

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 657 902**

21 Número de solicitud: 201631479

51 Int. Cl.:

H04B 10/11 (2013.01)

12

SOLICITUD DE PATENTE

A1

22 Fecha de presentación:

18.11.2016

30 Prioridad:

07.09.2016 EP 16382415

43 Fecha de publicación de la solicitud:

07.03.2018

71 Solicitantes:

**UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
(100.0%)
Jordi Girona, 31
08034 Barcelona ES**

72 Inventor/es:

BELMONTE MOLINA, Aniceto

54 Título: **MÉTODO Y SISTEMA PARA FILTRAR EFECTOS DE DESVANECIMIENTO ATMOSFÉRICO EN SEÑALES DE COMUNICACIÓN ÓPTICAS EN ESPACIO LIBRE**

57 Resumen:

Método y sistema para filtrar efectos de desvanecimiento atmosférico en señales de comunicación ópticas en espacio libre.

El método comprende introducir una señal de datos en un transmisor (TX) proporcionando una señal óptica a través de un canal de comunicación atmosférico; recibir, mediante una pluralidad de receptores de apertura óptica (AP1, AP2... APL), la señal óptica y añadir a cada señal óptica un retardo, en el que cada uno de dicha pluralidad de receptores de apertura óptica (AP1, AP2... APL) está ubicado en una línea de fibra óptica diferente (L1, L2... LN), espacialmente separadas, y en el que dicho retardo es diferente para cada una de dichas líneas ópticas diferentes (L1, L2... LN); combinar, mediante un combinador de fibra (CMB), la pluralidad de señales ópticas retardadas proporcionando una señal óptica individual; adquirir, mediante un receptor óptico (RX), la señal óptica individual y digitalizar la señal óptica individual mediante un convertidor de analógico a digital; y procesar y ecualizar mediante un procesador de señales digitales la señal óptica individual adquirida y digitalizada implementando un algoritmo de ecualización para recuperar dicha señal de datos introducida.

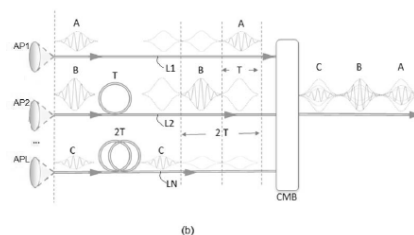


Fig. 1

DESCRIPCIÓN

Método y sistema para filtrar efectos de desvanecimiento atmosférico en señales de comunicación ópticas en espacio libre

5 Campo técnico

La presente invención se refiere, de manera general, al campo de las alteraciones de transmisiones atmosféricas. En particular, la invención se refiere a un método y a un sistema para filtrar efectos de desvanecimiento atmosférico en señales de comunicación ópticas coherentes o incoherentes en espacio libre tales como señales de láser.

10

Antecedentes de la invención

Las comunicaciones por láser coherente a través de la atmósfera son difíciles porque la turbulencia altera las señales ópticas recibidas y su mezclado con un oscilador local [1]. En sistemas atmosféricos, cuando el haz con coherencia comprometida se superpone con el haz de oscilador local perfecto, la coincidencia errónea de los dos campos afecta a la potencia de conversión descendente. Las matrices (arrays) de conjugación de campos usan técnicas de combinación adaptativas con receptores de múltiples aperturas para mejorar el rendimiento del enlace coherente mitigando las consecuencias de la turbulencia sobre la potencia coherente de conversión descendente.

15

20

Actualmente se usan varias técnicas adaptativas para maximizar la potencia coherente de conversión descendente y reducir significativamente los resultados de la turbulencia en el rendimiento del enlace descendente coherente. Los sistemas receptores que emplean aperturas monolíticas individuales usan sistemas ópticos adaptativos tales como espejos deformables para la compensación de fase y mitigar la turbulencia atmosférica [1]-[2].

25

Como alternativa, los receptores de múltiples aperturas combinan señales detectadas por varias aperturas para facilitar los desvanecimientos profundos y recuperar eficacia de detección [3]-[4]. Sin embargo, esto motiva el uso de receptores complejos ya que las señales ópticas recopiladas por diferentes aperturas se someten a conversión descendente por separado y las señales emitidas correspondientes tienen que someterse a procesamiento adaptativo, hacer que coincidan sus fases y ajustarse a escala antes de combinarse.

30

Algunos documentos conocidos que proporcionan soluciones para reducir el desvanecimiento atmosférico son:

El documento US-A1-2016164602 da a conocer un dispositivo receptor óptico coherente que incluye una primera unidad configurada para emitir luz de oscilación local que tiene una longitud de onda predeterminada, una segunda unidad configurada para recibir una señal óptica que se ha introducido haciendo que la señal óptica interfiera con la luz de oscilación local, una tercera unidad configurada para procesar eléctricamente la señal óptica recibida por la segunda unidad, una cuarta unidad configurada para monitorizar al menos una parte de la potencia de la señal óptica, y una quinta unidad configurada para controlar la potencia de la luz

35

de oscilación local emitida por la primera unidad dependiendo de una potencia óptica monitorizada por la cuarta unidad.

El documento US-B2-US8036541 da a conocer un receptor óptico coherente que incluye un circuito híbrido óptico a 90 grados en el que se introduce una luz de señal recibida, 5 fotodetectores de canal I y de canal Q en los que se introducen las salidas del circuito híbrido, un circuito de extracción de reloj que reproduce un reloj cuya velocidad es igual a la señal desmodulada obtenida desmodulando la luz de señal recibida y que se sincroniza con la misma, circuitos de muestreo de canal I y canal Q que muestrean las salidas de señal de los 10 fotodetectores de canal I y de canal Q mediante el uso del reloj, y una sección de procesamiento de señales digitales que procesa digitalmente las señales muestreadas, las convierte en una señal digital y emite la señal digital. La sección de procesamiento de señales digitales alimenta una señal de desviación de fase detectada de vuelta en el circuito de extracción de reloj para así controlar la fase del reloj, y compensa la dispersión de luz dentro de una fibra y la fluctuación de fase durante la propagación en el espacio libre.

El documento US-B1-8995841 da a conocer un sistema y un método en el campo de 15 comunicaciones ópticas en espacio libre (FSOC) para superar las variaciones de señales ópticas espaciales inducidas por la atmósfera que funciona dentro de cada uno de dos terminales de FSOC que constituyen un enlace de FSOC bidireccional, proporcionando cada terminal el método de trayectoria de haz adaptativo rápido a lo largo de un campo de visión 20 mucho más amplio que el usado normalmente para técnicas ópticas adaptativas. Cada terminal usa una técnica de direccionamiento de haz adaptativa en tiempo real que mide de manera continua la potencia óptica y los gradientes de potencia óptica mediante los detectores ópticos de receptor; estos datos se envían a un sistema de control que responde automáticamente alineando de nuevo el sistema óptico en consecuencia maximizando la potencia de señal 25 óptica medida por el detector de recepción de potencia óptica.

