del número complejo.

En algunos lugares en la descripción, aparecen ecuaciones tales como:

$$\text{beat term} = \operatorname{Re} \left[E_s E_{LO}^* e^{i\omega t} \right] \quad (\text{A2})$$

E_{LO}^* es el conjugado complejo de E_{LO} , lo que significa que cualquier ocurrencia de i se sustituye con $-i$ y:

$$E_{LO}^* = |E_{LO}| e^{-i\theta_{LO}}$$

De modo que A2 puede escribirse de nuevo como:

$$\text{beat term} = |E_s| |E_{LO}| \cos(\omega t + \theta_s - \theta_{LO})$$

La aparición de $E_s E_{LO}^*$ en A2 significa tomar la diferencia de fase entre E_s y E_{LO} .

La potencia de una onda óptica viene dada por la magnitud elevada al cuadrado del campo eléctrico complejo y no tiene una dependencia temporal sinusoidal. En el caso de un campo dado por A1:

$$\text{Potencia} = (E_s e^{i\omega t})^* (E_s e^{i\omega t}) = |E_s|^2$$

Vectores de Jones

El estado de polarización de una señal óptica puede describirse mediante un vector de Jones. Este vector es un vector de columna de dos elementos. Cada elemento es la envolvente compleja del campo eléctrico, esto es, información de fase incluida. El elemento superior es el componente del campo en la dirección x (horizontal) y el elemento inferior es la dirección y (vertical). De hecho, x e y pueden ser un par arbitrario de direcciones ortogonales [véase "Óptica" por E. Hecht "Hecht"].

Algunos vectores de Jones de estados de polarización familiares se indican a continuación.

$$\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}_{\text{horizontal}}$$

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}_{\text{vertical}}$$

5 $\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}$ linealmente polarizado a 45°

$$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ i \end{pmatrix}_{\text{circular}}$$

10 Un vector unitario de Jones \hat{p} tiene la propiedad de que:

$$\hat{p} \cdot \hat{p}^* = 1$$

Si la luz polarizada en SOP \hat{p}_1 pasa a través de un polarizador orientado en la dirección \hat{p}_2 , entonces el campo eléctrico es escalado mediante $\hat{p}_1 \cdot \hat{p}_2^*$. En general, $0 \leq |\hat{p}_1 \cdot \hat{p}_2^*| \leq 1$.

15 El vector unitario de Jones del estado ortogonal \hat{p}^\dagger se indica en la descripción anterior por \hat{p}^\dagger , y

$$\hat{p} \cdot \hat{p}^{\dagger*} = 0$$

20 Si

$$\hat{p} = \begin{pmatrix} \hat{p}_x \\ \hat{p}_y \end{pmatrix}$$

entonces

25

$$\hat{p}^\dagger = \begin{pmatrix} \frac{|\hat{p}_y|}{|\hat{p}_x|} \hat{p}_x \\ -\frac{|\hat{p}_x|}{|\hat{p}_y|} \hat{p}_y \end{pmatrix}$$

