

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 901 941**

51 Int. Cl.:

H04L 27/26

(2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **10.06.2014** **PCT/IB2014/002103**

87 Fecha y número de publicación internacional: **17.12.2015** **WO15189653**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **10.06.2014** **E 14819062 (2)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **27.10.2021** **EP 3066809**

54 Título: **Sistema y método de momento angular orbital basado en OFDM**

30 Prioridad:

05.11.2013 WO PCT/IB2013/003156

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

24.03.2022

73 Titular/es:

**EUTELSAT SA (100.0%)
32 Boulevard Gallieni
92130 Issy Les Moulineaux, FR**

72 Inventor/es:

**DUTRONC, JACQUES y
SAITTO, ANTONIO**

74 Agente/Representante:

ELZABURU, S.L.P

ES 2 901 941 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín Europeo de Patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre Concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Sistema y método de momento angular orbital basado en OFDM

Campo técnico de la invención

La presente invención se refiere, en general, a un sistema y método de comunicaciones por radio, a saber, un sistema y un método para implementar comunicaciones en Radiofrecuencia (RF) (incluyendo frecuencias desde unos pocos KHz hasta cientos de GHz) con capacidad de transmisión incrementada.

En particular, la presente invención se refiere a un sistema y método de comunicaciones por radio que explota señales torsionadas en el dominio de la frecuencia para aumentar la capacidad de transmisión.

La presente invención puede explotarse ventajosamente, en general, en todo tipo de comunicaciones por radio y, en particular, en comunicaciones por radio basadas en:

- en general, en Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM) y/o Acceso Múltiple por División de Frecuencia Ortogonal (OFDMA); y,
- específicamente, en el estándar Evolución a Largo Plazo (LTE) y/o el estándar Interoperatividad a Nivel Mundial para Acceso por Microondas (WiMAX).

Antecedentes de la técnica

En consideración a las potencialidades de Momento Angular Orbital (OAM) de aumento de la capacidad de transmisión y dado que el problema de escasez de espectro de RF se experimenta profundamente en el sector de radiocomunicaciones, recientemente se han llevado a cabo muchos estudios experimentales sobre el uso de estados OAM, o modos, en RF (también conocidos como vórtices de radio) con el fin de intentar mejorar la reutilización del espectro de RF.

A este respecto, se puede hacer referencia, por ejemplo, a:

- Mohammadi S. M. et al., "Orbital Angular Momentum in Radio – A System Study", ACTAS DEL IEEE SOBRE ANTENAS Y PROPAGACIÓN, CENTRO DE SERVICIOS DEL IEEE, PISCATAWAY, NJ, US, vol. 58, nº 2, 1 de febrero de 2010, páginas 565-572, que muestra que antenas estándar dispuestas en agrupaciones circulares se pueden usar para generar haces de RF que transportan OAM;
- Tamburini F. et al., "Encoding many channels in the same frequency through radio Vorticity: first experimental test", arXiv.org, 12 de julio de 2011, Ithaca, NY, EE.UU., que muestra experimentalmente que es posible propagar y usar las propiedades de ondas de radio incoherentes no monocromáticas torsionadas para transmitir simultáneamente varios canales de radio en una misma frecuencia codificándolos en estados OAM diferentes (y, por consiguiente, ortogonales) (incluso sin usar polarización o técnicas de codificación densa);
- Documento GB 2 410 130 A, que describe una antena en agrupación de fase plana para transmitir y recibir modos de vórtice de radio OAM, cuya antena comprende una agrupación circular de elementos de antena en espiral de modo axial respaldado por cavidades cuya fase se controla de manera que la fase de cada elemento de antena cambia secuencialmente alrededor de la agrupación; y
- Documento WO 2012/084039 A1, que describe una disposición de antena de transmisión que comprende N elementos de antena dispuestos a lo largo de una circunferencia con una separación angular de α grados entre elementos de antena vecinos, comprendiendo la disposición de antena un codificador OAM dispuesto para recibir N señales de entrada para su transmisión, indexadas desde $M = - (N-1)/2$ hasta $M = (N-1)/2$ para N impar y desde $M = - (N-2)/2$ hasta $N/2$ para N par; conectando el codificador OAM cada señal de entrada a cada elemento de antena y dando a cada señal de entrada M en cada elemento de antena un desplazamiento de fase de $M \cdot \alpha$ con relación a la fase de la misma señal de entrada M en un elemento de antena adyacente; en donde dos o más elementos de antena son direccionales, tienen su directividad en la misma dirección, y tienen una apertura de antena mayor o igual a 5λ , donde λ es la longitud de onda de las N señales de entrada.

Desde una perspectiva matemática, la transmisión de un modo (o estado) de OAM a una única RF (es decir, usando un tono puro) implica que el campo eléctrico en la apertura radiante se puede representar como:

$$F(\rho, \phi) = F(\rho) e^{jk\phi},$$

donde ρ y ϕ son las coordenadas cilíndricas en la apertura radiante, j es la unidad imaginaria y k es un número entero positivo o negativo.

El campo irradiado se puede representar en la zona lejana como:

$$E(\vartheta, \phi) = \frac{1}{R} \iint_S F(\rho, \phi) e^{-j2\pi \frac{\rho}{\lambda} \sin(\vartheta) \cos(\phi - \phi_0)} \rho d\rho d\phi,$$

donde ϑ y ϕ son las coordenadas esféricas en el campo lejano, R denota el radio de la esfera centrada en la apertura radiante, S denota la superficie de integración usada en el lado de recepción y λ denota la longitud de onda usada.

Como es sabido, debido a las características intrínsecas de OAM, un modo OAM transmitido a una única RF (es decir, usando un tono puro) se ve afectado por una singularidad de fase que crea un nulo en la dirección de la línea de puntería, dando como resultado por ello que

$$E(0,0) = 0.$$

Con el fin de que dicha singularidad de fase sea compensada, la superficie de integración S usada en el lado de recepción se debería dimensionar para incluir el pico de corona generado por el modo OAM.

En particular, la superficie de integración S usada en el lado de recepción debería ser diferente para cada modo OAM y, considerando el teorema de muestreo aplicado a la antena radiante, debería tener un área dada por:

$$\Delta S = \Delta \Omega R^2 = 2 \left(\frac{\lambda}{D} R \right)^2,$$

donde D denota el diámetro de la antena radiante.

Por lo tanto, el precio a ser pagado con los modos OAM puros transmitidos usando tonos puros (es decir, radiofrecuencias únicas) es que las dimensiones de la antena de recepción equivalente dependen de la distancia R desde, y del diámetro D de, la antena de transmisión.

Esta solución no es práctica para comunicaciones por satélite, donde la eficiencia de apertura y el tamaño de las antenas son cuestiones muy críticas. Por ejemplo, en comunicaciones basadas en satélites geoestacionarios en banda Ka, para una antena en tierra que tenga un diámetro D de alrededor de 9 m, el diámetro del anillo de recepción a bordo del satélite geoestacionario debería ser del orden de 50 Km, resultando por ello irrealizable.

Por consiguiente, en vista de lo anterior, la principal criticidad en el uso de vorticidad de radio en sistemas prácticos es que la ortogonalidad entre los modos OAM depende del tamaño de las antenas, de la distancia entre las antenas de transmisión y de recepción, y de la necesidad de que la antena de recepción opere como una base de interferómetro (como, por ejemplo, se describe en los documentos antes mencionados "Orbital Angular Momentum in Radio – A System Study" y "Encoding many channels in the same frequency through radio Vorticity: first experimental test", en el documento GB 2 410 130 A y en el documento WO 2012/084039 A1). Estas restricciones dan como resultado sistemas de radiocomunicación basados en OAM que son ineficientes e inutilizables para distancias muy largas, tales como las implicadas en comunicaciones por satélite.

