

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 639 054**

21 Número de solicitud: 201600324

51 Int. Cl.:

H04J 11/00

(2006.01)

12

PATENTE DE INVENCION CON EXAMEN

B2

22 Fecha de presentación:

25.04.2016

43 Fecha de publicación de la solicitud:

25.10.2017

Fecha de concesión:

13.02.2018

45 Fecha de publicación de la concesión:

20.02.2018

73 Titular/es:

**UNIVERSIDAD DE ALCALÁ (100.0%)
Plaza de San Diego, s/n
28801 Alcalá de Henares (Madrid) ES**

72 Inventor/es:

**PIÑEIRO AVE, José;
CRUZ ROLDÁN, Fernando y
BLANCO VELASCO, Manuel**

54 Título: **Aparato y procedimiento de sincronización en un sistema con modulación multiportadora o de portadora única con extensión simétrica en los símbolos**

57 Resumen:

La invención propone un aparato y procedimiento para la sincronización en un sistema de transmisión punto a punto o multipunto con modulación multiportadora o de portadora única, en la que los símbolos transmitidos al resto de equipos presentan extensión simétrica. En recepción se detectan dichas extensiones, y a partir de ellas con los bloques de 10 a 18 se generan secuencias que permiten estimar el comienzo de símbolo y el desplazamiento en la frecuencia de portadora mediante el bloque 25. Para la implementación de este último bloque se proponen cuatro métodos diferentes.

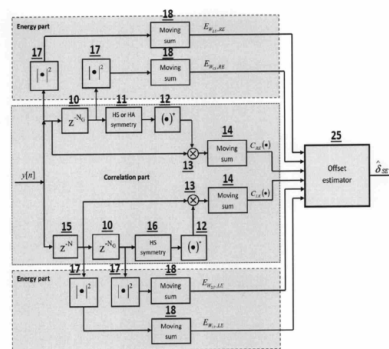


FIG. 6

DESCRIPCIÓN**APARATO Y PROCEDIMIENTO DE SINCRONIZACIÓN EN UN SISTEMA CON
MODULACIÓN MULTIPORTADORA O DE PORTADORA ÚNICA CON EXTENSIÓN
SIMÉTRICA EN LOS SÍMBOLOS****5 SECTOR DE LA TÉCNICA**

La invención se encuentra enmarcada en el sector de las telecomunicaciones. Ejemplos ilustrativos no limitativos de utilidad de la invención pueden ser: comunicaciones a través de la red eléctrica convencional (Power Line Communications), comunicaciones de banda
10 ancha (xDSL (Digital Subscriber Line), Wi-Fi (Wireless Fidelity), WiMax (Wireless Interoperability for Microwave Access)) y ultra-ancha (Ultra-Wide Band), redes mesh, radiodifusión digital de audio (DAB) y de Video (DVB) -radiodifusión de televisión digital terrestre-, comunicaciones móviles, sistemas Software-Defined Radio, sistemas Cognitive Radio, etc. En definitiva, todas aquellas técnicas que empleen modulación multiportadora
15 y de portadora única con transformadas discretas trigonométricas.

ESTADO DE LA TÉCNICA

Los sistemas de telefonía fija de banda ancha, así como las tecnologías inalámbricas,
20 han experimentado un gran auge en las últimas dos décadas. Las futuras generaciones de sistemas de comunicaciones inalámbricas demandan anchos de banda grandes y altas tasas de transmisión para proporcionar al usuario servicios de datos mejorados. Para ello, se necesitan técnicas de acceso al medio robustas frente a los distintos efectos del canal, como la propagación multitrayecto y el efecto dispersivo [1].

25

Las técnicas de acceso al medio basadas en la modulación multiportadora (MCM), entre las que se encuentran OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - múltiplex por división en frecuencia ortogonal) para sistemas inalámbricos, y DMT (Discrete Multitone Modulation - modulación multitono discreta) para tecnologías xDSL (Digital Subscriber
30 Line - línea de abonado digital), van a aumentar su implantación en las futuras generaciones de sistemas de comunicación de banda ancha. MCM ha sido recomendada en numerosos estándares para transmisión de datos en sistemas de comunicación de banda ancha. A modo de ejemplo, es la modulación que se recomienda en el estándar IEEE1901 para transmisión de datos por la red eléctrica convencional.

35

La modulación multitono discreta (DMT) o la multiplexación por división en frecuencia ortogonal (OFDM) son ejemplos de técnicas de particionado del canal, las cuales utilizan la estrategia de introducción de datos en cada símbolo transmitido [2], [3]. Las réplicas de una parte de los datos o la inclusión de ceros, ambas denominadas muestras redundantes, permiten una partición del canal en un conjunto de subcanales independientes en los cuales la igualación puede realizarse fácilmente. Adicionalmente, estas réplicas de las muestras pueden utilizarse para detectar el instante de inicio de los símbolos así como para corregir el desplazamiento (offset) en la frecuencia de la portadora.

Los sistemas DMT y OFDM se implementan eficientemente utilizando la transformada de Fourier discreta (DFT). Sin embargo, estas tecnologías presentan una serie de inconvenientes, como la sensibilidad a los offsets temporales y de la frecuencia de la portadora. La estimación del instante de inicio de los símbolos y la frecuencia de la portadora son de crucial importancia para recuperar la señal transmitida. Por esta razón, se han propuesto numerosos métodos para sistemas basados en la DFT a lo largo de estos años, entre los que cabe destacar el algoritmo de estimación de máxima verosimilitud [4] y el método de Schmidl & Cox [5], además de una larga lista de técnicas de sincronización recientes [6].

Como alternativa a los sistemas basados en DFT, varios autores han propuesto el uso de diferentes transformadas, como la transformada discreta del coseno (DCT) tipo-II par (DCT2e) [7], [8], tipo-IV par (DCT4e) [9], [10], o la transformada Hartley [11], [12]. Sin embargo, a pesar de que la sincronización es crucial y crítica para el correcto funcionamiento del sistema, el problema de encontrar una técnica robusta para transceptores basados en DCT todavía no está resuelto.

Así pues, en esta invención se describen unos algoritmos sencillos y novedosos para estimar de forma eficiente el offset temporal y en frecuencia para sistemas basados en DCT. La inserción de muestras redundantes introduce similitudes o correlación en el símbolo transmitido, lo cual se aprovecha para estimar los offsets temporales y de frecuencia. La idea subyacente de estas técnicas consiste en multiplicar un conjunto de muestras con el conjugado de otras separadas N (en el caso del prefijo cíclico) o $N/2$ muestras (en el caso de utilizar símbolos de entrenamiento) [4], [5]. En el caso de ausencia de ruido y canal ideal, el valor máximo ocurre cuando los dos conjuntos de muestras están correlados. El instante temporal de este máximo de correlación se utiliza

para detectar el inicio del símbolo, mientras que la fase de la correlación proporciona una estimación de la frecuencia.

Los métodos propuestos en esta invención están orientados para ser usados en transceptores basados en la DCT, considerando que la redundancia introducida presenta una simetría y antisimetría especular en las muestras redundantes. De este modo, se presentan nuevos algoritmos para la sincronización temporal y de frecuencia en sistemas multiportadora basados en DCT2e y DCT4e.

En la figura 1 se muestra el diagrama de bloques general para implementar una modulación multiportadora, aunque los procedimientos también son aplicables a sistemas de portadora única. En el transmisor, los datos se procesan con un algoritmo rápido de implementación mediante una transformada inversa de N puntos T_a^{-1} , donde N es el número de subcanales o subportadoras. En el receptor se realiza una transformada discreta T_c , implementada también con un algoritmo rápido.

En sistemas OFDM/DMT, cada bloque de la figura 1 es definido como sigue. En el transmisor, T_a^{-1} es una IDFT, los datos paralelos se convierten en datos serie mediante un conversor paralelo-serie, y finalmente alguna redundancia de longitud N_R , por ejemplo, un prefijo cíclico (CP) (ver figura 2), se introduce al comienzo de cada símbolo $\mathbf{x}$ que se transmite. El CP es necesario para convertir la convolución lineal asociada al canal ($\mathbf{x} * \mathbf{h}$) en una convolución circular para las muestras de interés ($0 \leq n \leq (N-1)$). En el receptor, el igualador en el dominio del tiempo $\mathbf{w}$ acorta la respuesta efectiva del canal $\mathbf{h}_{ch}$ a una longitud apropiada [13], un conversor serie-paralelo convierte los datos en vectores $N \times 1$ tras la eliminación del prefijo. A continuación, se realiza una DFT en el bloque T_c y finalmente un igualador en el dominio de la frecuencia (FEQ) corrige el efecto dispersivo del canal.