Referencias

- 5 Agazzi: O. Agazzi, V. Gopinathan, K. Parhi, K. Kota, A. Phanse, "Ecuación basada en DSP para canales ópticos – Viabilidad de la puesta en práctica de VLSI – Integración a muy gran escala", IEEE 802.3ae 10 Gb/s, vol. septiembre 2000 reunión provisional New Orleans, LA, Estados Unidos, p. <http://www.ieee802.org/3/ae/public/sep00/>, septiembre 12-14, 2000.
- 10 Agrawal 1: Govind P. Agrawal, "Fibras ópticas no lineales", Academic Press, 2ª ed., 1995.
- Agrawal 2: Govind P. Agrawal, "Sistemas de comunicación de fibras ópticas", Wiley, 2ª ed., 1997.
- 15 Brain: M. C. Brain, M. J. Creaner, R. C. Steele, N. G. Walker, G. R. Walker, J. Mellis, S. Al-Chalabi, J Davidson, M. Rutherford, I. C. Sturges, "Progreso hacia el desarrollo de campos de sistemas de fibras ópticas coherentes", IEEE J. Lightwave Technol., vol. 8, nº 3, p. 423-437, 1990.
- Bulow 1: H. Bulow, G. Thielecke, "Mitigación de PMD electrónica a partir de la ecuación lineal para la detección de probabilidad máxima", OFC 2001 conference, Anaheim, US, informe WAA3, 2001.
- 20 Bulow 2: H. Bulow, "Ecuación electrónica de inconveniencias operativas de la transmisión", OFC 2002 conference, Anaheim, US, informe TuE4, 2002.
- Enning: B. Enning, R. S. Vodhanel, E. Dietrich, P. Patzak, P. Meissner, G. Wenke, "Procesamiento de señal en una diversidad de polarización óptica para detección heterodina de ASK de 560 Mbit/s", IEEE J. Lightwave Technol. vol. 7, nº 3.
- 25 Gowar: John Gowar, "Sistemas de comunicaciones ópticas", Prentice Hall, 2ª ed. 1993.
- Habbab: I.M.I. Habbab, L. J. Cimini, "Técnicas de conmutación de polarización para comunicaciones ópticas coherentes", IEEE J. Lightwave Technol., vol. 6, nº 10, p. 1537-1548, 1988.
- 30 Haunstein: H. F. Haunstein, K. Sticht, A. Dittrich, W. Sauer-Greff, R. Urbansky, "Diseño de ecualizadores eléctricos casi óptimos para la transmisión óptica en la presencia de PMD", OFC 2001 conference, Anaheim, US, informe WAA4, 2001. Hecht: Eugene Hecht, "ópticas", Addison-Wesley, 4ª ed. 2001.
- 35 Idler: W. Idler, G. Charlet, R. Dischler, Y. Frignac, S. Bigo, "0.8 bit/s/Hz de densidad espectral de información mediante filtrado de bandas laterales vestigiales de 42.66 Gb/s NRZ", ECOC 2002 conference, Copenhagen, Dinamarca, informe 8.1.5, 2002.
- 40 Iwashita: K. Iwashita, N. Takachio, "Compensación de dispersión cromática en comunicaciones ópticas coherentes", IEEE J. Lightwave Technol., vol. 8, nº 3, p. 367-375, 1990.
- Kahn: J. M. Kahn, I.M.I. Habbab, C. R. Giles, "Sistema óptica coherente de DPSK de cero IF de 1 Gbit/s utilizando un fotodetector único", IEE Electron. Lett., vol. 24, nº 23, p. 1455-1457, 1988.
- 45 Kapron: F. P. Kapron: "Consideraciones de sistemas para la dispersión en el modo de polarización", NFOEC'97 conference, p. 433-444, 1997.
- Kazovsky 1: L. G. Kazovsky, "Técnicas ópticas coherentes de diversidad de polarización y fase" IEEE J. Lightwave Technol. vol. 7, nº 7, p. 279-292, 1989.
- 50 Kazovsky 2: L. G. Kazovsky, R. Welter, A. F. Elrafaie, W. Sessa, "Receptores homodinos de diversidad de fase de ancho de línea amplio", IEEE J. Lightwave Technol. vol. 6, nº 10, p. 1527-1536, 1988.
- 55 Lyons: Richard G. Lyons, "Principios del procesamiento de señal digital" Prentice Hall, 1996.
- Lyubomirsky: I. Lyubomirsky, T. Qiu, J. Roman, M. Naufeth, M. Frankel, M. G. Taylor, "Interrelación de filtrado óptico y de no linealidad de fibra en WDM ultra-densas", ECOC 2002 conference, Copenhagen, Dinamarca, informe P3.16, 2002.
- 60 Matsuda: T. Matsuda, A. Naka, S. Saito, "Comparación entre formatos de señales NRZ y RZ para la transmisión de amplificador en línea en el régimen de dispersión nula", IEEE J. Lightwave Technol. vol. 16, nº 3, p. 340-348, 1998.
- 65 Miyamoto: Y. Miyamoto, K Yonenaga, A. Hirano, H. Toba, K. Murata, H. Miyazawa, "transmisión no repetida de DWDM de 8x43 Gbit/s con espaciamento de 100 GHz a través de 163 km utilizando el formato de retorno a cero de portadora suprimida duobinario", IEE Electron. Lett. Vol. 37, nº 23, p. 1395-1396, 2001.