El documento US-A-5093563 da a conocer un sistema de obtención de imágenes 30 ópticas que incluye una matriz de subtelescopios de apertura pequeña cada uno con detectores heterodinios. La matriz detecta la amplitud y la fase de ondas de luz que surgen de una escena que está observándose antes de combinarse para formar una imagen. Las funciones de combinación e interferencia de haces se realizan tras la detección mediante el uso de procesamiento de señales electrónicas. Se sintetiza resolución de apertura grande mediante detección electrónica y corrección de errores de fase sin compensar la fase óptica de componentes. Se logran procesamiento en paralelo y compensación de la turbulencia atmosférica.

35 Sin embargo, se necesitan receptores sencillos y más versátiles para lograr la reducción de desvanecimiento atmosférico en comunicaciones ópticas coherentes, y también incoherentes.

Bibliografía:

- [1] H. G. Sandalidis, T. A. Tsiftsis, y G. K. Karagiannidis, "Optical wireless communications with heterodyne detection over turbulence channels with pointing errors," J. Lightwave Technol. 27, 4440–4445 (2009).
- [2] A. Belmonte y J. M. Kahn, "Performance of synchronous optical receivers using atmospheric compensation techniques," Opt. Express 16, 14151-14162 (2008).
- [3] A. R. Weeks, J. Xing, R. Phillips, L. C. Andrews, C. M. Stickley, G. Sellar, J. S. Stryjewski, J. E. Harvey, "Experimental Verification and Theory for an Eight-Element Multiple-Aperture Equal-Gain Coherent Laser Receiver for Laser Communications," Appl. Optics 37, 4782-4788 (1998).
- [4] A. Belmonte and J. M. Kahn, "Sequential Optimization of Adaptive Arrays in Coherent Laser Communications," J. Lightw. Technol. 31, 1383-1387 (2013).
- [5] J. G. Proakis and M. Salehi, Digital Communications, (Mc Graw-Hill, 2007).
- [6] S. Qureshi, "Adaptive equalization," Proc. IEEE 73, 1349–1387 (1985).
- [7] G. D. Forney, "Maximum likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference," IEEE Trans. Inf. Theory 18, 363–378 (1972).
- [8] G. D. Forney, "The viterbi algorithm," Proc. IEEE 61, 268-278 (1973).

Descripción de la invención

Realizaciones de la presente invención proporcionan, según un primer aspecto, un método para filtrar efectos de desvanecimiento atmosférico en señales de comunicación ópticas en espacio libre, tales como señales de láser. El método propuesto comprende introducir una señal de datos en un transmisor proporcionando como resultado una señal óptica que va a transmitirse a través de un canal de comunicación atmosférico; recibir, mediante una pluralidad de receptores de apertura óptica, la señal óptica transmitida y añadir a cada señal óptica recibida por cada uno de la pluralidad de receptores de apertura óptica un retardo; combinar, mediante un combinador de fibra, las señales recibidas de cada uno de la pluralidad de receptores de apertura óptica proporcionando una señal óptica individual; adquirir, mediante un receptor óptico, la señal óptica individual proporcionada y digitalizar la señal óptica individual mediante un convertidor de analógico a digital; y procesar y ecualizar mediante un procesador de señales digitales la señal óptica digitalizada individual implementando un algoritmo de ecualización para recuperar dicha señal de datos introducida en el transmisor. Por tanto, con el método propuesto, el canal de comunicación atmosférico se compensa en el dominio digital.

Según la invención, las señales de comunicación ópticas en espacio libre pueden ser o bien coherentes o bien incoherentes. En el caso particular de que sean señales de comunicación ópticas coherentes, el combinador de fibra combina la pluralidad de señales ópticas retardadas con una frecuencia de unos medios electrónicos tales como un oscilador local, que está en conexión con el receptor óptico.

Según la invención, cada uno de la pluralidad de receptores de apertura óptica está ubicado en una línea de fibra óptica diferente, que están espacialmente separadas y

preferiblemente son líneas de fibra monomodo. Las líneas de fibra óptica diferentes pueden disponerse en una matriz (array) de fibra óptica. Además, el retardo incluido es diferente para cada una de las líneas ópticas diferentes.

5 Preferiblemente, cada una de las líneas ópticas diferentes de la matriz de fibra óptica tiene una longitud diferente. En este caso, según una realización, el retardo se añade modificando la longitud de cada una de las líneas ópticas diferentes de la matriz de fibra óptica.

El retardo puede añadirse alternativamente usando un dispositivo óptico que incluye una línea de retardo que crea una diferencia de tiempo entre cada una de las líneas ópticas diferentes.

10 El retardo se aumenta secuencialmente de una línea de fibra óptica a otra, en el que la primera línea de fibra óptica tiene preferiblemente el menor retardo y la última línea de fibra óptica tiene el mayor retardo, o viceversa.

Según una realización preferida, el aumento de retardo entre líneas de fibra óptica tiene una longitud de un periodo T de un símbolo de la señal óptica transmitida. Alternativamente, 15 según otra realización, el aumento de retardo entre líneas de fibra óptica tiene una longitud de la mitad de un periodo T de un símbolo de la señal óptica transmitida. También pueden ser posibles otros retardos sin apartarse del alcance de protección de la presente invención.

Realizaciones de la presente invención proporcionan, según otro aspecto, un sistema para filtrar efectos de desvanecimiento atmosférico en señales de comunicación ópticas en espacio libre coherentes o incoherentes. El sistema está configurado para implementar el método del primer aspecto. 20

La presente invención proporciona un nuevo esquema de diversidad de recepción que convierte la diversidad espacial en señales retardadas y usa filtros digitales adaptativos para obtener ganancia de diversidad frente al desvanecimiento. El esquema de diversidad propuesto 25 permite la compensación de fase y amplitud del campo óptico complejo y hace que las comunicaciones ópticas coherentes o incoherentes sean fiables en la mayoría de las condiciones de propagación prácticas.

Además, el esquema de diversidad propuesto es extremadamente sencillo y resuelve el problema de adaptación en el dominio digital. Además, proporciona una velocidad de adaptación más rápida para el canal de comunicación atmosférico, hasta cientos de kilohercios, 30 estimando y aplicando las señales de control en el dominio digital.

Breve descripción de los dibujos

Las ventajas y características anteriores y otras se entenderán más completamente a partir de la siguiente descripción detallada de realizaciones, con referencia a las figuras 35 adjuntas, que deben considerarse de una manera ilustrativa y no limitativa, en las que:

La Fig. 1 ilustra un sistema para filtrar efectos de desvanecimiento atmosférico en señales de comunicación ópticas coherentes según una realización de la invención, en particular en comunicaciones por láser coherente. En la Fig. 1(a), en comunicaciones por láser

en espacio libre, se usan receptores de diversidad coherentes implementados usando una pluralidad de L receptores de apertura óptica para mitigar el desvanecimiento atmosférico. En la Fig. 1(b), el sistema propuesto convierte la diversidad espacial en señales retardadas y superpone en el alcance de un símbolo T el equivalente a L periodos de coherencia atmosféricos. En la Fig. 1(c), el solapamiento en el receptor de múltiples copias retardadas de la señal transmitida crea interferencia entre símbolos (ISI) y una distorsión de múltiples trayectorias artificial. Tras el receptor, que recupera la fase y amplitud de la señal compleja, se usa un convertidor de analógico a digital A/D junto con manipulación de procesamiento de señales digitales (DSP) (ecualizador digital).