El diseño de transceptores multiportadora que emplean DCT2e en el transmisor (T_a^{-1}) y en el receptor (T_c) con extensiones simétricas (SE) es descrito en [7]. El resultado es ampliado en [9] para cualquier tipo de DCTs, y posteriormente, sistemas multiportadora o de portadora única basados en DCT4e usando SE o rellenado con ceros (zero-padding, ZP) son descritos en [10].

Los métodos propuestos en esta invención están enfocados a sistemas basados en extensión simétrica (symmetrical extension SE), en los cuales, a diferencia de los sistemas basados en DFT que utilizan sólo un prefijo redundante (CP) (figura 2), se utilizan dos extensiones simétricas de N_R muestras: un prefijo o extensión izquierda (LE)

5 y un sufijo o extensión derecha (RE) [9], [10]. Sea un bloque extendido

$$\mathbf{x}_e = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{LE} \\ \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_{RE} \end{bmatrix},$$

de longitud $N + 2N_R$; el prefijo y sufijo son definidos como sigue:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{LE}^T &= [x_{N_R-1}, \dots, x_0], \\ \mathbf{x}_{RE}^T &= [\alpha x_{N-1}, \dots, \alpha x_{N-N_R}], \end{aligned}$$

10 donde $\alpha = 1$ para DCT2e, mientras que $\alpha = -1$ para sistemas DCT4e [7], [9]. En las figuras 3(a) y 3(b) se muestran ejemplos de extensiones simétricas para sistemas basados en DCT. Una descripción más detallada del funcionamiento de los transceptores basados en DCT puede verse en [7], [8], [9], [10].

15 DESCRIPCIÓN DE LAS FIGURAS

Figura 1. Diagrama de bloques de un sistema multiportadora basado en transformadas sobre un canal con ruido aditivo.

20 Figura 2. Ilustración de una señal con prefijo cíclico para sistemas basados en DFT.

Figura 3. Ilustración de dos señales con extensiones simétricas (SE) para sistemas basados en (a) DCT2e y (b) DCT4e, donde HS y HA indican half-sample symmetry y half-sample antisymmetry, respectivamente.

25

Figura 4. Ventanas deslizantes para la detección del offset temporal del símbolo (symbol timing offset, STO) en sistemas basados en DFT.

Figura 5. Ventanas deslizantes para la detección del STO en sistemas basados en DCT.

30

Figura 6. Diagrama de bloques que describe el aparato y los procedimientos de sincronización propuestos.

Figura 7. Diagrama de bloques general de los estimadores del offset temporal propuestos del bloque 25. (a) Implementación de la ec. (1). (b) Implementación de la ec. (2). (c) Implementación de la ec. (3). (d) Implementación de la ec. (4).

DESCRIPCIÓN DE LA INVENCION

Esta invención se refiere a distintos procedimientos y al aparato correspondiente para realizar la estimación del STO para sistemas multiportadora y de portadora única.

El análisis de la correlación entre dos señales proporciona una medida cuantitativa de la similitud entre ellas. Para la estimación del STO, el objetivo de la función de correlación es encontrar las similitudes entre una parte de los símbolos recibidos y la redundancia introducida para diagonalizar el canal.

Así, dependiendo del tipo de redundancia introducida en cada símbolo (ver figura 3), para encontrar el offset temporal en sistemas basados en DCT se propone el uso de cuatro ventanas deslizantes de longitud N_G , que son W_{1p} y W_{2p} para identificar la extensión simétrica LE, y W_{1s} y W_{2s} para detectar RE, como se muestra en la figura 5. Las muestras de las ventanas deben ser reordenadas para obtener un máximo de la función de correlación cuando las ventanas deslizantes coinciden con las muestras redundantes y sus correspondientes extensiones simétricas.

La estimación del offset temporal STO, que denominamos $\hat{\delta}_{SE}$ se obtiene calculando el máximo de la métrica dada por

$$M_{LRE_1}[\delta] = |C_{LE}[\delta]|^2 + |C_{RE}[\delta]|^2 - \frac{E_{SE}[\delta]}{4N_G}, \quad (1)$$

o por

$$M_{LRE_2}[\delta] = |C_{LE}[\delta]| \cdot |C_{RE}[\delta]| - \rho \frac{E_{SE}[\delta]}{4N_G}, \quad (2)$$

donde

$$C_{LE}[\delta] = \sum_{l=0}^{N_G-1} y[l+\delta] \cdot y^*[-l-1+\delta] \quad (3)$$

$$C_{RE}[\delta] = \sum_{l=0}^{N_G-1} y[N-1-l+\delta] \cdot \gamma \cdot y^*[N+l+\delta] \quad (4)$$

son las funciones de correlación de las ventanas deslizantes, y $E_{SE}[\delta]$ es un término que considera la energía de las señales enventanadas

$$E_{SE}[\delta] = E_{LE}[\delta] + E_{RE}[\delta],$$

5 donde

$$E_{LE}[\delta] = (E_{W_{1P,LE}}[\delta] + E_{W_{2P,LE}}[\delta]),$$

con

$$E_{W_{1P,LE}}[\delta] = \sum_{l=0}^{N_G-1} |y[-l-1+\delta]|^2, \quad (5)$$

$$E_{W_{2P,LE}}[\delta] = \sum_{l=0}^{N_G-1} |y[l+\delta]|^2, \quad (6)$$

10 y

$$E_{RE}[\delta] = (E_{W_{1S,RE}}[\delta] + E_{W_{2S,RE}}[\delta]),$$

con

$$E_{W_{1S,RE}}[\delta] = \sum_{l=0}^{N_G-1} |y[N-l-1+\delta]|^2, \quad (7)$$

$$E_{W_{2S,RE}}[\delta] = \sum_{l=0}^{N_G-1} |y[N+l+\delta]|^2, \quad (8)$$

15 con $\gamma = 1$ para la extensión HS (LE y RE en DCT2e, y LE en DCT4e) o $\gamma = -1$ para la extensión HA (RE en DCT4e). El parámetro ρ tiene en cuenta la relación señal a ruido (SNR):

$$\rho = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2} = \frac{SNR}{SNR + 1},$$

20 Las definiciones de C_{LE} y C_{RE} tienen en cuenta la simetría y la antisimetría especular introducidas en los sistemas DCT descritos en la figura 3 [9].

El segundo método estima el offset temporal usando el máximo de la función

$$M_{LRE_3}[\delta] = \frac{|C_{LE}[\delta]|^2}{E_{W_{1P,LE}}^2[\delta]} + \frac{|C_{RE}[\delta]|^2}{E_{W_{1S,RE}}^2[\delta]}, \quad (9)$$

25 o de la función

$$M_{LRE_4}[\delta] = \frac{|C_{LE}[\delta] \cdot C_{RE}[\delta]|^2}{E_{W_{1p},LE}^2[\delta] + E_{W_{1s},RE}^2[\delta]}, \quad (10)$$

En la figura 6 se muestra el diagrama de bloques general de los algoritmos de sincronización propuestos, y la figura 7 representa la implementación del bloque 25, considerando cada una de las métricas descritas en las ecuaciones (1), (2), (9) o (10).

Una vez que se ha obtenido la sincronización perfecta del offset temporal, $\hat{\delta}_{SE}$, la invención permite también una estimación del offset frecuencial (CFO) para transceptores basados en DCT mediante la siguiente expresión:

$$\hat{\varepsilon}_{SE} = -\frac{N}{2\pi N_G} \angle \left(C_{LE}[\hat{\delta}_{SE}] + \gamma \cdot C_{RE}[\hat{\delta}_{SE}] \right),$$

donde $\angle$ significa el ángulo.

MODO DE REALIZACIÓN

A continuación se realiza una descripción de la invención basada en las figuras anteriores.

Los receptores necesitan conocer de forma exacta cuál es la muestra inicial de cada símbolo, pues sin esa información no es posible discernir entre las muestras de redundancia que hay que descartar. Se hace necesario por lo tanto un bloque de sincronización que detecte el instante de inicio de cada uno de los símbolos transmitidos de forma precisa.