- 5 Noe: R. Noe, H. J. Rodler, A. Ebberg, G. Gaukel, B. Noll, J. Wittman, F. Auracher, "Comparación de los métodos de gestión de polarización en sistemas ópticos coherentes", IEEE J. Lightwave Technol., vol. 9, nº 10, p. 1353-1366, 1991.
- 10 Norimatsu: S. Norimatsu, K. Iwashita, "Requisitos de ancho de línea para sistemas de detección óptica síncrona con un retardo de bucle no despreciable", IEEE J. Lightwave Technol., vol. 10, nº 3, p. 349-341, 1992.
- 15 Okoshi: T. Okoshi, S. Yamashita, "Receptor óptico de diversidad de fase de doble etapa: análisis y confirmación experimental del principio", IEEE J. Lightwave Technol. vol. 8, nº 3, p. 376-384, 1990.
- 20 Penninckx: D. Penninckx, M. Chbat, L. Pierre, J. P. Thiery, "La transmisión binaria en forma de fase (PSBT): una nueva técnica para transmitir bastante más allá del límite de dispersión cromática", IEEE Phot. Tech. Lett., vol. 9, nº 2, p. 259-261, 1997.
- 25 Poirrier: J. Poirrier, F. Buchali, H. Bulow, "Cancelación de diafonía de WDM electrónica", ECOC 2001 conference, Ámsterdam, Países Bajos, p. 94-95, 2001.
- Proakis. John G. Proakis, "Comunicaciones digitales", McGraw-Hill, 4ª ed. 2000.
- Tsushima: H. Tsushima, "Equipo de receptor óptico homodino", patente de Estados Unidos 5323258, 1994.
- Yonenaga: K. Yonenaga, S. Norimatsu, "Compensación de dispersión para sistemas de detección homodina utilizando una señal de PSK-VSB óptica de 10 Gb/s", IEEE Phot. Tech., Lett., vol. 7, nº 8, p. 929-590, 1995.

REIVINDICACIONES

1. Un sistema de detección óptica coherente que recibe una señal óptica entrante en una red de comunicación óptica, comprendiendo dicho sistema:
- 5 un oscilador local (56) que emite una luz;
- un mezclador óptico híbrido (54) para combinar la señal óptica entrante y la luz del oscilador local en al menos una salida;
- 10 un fotodetector (62, 64) que comunica con el mezclador óptico híbrido (54), en donde dicho fotodetector (62, 64) recibe una señal óptica procedente de la salida y la convierte en una señal eléctrica;
- 15 un convertidor analógico/digital, A/D (58, 60) para recibir la señal eléctrica procedente de dicho fotodetector (62, 64), en donde dicho convertidor A/D (58, 60) digitaliza la señal eléctrica y
- 20 un procesador de señal digital (36) para realizar cálculos sobre valores digitales procedentes del convertidor A/D (58, 60), proporcionando el procesador de señal digital (36) una representación compleja de la envolvente del campo eléctrico de la señal óptica entrante o un componente de la representación compleja de la envolvente del campo eléctrico de la señal óptica entrante,
- 25 en donde el procesador de señal digital (36) está dispuesto para realizar cálculos sobre valores digitales procedentes del convertidor A/D (58, 60) para proporcionar una salida que es el resultado de una operación de procesamiento de señal en una pluralidad de muestras, a través del tiempo, de la envolvente compleja del campo eléctrico de la señal óptica entrante.
2. El sistema de detección óptica coherente según la reivindicación 1, en donde el procesador de señal digital (36) está dispuesto para, al menos en parte, invertir el efecto de propagación de la señal óptica entrante a través de un sistema de transmisión de fibra óptica.
- 30 3. El sistema de detección óptica coherente según la reivindicación 1 o la reivindicación 2, en donde el procesador de señal digital (36) está dispuesto para compensar la dispersión cromática sufrida por la señal óptica entrante.
- 35 4. El sistema de detección óptica coherente según la reivindicación 3, en donde el procesador de señal digital (36) está dispuesto para compensar la dispersión cromática sufrida por la señal óptica aplicando a la envolvente compleja de la señal óptica entrante una convolución con una función matemática especificada, estando la función matemática próxima a la respuesta de impulsos de la función de transferencia correspondiente a una dispersión cromática igual, en magnitud y opuesta a, la dispersión cromática del sistema de transmisión de fibra óptica.
- 40 5. El sistema de detección óptica coherente según cualquiera de las reivindicaciones 2 a 4, en donde el procesador de señal digital (36) está dispuesto para, al menos en parte, invertir el efecto de la automodulación de fase impuesta sobre la señal óptica entrante.
- 45 6. El sistema de detección óptica coherente según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, en donde el procesador de señal digital (36) está dispuesto para realizar una función de filtrado óptico sobre la envolvente compleja del campo eléctrico de la señal entrante.
- 50 7. El sistema de detección óptica coherente según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6, en donde el procesador de señal digital (36) está dispuesto para mejorar la calidad de una señal recuperada, estando el procesador de señal digital (36) dispuesto para aplicar un algoritmo que utiliza parámetros que se ajustan para proporcionar funciones de procesamiento de señal diferentes y los valores de dichos parámetros se elijen para mejorar la calidad de la señal recuperada.
- 55 8. El sistema de detección óptica coherente según la reivindicación 7, en donde el procesador de señal digital (36) está dispuesto para realizar una función de equalización de precompensación-equalización de decisión recursiva para mejorar la calidad de la señal recuperada.
- 60 9. El sistema de detección óptica coherente según la reivindicación 7, en donde el procesador de señal digital (36) está dispuesto para realizar una función de estimación de secuencia de probabilidad máxima para mejorar la calidad de la señal recuperada.
- 65 10. El sistema de detección óptica coherente según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6, en donde el procesador de señal digital (36) está dispuesto para proporcionar una salida que es el resultado de una operación de procesamiento de señal en una pluralidad de muestras, en el transcurso del tiempo, del vector de Jones de la señal óptica entrante.