Además, criticidades adicionales en el uso de vorticidad de radio para comunicaciones por satélite se representan por la necesidad de un apuntamiento mutuo extremadamente preciso de las antenas de transmisión y de recepción, y por la inviabilidad de la geometría para las configuraciones Tierra-satélite debido a la criticidad del posicionamiento de las antenas de recepción (o los elementos de la antena de recepción).

Una solución al problema técnico antes mencionado se proporciona en la Solicitud Internacional N° PCT/IB2012/056804 presentada el 28 de noviembre de 2012 en nombre de EUTELSAT S.A. y que concierne a una técnica de modulación espacial multidimensional para transmitir y/o recibir vórtices de radio a frecuencias que oscilan desde unos pocos KHz hasta cientos de GHz. Específicamente, la técnica de modulación espacial multidimensional según la Solicitud Internacional PCT/IB2012/056804 permite transmitir y/o recibir modos OAM de RF ortogonales en una misma dirección (es decir, la dirección de la línea de puntería) y para superar, al mismo tiempo, los problemas técnicos antes mencionados causados por la singularidad de la fase OAM en la dirección de la línea de puntería, permitiendo por ello el uso de los vórtices de radio también para radiocomunicaciones de larga distancia, tales como comunicaciones por satélite.

En particular, la modulación espacial multidimensional según la Solicitud Internacional PCT/IB2012/056804 es en realidad una modulación de fase aplicada a señales a ser transmitidas en RF de manera que den como resultado vórtices de radio ortogonales a lo largo de la dirección de la línea de puntería. Por lo tanto, la modulación según la

Solicitud Internacional PCT/IB2012/056804 se denomina modulación espacial multidimensional porque permite que modos OAM de RF ortogonales sean transmitidos y/o recibidos en una misma dirección, esto es, la dirección de la línea de puntería, en donde cada modo OAM representa un canal espacial específico a lo largo de la dirección de la línea de puntería, cuyo canal espacial específico es ortogonal a todos los demás canales espaciales representados por los otros modos OAM.

Con el fin de que la modulación espacial multidimensional según la Solicitud Internacional PCT/IB2012/056804 sea entendida, se llama la atención, a modo de ejemplo, del hecho de que, como es sabido, una señal RF torsionada que tiene, o que transporta, el modo OAM $m=+1$ se caracteriza solamente por una rotación en el sentido de las agujas del reloj de 360° del vector Poynting alrededor del eje de propagación por período T y, por consiguiente, se puede generar transmitiendo, por ejemplo, por medio de cuatro elementos de antena de transmisión dispuestos en anillo, señales RF asociadas con fases de 0° , 90° , 180° y 270° en el sentido de las agujas del reloj distribuidas entre dichos cuatro elementos de antena de transmisión dispuestos en anillo. En su lugar, la Solicitud Internacional PCT/IB2012/056804 demuestra que es posible y conveniente, con el fin de transmitir en RF el modo OAM $m=+1$ y, al mismo tiempo, para resolver el problema causado por la singularidad de la fase OAM en la dirección de la línea de puntería, explotar solamente una antena que transmite las cuatro fases diferentes 0° , 90° , 180° y 270° en diferentes momentos (o en diferentes frecuencias) con un paso de tiempo de $T'=T/4$. Esta posibilidad aumenta la eficiencia de la configuración de transmisión y recepción, que puede funcionar independientemente del espaciado de los elementos de antena elementales en una agrupación de antenas.

Desde una perspectiva conceptual, según la Solicitud Internacional PCT/IB2012/056804, con el fin de gestionar la rotación OAM, esto es, con el fin de controlar la velocidad de rotación de un modo OAM de RF alrededor de la dirección de la línea de puntería, se introduce una modulación de fase suplementaria, que deja solamente un residuo del giro OAM y mantiene la firma OAM en un ancho de banda limitado. Esta rotación residual lograda por medio de la modulación de fase suplementaria permite que una señal que tiene un ancho de banda correcto sea ortogonal a otra señal que tiene una rotación diferente (múltiplo de la mínima). Por lo tanto, una onda de RF torsionada se puede transmitir por medio de una forma de onda modulada y se puede recibir por una antena que opera en el modo de conjugada compleja. La señal recibida es igual a la transmitida, aparte de la atenuación estándar y las ganancias de transmisión y recepción en un período de tiempo T_{mod} . El aumento de ancho de banda no impide la transmisión de ondas planas (es decir, el modo OAM $m=0$), pero limita el número de modos OAM a diferentes frecuencias centrales en el ancho de banda disponible. La modulación espacial multidimensional según el documento PCT/IB2012/056804 permite usar una antena estándar en lugar de una antena de agrupación en fase, dado que las señales usadas son ortogonales nativas.

Es importante subrayar el hecho de que la generación de modos OAM de RF por medio de la modulación espacial multidimensional según el documento PCT/IB2012/056804 permite simplificar drásticamente el diseño de la antena. De hecho, la antena no necesita tomar memoria en el período de la frecuencia portadora de la fase entre los elementos $f_0=1/T_0$. Este deber se realiza por la frecuencia de muestreo de las ondas torsionadas, que es al menos 3 veces el ancho de banda de la señal; por lo tanto, el desplazamiento de fase asignado al muestreo ya es ortogonal en el tiempo; resulta que la antena puede ser una estándar sin la necesidad de usar una configuración de agrupación en fase o bien en la apertura de la antena o bien, en el caso de una antena reflectora, en el plano focal. Por lo tanto, la modulación espacial multidimensional según el documento PCT/IB2012/056804 se puede explotar en comunicaciones por satélite usando antenas de satélite y de tierra ya existentes.

Con el fin de que la modulación espacial multidimensional según el documento PCT/IB2012/056804 se entienda mejor, se hace referencia a la Figura 1, que muestra un diagrama de bloques funcional de un sistema de transmisión (denotado como un todo mediante 1), que se describe en el documento PCT/IB2012/056804 y que explota la modulación espacial multidimensional antes mencionada para transmitir vórtices de radio en frecuencias que oscilan desde unos pocos KHz hasta cientos de GHz.