Para detectar el offset temporal de los símbolos y poder corregirlo, se aprovecha la redundancia introducida en los símbolos transmitidos, que en el procedimiento de la invención se concreta en dos extensiones simétricas HS como prefijo y sufijo en cada símbolo (5 y 6 en la figura 3a) en sistemas DCT2e o un prefijo HS y un sufijo HA en sistemas DCT4e (7 en la figura 3b). Estas muestras redundantes dentro de cada símbolo están correladas con las correspondientes muestras de los símbolos a partir de las cuales se obtienen, de modo que la similitud entre ellas hace que su correlación sea elevada. Así, se utilizan dos pares de ventanas deslizantes (8 y 9 en la figura 5) para detectar el principio y fin de cada símbolo basándose en el máximo de correlación entre cada par de ventanas deslizantes.

En la figura 6 se muestra el diagrama de bloques del esquema de sincronización que describe el procedimiento de la invención y el aparato correspondiente. A partir de la trama de símbolos recibidos, $y[n]$, se realiza una exploración de la misma con dos
 5 ventanas deslizantes buscando las similitudes introducidas por las redundancias. El tamaño de las ventanas, N_G muestras, puede ser diferente al número de muestras de redundancia de las extensiones simétricas SE, N_R muestras. En la figura 5 se consideran iguales. Para detectar el prefijo LE las dos ventanas están en posiciones contiguas, del mismo modo que para obtener el sufijo RE se utilizan dos ventanas
 10 contiguas de N_G muestras separadas de las anteriores, la longitud de cada símbolo, N muestras.

Por lo tanto, el bloque de sincronismo en primer lugar crea las ventanas deslizantes. Para ello, se utiliza un bloque de retardo o buffer (bloque 10) de N_G muestras para establecer
 15 la ventana W_{1s} seguido de un bloque 11 que deshace la simetría introducida HS (DCT2e) o HA (DCT4e), o seguido de un bloque 16 que deshace la simetría introducida HS (DCT2e o DCT4e); el bloque 12 realiza la operación de conjugado sobre cada muestra de la ventana W_{1s} para multiplicarla por la muestra correspondiente de la ventana W_{2s} en el bloque 13. En el bloque 14 se calcula la correlación entre las dos ventanas:

$$20 \quad C_{RE} = \sum_{l=0}^{N_G-1} y[N-1-l+\delta] \cdot \gamma \cdot y^*[N+l+\delta],$$

donde $\gamma = 1$ para DCT2e (simetría HS) y $\gamma = -1$ para DCT4e (simetría HA).

Para obtener las dos ventanas W_{1p} y W_{2p} de la figura 5 que detectan la simetría en el prefijo, se necesita un bloque 15 de retardo de N muestras respecto al caso anterior del
 25 prefijo, obteniéndose a la salida del bloque 14 la correlación:

$$C_{LE} = \sum_{l=0}^{N_G-1} y[l+\delta] \cdot y^*[-l-1+\delta],$$

Los términos de energía de las ventanas deslizantes definidos en las métricas de la invención para obtener el estimador del offset temporal se calculan con los bloques 17 y
 30 18, de modo que a su salida están disponibles los cuatro términos de energía necesarios para el bloque 25 estimador del offset:

$$E_{W_{1p,LE}}[\delta] = \sum_{l=0}^{N_G-1} |y[l+\delta]|^2,$$

$$E_{W_{2p,LE}}[\delta] = \sum_{l=0}^{N_G-1} |y[-l-1+\delta]|^2,$$

$$E_{W_{1s,RE}}[\delta] = \sum_{l=0}^{N_G-1} |y[N-1-l+\delta]|^2,$$

$$E_{W_{2s,RE}}[\delta] = \sum_{l=0}^{N_G-1} |y[N+l+\delta]|^2.$$

5 Una vez que tenemos disponibles los valores de los términos de correlación y energía de las ventanas, obtenidos de forma directa o mediante cálculos iterativos, se procede a calcular los distintos estimadores del offset descritos en la invención y que se muestran en las figuras 7(a), 7(b), 7(c) y 7(d), respectivamente, y que se describen a continuación.

10 En la figura 7(a), el estimador de offset recibe como entradas las dos correlaciones, C_{LE} y C_{RE} , así como los cuatro términos de energía correspondientes a las ventanas deslizantes $E_{W_{1p,LE}}$, $E_{W_{2p,LE}}$, $E_{W_{1s,RE}}$ y $E_{W_{2s,RE}}$. Mediante los bloques 17 y 19 se obtiene una de las métricas definidas en la invención:

$$M_{LRE_1}[\delta] = |C_{LE}[\delta]|^2 + |C_{RE}[\delta]|^2 - \frac{E_{SE}[\delta]}{4N_G}.$$

15 El valor máximo de esta métrica (bloque 20) es el estimador $\hat{\delta}_{SE}$ del offset temporal del símbolo:

$$\hat{\delta}_{SE} = \max_{\delta} \{M_{LRE_1}[\delta]\} = \max_{\delta} \left\{ |C_{LE}[\delta]|^2 + |C_{RE}[\delta]|^2 - \frac{E_{SE}[\delta]}{4N_G} \right\}. \quad (11)$$

En la figura 7(b) se muestra el diagrama de bloques del estimador del offset descrito en la invención como:

$$\hat{\delta}_{SE} = \max_{\delta} \{M_{LRE_2}[\delta]\} = \max_{\delta} \left\{ |C_{LE}[\delta]| \cdot |C_{RE}[\delta]| - \rho \frac{E_{SE}[\delta]}{4N_G} \right\}. \quad (12)$$

Las figuras 7(c) y 7(d) muestran los correspondientes diagramas de bloques de los otros dos estimadores del offset descritos en la invención:

$$\hat{\delta}_{SE} = \max_{\delta} \{M_{LRE_3}[\delta]\} = \max_{\delta} \left\{ \frac{|C_{LE}[\delta]|^2}{E_{W_{1p,LE}}[\delta]} + \frac{|C_{RE}[\delta]|^2}{E_{W_{1s,RE}}[\delta]} \right\}, \quad (13)$$

$$\hat{\delta}_{SE} = \max_{\delta} \{M_{LRE_4}[\delta]\} = \max_{\delta} \left\{ \frac{|C_{LE}[\delta]| \cdot |C_{RE}[\delta]|}{E_{W_{1p,LE}}^2[\delta] + E_{W_{1s,RE}}^2[\delta]} \right\}. \quad (14)$$

A partir del estimador $\hat{\delta}_{SE}$, en la invención se obtiene la estimación del offset frecuencial de forma sencilla

$$\hat{\varepsilon}_{SE} = -\frac{N}{2\pi N_G} \angle \left(C_{LE}[\hat{\delta}_{SE}] + \gamma \cdot C_{RE}[\hat{\delta}_{SE}] \right).$$

Bibliografía Completa

- [1] J. Cioffi, "Digital communications, chap. 4: Multichannel modulation,"
10 <https://web.stanford.edu/group/cioffi/doc/book/chap4.pdf>.
- [2] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," IEEE Communications Magazine, vol. 28, no. 5, pp. 5–14, May 1990.
- [3] Y.-P. Lin, S.-M. Phoong, and P. P. Vaidyanathan, Filter Bank Transceivers for OFDM and DMT systems. Cambridge University Press, 2011.
- [4] J. J. van de Beek, M. Sandell, and P. O. Borjesson, "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems," IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 45, no. 7, pp. 1800–1805, July 1997.
- [5] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," IEEE Transactions on Communications, vol. 45, no. 12, pp. 1613–1621,
20 December 1997.
- [6] A. A. Nasir, S. Durrani, H. Mehrpouyan, S. Blostein, and R. A. Kennedy, "Timing and carrier synchronization in wireless communication systems: A survey and classification of research in the last five years," arXiv preprint arXiv:1507.02032,
25 2015.
- [7] N. Al-Dhahir, H. Minn, and S. Satish, "Optimum DCT-based multicarrier transceivers for frequency-selective channels," IEEE Transactions on Communications, vol. 54, no. 5, pp. 911–921, May 2006.
- [8] P. Tan and N. C. Beaulieu, "A comparison of DCT-based OFDM and DFT-based OFDM in frequency offset and fading channels," IEEE Transactions on Communications, vol. 54, no. 11, pp. 2113–2125, November 2006.
- [9] F. Cruz-Roldán, M. Domínguez-Jiménez, G. Sansigre-Vidal, P. Amo-López, M. Blanco-Velasco, and Á. Bravo-Santos, "On the use of discrete cosine transforms

for multicarrier communications," IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 11, no. 11, pp. 6085–6090, November 2012.