11. El sistema de detección óptica coherente según la reivindicación 10, en donde el procesador de señal digital (36) está dispuesto para, al menos parcialmente, invertir el efecto de la dispersión del modo de polarización impuesto sobre la señal óptica entrante.
- 5 12. Un método de recepción de una señal óptica entrante en un sistema de detección óptica coherente, comprendiendo dicho método las etapas de:
- emitir luz desde un oscilador local (56);
- 10 combinar, por un mezclador óptico híbrido (54), la señal óptica entrante y la luz del oscilador local en al menos una salida;
- recibir una señal óptica procedente de la salida por un fotodetector (62, 64) en comunicación con el mezclador óptico híbrido (54) y
- 15 convertir la señal óptica en una señal eléctrica por el fotodetector (62, 64);
- digitalizar la señal eléctrica por un convertidor A/D (58, 60) y realizar cálculos, por un procesador de señal digital (36), sobre valores digitales procedentes del convertidor A/D (58, 60), proporcionando el procesador de señal digital (36) una representación compleja de la envolvente del campo eléctrico de la señal óptica entrante;
- 20 en donde la etapa de realizar cálculos por un procesador de señal digital (36) proporciona una salida que es el resultado de una operación de procesamiento de señal en una pluralidad de muestras, en el transcurso del tiempo, de la envolvente compleja del campo eléctrico de la señal óptica entrante.
- 25 13. El método según la reivindicación 12, en donde la etapa de realizar cálculos por el procesador de señal digital (36) comprende invertir, al menos parcialmente, el efecto de propagación de la señal a través de un sistema de transmisión de fibra óptica.
- 30 14. El método según la reivindicación 12 o la reivindicación 13, en donde la etapa de realizar cálculos por el procesador de señal digital (36) comprende realizar una función de filtrado óptico sobre la envolvente compleja del campo eléctrico.
- 35 15. Un receptor óptico que comprende el sistema de detección óptica coherente de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 11.
- 40 16. Un sistema de comunicación óptica que comprende el receptor óptico de la reivindicación 15.

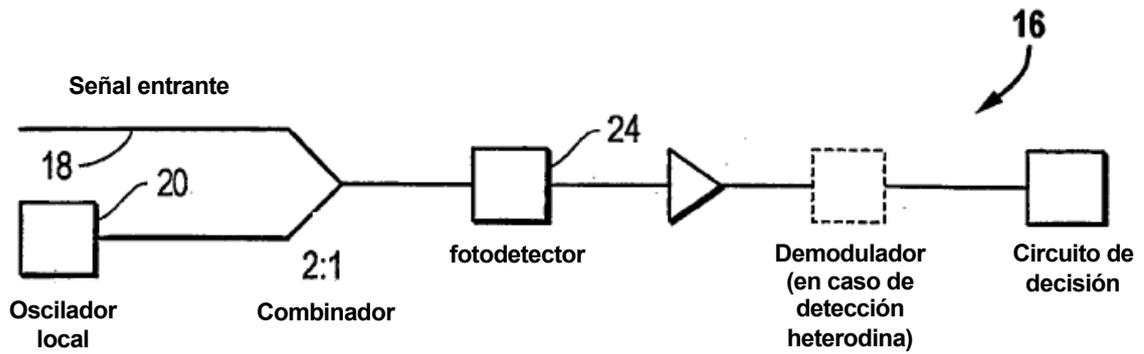


FIG. 1A

(Técnica anterior)