En particular, el sistema de transmisión 1 comprende:

- una sección de generación de señal 10 diseñada para generar
 - una primera señal digital $s_0(t)$ que transporta un flujo de información, que tiene un período de muestreo T_0 dado y que ocupa un ancho de banda de frecuencia W dado centrado en una frecuencia f_0 predefinida, y
 - hasta $2N$ segundas señales digitales $s_m(t)$, con $-N \leq m \leq +N$ y $N \geq 1$ (por el bien de la simplicidad de ilustración en la Figura 1, solamente se muestran las señales $s_{+1}(t)$, $s_{-1}(t)$, $s_{+N}(t)$ y $s_{-N}(t)$, que transporta cada una un flujo de información respectivo, teniendo un período de muestreo respectivo $T_m = 4|m|T_0$ (o $T_m = 3|m|T_0$) y ocupando un respectivo ancho de banda de frecuencia $W/4|m|$ (o $W/3|m|$) centrado en dicha frecuencia f_0 predefinida (que puede ser, convenientemente,

una Frecuencia Intermedia (IF) dando como resultado por ello que la primera y segunda señales digitales son señales digitales de IF);

- 5
 - un dispositivo 100 para generar modos OAM, que está acoplado con dicha sección 10 de generación de señal para recibir la primera y segunda señales digitales generadas por esta última, y que está diseñado para
 - aplicar, a cada segunda señal digital $s_m(t)$ recibida desde la sección 10 de generación de señal, una modulación espacial respectiva asociada con un modo OAM m respectivo para generar una señal digital modulada correspondiente que transporte dicho modo OAM m respectivo, teniendo el período de muestreo T_0 dado, y ocupando el ancho de banda de frecuencia W dado, y
 - 10 - proporcionar una señal digital de salida $s_{salida}(t)$ basada en las señales digitales moduladas y en la primera señal digital $s_0(t)$ recibida desde la sección 10 de generación de señal; y
- 15
 - una sección 1000 de transmisión de RF, que está acoplada con el dispositivo 100 para recibir de la misma la señal digital de salida $s_{salida}(t)$, y que está diseñada para transmitir en radiofrecuencias predefinidas la señal digital de salida $s_{salida}(t)$ por medio de una única antena (que no se muestra en la Figura 1 por el bien de la simplicidad de la ilustración y que también puede ser una antena reflectora con una única alimentación) o una agrupación de antenas (que no se muestra en la Figura 1 por el bien de la simplicidad de la ilustración y que también puede ser una antena reflectora de alimentación múltiple), transmitiendo por ello una señal RF global que transporta
 - dicha primera señal digital $s_0(t)$ por medio de una onda plana, y
 - 20 - dichas segundas señales digitales $s_m(t)$, cada una por medio de un vórtice de radio correspondiente que tiene el modo OAM m respectivo.

Las radiofrecuencias predefinidas antes mencionadas pueden oscilar convenientemente desde unos pocos KHz hasta cientos de GHz dependiendo de la aplicación específica para la cual esté diseñado el sistema 1 de transmisión global.

- 25

Convenientemente, la sección 10 de generación de señal puede ser una sección de generación de señal de un sistema de transmisión para comunicaciones por satélite (tal como un sistema de transmisión de una estación terrestre de enlace de conexión, de un satélite, o de un aparato en tierra para comunicaciones por satélite), o de un dispositivo para comunicaciones inalámbricas, tales como comunicaciones basadas en LTE.

- 30

En consecuencia, la sección 1000 de transmisión de RF puede ser convenientemente una sección de transmisión de RF de un sistema de transmisión para comunicaciones por satélite (tal como un sistema de transmisión de una estación terrestre de enlace de conexión, de un satélite, o de un aparato en tierra para comunicaciones por satélite), o de un dispositivo para comunicaciones inalámbricas, tales como comunicaciones basadas en LTE.

- 35

Además, la Figura 2 muestra en mayor detalle el dispositivo 100 para generar modos OAM, cuyo dispositivo 100 comprende módulos de generación de modo OAM 2N. En particular, la Figura 2 muestra, por el bien de la simplicidad de la ilustración, solamente:

- un módulo 110 de generación de modo OAM para generar el modo OAM $m=+1$;
- un módulo 120 de generación de modo OAM para generar el modo OAM $m=-1$;
- un módulo 130 de generación de modo OAM para generar el modo OAM $m=+N$; y
- un módulo 140 de generación de modo OAM para generar el modo OAM $m=-N$.

- 40

En detalle, un módulo de generación de modo OAM genérico para generar el modo OAM m es operable para aplicar a una segunda de señal digital $s_m(t)$ respectiva recibida desde la sección 10 de generación de señal una modulación espacial respectiva asociada con dicho modo OAM m para generar una señal digital con modulación espacial $sms_m(t)$ correspondiente que transporta dicho modo OAM m , teniendo el período de muestreo T_0 dado, y ocupando todo el ancho de banda de frecuencia W dado centrado en dicha frecuencia f_0 predefinida.

- 45

Más en detalle, el módulo de generación de modo OAM genérico para generar el modo OAM m es operable para:

 - recibir una señal de sincronización $sinc_m$ (no mostrada en la Figura 2 por el bien de claridad de la ilustración) indicando el período de muestreo T_0 dado y, convenientemente, también el período de muestreo T_m de la segunda señal digital $s_m(t)$ respectiva recibida desde la sección 10 de generación de señal; y
 - aplicar la modulación espacial respectiva a dicha señal digital respectiva $s_m(t)$

- interpolando digitalmente dicha segunda señal digital $s_m(t)$ respectiva sobre la base de la señal de sincronización $sync_m$ recibida para generar una señal interpolada digitalmente correspondiente que tiene el período de muestreo T_0 dado;
- aplicando a la señal interpolada digitalmente una modulación de fase digital respectiva asociada con dicho modo OAM m de manera que genere una señal modulada en fase correspondiente que transporta dicho modo OAM m con una velocidad de rotación del modo OAM predefinida; y
- filtrando digitalmente la señal modulada en fase obteniendo por ello una señal filtrada que representa la señal digital modulada espacial $sms_m(t)$ antes mencionada.

Por ejemplo, el módulo 110 de generación de modo OAM está configurado convenientemente para:

- recibir, a partir de la sección 10 de generación de señal, la segunda de señal digital $s_{+1}(t)$ y una señal de sincronización $sync_{+1}$ indicando el periodo de muestreo T_0 dado y, convenientemente, también el período de muestreo $T_{+1} = 4T_0$ (o $T_{+1} = 3T_0$) de la segunda señal digital $s_{+1}(t)$;
- interpolar digitalmente la segunda señal digital $s_{+1}(t)$ emitiendo, para cada muestra digital de dicha segunda señal digital $s_{+1}(t)$, cuatro muestras digitales correspondientes con escalón de tiempo (es decir, distancia de tiempo) T_0 , generando por ello una señal interpolada digitalmente correspondiente teniendo el período de muestreo T_0 dado;
- aplicar a cada conjunto de cuatro muestras digitales obtenidas por medio de los desplazamientos de fase digital de interpolación digital relacionados con el modo OAM +1 con la velocidad de rotación del modo OAM predefinida (esto es, desplazamientos de fase digitales relacionados con los valores de fase 0, $\pi/2$, π y $3\pi/2$) para generar un conjunto correspondiente de cuatro muestras digitales desplazadas en fase, cuyo conjunto correspondiente de cuatro muestras digitales desplazadas en fase transporta dicho modo OAM +1 con la velocidad de rotación del modo OAM predefinido;
- filtrar digitalmente cada conjunto de cuatro muestras digitales desplazadas en fase obtenidas por medio del desplazamiento de fase digital para emitir un conjunto correspondiente de cuatro muestras digitales filtradas; y
- combinar los conjuntos de cuatro muestras digitales filtradas obtenidas por medio del filtrado digital en una única señal filtrada que representa la señal digital modulada espacial $sms_{+1}(t)$.