La Fig. 2 ilustra la tasa de error de símbolo (SER) para la modulación BPSK como función del número de fotones de señal (SNR) por símbolo \square recopilado en la matriz. (a) Las mediciones de SER comparan el rendimiento de ecualizadores LE, DFE y MLSE con una matriz óptica de 13 elementos. Para comparación, se facilita el resultado correspondiente para la diversidad de receptores de 13 aperturas con combinación de relación máxima (MRC). (b) Se muestra el rendimiento de SER para diferentes números de receptores de apertura L en la matriz cuando se considera un ecualizador MLSE. En ambos gráficos, se muestran las curvas correspondientes sin diversidad (apertura individual) y sin desvanecimiento (límite de AWGN) para referencia.

20 Descripción detallada de la invención

La Fig. 1, que se ha dividido en tres partes (a, b, c) para mejorar la legibilidad, ilustra una realización de la presente invención para comunicaciones por láser en espacio libre coherente. Para el sistema de receptores coherentes en la Fig. 1(a), la señal óptica atmosférica recibida por los diferentes receptores de apertura AP1, AP2...APL (véase la Fig. 1(b)) muestra desvanecimiento de campo, es decir fluctuaciones aleatorias tanto de la envolvente como de la fase a lo largo del tiempo. Tras la conversión descendente de las señales ópticas, el desvanecimiento provocará interferencia destructiva en el combinador y reducirá la intensidad de signo total.

El desvanecimiento en la pluralidad L de receptores de apertura AP1, AP2...APL puede agregarse en un vector columna de canal complejo $\alpha = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_L)^T \in \mathbb{C}^L$, donde el superíndice T indica la transposición. Una entrada general del vector de desvanecimiento atmosférico se indica mediante $\alpha_l = |\alpha_l| \exp(j\phi_l)$, donde $|\alpha_l|$ representa la envolvente con desvanecimiento y ϕ_l la fase aleatoria correspondiente de la señal óptica a la apertura $l \in \{1, 2, \dots, L\}$. Para un receptor coherente limitado por ruido de impacto, la relación señal-ruido (SNR) compuesta por símbolo $\gamma = \gamma_0 \alpha^2$ puede tomarse como el número de fotones de señal recibidos en la apertura múltiple de receptor γ_0 multiplicado por una eficacia de mezclado heterodino $\alpha^2 = |\sum_l \alpha_l|^2$.

Cuando se considera un combinador lineal junto con la matriz, la señal recibida es el resultado de añadir juntas las señales ajustadas a escala y con desplazamiento de fase recibidas de los diversos receptores de apertura AP1, AP2...APL:

$$r(t) = \sum_{l=1}^L w_l \alpha_l s(t) + n_l(t) \quad (1)$$

donde $n_l(t)$ es ruido de detector gaussiano blanco. Se supone que la fuente de ruido dominante es el ruido de impacto del láser del oscilador local, que puede modelarse con precisión como ruido gaussiano blanco aditivo que es estadísticamente independiente del desvanecimiento atmosférico. La forma de onda de señal de transmisión $s(t) = \sum_n d(n) p(t - nT)$ para la secuencia de símbolos de datos $d(n)$, $n \in \{1, 2, \dots, N\}$ de longitud N es la suma de pulsos con forma $p(t)$ transmitidos por intervalo de símbolo $T = 1/B$, cuando B es el ancho de banda espectral de señal. En este caso, se considera un combinador lineal adaptativo $\mathbf{w} = (w_1, w_2, \dots, w_L)^T \in \mathbb{C}^L$ para compensar los efectos de desvanecimiento y hacer coincidir la matriz coherente con el campo de entrada óptico [4]. El peso complejo w_l del combinador lineal aplicado a la l -ésima salida de subapertura puede caracterizarse en gran medida como $w_l = |w_l| \exp(j\theta_l)$ donde $|w_l|$ y θ_l son los controles de amplitud y de fase, respectivamente, proporcionados por el combinador lineal. Se reconoce [4] que, si se conoce información de desvanecimiento atmosférica instantánea α para todos los receptores de apertura AP1, AP2...APL en la ec. (1), una matriz de conjugación de campo que combina $\mathbf{w} = 1/\alpha^*$ hace posible una combinación perfecta y produce un mezclado perfecto de las señales de la matriz. Ahora, el SNR compuesto resultante del detector de envolvente para un combinador de relación máxima de L elementos es la suma de los elementos SNR, es decir, $\gamma = \gamma_0 \sum_l |\alpha_l|^2$ y una fracción igual a $|\alpha_l|^2$ de los fotones recibidos incidentes γ_0 por símbolo se acoplan en el l -ésimo receptor de apertura.

Merece la pena mencionar que la interferencia entre símbolos entre dos transmisiones de símbolos es despreciable en canales ópticos en espacio libre debido a los efectos de múltiples trayectorias extremadamente pequeños en la atmósfera. Además, dado que las tasas de señales ópticas $1/T$ aumentan hasta varios GHz, los canales de comunicación atmosféricos se describen mejor como canales de desvanecimiento lento, en los que el canal atmosférico permanece constante a lo largo de un tiempo de coherencia τ mayor que la duración de transmisión del símbolo T . Generalmente la tasa $1/\tau$ a la que fluctúa la turbulencia atmosférica no es mayor de 1 kHz. En este régimen de interferencia despreciable entre símbolos y desvanecimiento lento, el canal atmosférico es plano, es decir que afecta a todas las frecuencias en el ancho de banda espectral de señal $B = 1/T$ por igual.

La Fig. 1 resume las características principales del sistema propuesto para comunicaciones ópticas coherentes en espacio libre. En este caso, el solapamiento en el receptor RX de múltiples copias retardadas de la señal óptica transmitida (por el transmisor TX en la Fig. 1(a)) crea una distorsión de múltiples trayectorias artificial: El sistema convierte la diversidad espacial en señales retardadas y superpone, preferiblemente en el alcance de un

símbolo T , el equivalente a L periodos de coherencia atmosféricos τ . La superposición constructiva y destructiva de símbolos que llegan da como resultado interferencia entre símbolos y produce desvanecimiento selectivo para la frecuencia, es decir que afecta más a algunas frecuencias a lo largo del ancho de banda espectral de señal B que a otras.

5 El sistema considera una pluralidad L de receptores de apertura óptica AP1, AP2...APL, que pueden disponerse en una matriz (array) de fibra, alimentando cada receptor de apertura óptica AP1, AP2...APL una línea de fibra monomodo L1, L2...LN (preferiblemente de longitudes diferentes), y en el que los campos de cada receptor de apertura óptica AP1, AP2...APL se retardan apropiadamente, por ejemplo controlando la longitud de cada línea de fibra óptica L1, L2...LN, y se añaden en un combinador de potencia de fibra CMB (Fig. 1(b)). Entonces la salida está disponible en una fibra individual y se superpone con un campo de oscilador local (LO) en un acoplador direccional. El receptor RX usa detección equilibrada y un muestreador digital, conectado directamente al elemento de puerto de salida del detector, de modo que puede medirse de manera coherente la señal eléctrica sometida a conversión descendente instantánea (Fig. 1(c)). Aunque pueden usarse otros dispositivos para retardar con separación de símbolos las señales ópticas en el sistema propuesto, las fibras ópticas son líneas de retardo atractivas debido a su flexibilidad y bajas pérdidas de propagación, especialmente para altas tasas de datos que requieren un ancho de bandas $B = 1/T$ de hasta varios GHz. Cada línea de fibra óptica sucesiva L1, L2...LN necesita tener una longitud adicional vT con respecto a la anterior, siendo v la velocidad de grupo de la luz en la fibra. Para una longitud de onda de trabajo de 1550 nm, donde v es aproximadamente $2/3$ de la velocidad de la luz en el vacío, y a lo largo del intervalo de tiempo de 0,1 ns de un símbolo a tasas de datos de 10 GB, la longitud adicional relativa es de tan sólo 2 cm.