- [10] F. Cruz–Roldán, M. Domínguez–Jiménez, G. Sansigre–Vidal, J. Piñeiro–Ave, and M. Blanco–Velasco, "Single-carrier and multicarrier transceivers based on discrete cosine transform type-IV," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 12, no. 12, pp. 6454–6463, December 2013.

- [11] C.-K. Jao, S.-S. Long, and M.-T. Shiue, "DHT-based OFDM system for passband transmission over frequency-selective channel," IEEE Signal Processing Letters, vol. 17, no. 8, pp. 699–702, August 2010.

- [12] W. A. Martins and P. S. R. Diniz, "Memoryless block transceivers with minimum redundancy based on hartley transforms," Signal Processing, vol. 91, no. 2, pp. 240–251, February 2011.

- [13] R. K. Martin, K. Vanbleu, M. Ding, G. Ysebaert, M. Milosevic, B. L. Evans, M. Moonen, and C. R. J. Jr., "Implementation complexity and communication performance tradeoffs in discrete multitone modulation equalizers," IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 54, no. 8, pp. 3216–3230, August 2006.

REIVINDICACIONES

1.- Procedimiento para la sincronización en un sistema de transmisión punto a punto o multipunto con modulación multiportadora o de portadora única, con medios para añadir y extraer un prefijo y un sufijo mediante extensión simétrica en los símbolos a transmitir; se caracteriza porque el procedimiento comprende generar los símbolos mediante extensión simétrica (5 y 6 ó 7), que se transmiten periódicamente desde el transmisor al resto de equipos, los cuales detectan en recepción dichas extensiones, y a partir de ellas con los bloques 10, 11, 12, 13, 14, 15 y 16 generan C_{LE} y C_{RE} mediante los siguientes algoritmos:

$$C_{LE}[\delta] = \sum_{l=0}^{N_G-1} y[l+\delta] \cdot y^*[-l-1+\delta],$$

$$C_{RE}[\delta] = \sum_{l=0}^{N_G-1} y[N-1-l+\delta] \cdot \gamma \cdot y^*[N+l+\delta],$$

donde $C_{LE}[\delta]$ es la correlación en el instante δ , $y[l+\delta]$ es la muestra recibida en el instante $l+\delta$, $y^*[-l-1+\delta]$ es la conjugada de la muestra recibida en el instante $-l-1+\delta$, $C_{RE}[\delta]$ es la correlación en el instante δ , $y[N-1-l+\delta]$ es la muestra recibida en el instante $N-1-l+\delta$, $y^*[N+l+\delta]$ es la conjugada de la muestra recibida en el instante $N+l+\delta$, el parámetro γ es una constante y toma los valores $\gamma=1$ para DCT2e y $\gamma=-1$ para DCT4e, N_G es el tamaño de las ventanas, y N es el número de subcanales o subportadoras.

2.- Procedimiento para la sincronización en un sistema de transmisión punto a punto o multipunto con modulación multiportadora o de portadora única, con medios para añadir y extraer un prefijo y un sufijo mediante extensión simétrica en los símbolos a transmitir; se caracteriza porque el procedimiento comprende generar los símbolos mediante extensión simétrica (5 y 6 ó 7), que se transmiten periódicamente desde el transmisor al resto de equipos, los cuales detectan en recepción dichas extensiones, y a partir de ellas con los bloques 17 y 18 generan $E_{W_{1p,LE}}$ y $E_{W_{1s,RE}}$ mediante los siguientes algoritmos:

$$E_{W_{1p,LE}}[\delta] = \sum_{l=0}^{N_G-1} |y[l+\delta]|^2,$$

$$E_{W_{1s,RE}}[\delta] = \sum_{l=0}^{N_G-1} |y[N-1-l+\delta]|^2,$$

donde $E_{W_{1p,LE}}[\delta]$ es la energía en el instante δ , $y[l+\delta]$ es la muestra recibida en el instante $l+\delta$, $E_{W_{1s,RE}}[\delta]$ es la energía en el instante δ , $y[N-1-l+\delta]$ es la muestra

recibida en el instante $N-1-l+\delta$, N_G es el tamaño de las ventanas, y N es el número de subcanales o subportadoras.

3.- Procedimiento para la sincronización en un sistema de transmisión punto a punto o multipunto con modulación multiportadora o de portadora única, con medios para añadir y extraer un prefijo y un sufijo mediante extensión simétrica en los símbolos a transmitir; se caracteriza porque el procedimiento comprende generar los símbolos mediante extensión simétrica (5 y 6 ó 7), que se transmiten periódicamente desde el transmisor al resto de equipos, los cuales detectan en recepción dichas extensiones, y a partir de ellas con los bloques 17 y 18 generan $E_{W_{2p,LE}}$ y $E_{W_{2s,RE}}$ mediante los siguientes algoritmos:

$$E_{W_{2p,LE}}[\delta] = \sum_{l=0}^{N_G-1} |y[-l-1+\delta]|^2,$$

$$E_{W_{2s,RE}}[\delta] = \sum_{l=0}^{N_G-1} |y[N+l+\delta]|^2,$$

donde $E_{W_{2p,LE}}[\delta]$ es la energía en el instante δ , $y[-l-1+\delta]$ es la muestra recibida en el instante $-l-1+\delta$, $E_{W_{2s,RE}}[\delta]$ es la energía en el instante δ , $y[N+l+\delta]$ es la muestra recibida en el instante $N+l+\delta$, N_G es el tamaño de las ventanas, y N es el número de subcanales o subportadoras.

4.- Procedimiento para la sincronización en un sistema de transmisión punto a punto o multipunto con modulación multiportadora o de portadora única, según reivindicaciones 1 a 3, caracterizado porque los cálculos de correlación se realizan de forma iterativa, almacenando muestras y productos parciales de muestras por muestras conjugadas.

5.- Procedimiento para la sincronización en un sistema de transmisión punto a punto o multipunto con modulación multiportadora o de portadora única, según reivindicaciones 1 a 4, caracterizado porque a partir de los bloques 17, 19 y 20 lleva a cabo la detección del comienzo de cada símbolo mediante el algoritmo

$$\hat{\delta}_{SE} = \max_{\delta} \{M_{LRE_1}[\delta]\} = \max_{\delta} \left\{ |C_{LE}[\delta]|^2 + |C_{RE}[\delta]|^2 - \frac{E_{SE}[\delta]}{4N_G} \right\},$$

donde $\max_{\delta} \{ \}$ representa al máximo valor de la métrica $M_{LRE_1}[\delta]$ para el instante δ , $C_{LE}[\delta]$ y $C_{RE}[\delta]$ son las correlaciones en el instante δ , $E_{SE}[\delta]$ es el término que considera la energía de las señales enventanadas, y N_G es el tamaño de las ventanas.

6.- Procedimiento para la sincronización en un sistema de transmisión punto a punto o multipunto con modulación multiportadora o de portadora única, según reivindicaciones 1 a 4, caracterizado porque a partir de los bloques 19, 20 y 22 lleva a cabo la detección del comienzo de cada símbolo mediante el algoritmo

$$5 \quad \hat{\delta}_{SE} = \max_{\delta} \{M_{LRE_2}[\delta]\} = \max_{\delta} \left\{ |C_{LE}[\delta]| \cdot |C_{RE}[\delta]| - \rho \frac{E_{SE}[\delta]}{4N_G} \right\},$$

donde $\max_{\delta} \{ \}$ representa al máximo valor de la métrica $M_{LRE_2}[\delta]$ para el instante δ , $C_{LE}[\delta]$ y $C_{RE}[\delta]$ son las correlaciones en el instante δ , $E_{SE}[\delta]$ es el término que considera la energía de las señales enventanadas, el parámetro ρ tiene en cuenta la relación señal a ruido (SNR) $\rho = SNR/(SNR + 1)$, y N_G es el tamaño de las ventanas.