En consecuencia, el módulo 120 de generación de modo OAM está configurado de manera conveniente para:

- recibir, desde la sección 10 de generación de señal, la segunda señal digital $s_{-1}(t)$ y una señal de sincronización $sync_{-1}$ indicando el periodo de muestreo T_0 dado y, convenientemente, también el período de muestreo $T_{-1} = 4T_0$ (o $T_{-1} = 3T_0$) de la segunda señal digital $s_{-1}(t)$;
- interpolar digitalmente la segunda señal digital $s_{-1}(t)$ emitiendo, para cada muestra digital de dicha segunda señal digital $s_{-1}(t)$, cuatro muestras digitales correspondientes con escalón de tiempo (es decir, distancia de tiempo) T_0 , generando por ello una señal interpolada digitalmente correspondiente que tiene el período de muestreo T_0 dado;
- aplicar a cada conjunto de cuatro muestras digitales obtenidas por medio de los desplazamientos de fase digitales de interpolación digital relacionados con el modo OAM -1 con la velocidad de rotación del modo OAM predefinido (esto es, desplazamientos de fase digitales relacionados con los valores de fase 0, $3\pi/2$, π y $\pi/2$) para generar un conjunto correspondiente de cuatro muestras digitales desplazadas en fase, cuyo conjunto correspondiente de cuatro muestras digitales desplazadas en fase transporta dicho modo OAM -1 con la velocidad de rotación del modo OAM predefinido;
- filtrar digitalmente cada conjunto de cuatro muestras digitales desplazadas en fase obtenidas por medio del desplazamiento de fase digital para emitir un conjunto correspondiente de cuatro muestras digitales filtradas; y
- combinar los conjuntos de cuatro muestras digitales filtradas obtenidas por medio del filtrado digital en una única señal filtrada que representa la señal digital modulada espacial $sms_{-1}(t)$.

Los módulos de generación de modo OAM para generar modos OAM de mayor orden (es decir, con $|m| > 1$) operan, cambiando lo que se deba de cambiar, conceptualmente de la misma forma que los módulos 110 y 120 de generación de modo OAM.

- Además, de nuevo con referencia a la Figura 2, el dispositivo 100 comprende además:

- módulo 150 de combinación operable para combinar la primera señal digital $s_0(t)$ recibida desde la sección 10 de generación de señal y todas las señales digitales moduladas espacialmente $s_{ms_m}(t)$ generadas por los módulos de generación de modo OAM en una señal digital combinada $s_c(t)$ correspondiente; y

- un módulo 160 de filtrado de transmisión, que es operable para filtrar digitalmente la señal digital combinada $s_c(t)$ por medio de un filtro de transmisión predefinido de manera que ajuste el ancho de banda de la señal al ancho de banda del canal de radio de transmisión (es decir, el canal de radio específico usado en la transmisión) para reducir la Interferencia Intersímbolos (ISI), obteniendo de por ello una señal digital de salida $s_{salida}(t)$ correspondiente; en donde el módulo 160 de filtrado de transmisión está acoplado con la sección 1000 de transmisión de RF para proveer a este último con la señal digital de salida $s_{salida}(t)$.

10 Por ejemplo, en el caso de comunicaciones por satélite (espacio libre) en un canal de radio que tiene el ancho de banda de frecuencia W dado, el filtro de transmisión puede ser un filtro de coseno alzado raíz predefinido adaptado a dicho ancho de banda de frecuencia W dado.

15 En lo que concierne a la recepción, se hace referencia a la Figura 3, que muestra un diagrama de bloques funcional de un sistema de recepción (indicado como un todo mediante 2), que se describe en el documento PCT/IB2012/056804 y que explota la modulación espacial multidimensional antes mencionada para recibir vórtices de radio en frecuencias que oscilan desde unos pocos KHz hasta cientos de GHz.

En particular, el sistema de recepción 2 comprende:

- una sección 2000 de recepción de RF, que está diseñada para recibir señales en radiofrecuencias predefinidas por medio de una única antena (que no se muestra en la Figura 3 por el bien de la simplicidad de la ilustración y que también puede ser una antena reflectora con una única alimentación) o una agrupación de antenas (que no se muestra en la Figura 3 por el bien de la simplicidad de la ilustración y que también puede ser una antena reflectora de alimentación múltiple), y que está diseñada para obtener una señal digital entrante $U_{entrada}(t)$ sobre la base de las señales recibidas;
- un dispositivo 200 para demodular los modos OAM, que está acoplado con dicha sección 2000 de recepción de RF para recibir la señal digital entrante $U_{entrada}(t)$ de la misma, y que está diseñada para procesar dicha señal digital entrante de salida $U_{entrada}(t)$ para emitir señales útiles (en la Figura 3 se muestran las señales útiles $u_0(t)$, $u_{+1}(t)$, $u_{-1}(t)$, $u_{+N}(t)$, $u_{-N}(t)$ emitidas por el dispositivo 200); y
- una sección 20 de procesamiento de señal, que está acoplada con dicho dispositivo 200 para recibir las señales útiles emitidas por este último y que está diseñada para procesar dichas señales útiles.

30 Las radiofrecuencias predefinidas antes mencionadas pueden oscilar convenientemente desde unos pocos KHz hasta cientos de GHz dependiendo de la aplicación específica para la que está diseñado el sistema 2 de recepción global.

35 Convenientemente, la sección 2000 de recepción de RF puede ser una sección de recepción de RF de un sistema de recepción para comunicaciones por satélite (tal como un sistema de recepción de una estación terrena de enlace de conexión, de un satélite, o de un aparato en tierra para comunicaciones por satélite), de un dispositivo para comunicaciones inalámbricas (tales como comunicaciones basadas en LTE), de un sistema de radar, de un Sistema de Radar de Apertura Sintética (SAR), o de un sistema de recepción de radioastronomía.

40 En consecuencia, la sección 20 de procesamiento de señal puede ser convenientemente una sección de procesamiento de señal de un sistema de recepción para comunicaciones por satélite (tal como un sistema de recepción de una estación terrena de enlace de conexión, de un satélite, o de un aparato en tierra para comunicaciones por satélite), de un dispositivo para comunicaciones inalámbricas (tales como comunicaciones basadas en LTE), de un sistema de radar, de un sistema SAR, o de un sistema de recepción de radioastronomía.

45 Adicionalmente, la Figura 4 muestra en mayor detalle el dispositivo 200 para demodular modos OAM. En particular, como se muestra en la Figura 4, el dispositivo 200 comprende un módulo 210 de filtrado de recepción, que es operable para filtrar digitalmente la señal digital entrante $U_{entrada}(t)$ por medio de un filtro de recepción predefinido de manera que ecualice la señal digital entrante $U_{entrada}(t)$ con respecto al canal de radio de recepción (es decir, el canal de radio específico usado en la recepción) y, convenientemente, también con respecto al filtro de transmisión (es decir, el filtro específico usado en la transmisión), obteniendo por ello una señal digital entrante filtrada $u_i(t)$ correspondiente.

50 Por ejemplo, en el caso de comunicaciones por satélite (espacio libre) en un canal de radio que tiene el ancho de banda de frecuencia W dado, en donde el filtro de transmisión es un filtro de coseno alzado raíz predefinido adaptado a dicho ancho de banda de frecuencia W dado, el filtro de recepción puede ser el conjugado complejo de dicho filtro de coseno alzado raíz predefinido para reducir la ISI.

Además, de nuevo con referencia a la Figura 4, el dispositivo 200 comprende además un módulo 220 de sobremuestreo digital operable para sobremuestrear digitalmente la señal digital entrante filtrada $u_f(t)$ sobre la base de un período de sobremuestreo T_{sobre} predefinido, emitiendo por ello un conjunto correspondiente de muestras digitales.