En la presente invención, no se considera ningún combinador lineal adaptativo w y la señal recibida $r(t)$ se genera a partir de la superposición de retardo con separación de símbolos T y la interferencia de las señales recibidas a partir de la pluralidad L receptores de apertura AP1, AP2...APL:

$$r(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l s(t - lT) + n(t) \quad 2)$$

Se conoce bien que la ecualización de canal es necesaria en el receptor RX para mitigar el efecto de la interferencia entre símbolos [5] de modo que, si el canal es selectivo para la frecuencia en el ancho de banda espectral de señal B , el ecualizador potencia las componentes de frecuencia con pequeñas amplitudes y atenúa aquellas con mayores amplitudes. El objetivo que la combinación de canal, interferencia de símbolos y filtro de ecualizador digital proporcione una respuesta de frecuencia recibida plana y una fase lineal en el ancho de banda espectral de señal B .

El procedimiento de ecualizar para mitigar los efectos de la interferencia implica usar métodos digitales para recopilar la energía de símbolo dispersada $s(t - lT)$ en la ec. (2) de vuelta a su intervalo de tiempo original $s(t)$ de modo que no complique la detección de otros

símbolos. Simultáneamente, un ecualizador digital también proporciona diversidad sintetizando un filtro inverso del canal atmosférico $1/\alpha^*$ y aplicándolo a las diferentes componentes de la señal dispersada recopilada. En conjunto, el ecualizador parece actuar en el dominio temporal como lo hace el combinador de relación máxima perfecto en el dominio espacial proporcionando digitalmente al receptor RX energía de símbolo que de lo contrario se perdería por la interferencia.

Hay beneficios de usar un receptor coherente RX cuando se usa procesamiento de señales digitales adicional (mediante el procesador de señales digitales DSP de la Fig. 1(c)) para la compensación de la interferencia. Mientras que la señal recibida tras la detección directa (ley del cuadrado) es proporcional a la potencia óptica recibida, en un receptor coherente RX la señal eléctrica recibida es proporcional al campo óptico. Como resultado, dado que las distorsiones de señales atmosféricas pueden expresarse como funciones de transferencia lineales que actúan sobre la amplitud compleja de la señal óptica, en principio pueden compensarse ecualizando linealmente la amplitud compleja detectada coherente con técnicas digitales.

Un medio sencillo de implementar tal procesamiento de señales digitales en el sistema propuesto, implementado con un filtro lineal, es el uso de un ecualizador lineal adaptativo con separación de símbolos (LE) [6], en el que la detección de la secuencia de datos $d(n)$ puede obtenerse muestreando la señal de salida a intervalos sincronizados con los símbolos, es decir,

$$y[n] = y(nT) = \sum_{l=1}^L c_l r(nT - lT) \quad (3)$$

En este caso, se usa un conjunto de coeficientes de ponderación $\mathbf{c} = (c_1, c_2, \dots, c_L)^T \in \mathbb{C}^L$, que describen las tomas de un filtro de respuesta de impulso finito lineal (FIR), para compensar la interferencia entre símbolos y efectos de desvanecimiento atmosférico en la señal recibida $r(t)$. El número de tomas de FIR en la ec. (3) es igual al número de L receptores de apertura AP1, AP2...APL y la l -ésima toma implementa un retardo temporal lT . Una extensión natural del LE es el ecualizador de retroalimentación de decisión (DFE), un filtro que depende de la idea de que, una vez que se ha determinado el valor del símbolo transmitido actual, la contribución a la interferencia entre símbolos de ese símbolo en símbolos recibidos futuros puede eliminarse con exactitud. DFE consiste en un LE con un filtro adicional para procesar decisiones de símbolos pasados $d(n)$ con el fin de cancelar cualquier interferencia entre símbolos restante.

Entre todas las técnicas de ecualización digitales, la estimación de secuencia de probabilidad máxima (MLSE) invoca el receptor óptimo en cuanto a minimizar la tasa de error de la secuencia de datos [7]. Dado un conjunto de N observaciones $\mathbf{y}[n]$, la función de probabilidad $\mathcal{L}(d[n] | \mathbf{y}[n])$ se maximiza por la secuencia de datos transmitida más probable $d[n]$. El algoritmo de Viterbi [8] puede usarse para resolver de manera recursiva para determinar la secuencia transmitida óptima $d[n]$ consistente con las observaciones $\mathbf{y}[n]$ minimizando la función de coste $f = \sum_n |r[n] - \sum_l c_l d[n-l] p[l-n]|^2$, siendo $p(t)$ la forma de

pulso transmitido en cada intervalo de símbolo. Como todas las demás técnicas de ecualización, MLSE funciona bien porque los coeficientes c_i se determinan a partir de patrones de entrenamiento afectados por las alteraciones atmosféricas. Los coeficientes $\mathbf{c} = (c_1, c_2, \dots, c_L)^T$ del ecualizador pueden adaptarse a las características de canal atmosférico variables en el tiempo usando una variedad de métodos tales como el algoritmo de los mínimos cuadrados (LMS).

Según una realización, la presente invención considera el rendimiento de la modulación por desplazamiento de fase binaria (BPSK) usando detección coherente en presencia de desvanecimiento atmosférico y ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN), de manera no limitativa ya que también puede usarse cualquier modulación compleja tal como desplazamiento de fase (M-PSK) en el que se usa un número finito M de fases para modular la señal, desplazamiento de frecuencia (M-FSK), desplazamiento de amplitud (M-ASK), o modulación de amplitud en cuadratura (M-QAM), entre otras. Se ilustra el rendimiento ofrecido por el sistema propuesto cuando se implementan los tres tipos principales de ecualizadores actuales (es decir, LE, DFE, y MLSEE) en el receptor digital RX y se enfrentan a las condiciones de canal atmosférico típicas. También se ha realizado un análisis de simulación numérico y se ha realizado un conjunto de experimentos con señales de red construidas de manera sintética. Se consideran receptores de L aperturas AP1, AP2...APL y se supone que cada receptor de apertura acopla la señal óptica recibida (luz) en una fibra monomodo L1, L2...LN.

La Fig. 2 considera la tasa de error de símbolo (SER) como una función del número total de fotones de señal γ_0 recopilados en cada línea de fibra óptica L1, L2...LN cuando se usan técnicas de ecualización digitales. En ambos gráficos, se muestran las curvas correspondientes sin diversidad (apertura individual) y sin desvanecimiento (límite de AWGN) para referencia.