10

7.- Procedimiento para la sincronización en un sistema de transmisión punto a punto o multipunto con modulación multiportadora o de portadora única, según reivindicaciones 1 a 4, caracterizado porque a partir de los bloques 17, 19, 20, 21, 23 y 24 lleva a cabo la detección del comienzo de cada símbolo mediante el algoritmo

$$15 \quad \hat{\delta}_{SE} = \max_{\delta} \{M_{LRE_3}[\delta]\} = \max_{\delta} \left\{ \frac{|C_{LE}[\delta]|^2}{E_{W_{1p,LE}}^2[\delta]} + \frac{|C_{RE}[\delta]|^2}{E_{W_{1s,RE}}^2[\delta]} \right\},$$

donde $\max_{\delta} \{ \}$ representa al máximo valor de la métrica $M_{LRE_3}[\delta]$ para el instante δ , $C_{LE}[\delta]$ y $C_{RE}[\delta]$ son las correlaciones en el instante δ , $E_{W_{1p,LE}}[\delta]$ es la energía en el instante δ , y $E_{W_{1s,RE}}[\delta]$ es la energía en el instante δ .

20

8.- Procedimiento para la sincronización en un sistema de transmisión punto a punto o multipunto con modulación multiportadora o de portadora única, según reivindicaciones 1 a 4, caracterizado porque a partir de los bloques 17, 20, 21, 23 y 24 lleva a cabo la detección del comienzo de cada símbolo mediante el algoritmo

$$\hat{\delta}_{SE} = \max_{\delta} \{M_{LRE_4}[\delta]\} = \max_{\delta} \left\{ \frac{|C_{LE}[\delta]| \cdot |C_{RE}[\delta]|}{E_{W_{1p,LE}}^2[\delta] + E_{W_{1s,RE}}^2[\delta]} \right\},$$

25 donde $\max_{\delta} \{ \}$ representa al máximo valor de la métrica $M_{LRE_4}[\delta]$ para el instante δ , $C_{LE}[\delta]$ y $C_{RE}[\delta]$ son las correlaciones en el instante δ , $E_{W_{1p,LE}}[\delta]$ es la energía en el instante δ , y $E_{W_{1s,RE}}[\delta]$ es la energía en el instante δ .

9.- Procedimiento para la sincronización en un sistema de transmisión punto a punto o multipunto con modulación multiportadora o de portadora única, según reivindicaciones 1 a 5, caracterizado porque realiza sincronización en frecuencia mediante el cálculo del siguiente algoritmo:

$$\hat{\varepsilon}_{SE} = -\frac{N}{2\pi N_G} \angle \left(C_{LE} \left[\hat{\delta}_{SE} \right] + \gamma \cdot C_{RE} \left[\hat{\delta}_{SE} \right] \right),$$

donde $\angle$ significa el ángulo, $C_{LE} \left[\hat{\delta}_{SE} \right]$ y $C_{RE} \left[\hat{\delta}_{SE} \right]$ son las correlaciones en el instante $\hat{\delta}_{SE}$, el parámetro γ es una constante y toma los valores $\gamma = 1$ para DCT2e y $\gamma = -1$ para DCT4e, N es el número de subcanales o subportadoras, y N_G es el tamaño de las ventanas.

10.- Procedimiento para la sincronización en un sistema de transmisión punto a punto o multipunto con modulación multiportadora o de portadora única, según reivindicaciones 1 a 4 y 6, caracterizado porque realiza sincronización en frecuencia mediante el cálculo del siguiente algoritmo:

$$\hat{\varepsilon}_{SE} = -\frac{N}{2\pi N_G} \angle \left(C_{LE} \left[\hat{\delta}_{SE} \right] + \gamma \cdot C_{RE} \left[\hat{\delta}_{SE} \right] \right),$$

donde $\angle$ significa el ángulo, $C_{LE} \left[\hat{\delta}_{SE} \right]$ y $C_{RE} \left[\hat{\delta}_{SE} \right]$ son las correlaciones en el instante $\hat{\delta}_{SE}$, el parámetro γ es una constante y toma los valores $\gamma = 1$ para DCT2e y $\gamma = -1$ para DCT4e, N es el número de subcanales o subportadoras, y N_G es el tamaño de las ventanas.

11.- Procedimiento para la sincronización en un sistema de transmisión punto a punto o multipunto con modulación multiportadora o de portadora única, según reivindicaciones 1 a 4 y 7, caracterizado porque realiza sincronización en frecuencia mediante el cálculo del siguiente algoritmo:

$$\hat{\varepsilon}_{SE} = -\frac{N}{2\pi N_G} \angle \left(C_{LE} \left[\hat{\delta}_{SE} \right] + \gamma \cdot C_{RE} \left[\hat{\delta}_{SE} \right] \right),$$

donde $\angle$ significa el ángulo, $C_{LE} \left[\hat{\delta}_{SE} \right]$ y $C_{RE} \left[\hat{\delta}_{SE} \right]$ son las correlaciones en el instante $\hat{\delta}_{SE}$, el parámetro γ es una constante y toma los valores $\gamma = 1$ para DCT2e y $\gamma = -1$ para

DCT4e, N es el número de subcanales o subportadoras, y N_G es el tamaño de las ventanas.

- 5 12.- Procedimiento para la sincronización en un sistema de transmisión punto a punto o multipunto con modulación multiportadora o de portadora única, según reivindicaciones 1 a 4 y 8, caracterizado porque realiza sincronización en frecuencia mediante el cálculo del siguiente algoritmo:

$$\hat{\varepsilon}_{SE} = -\frac{N}{2\pi N_G} \angle \left(C_{LE} \left[\hat{\delta}_{SE} \right] + \gamma \cdot C_{RE} \left[\hat{\delta}_{SE} \right] \right),$$

donde $\angle$ significa el ángulo, $C_{LE} \left[\hat{\delta}_{SE} \right]$ y $C_{RE} \left[\hat{\delta}_{SE} \right]$ son las correlaciones en el instante

- 10 $\hat{\delta}_{SE}$, el parámetro γ es una constante y toma los valores $\gamma = 1$ para DCT2e y $\gamma = -1$ para DCT4e, N es el número de subcanales o subportadoras, y N_G es el tamaño de las ventanas.

- 15 13.- Procedimiento para la sincronización en un sistema de transmisión punto a punto o multipunto con modulación multiportadora o de portadora única, según reivindicaciones 1 a 12, porque en los cálculos se utiliza la parte real o imaginaria de los datos de cada muestra compleja recibida $y[n]$ en el instante n .

- 20 14.- Aparato de recepción de una señal multiportadora o de portadora única, configurado para implementar el procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 13.

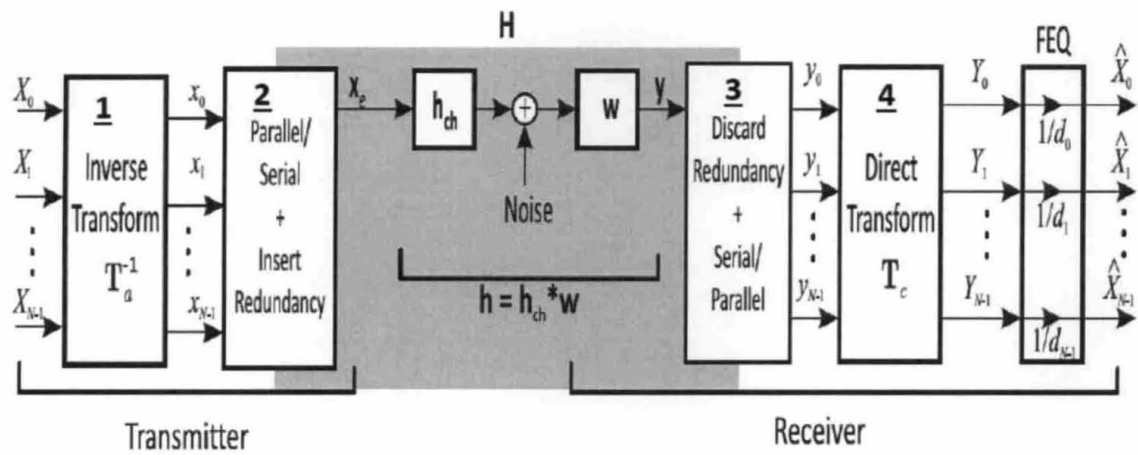


FIG. 1 (Prior art)