5 Por ejemplo, en caso de que el sistema 2 de recepción esté configurado para recibir las señales de RF transmitidas por el sistema 1 de transmisión, el período de sobremuestreo T_{sobre} predefinido puede ser convenientemente igual a T_0/Q , en donde T_0 es el período de muestreo dado introducido previamente en conexión con el sistema 1 de transmisión, y Q denota un número entero mayor que uno.

10 Además, de nuevo con referencia a la Figura 4, el dispositivo 200 comprende también un módulo 230 de procesamiento configurado para:

- proporcionar un sistema lineal de ecuaciones M (donde M denota un número entero mayor que uno) que relaciona
 - el conjunto de muestras digitales emitidas por el módulo 220 de sobremuestreo digital
 - con X valores digitales desconocidos (donde X denota un número entero mayor que uno y menor que M) de señales útiles asociadas, cada una, con un modo OAM m predefinido respectivo con una velocidad de rotación de modo OAM predefinida;
 - en donde dicho sistema lineal de M ecuaciones se refiere al conjunto de muestras digitales emitidas por el módulo 220 de sobremuestreo digital con los X valores digitales desconocidos a través de
 - 20 - primeros parámetros predefinidos relacionados con los modos OAM predefinidos con la velocidad de rotación del modo OAM predefinido, y
 - segundos parámetros predefinidos relacionados con el filtro de recepción predefinido, con el canal de radio de recepción y, convenientemente, también con el filtro de transmisión;
- calcular los X valores digitales resolviendo el sistema lineal de M ecuaciones; y
- 25 • generar y emitir digitalmente las señales útiles (por ejemplo, las señales útiles $u_0(t)$, $u_{+1}(t)$, $u_{-1}(t)$, $u_{+N}(t)$ y $u_{-N}(t)$ mostradas en la Figura 4) sobre la base de los valores digitales correspondientes calculados.

A este respecto, es importante subrayar el hecho de que, con el fin de extraer las señales útiles (es decir, con el fin de resolver el sistema lineal de M ecuaciones calculando por ello los X valores digitales, y, por consiguiente, generar y emitir las señales útiles), el módulo 230 de procesamiento se configura convenientemente para operar como un
30 filtro adaptado generalizado que explota una o más técnicas de procesamiento matemático, tales como la técnica pseudoinversa.

Además, también es importante subrayar el hecho de que la operación de sobremuestreo realizada por el módulo 220 de sobremuestreo digital permite aumentar la redundancia del sistema lineal de M ecuaciones (es decir, permite obtener un número M de ecuaciones independientes más y más alto que el número X de los valores digitales desconocidos), permitiendo por ello encontrar soluciones más robustas a dicho sistema lineal de M ecuaciones.
35

Además, cuanto mejor sea la caracterización de los modos OAM y del canal de radio en el sistema lineal de M ecuaciones, más robusta será la resolución de dicho sistema lineal de M ecuaciones. Específicamente, un aumento del número de parámetros predefinidos primero y segundo usados en el sistema lineal de M ecuaciones permite aumentar la redundancia de dicho sistema lineal de M ecuaciones (es decir, permite obtener un número M de ecuaciones independientes más y más alto que el número X de los valores digitales desconocidos), permitiendo por
40 ello optimizar la resolución de, es decir, encontrar soluciones óptimas a, dicho sistema lineal de M ecuaciones en términos de relación de densidad espectral de energía por bit a potencia de ruido E_b/N_0 .

En caso de que el sistema 2 de recepción esté configurado para recibir las señales RF transmitidas por el sistema 1 de transmisión, los primeros parámetros predefinidos están relacionados con los períodos de muestreo T_0 y T_m introducidos previamente en conexión con el dispositivo 100, y con los desplazamientos de fase digitales aplicados por los módulos de generación de modo OAM del dispositivo 100 a las muestras digitales de las señales interpoladas digitalmente.
45

Además, de nuevo en caso de que el sistema 2 de recepción esté configurado para recibir las señales RF transmitidas por el sistema 1 de transmisión, las señales útiles generadas y emitidas por el módulo 230 de procesamiento (tales como las señales $u_0(t)$, $u_{+1}(t)$, $u_{-1}(t)$, $u_{+N}(t)$ y $u_{-N}(t)$ mostradas en la Figura 4) son las señales
50

digitales transmitidas por dicho sistema 1 de transmisión por medio de la onda plana y los varios vórtices de radio (es decir, las señales $s_0(t)$, $s_{+1}(t)$, $s_{-1}(t)$, $s_{+N}(t)$ y $s_{-N}(t)$ mostradas en las Figuras 1 y 2)

Preferiblemente, el dispositivo 100 para generar modos OAM y el dispositivo 200 para demodular modos OAM se implementan por medio de una Agrupación de Puertas Programables en Campo (FPGA), un Circuito Integrado de Aplicaciones Específicas (ASIC) y tecnologías de Radio Definida por Software (SDR).

Finalmente, según un aspecto adicional de la Solicitud Internacional PCT/IB2012/056804, un sistema de comunicación por radio en general que incluye tanto el sistema 1 de transmisión como el sistema 2 de recepción está diseñado preferiblemente para:

- monitorizar la interferencia experimentada por los vórtices de radio transmitidos; y,
- si la interferencia experimentada por un vórtice de radio que transporta una señal digital $s_m(t)$ dada por medio de un modo OAM m dado cumple una condición relacionada con la interferencia dada (por ejemplo, si excede un nivel de interferencia dado),
 - comenzar usando un modo OAM m^* diferente del modo OAM m dado para transmitir el flujo de información previamente transportado por dicha señal digital $s_m(t)$ dada por medio de dicho modo OAM m dado, y
 - dejar de usar dicho modo OAM m dado.

En caso de que dicho aspecto adicional del documento PCT/IB2012/056804 se use para comunicaciones por satélite, es posible mitigar una interferencia, dado que dicho aspecto adicional del documento PCT/IB2012/056804 permite rechazar un modo OAM atascado. Además, dicho aspecto adicional del documento PCT/IB2012/056804 se puede usar también en combinación con otras capacidades anti-interferencia del sistema de recepción.

Además, vale la pena señalar que el documento US 2013/235885 A1 se relaciona con la unión de canales con el Momento Angular Orbital (OAM). En particular, el documento US 2013/235885 A1 describe un sistema que comprende:

- un distribuidor;
- una interfaz de entrada; e
- interfaces de salida a los canales de comunicación correspondientes que forman un grupo de canales enlazados;

en donde:

- el distribuidor está en comunicación con la interfaz de entrada y las interfaces de salida;
- el distribuidor está configurado para recibir datos fuente desde la interfaz de entrada y distribuir los datos fuente a través de los canales de comunicación; y
- los canales de comunicación comprenden canales de OAM orbitales.

El documento US 2013/235885 A1 describe además un método que comprende:

- recibir un flujo de paquetes;
- dividir el flujo de paquetes en unidades de comunicación;
- identificar un grupo de canales vinculados de canales de comunicación entre un conjunto de canales de comunicación disponibles; y
- distribuir las unidades de comunicación a través del grupo de canales vinculados, donde los canales de comunicación del grupo de canales vinculados tienen un estado orbital diferente unos de otros.

Más concretamente, el método según el documento US 2013/235885 A1 utiliza multiplexación orbital por encima de otras técnicas de multiplexación, tales como la Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM). Según el documento US 2013/235885 A1, la multiplexación orbital codifica la información a través de los dominios orbitales y espectrales mediante el uso de múltiples dispositivos "orbitales" de transmisión y recepción.