La Fig. 2(a) compara el rendimiento de los tres ecualizadores diferentes descritos anteriormente (de manera no limitativa ya que también pueden usarse otros ecualizadores) cuando se usan junto con una matriz de 13 elementos (13 receptores de apertura AP). Resulta evidente a partir de los gráficos que el filtro LE no funciona bien y, en el mejor de los casos, sólo puede ofrecer una simple ganancia de diversidad de 3 dB frente al fuerte desvanecimiento atmosférico considerado en este caso. Tal como se esperaba, el filtro DFE funciona mucho mejor y alcanza una ganancia de diversidad superior a 10 dB a una tasa de error de símbolo de 10^{-3} . Finalmente, el ecualizador MLSE más complejo muestra un rendimiento casi óptimo. Se han considerado secuencias de datos con una longitud $N = 2048$ símbolos. Para comparación, se facilitan los resultados correspondientes para un receptor de una matriz de conjugación de campo de 13 ramificaciones. Muestra cómo sistemas de receptores de múltiples aperturas con señales recibidas con retardo óptico y ecualización de MLSE proporcionan una ganancia de diversidad dentro de una fracción de dB de aquella con redes de conjugación de campo de recepción complejas. En las fuertes condiciones atmosféricas consideradas en estos gráficos, un receptor de de 13 elementos de tamaño moderado, que se gestiona fácilmente mediante el

filtro MLSE, produce una gran ganancia de diversidad de 14 dB a una SER de 10^{-3} . Se indica que el filtro de MLSE requiere un algoritmo de Viterbi y la complejidad aumenta exponencialmente con el número de símbolos de interferencia y tomas L . Para una modulación BPSK, en la que el tamaño de la letra de símbolo es de 2, el algoritmo Viterbi calcula 2^{L+1} métricas para cada nuevo símbolo recibido. Como consecuencia, el uso práctico del ecualizador de MLSE está limitado a una matriz de receptores con un número no excesivo de aperturas L . Por otro lado, DFE tiene una complejidad computacional que crece de manera lineal con el número de tomas L y puede resultar más conveniente cuando se necesitan matrices de aperturas grandes.

En la Fig. 2(b), se considera un ecualizador de MLSE para diferentes números de receptores de apertura óptica AP. Puede observarse que requiere una SNR de aproximadamente 7 dB (5 fotones) por símbolo para mantener una SER de 10^{-3} en AWGN, mientras que requiere una SNR de más de 22 dB (158 fotones) por símbolo para mantener la misma tasa de error en el desvanecimiento atmosférico (apertura individual). Se facilitan tasas de error de símbolo simuladas para sistemas con 3, 7 y 13 receptores de apertura. Para la ecualización de las señales retardadas recopiladas mediante tan sólo tres receptores de apertura, el sistema requiere una SNR de 12 dB para mantener la SER de 10^{-3} . Esto representa una penalización de desvanecimiento de SNR de 5 dB con respecto al límite de AWGN. Para receptores de 7 aperturas y 13 aperturas, la penalización de SNR se reduce a 3 dB y 1 dB, respectivamente.

Aunque en las explicaciones anteriores se ha considerado que el aumento de retardo entre líneas de fibra óptica L1, L2...LN tiene una longitud de un periodo T , también pueden aplicarse otros retardos por cada receptor de apertura óptica AP. Por ejemplo, el aumento de retardo de una línea de fibra óptica a otra puede tener una longitud de la mitad de un periodo T , entre otros.

Además, la presente invención también puede usarse para filtrar efectos de desvanecimiento atmosférico en comunicaciones ópticas incoherentes en espacio libre. En este caso particular, y de manera diferente de lo que se ilustra en la Fig. 1, no se usan medios electrónicos tales como el osciloscopio local LO, estando la salida del combinador de fibra CMB directamente conectada a la entrada del receptor óptico RX, en este caso un receptor óptico incoherente.

Además, aunque en la realización de la Fig. 1 el convertidor analógico y digital A/D y el procesador de señales digitales DSP son unidades independientes del receptor óptico RX, en realizaciones alternativas de la invención, en este caso no ilustradas, el propio receptor óptico RX puede incluir un circuito integrado, tal como una red de compuerta programable en el campo (FPGA), que implementa un convertidor analógico y digital A/D y un procesador de señales digitales DSP.

Con referencia ahora a la Fig. 3, en ella se muestra una realización de un método para filtrar efectos de desvanecimiento atmosférico en señales de comunicación ópticas en espacio

libre, o bien coherentes o bien incoherentes. Según el método propuesto, en la etapa 301, una pluralidad de receptores de apertura óptica AP1, AP2...APL reciben una señal óptica transmitida por un transmisor TX a través de un canal de comunicación atmosférico. Cada receptor de apertura óptica AP1, AP2...APL está ubicado en una línea óptica L1, L2...LN, espacialmente separadas. Después, en la etapa 302, cada receptor de apertura óptica AP1, AP2...APL añade un retardo a su señal óptica recibida. A continuación, en la etapa 303, un combinador de fibra CMB combina las señales recibidas de cada receptor de apertura óptica AP1, AP2...APL (señales retardadas) para dar una señal óptica individual. A continuación, un receptor óptico RX adquiere la señal óptica individual y la digitaliza (etapa 305) mediante un convertidor de analógico a digital. Finalmente, en la etapa 306, la señal digitalizada se procesa y se ecualiza mediante un procesador de señales digitales que implementa algoritmos de ecualización.

En el método propuesto, puede usarse un dispositivo óptico (no ilustrado) tal como una línea de retardo en conexión con cada uno de los receptores de apertura óptica AP1, AP2...APL para añadir el retardo. Alternativamente, el retardo puede incluirse modificando la longitud de cada una de las líneas ópticas diferentes L1, L2...LN.

Se considera que la descripción anterior es únicamente la de realizaciones preferidas. A los expertos en la técnica y a aquellos que realicen o usen la invención se les ocurrirán modificaciones de la invención. Por tanto, se entiende que las realizaciones mostradas en los dibujos y descritas anteriormente son meramente con fines ilustrativos y no se pretende que limiten el alcance de la invención, que se define por las siguientes reivindicaciones.