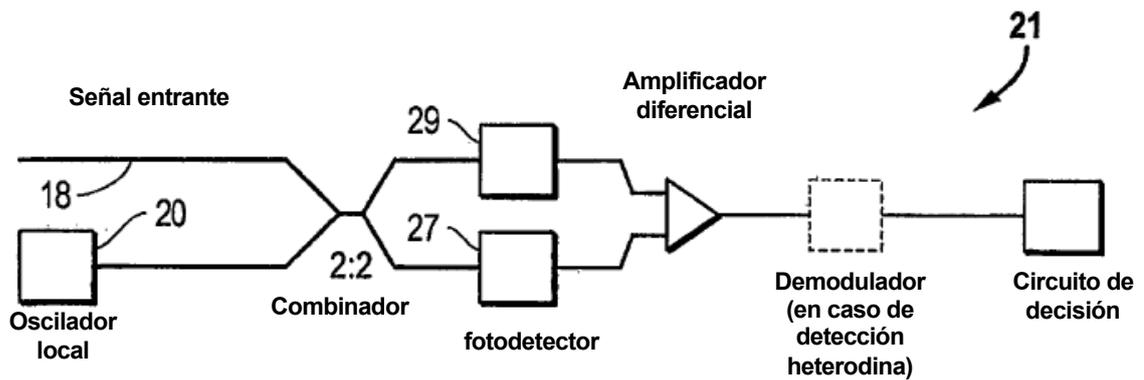


FIG. 1B

(Técnica anterior)