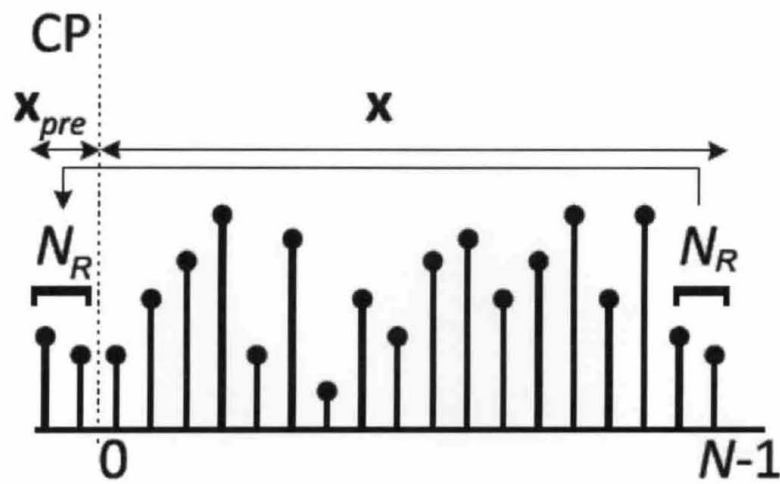


FIG. 2 (Prior Art)

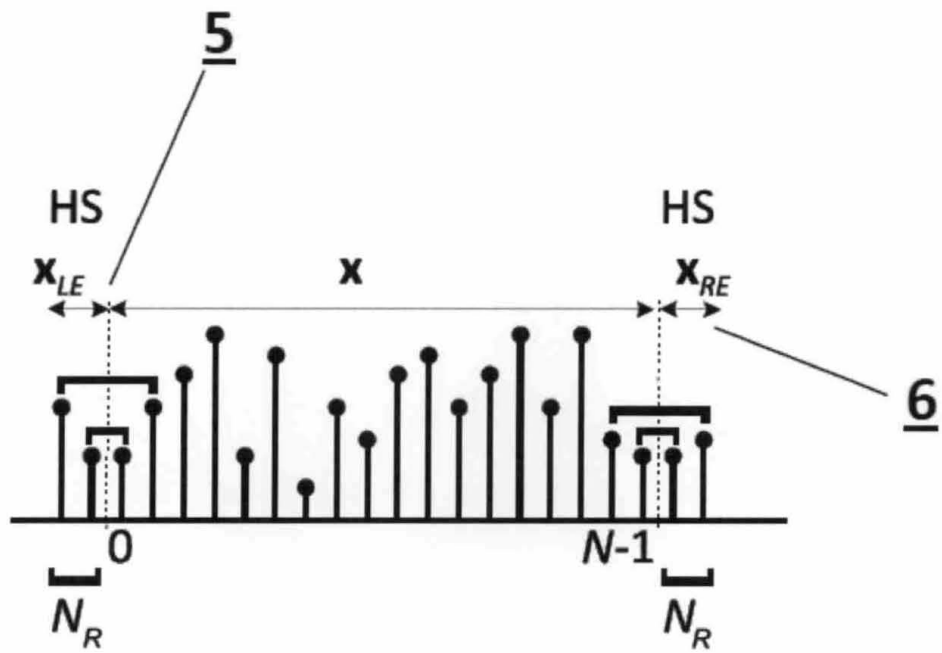


FIG. 3 (a) (Prior Art)

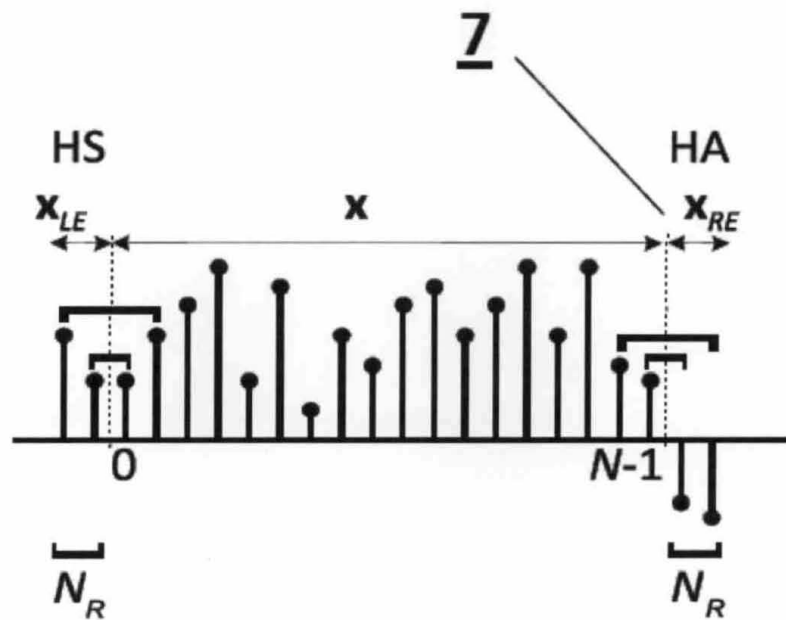


FIG. 3 (b) (Prior Art)

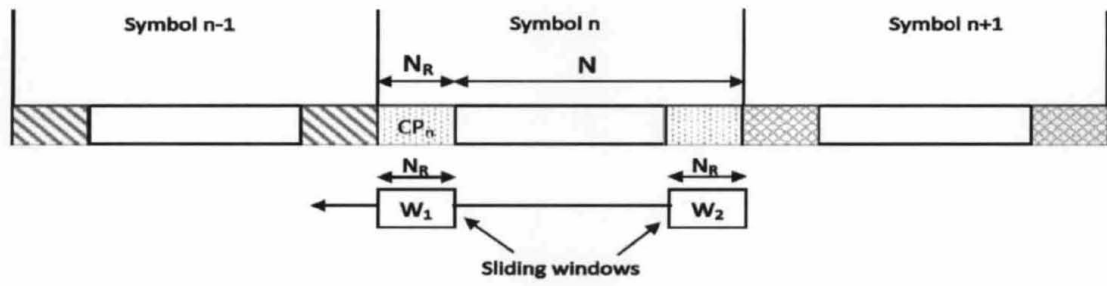


FIG. 4 (Prior Art)