REIVINDICACIONES

1. Un método para filtrar efectos de desvanecimiento atmosférico en señales de comunicación ópticas en espacio libre, comprendiendo el método:
 - introducir una señal de datos en un transmisor (TX) proporcionando una señal óptica que va a transmitirse a través de un canal de comunicación atmosférico;
 - recibir, mediante una pluralidad de receptores de apertura óptica (AP1, AP2...APL), la señal óptica transmitida y añadir a cada señal óptica recibida por cada uno de dicha pluralidad de receptores de apertura óptica (AP1, AP2...APL) un retardo proporcionando una pluralidad de señales ópticas retardadas,
 - en donde cada uno de dicha pluralidad de receptores de apertura óptica (AP1, AP2...APL) está ubicado en una línea de fibra óptica diferente (L1, L2...LN), separadas espacialmente, y en el que dicho retardo es diferente para cada una de dichas líneas ópticas diferentes (L1, L2...LN);
 - combinar, mediante un combinador de fibra (CMB), la pluralidad de señales ópticas retardadas proporcionando una señal óptica individual;
 - adquirir, mediante un receptor óptico (RX), la señal óptica individual y digitalizar la señal óptica individual mediante un convertidor de analógico a digital proporcionando una señal óptica digitalizada; y
 - procesar y ecualizar mediante un procesador de señales digitales la señal óptica digitalizada implementando un algoritmo de ecualización para recuperar dicha señal de datos introducida en dicho transmisor (TX).
2. Método según la reivindicación 1, en el que las señales de comunicación ópticas en espacio libre son señales de comunicación ópticas coherentes, y en el que la pluralidad de señales ópticas retardadas se combinan mediante el combinador de fibra (CMB) con una frecuencia de unos medios electrónicos, incluyendo un oscilador local (LO), en conexión con el receptor óptico (RX).
3. Método según la reivindicación 1, en el que las señales de comunicación ópticas en espacio libre son señales de comunicación ópticas incoherentes.
3. Método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que cada una de dichas líneas ópticas diferentes (L1, L2...LN) de la matriz de fibra óptica tiene una longitud diferente.
4. Método según la reivindicación 3, en el que dicho retardo se añade modificando la longitud de cada una de las líneas ópticas diferentes (L1, L2...LN).
5. Método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores 1 a 3, en el que dicho retardo se añade usando un dispositivo óptico que incluye una línea de retardo que crea una diferencia de tiempo entre cada una de las líneas ópticas diferentes (L1, L2...LN).
6. Método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que dicho retardo se aumenta secuencialmente de una línea de fibra óptica a otra, teniendo la primera línea

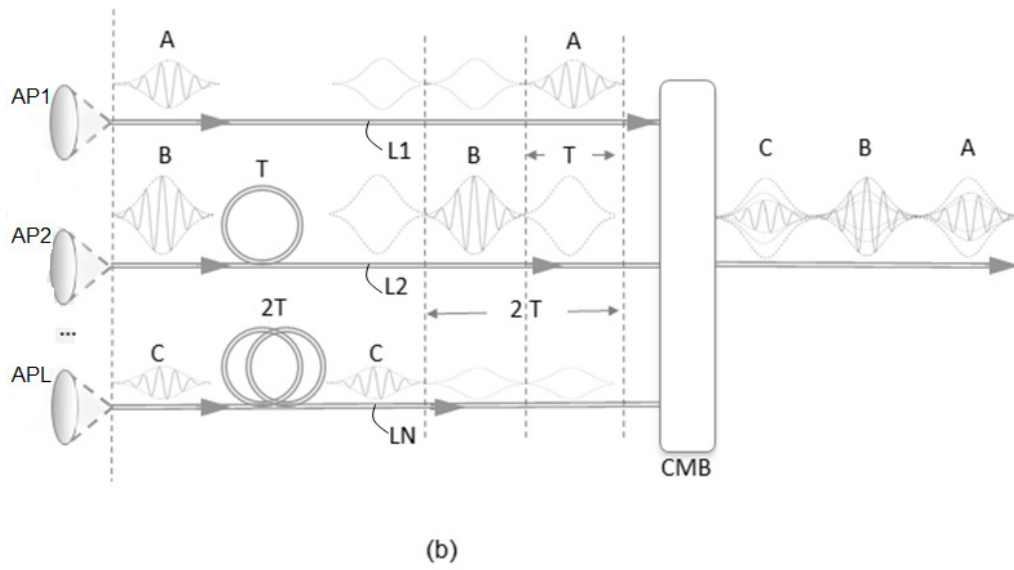
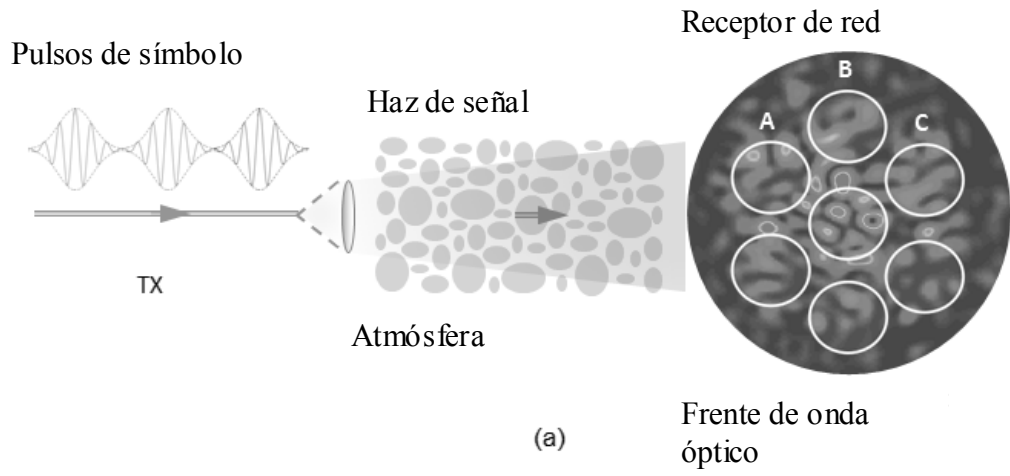
de fibra óptica (L1) el menor retardo y teniendo la última línea de fibra óptica (LN) el mayor retardo.

7. Método según la reivindicación 6, en el que dicho aumento de retardo entre líneas de fibra óptica tiene una longitud de un periodo T de un símbolo de la señal óptica transmitida.
8. Método según la reivindicación 6, en el que dicho aumento de retardo entre líneas de fibra óptica tiene una longitud de la mitad de un periodo T de un símbolo de la señal óptica transmitida.
9. Método según las reivindicaciones anteriores, en el que las líneas de fibra óptica diferentes (L1, L2...LN) son fibras monomodo.
10. Sistema para filtrar efectos de desvanecimiento atmosférico en señales de comunicación ópticas en espacio libre, que comprende:
 - un transmisor (TX) en el que se introduce una señal de datos y configurado para proporcionar una señal óptica que va a transmitirse a través de un canal de comunicación atmosférico;
 - líneas de fibra óptica diferentes (L1, L2...LN), espacialmente separadas, incluyendo cada una un receptor de apertura óptica (AP) configurado para recibir la señal óptica transmitida y para añadir un retardo a su señal óptica recibida, siendo dicho retardo diferente para cada una de dichas líneas ópticas diferentes (L1, L2...LN);
 - un combinador de fibra (CMB) en conexión con cada línea de fibra óptica (L1, L2...LN) y configurado para combinar las señales recibidas de cada uno de la pluralidad de receptores de apertura óptica (AP1, AP2...APL) para proporcionar una señal óptica individual; y
 - un receptor óptico (RX) configurado para adquirir dicha señal óptica individual, digitalizándose dicha señal óptica individual mediante un convertidor de analógico a digital (A/D) y procesándose y ecualizándose mediante un procesador de señales digitales que implementa un algoritmo de ecualización para recuperar dicha señal de datos introducida en dicho transmisor (TX).
11. Sistema según la reivindicación 10, en el que las señales de comunicación ópticas en espacio libre son señales de comunicación ópticas coherentes, y el sistema comprende además medios electrónicos, incluyendo un oscilador local (LO), en conexión con el receptor óptico (RX).
12. Sistema según la reivindicación 10, en el que las señales de comunicación ópticas en espacio libre son señales de comunicación ópticas incoherentes.
13. Sistema según la reivindicación 10, en el que cada una de las líneas ópticas diferentes (L1, L2...LN) tiene una longitud diferente.
14. Sistema según cualquiera de las reivindicaciones 10 a 13, que comprende además un dispositivo óptico, que incluye una línea de retardo, en conexión con cada uno de los

receptores de apertura óptica (AP1, AP2...APL) y configurado para incluir una diferencia de tiempo entre cada una de las líneas ópticas diferentes (L1, L2...LN).