Además, vale la pena señalar también que el documento de Masahichi Kishi titulado "The application of a short-time DFT to a Hilbert transformer", Electrónica y Comunicaciones en Japón (Parte I - Comunicaciones), Wiley, Hoboken,

Nueva Jersey, EE.UU., Vol. 75, nº 5, 1 de mayo de 1992, páginas 13-22, describe un transformador de Hilbert implementado usando el concepto de espectro instantáneo y luego aplicado en sistemas de comunicaciones, en donde dicho transformador de Hilbert se basa en el concepto de que la transformada de Hilbert se realiza completamente en el dominio de frecuencia intercambiando la parte real compleja con la parte imaginaria compleja del espectro instantáneo, que luego se analiza utilizando una DFT de corta duración.

Finalmente, el documento de Jun Jing et al. titulado "Feature Extraction of Pulse Signal Based on Hilbert-Huang Transformation and Singular Value Decomposition ", Actas de ICBBE 2007, IEEE, Piscataway, Nueva Jersey, EE.UU., 1 de julio de 2007, páginas 1007 - 1010, describe un enfoque de diagnóstico de pulso basado en el método de transformación de Hilbert-Huang y la técnica de Descomposición de Valor Singular (SVD), en donde el método de Descomposición en Modo Empírico (EMD) se utiliza para descomponer la señal en una serie de componentes de Función de Modo Intrínseco (IMF), luego la transformación de Hilbert se aplica para crear una señal analítica y obtener una frecuencia instantánea y una amplitud instantánea, a partir de las cuales se forman las matrices vectoriales de características iniciales. Aplicando la técnica de SVD a las matrices de vectores de características iniciales, se obtienen los valores singulares, que se consideran los vectores de características de estado de las señales de pulso humano.

Objeto y compendio de la invención

El solicitante ha llevado a cabo un estudio en profundidad con el fin de desarrollar un modo práctico y eficiente para llevar a cabo la modulación espacial multidimensional descrita en la Solicitud Internacional PCT/IB2012/056804, y este estudio en profundidad ha conducido al Solicitante a desarrollar un nuevo sistema y método inventivo para transmitir y recibir señales de Radiofrecuencia (RF) (incluyendo frecuencias desde unos pocos KHz hasta cientos de GHz) con una capacidad de transmisión aumentada.

Por lo tanto, un objeto de la presente invención es el de proporcionar un sistema y un método para transmitir y recibir señales de RF con capacidad de transmisión aumentada.

Este y otros objetos se logran por la presente invención en lo que se refiere a un método y un sistema de radiocomunicaciones, como se define en las reivindicaciones adjuntas.

Breve descripción de los dibujos

Para una mejor comprensión de la presente invención, realizaciones preferidas, que están destinadas puramente a modo de ejemplo no limitativo, se describirán ahora con referencia a los dibujos adjuntos (no todos a escala), en donde:

- La Figura 1 ilustra esquemáticamente un sistema de transmisión para transmitir vórtices de radio según la técnica anterior;
- La Figura 2 ilustra esquemáticamente un dispositivo para generar modos OAM, cuyo dispositivo se explota por el sistema de transmisión mostrado en la Figura 1;
- La Figura 3 ilustra esquemáticamente un sistema de recepción para recibir vórtices de radio según la técnica anterior;
- La Figura 4 ilustra esquemáticamente un dispositivo para demodular modos OAM, cuyo dispositivo se explota por el sistema de recepción mostrado en la Figura 2;
- La Figura 5 ilustra esquemáticamente el comportamiento en el tiempo de una función de frecuencia compleja constituida por una función cosenoidal real y una función sinusoidal imaginaria;
- Las Figuras 6 y 7 ilustran esquemáticamente muestras de frecuencia complejas de una señal limitada en el tiempo y de su señal analítica correspondiente, respectivamente (suponiendo que la señal también se puede aproximar como una señal de banda limitada);
- Las Figuras 8 y 9 ilustran esquemáticamente la transformada de Fourier inversa en el tiempo de una función de frecuencia compleja y la transformada de Fourier inversa en el tiempo de su transformada de Hilbert de frecuencia, respectivamente;
- La Figura 10 ilustra esquemáticamente una comparación entre un proceso para generar ondas torsionadas en el dominio del tiempo según la solicitud internacional PCT/FR2013/052636 y un proceso para generar ondas torsionadas en el dominio de la frecuencia según la presente invención;
- Las Figuras 11 y 12 ilustran esquemáticamente una función de frecuencia compleja de una señal analítica y su transformada de Hilbert en el dominio de la frecuencia, respectivamente;

- La Figura 13 ilustra esquemáticamente la transformada de Hilbert de frecuencia y las aproximaciones de esta última obtenidas utilizando, respectivamente, uno, dos y cinco modos exponenciales ortogonales;
- Las Figuras 14, 15 y 16 ilustran esquemáticamente el comportamiento de frecuencia de tres modos exponenciales ortogonales diferentes;
- 5 • La Figura 17 ilustra esquemáticamente las potencias asociadas con los modos armónicos ortogonales utilizados para desarrollar la transformada de Hilbert de frecuencia;
- Las Figuras 18 y 19 ilustran esquemáticamente funciones complejas de torsión de frecuencia relacionadas con dos modos armónicos ortogonales;
- 10 • La Figura 20 ilustra esquemáticamente una supertrama de OFDM con Unidades de Frecuencia de trama Torsionadas (TFU) adicionales;
- La Figura 21 ilustra esquemáticamente una aproximación de la respuesta al impulso de la transformada de Hilbert de frecuencia usando tres modos armónicos complejos;
- La Figura 22 representa esquemáticamente un método de comunicaciones por radio según la presente invención como una generalización de la técnica de OFDM (o OFDMA) tradicional;
- 15 • Las Figuras 23 y 24 ilustran esquemáticamente el comportamiento en el tiempo de una señal compleja de modo torsionado en el tiempo +1 y de una señal compleja de modo torsionado en frecuencia +1, respectivamente;
- Las Figuras 25 y 26 ilustran esquemáticamente la relación entre el símbolo y el tiempo de reloj según un aspecto de la presente invención;
- 20 • La Figura 27 ilustra esquemáticamente un esquema tradicional de prefijo cíclico para OFDM-OFDMA;
- La Figura 28 ilustra esquemáticamente un ejemplo de dos componentes de dispersión de retardo con prefijo cíclico;
- La Figura 29 ilustra esquemáticamente el aumento de la duración de la trama en el tiempo debido al prefijo cíclico;
- 25 • Las Figuras 30 y 31 ilustran esquemáticamente el comportamiento en el tiempo del modo principal y los modos torsionados, respectivamente, cuando se usa un prefijo cíclico;
- La Figura 32 ilustra esquemáticamente los anchos de banda de ruido para ondas torsionadas en el tiempo;
- La Figura 33 ilustra esquemáticamente el impacto del ruido en el caso de ondas torsionadas en la frecuencia;
- 30 • La Figura 34 ilustra esquemáticamente la eficiencia espectral en función de la energía por símbolo sobre la densidad de ruido para ondas torsionadas en la frecuencia;
- La Figura 35 ilustra esquemáticamente una estructura de frecuencia de ondas torsionadas en la frecuencia según una realización ilustrativa de la presente invención;
- 35 • La Figura 36 ilustra esquemáticamente un sistema de transmisión según una realización ilustrativa de la presente invención;
- La Figura 37 ilustra esquemáticamente un sistema de recepción según una realización ilustrativa de la presente invención;
- La Figura 38 ilustra esquemáticamente un ejemplo de matriz cuadrada resultante de la multiplicación de la transposición de una matriz de transmisión según un aspecto de la presente invención por dicha matriz de transmisión;
- 40 • La Figura 39 ilustra esquemáticamente una arquitectura multicapa en donde una estructura de trama de ondas torsionadas en la frecuencia según un aspecto de la presente invención está incrustada en una arquitectura de OFDM tradicional;

- La Figura 40 ilustra esquemáticamente la complejidad computacional de la presente invención y la reutilización de frecuencias según la presente invención en función del número de modos torsionados de frecuencia usados; y
- La Figura 41 ilustra esquemáticamente la flexibilidad en el uso de la modularidad de OFDM, el número de ecuaciones complejas y la criticidad de la implementación de la presente invención en función del número de modos torsionados de frecuencia usados.