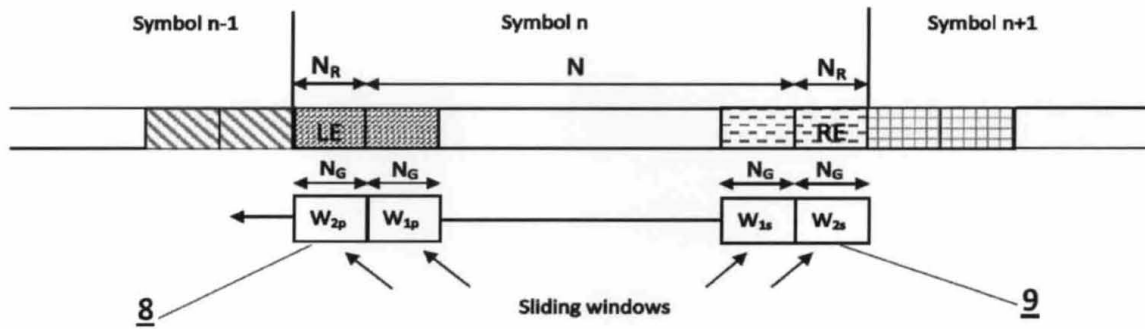


FIG. 5

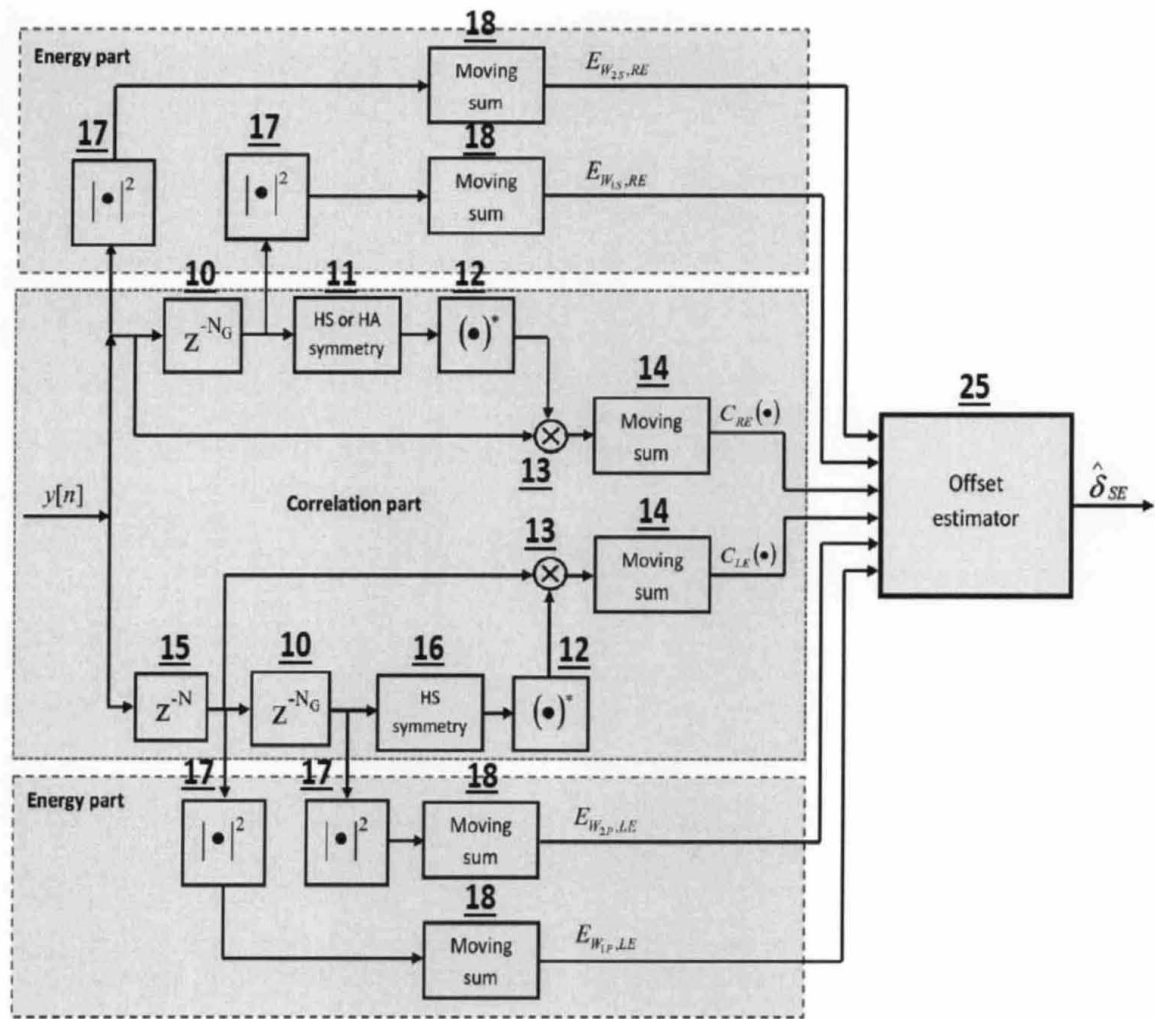


FIG. 6

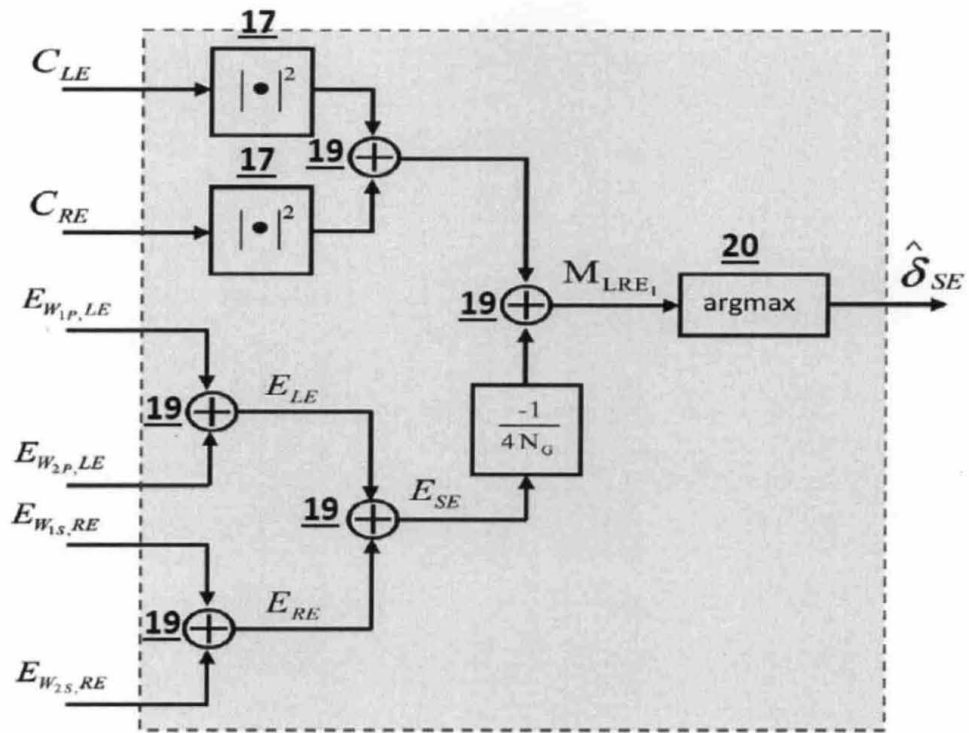


FIG. 7 (a)

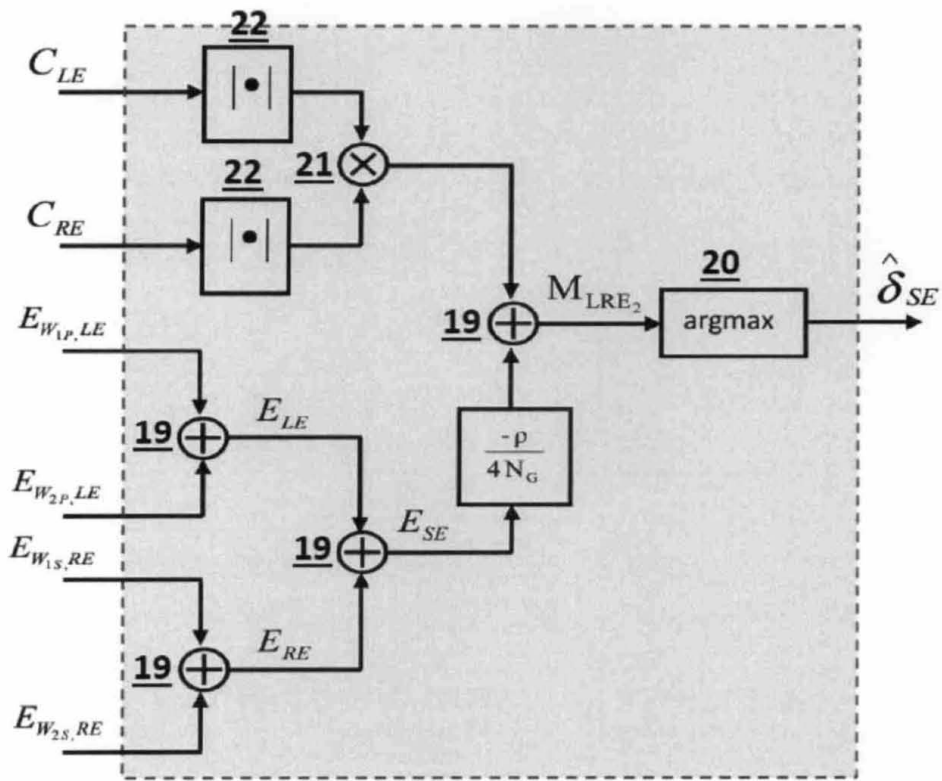


FIG. 7 (b)