15. Sistema según cualquiera de las reivindicaciones anteriores 10 a 14, en el que las líneas de fibra óptica diferentes (L1, L2...LN) son fibras monomodo.

5



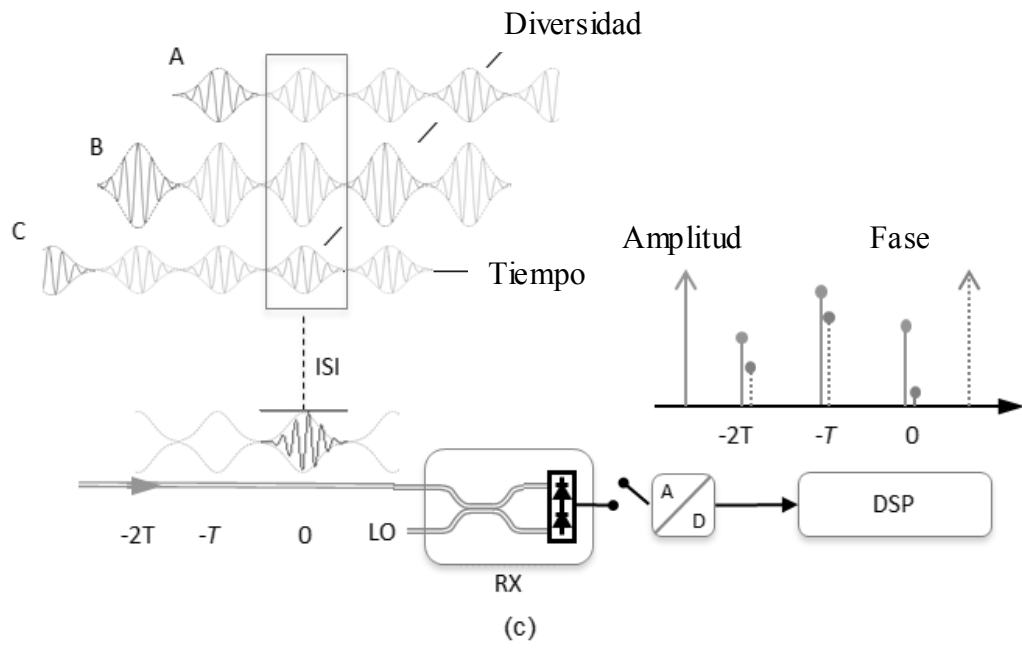


Fig. 1

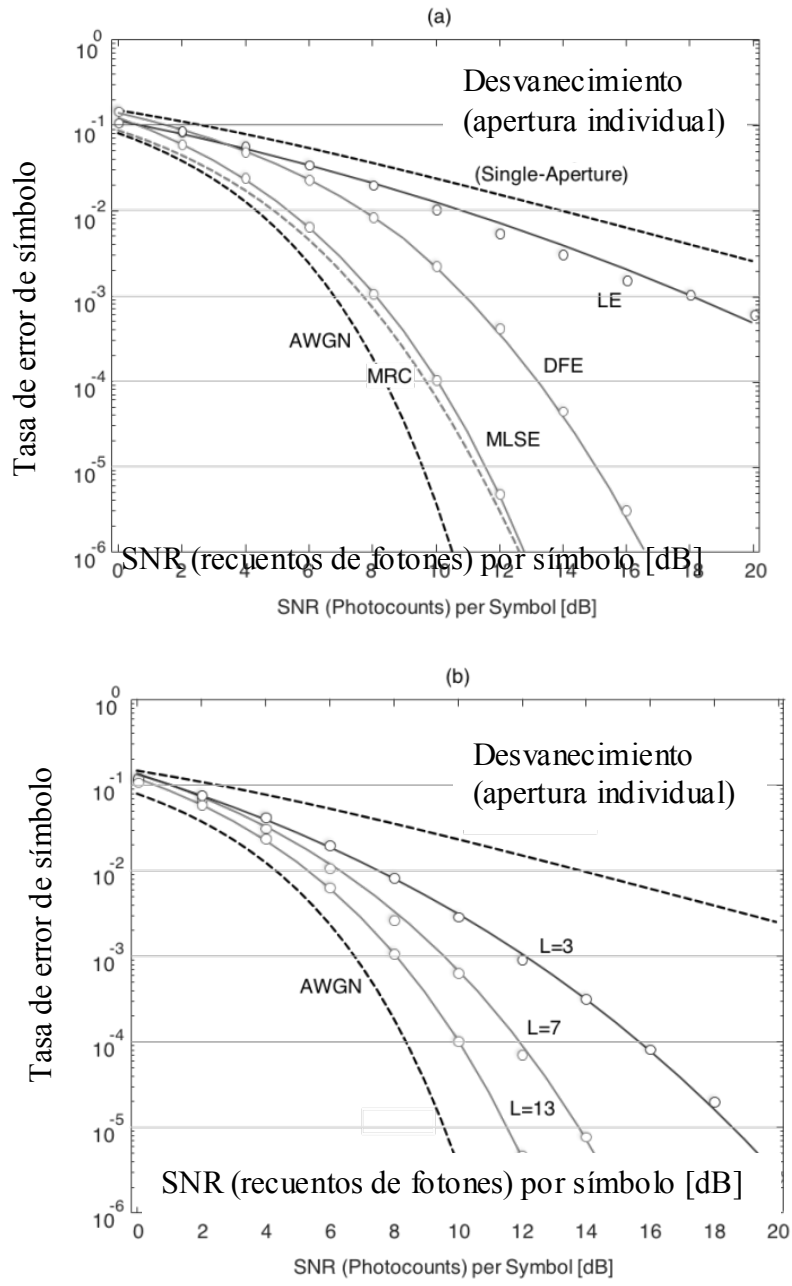


Fig. 2

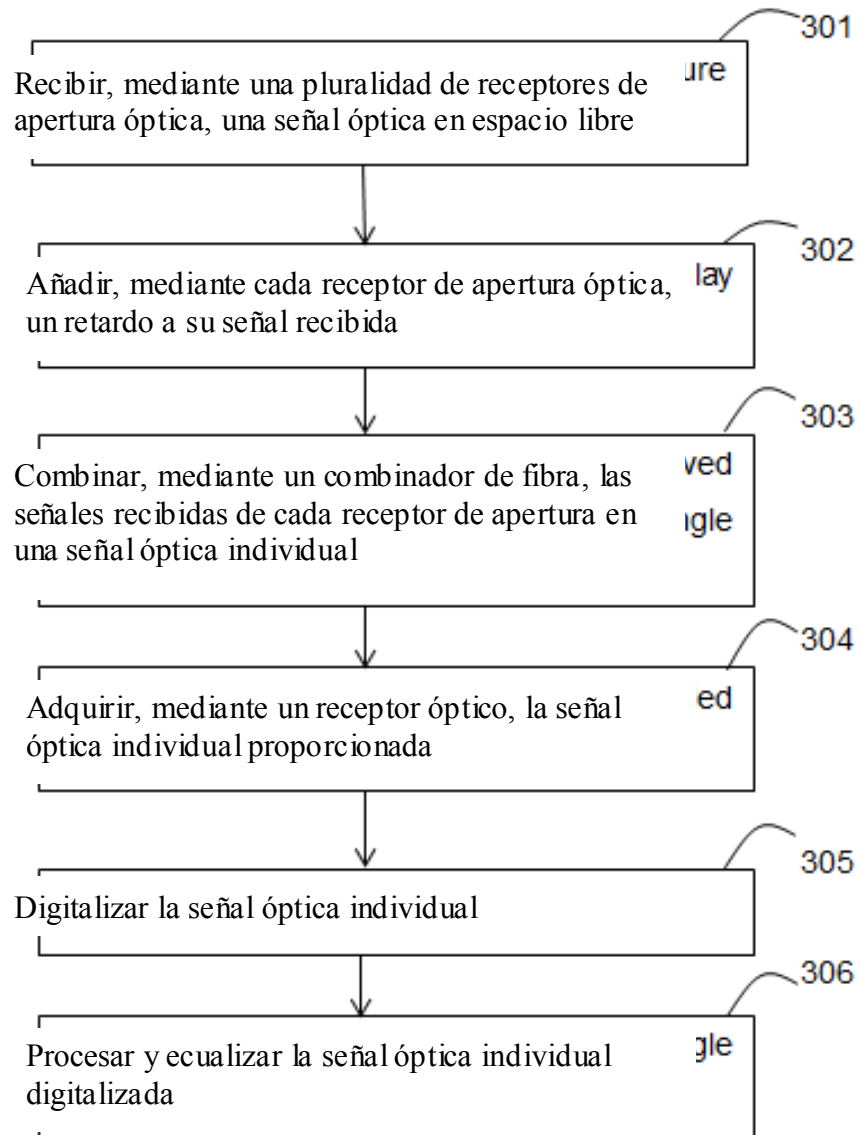


Fig. 3



- ②¹ N.º solicitud: 201631479
 ②² Fecha de presentación de la solicitud: 18.11.2016
 ③² Fecha de prioridad: **07-09-2016**

INFORME SOBRE EL ESTADO DE LA TÉCNICA

⑤¹ Int. Cl.: **H04B10/11** (2013.01)

DOCUMENTOS RELEVANTES

| Categoría | ⑤ ⁶ Documentos citados | Reivindicaciones afectadas |
|-----------|---|----------------------------|
| X | Belmonte A.; Kahn J.. "Sequential Optimization of Adaptive Arrays in Coherent Laser Communications". Journal of Lightwavw Technology, 2013 IEEE Service Center, New York, NY, US 01/05/2013 VOL:31 nº: 9 Paginas: 1833 - 1387 XP011496825 ISSN 0733-8724 | 1-15 |
| A | Belmonte A.; Kahn J. "Field conjugation adaptive arrays in free-space coherent laser communications links" .Journal of Optical Communications and Networking, 2011 Institute of Electrical and Electronics Engineers, 20111101 US 01/11/2011 VOL:3 nº: 11 Paginas: 830 - 838 XP011389357 ISSN 1943-0620 | 1-15 |

Categoría de los documentos citados

X: de particular relevancia
 Y: de particular relevancia combinado con otro/s de la misma categoría
 A: refleja el estado de la técnica

O: referido a divulgación no escrita
 P: publicado entre la fecha de prioridad y la de presentación de la solicitud
 E: documento anterior, pero publicado después de la fecha de presentación de la solicitud

El presente informe ha sido realizado

para todas las reivindicaciones

para las reivindicaciones nº:

Fecha de realización del informe
02.02.2017

Examinador
J. Botella Maldonado

Página
1/4

Documentación mínima buscada (sistema de clasificación seguido de los símbolos de clasificación)

H04B

Bases de datos electrónicas consultadas durante la búsqueda (nombre de la base de datos y, si es posible, términos de búsqueda utilizados)

INVENES, EPODOC, NPL, XPESP, XPI3E, XPAIP, INSPEC.

Fecha de Realización de la Opinión Escrita: 02.02.2017

Declaración

| | | |
|---|-----------------------|-----------|
| Novedad (Art. 6.1 LP 11/1986) | Reivindicaciones | SI |
| | Reivindicaciones 1-15 | NO |
| Actividad inventiva (Art. 8.1 LP11/1986) | Reivindicaciones | SI |
| | Reivindicaciones 1-15 | NO |

Se considera que la solicitud cumple con el requisito de aplicación industrial. Este requisito fue evaluado durante la fase de examen formal y técnico de la solicitud (Artículo 31.2 Ley 11/1986).