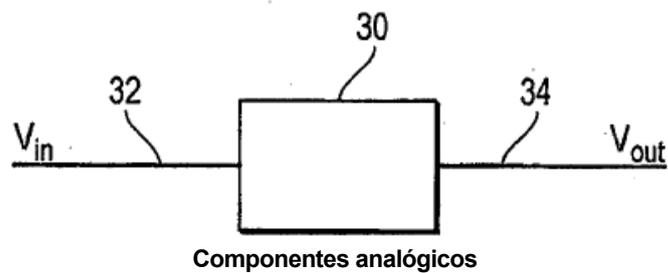


FIG. 2A

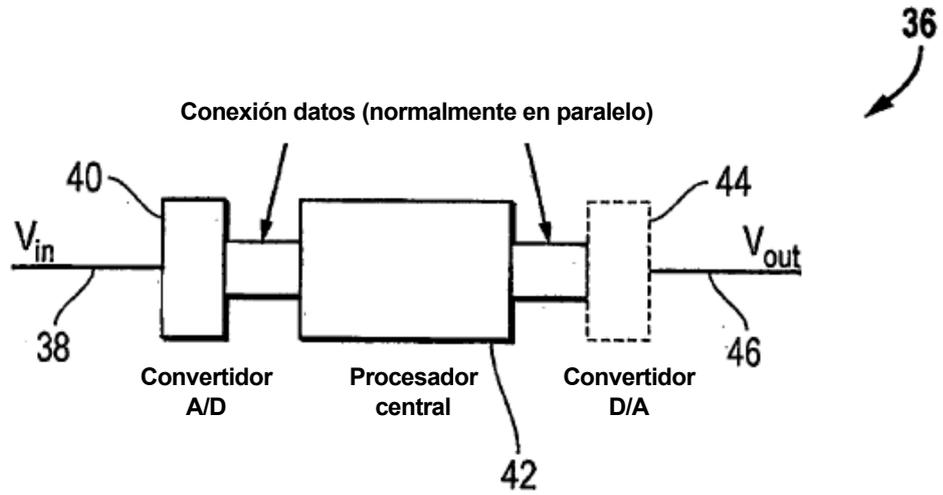


FIG. 2B

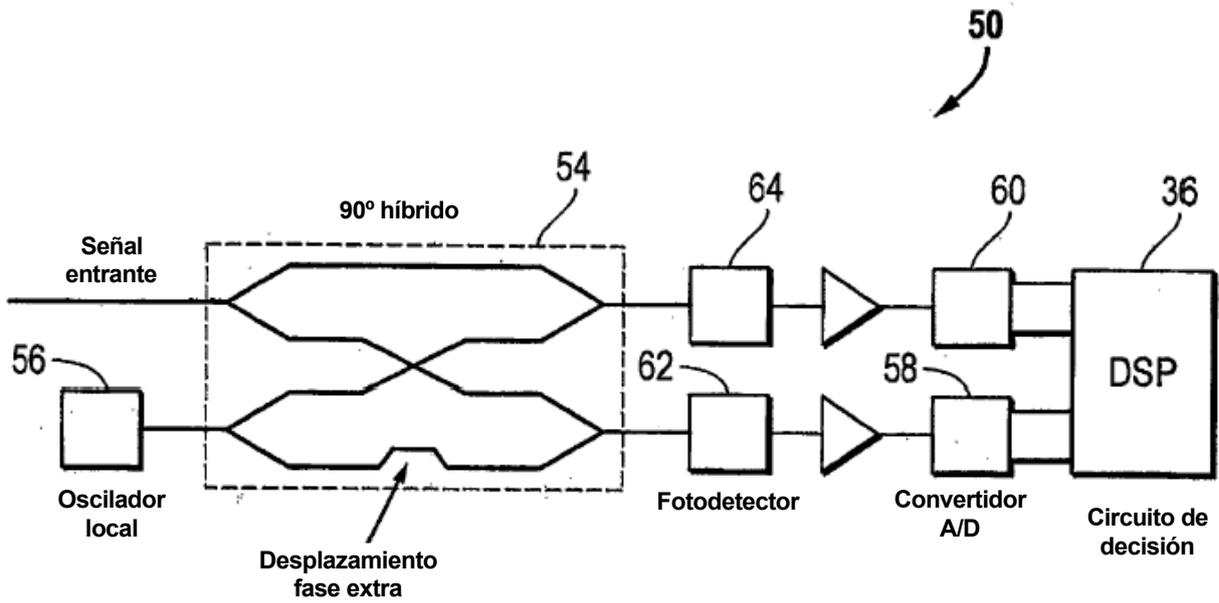


FIG. 3A