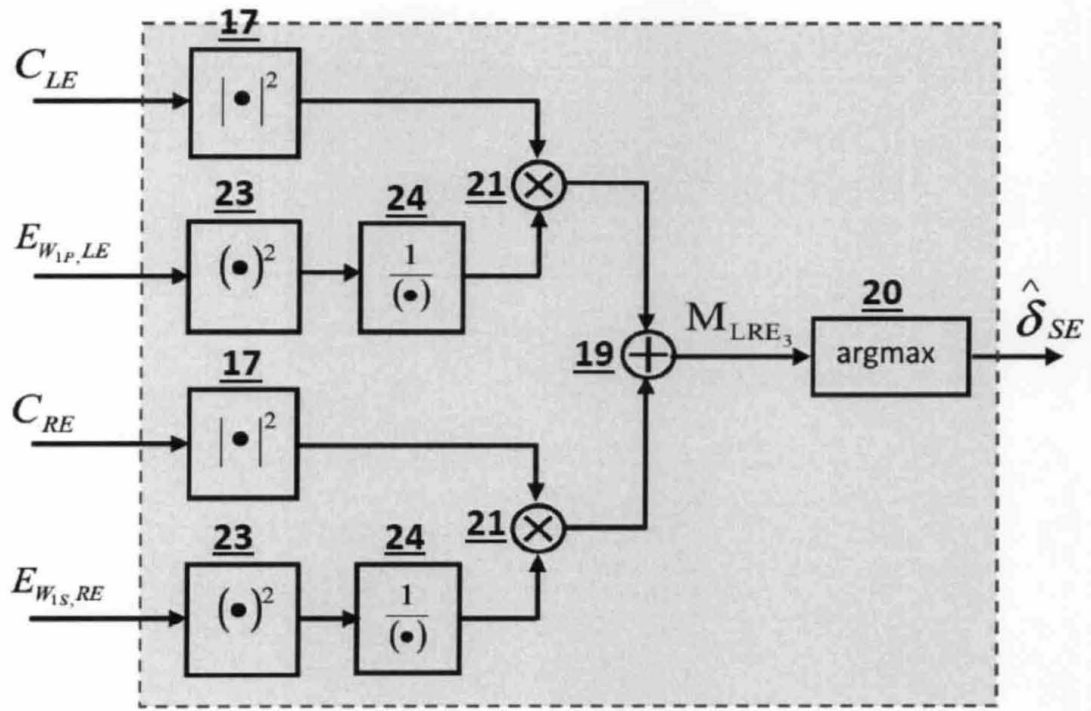


FIG. 7 (c)

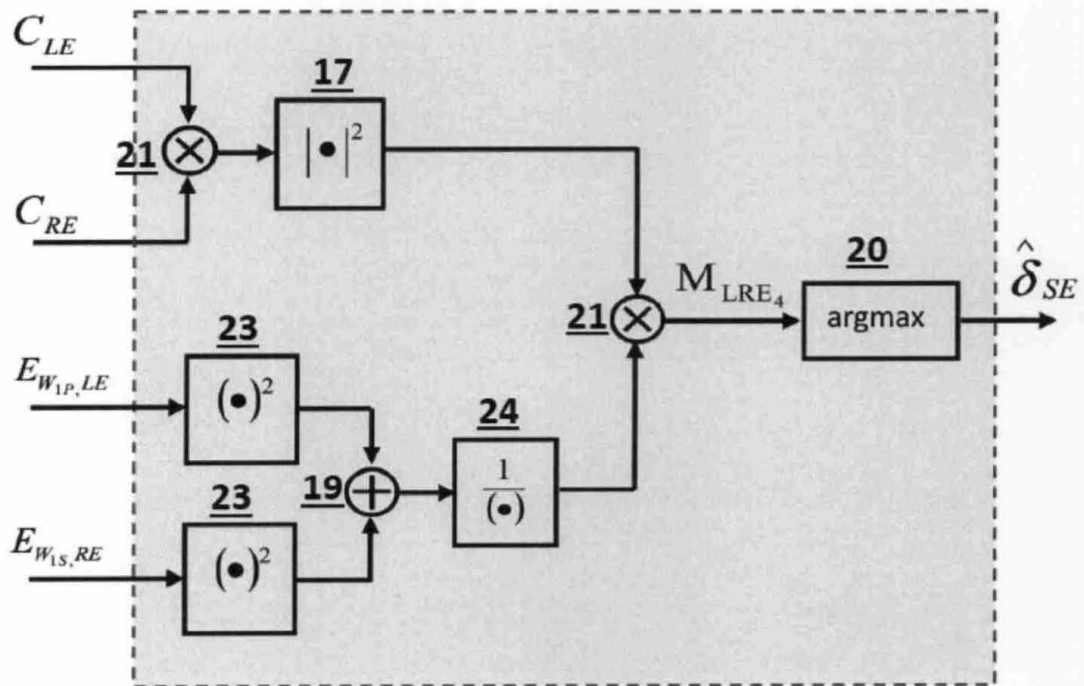


FIG. 7 (d)



- ②① N.º solicitud: 201600324
②② Fecha de presentación de la solicitud: 25.04.2016
③② Fecha de prioridad:

INFORME SOBRE EL ESTADO DE LA TÉCNICA

⑤① Int. Cl.: **H04J11/00** (2006.01)

DOCUMENTOS RELEVANTES

Categoría	⑤⑥ Documentos citados	Reivindicaciones afectadas
A	Wen-Long Chin. "Maximization of Effective Signal Power in DCT Window for Symbol Time Synchronization in Optical Fast OFDM". Journal Of Lightwave Technology, 20130301 IEEE Service Center, New York, NY, US 01/03/2013 vol: 31 nº: 5 pags: 740 - 748 XP011488303 ISSN 0733-8724 Doi: doi:10.1109/JLT.2012.2232642	1-14
A	Cruz-Roldán Fernando et al. "Single-Carrier and Multicarrier Transceivers Based on Discrete Cosine Transform Type-IV". IEEE Transactions On Wireless Communications, 20131201 IEEE Service Center, Piscataway, NJ, US 01/12/2013 vol: 12 nº: 12 pags: 6454 - 6463 XP011534617 ISSN 1536-1276 Doi: doi:10.1109/TWC.2013.111313.130751	1-14

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
11.10.2016

Examinador
J. Botella Maldonado

Página
1/4

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

H04J

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

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

Fecha de Realización de la Opinión Escrita: 11.10.2016

Declaración

Novedad (Art. 6.1 LP 11/1986)	Reivindicaciones 1-14	SI
	Reivindicaciones	NO
Actividad inventiva (Art. 8.1 LP11/1986)	Reivindicaciones 1-14	SI
	Reivindicaciones	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	Wen-Long Chin. "Maximization of Effective Signal Power in DCT Window for Symbol Time Synchronization in Optical Fast OFDM". Journal Of Lightwave Technology, 20130301 IEEE Service Center, New York, NY, US 01/03/2013 vol: 31 n°: 5 pags: 740 - 748 XP011488303 ISSN 0733-8724 Doi: doi:10.1109/JLT.2012.2232642	01.03.2013
D02	Cruz-Roldán Fernando et al. "Single-Carrier and Multicarrier Transceivers Based on Discrete Cosine Transform Type-IV". IEEE Transactions On Wireless Communications, 20131201 IEEE Service Center, Piscataway, NJ, US 01/12/2013 vol: 12 n°: 12 pags: 6454 - 6463 XP011534617 ISSN 1536-1276 Doi: doi:10.1109/TWC.2013.111313.130751	01.12.2013

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

El documento D01 introduce un método de sincronización de símbolo para sistemas ópticos FOFDM (OFDM rápida). La idea básica es derivar y estimar el coeficiente de potencia de canal usando las propiedades periódicas de la transformada discreta de coseno (DCT) en FOFDM. El método maximiza la potencia de señal efectiva (ESP). que se define como la potencia de señal excluyendo la interferencia intersímbolo (ISI) en la ventana DCT usando el coeficiente de potencia del canal obtenido. Esta estimación presenta robustez y baja complejidad ante la presencia de dispersión cromática (CD).

El documento D02 presenta trancceptores basados en DCT4e para multiportadora y portadora única derivando las condiciones del uso de la transformada DCT4e en estos contextos que básicamente son estas dos: 1) La respuesta al impulso del canal debe ser simétrico. 2) deben introducirse redundancias (secuencias de guarda prefijo y sufijo) en cada símbolo transmitido. Para satisfacer la primera condición incorpora un prefiltro en la cabecera de recepción. Para satisfacer la segunda, se utiliza una formulación matricial que demuestra cómo la matriz de transmisión global del canal debe diagonalizarse cuando se usa como redundancias la extensión simétrica o el relleno de ceros. Se deriva una nueva expresión basada en DCT4e para obtener los coeficientes de subportadoras del bloque de ecualización en frecuencia. El transceptor propuesto se compara con los de sistemas estándar basados en DFT en escenarios con presencia de offset de portadora de frecuencia.

Consideramos que ninguno de estos documentos anticipa la invención tal como se reivindica en las reivindicaciones de la 1ª a la 14ª, ni hay en ellos sugerencias que dirijan al experto en la materia hacia el objeto reivindicado en las citadas reivindicaciones.

Por lo tanto las reivindicaciones de la 1ª a la 14ª poseen novedad y actividad inventiva.