Base de la Opinión.-

La presente opinión se ha realizado sobre la base de la solicitud de patente tal y como se publica.

1. Documentos considerados.-

A continuación se relacionan los documentos pertenecientes al estado de la técnica tomados en consideración para la realización de esta opinión.

| Documento | Número Publicación o Identificación | Fecha Publicación |
|-----------|---|-------------------|
| D01 | Belmonte A.; Kahn J. "Sequential Optimization of Adaptive Arrays in Coherent Laser Communications". Journal of Lightwavw Technology, 2013 IEEE Service Center, New York, NY, US 01/05/ 2013 VOL:31 nº: 9 Paginas: 1833 - 1387 XP011496825 ISSN 0733-8724 | |
| D02 | Belmonte A.; Kahn J. "Field conjugation adaptive arrays in free-space coherent laser communications links" .Journal of Optical Communications and Networking, 2011 Institute of Electrical and Electronics Engineers, 20111101 US 01/11/2011 VOL:3 nº: 11 Paginas: 830 - 838 XP011389357 ISSN 1943-0620 | |

2. Declaración motivada según los artículos 29.6 y 29.7 del Reglamento de ejecución de la Ley 11/1986, de 20 de marzo, de Patentes sobre la novedad y la actividad inventiva; citas y explicaciones en apoyo de esta declaración

En los documentos D01 y D02 se considera un array de fibras coherente consistente en un empaquetado denso de múltiples subaperturas cada una de ellas conectada a una fibra óptica monomodo de manera que se mejora el rendimiento en enlaces coherentes atmosféricos.

En el documento D01 presenta un esquema adaptativo para sistemas coherentes en comunicaciones ópticas a través de la atmósfera que no necesita secuencias de entrenamiento. Desarrolla un método basado en una técnica de optimización interactiva para la adaptación de los parámetros de desvanecimiento de la señal. Se considera un receptor de múltiples subaperturas alimentando respectivas fibras monomodo en las que se aplica un determinado desfase y se suman en un combinador óptico. La señal se detecta coherentemente y se muestrea.

En el documento D02 en lugar de utilizar un único receptor de apertura monolítica coherente con área individual de recepción, en cada subapertura la señal se detecta coherentemente y las señales de salida se combinan electrónicamente con desfases escalonados mejorándose la estadística de detección.

Consideramos que el objeto de la invención recogido en las reivindicaciones de la 1ª a la 15ª deriva directamente y sin ningún equívoco del documento D01.

Por lo tanto las reivindicaciones del a1ª a la 15ª a la vista del estado de la técnica conocido no poseen novedad ni actividad inventiva.