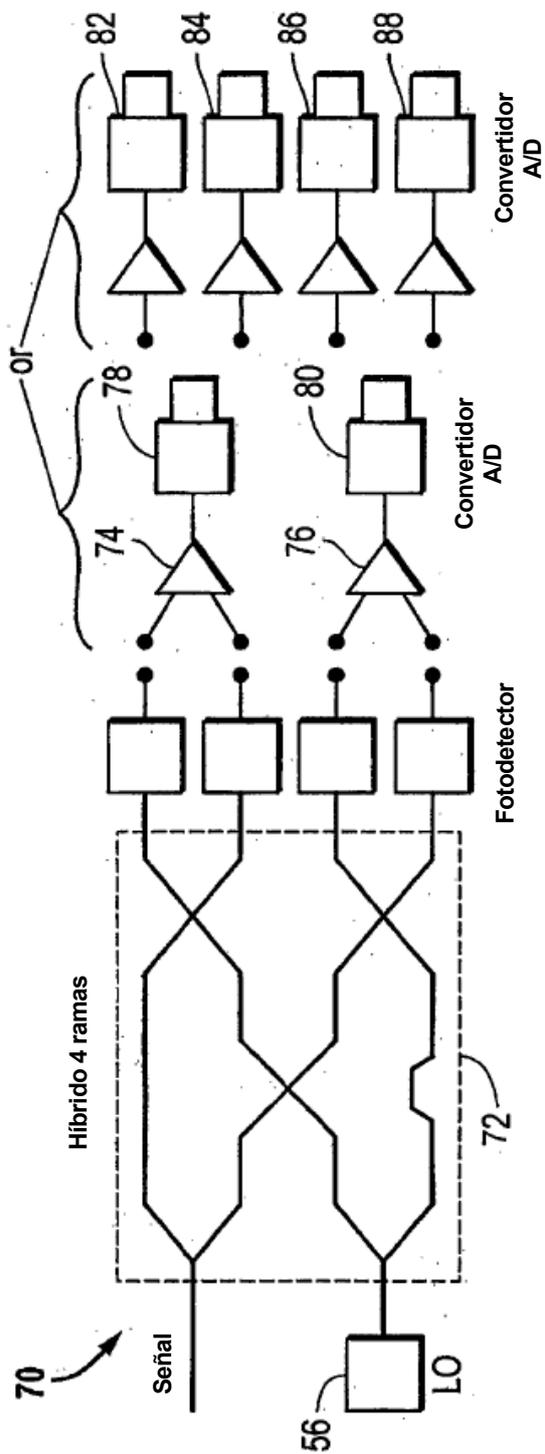


FIG. 3B

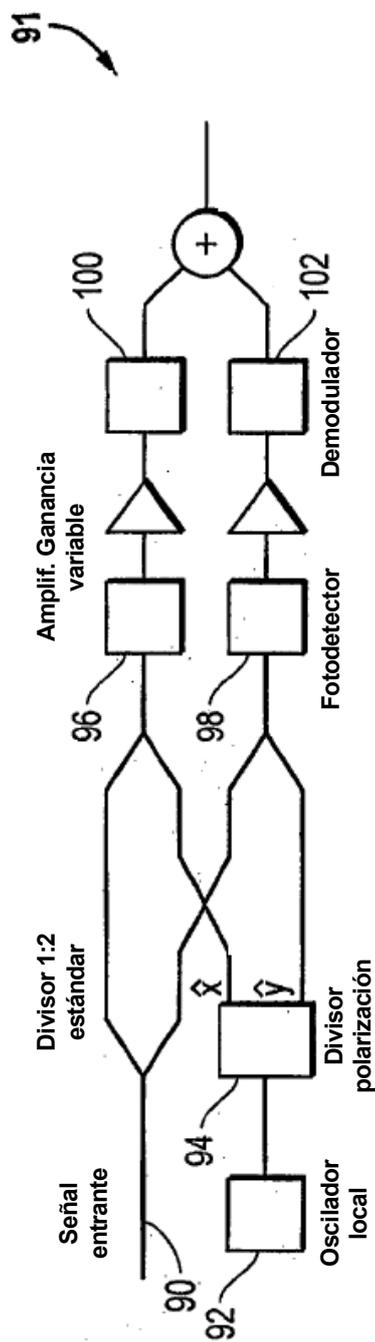


FIG. 4A

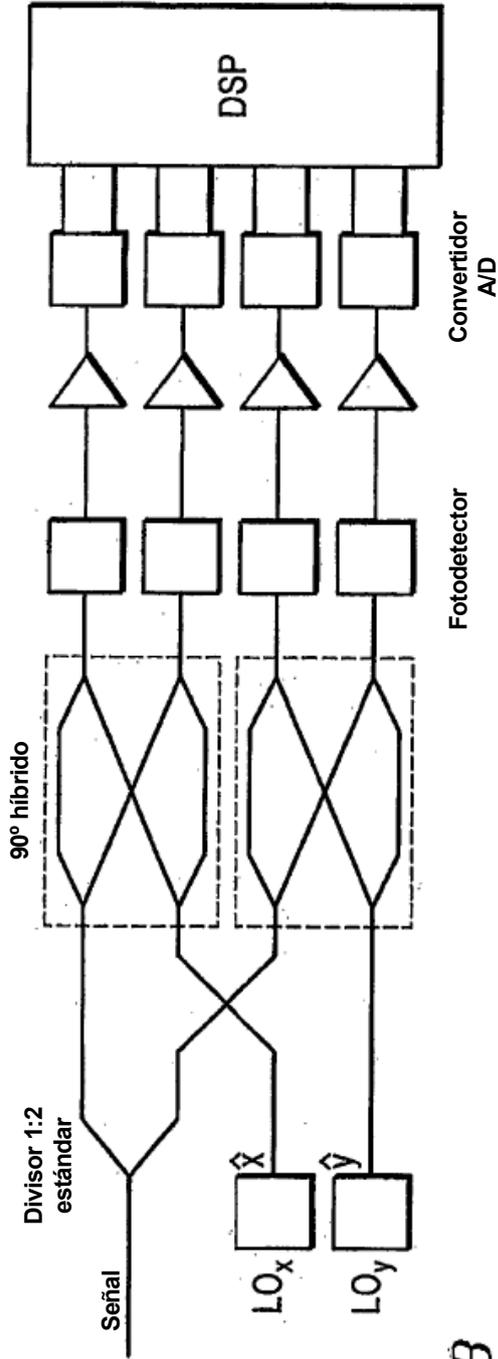


FIG. 4B

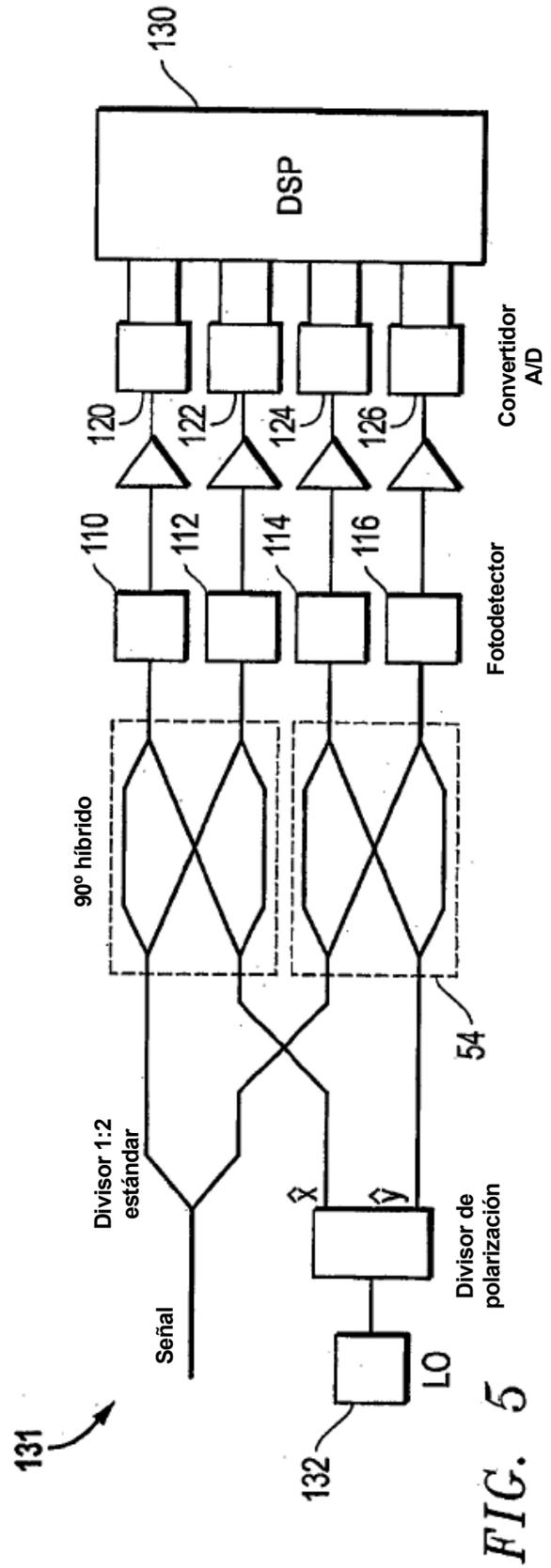