Descripción detallada de realizaciones preferidas de la invención

La siguiente discusión se presenta para permitir que una persona experta en la técnica haga y use la invención. Varias modificaciones a las realizaciones serán fácilmente evidentes para los expertos en la técnica, sin apartarse del alcance de la presente invención que se reivindica. De este modo, la presente invención no pretende estar limitada a las realizaciones mostradas y descritas, sino que ha de ser concedido el alcance más amplio coherente con los principios y características descritos en la presente memoria y definidos en las reivindicaciones adjuntas.

La presente invención se refiere a un modo práctico y eficaz, en general, para aumentar la capacidad de transmisión y, en particular, para aumentar la reutilización del espectro de RF. En este sentido, la Solicitud Internacional N° PCT/FR2013/052636 (cuyo contenido se adjunta en la presente como referencia) presentada el 5 de noviembre de 2013, en nombre de EUTELSAT S.A., describe la viabilidad de aumentar la capacidad de transmisión en radiofrecuencia (RF) (incluyendo frecuencias desde unos pocos KHz hasta cientos de GHz) mediante la explotación de una aproximación adecuada en el dominio del tiempo de la transformada de Hilbert de señales analíticas digitales, en donde dicha aproximación de la transformada de Hilbert se implementa mediante el uso de ondas torsionadas, específicamente modos armónicos ortogonales.

En particular, el documento PCT/FR2013/052636 describe un sistema de radiocomunicaciones que comprende un transmisor y un receptor, en donde el transmisor está configurado para:

- generar o recibir símbolos digitales con una tasa de símbolos dada asociada con un período de símbolo correspondiente;
- generar, cada S símbolos digitales generados/recibidos, una señal digital multimodo respectiva, que tiene una duración de tiempo predefinida más corta que S veces el período de símbolo, que se muestrea con una tasa de muestreo predefinida más alta que la tasa de símbolos. y que transporta dichos S símbolos digitales por medio de una pluralidad de modos armónicos ortogonales que comprenden
 - un modo principal que es un modo armónico real y transporta P de dichos S símbolos digitales, y
 - uno o más modos secundarios que transportan los otros S-P símbolos digitales, siendo cada modo secundario un modo armónico complejo desplazado en el tiempo por la mitad del período de símbolo con respecto al modo principal (en donde S es un número entero mayor de tres y P es un número entero menor que S); y
- transmitir una señal de radiofrecuencia que transporta una secuencia de las señales digitales multimodo generadas.

Además, el receptor del sistema de radiocomunicaciones según el documento PCT/FR2013/052636 está configurado para:

- recibir la señal de radiofrecuencia transmitida por el transmisor;
- procesar la señal de radiofrecuencia recibida para obtener una señal digital entrante correspondiente; y
- extraer, de partes sucesivas no solapadas de la señal digital entrante muestreada con la tasa de muestreo predefinida, los S símbolos digitales transportados respectivamente por cada parte de señal digital entrante por medio de los modos armónicos ortogonales; en donde cada una de las partes sucesivas y no solapadas de la señal digital entrante tiene la duración de tiempo predefinida.

Preferiblemente, el transmisor según el documento PCT/FR2013/052636 está configurado para generar una señal digital multimodo que transporta S símbolos digitales:

- asignando P de los S símbolos digitales al modo principal proporcionando, para cada uno de dichos P símbolos digitales, un valor complejo correspondiente que representa dicho símbolo digital y está relacionado con el modo principal;
- asignando cada uno de los otros S-P símbolos digitales a un modo secundario correspondiente proporcionando, para cada uno de dichos S-P símbolos digitales, un valor complejo correspondiente que

representa dicho símbolo digital y está relacionado con el modo secundario al que se asigna dicho símbolo digital;

- 5 • calculando, usando una matriz de transmisión predefinida, M valores complejos multimodo relacionados con M instantes de tiempo sucesivos que, dentro de la duración de tiempo predefinida, están separados por la mitad del período de símbolo, en donde M es un número entero igual o mayor que S, y en donde la matriz de transmisión predefinida se relaciona con

- los S valores complejos que representan los S símbolos digitales y relacionados con los modos armónicos
- con los M instantes de tiempo sucesivos

- 10 - a través de coeficientes complejos, cada uno de los cuales se relaciona con un modo armónico respectivo y con un instante de tiempo respectivo; y

- generando una señal digital multimodo teniendo la duración de tiempo predefinida y muestreada con la tasa de muestreo predefinida sobre la base de los M valores complejos multimodo calculados.

De nuevo, preferiblemente, el receptor según el documento PCT/FR2013/052636 está configurado para extraer los S símbolos digitales transportados por una parte de señal digital entrante que tiene la duración de tiempo predefinida y muestreada con la tasa de muestreo predefinida:

- extrayendo, de dicha parte de señal digital entrante, M valores complejos multimodo relacionados con M instantes de tiempo sucesivos que están, dentro de la duración de tiempo predefinida, separados por la mitad del período de símbolo;

- 20 • calculando, usando una matriz de recepción derivada de la matriz de transmisión predefinida, S valores complejos que representan los S símbolos digitales transportados por dicha parte de señal digital entrante por medio de modos armónicos ortogonales, en donde dicha matriz de recepción se relaciona con

- los M valores complejos multimodo extraídos relacionados con los M instantes de tiempo sucesivos
- con los S valores complejos a ser calculados

- 25 - a través de coeficientes complejos, cada uno de los cuales se relaciona con un modo armónico respectivo y con un instante de tiempo respectivo; y

- determinando los S símbolos digitales representados por los S valores complejos calculados.

Convenientemente, la matriz de recepción utilizada por el receptor según el documento PCT/FR2013/052636 se deriva de la matriz de transmisión predefinida a través de una técnica de inversión generalizada.

30 Más convenientemente, según el documento PCT/FR2013/052636, la matriz de transmisión predefinida es de manera que la matriz resultante de la multiplicación de la transposición de dicha matriz de transmisión predefinida y dicha matriz de transmisión predefinida tiene un determinante diferente de cero, y la matriz de recepción se deriva de la matriz de transmisión predefinida a través de una técnica pseudoinversa.

35 Más y más convenientemente, según el documento PCT/FR2013/052636, la matriz de recepción se calcula sobre la base de la siguiente fórmula:

$$[GMF] = ([A]^T [A])^{-1} [A]^T,$$

donde $[GMF]$ denota la matriz de recepción, $[A]$ denota la matriz de transmisión predefinida, $[A]^T$ denota la transposición de la matriz de transmisión predefinida, y $([A]^T [A])^{-1}$ denota la operación de inversión de la matriz resultante de la multiplicación de la transposición de la matriz de transmisión predefinida y la matriz de transmisión predefinida.