FIG. 5

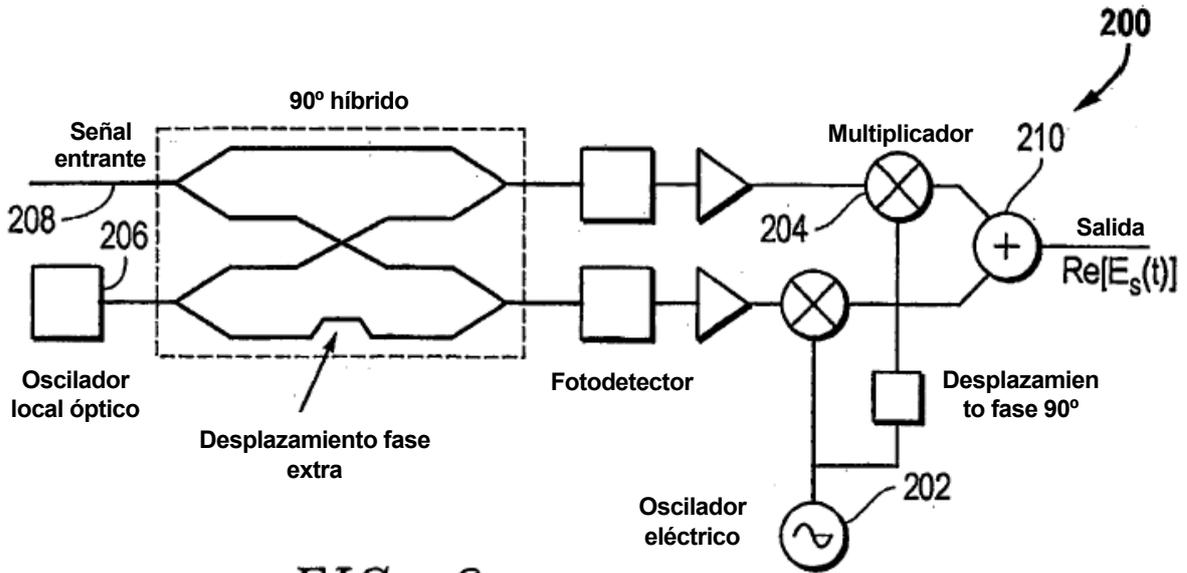


FIG. 6

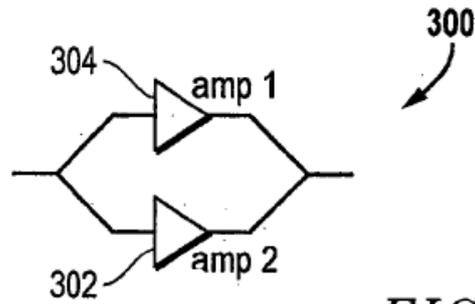


FIG. 7A

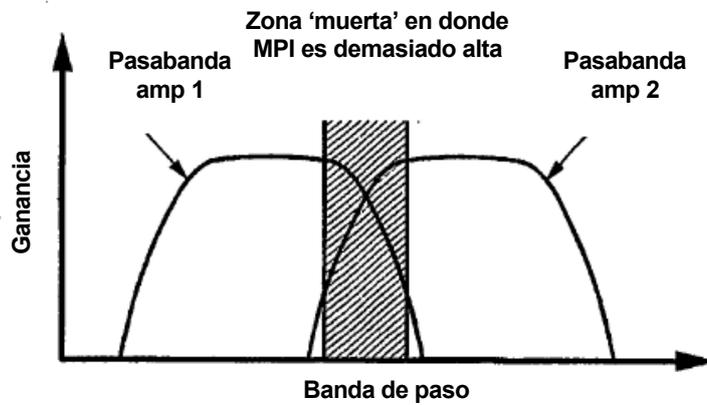


FIG. 7B