Preferiblemente, según el documento PCT/FR2013/052636, el modo principal comprende, dentro de la duración de tiempo predefinida, P muestras con período de muestreo igual al período de símbolo, los modos secundarios comprenden, dentro de la duración de tiempo predefinida, P-1 muestras con período de muestreo igual al período de símbolo, cada modo secundario se desplaza en el tiempo por la mitad del período de símbolo con respecto al modo principal, y dichos M instantes de tiempo sucesivos que, dentro de la duración de tiempo predefinida, están

separados por la mitad del período de símbolo, son los tiempos de muestreo del modo principal y de los modos secundarios, dando como resultado por ello que $M = 2P-1$.

Más preferiblemente, según el documento PCT/FR2013/052636, los modos armónicos comprenden $2N$ modos armónicos complejos secundarios, cada uno de los cuales transporta un modo de Momento Angular Orbital (OAM) respectivo y tiene un índice n respectivo relacionado con la carga topológica comprendido entre $-N$ y $+N$, en donde N es un número entero mayor que uno; además, el modo principal transporta $P = 2^{N+1}+1$ símbolos digitales y teniendo cada modo armónico complejo secundario un índice n relacionado con la carga topológica transporta 2^{N-n+1} símbolos digitales, dando como resultado por ello que $M = 2^{N/2}+1$ y $S = 2^{N/2}-1$.

Convenientemente, según el documento PCT/FR2013/052636, la tasa de muestreo predefinida depende al menos de la duración de tiempo predefinida de cada señal digital multimodo y de cada una de las partes sucesivas y no solapadas de la señal digital entrante.

Más convenientemente, según el documento PCT/FR2013/052636, la duración de tiempo predefinida es igual a P veces el período de símbolo.

Más y más convenientemente, según el documento PCT/FR2013/052636, la tasa de muestreo predefinida se determina sobre la base de la siguiente fórmula:

$$CR = \frac{2P+u}{2P} \cdot \frac{1}{T_s},$$

donde CR denota dicha tasa de muestreo predefinida, T_s denota el período del símbolo, y u denota un parámetro relacionado con la componente vestigial digital cuyo valor es un número entero y depende al menos de la duración de tiempo predefinida.

Preferiblemente, el transmisor según el documento PCT/FR2013/052636 está configurado para generar una señal digital de múltiples tramas que comprende tramas de tiempo sucesivas y no solapadas, cada una de las cuales tiene la duración de tiempo predefinida y está ocupada por una señal digital multimodo respectiva; además, la señal digital de múltiples tramas transporta datos de sincronización de tramas relacionados con la sincronización de tramas de sus tramas de tiempo; por consiguiente, la señal de radiofrecuencia transmitida por el transmisor transporta la señal digital de múltiples tramas.

Además, el receptor según el documento PCT/FR2013/052636 se configura adicionalmente para:

- extraer los datos de sincronización de trama de la señal digital entrante;
- detectar, sobre la base de los datos de sincronización de tramas extraídos, las tramas de tiempo sucesivas y no solapadas de la señal digital entrante con la duración de tiempo predefinida; y,
- para cada trama de tiempo detectada de la señal digital entrante, extraer, desde la parte de señal digital entrante dentro de dicha trama de tiempo, los S símbolos digitales transportados por dicha parte de señal digital entrante por medio de los modos armónicos ortogonales.

Más preferiblemente, según el documento PCT/FR2013/052636, la señal digital de múltiples tramas comprende un preámbulo seguido por F tramas de tiempo sucesivas y no solapadas ocupadas, cada una, por una señal digital multimodo respectiva, siendo F un número entero mayor que uno; en particular, el preámbulo transporta datos de sincronización de tramas relacionados con la sincronización de tramas de las F tramas de tiempo siguientes.

Más y más preferiblemente, según el documento PCT/FR2013/052636, los datos de sincronización de tramas indican el comienzo de la trama tiempo y/o la duración de tiempo predefinida de las tramas de tiempo.

Para aumentar, en general, la capacidad de transmisión en radiofrecuencia (RF) (incluyendo las frecuencias desde unos pocos KHz hasta cientos de GHz) y, en particular, la reutilización del espectro de RF, la presente invención, explotando la dualidad entre tiempo y frecuencia, enseña a utilizar una aproximación basada en ondas torsionadas de la transformada de Hilbert en el dominio de la frecuencia.

En particular, gracias al principio de dualidad entre tiempo y frecuencia, es posible explotar las funciones de onda torsionada también en el dominio de la frecuencia. Los resultados son muy interesantes y prometedores con características que son, por un lado, similares al caso del dominio del tiempo, pero, por otro lado, bastante diferentes, para aplicaciones prácticas, del caso del dominio del tiempo.

En detalle, la "torsión de frecuencia" se puede ver como una generalización del enfoque de OFDM bien conocido, que introduce una novedad absoluta en el análisis y diseño de señales de OFDM.

La teoría subyacente a la presente invención se presentará a continuación.

Como se sabe, una señal se puede representar en el dominio del tiempo o de la frecuencia, siendo el tiempo y la frecuencia variables conjugadas.

- 5 Considerando una señal de tiempo limitado dentro de una ventana de tiempo T (como técnica habitual en el caso de señales de OFDM-OFDMA), en el dominio de la frecuencia dicha señal se puede representar mediante una serie de funciones seno:

$$X(f) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k e^{j\varphi_k} \frac{\sin\left[\pi T\left(f - \frac{k}{T}\right)\right]}{\pi T\left(f - \frac{k}{T}\right)}.$$

En el caso de la señal $X(f)$ se puede aproximar con una señal de banda limitada con ancho de banda B , esto implica que:

10
$$X(f - f_0) = X^+(f - f_0) + X^-(f - f_0),$$

donde $+$ y $-$ denotan frecuencias positivas y negativas, respectivamente.

Teniendo en cuenta solo las frecuencias positivas, es posible escribir:

$$X^+(f - f_0) = X(f - f_0) \quad \text{para } f \geq 0, \text{ y}$$

$$X^+(f - f_0) = 0 \quad \text{para } f < 0,$$

- 15 y también

$$X^+(f) = \sum_{k=-N}^{+N} a_k e^{j\varphi_k} \frac{\sin\left[\pi T\left(f - f_0 - \frac{k}{T}\right)\right]}{\pi T\left(f - f_0 - \frac{k}{T}\right)},$$

donde $N = TB$.

- 20 De ahí, cada muestra está constituida por una parte real dada por $a_k \cos \varphi_k$, y una parte imaginaria dada por $a_k \sin \varphi_k$. La representación temporal de tal muestra viene dada por una función cosenoidal en la ventana de tiempo T , teniendo una amplitud de $a_k \cos \varphi_k$, y una función sinusoidal que tiene una amplitud de $a_k \sin \varphi_k$, como se muestra en la Figura 5 donde se ilustra el comportamiento en el tiempo de dicha muestra de frecuencia compleja.

- 25 El patrón de frecuencia está dado por dos pares de funciones seno, a saber, una para la parte real y otra para la parte imaginaria, como se muestra en las Figuras 6 y 7 que ilustran muestras de frecuencia complejas de una señal limitada en el tiempo y de su correspondiente señal analítica. respectivamente (suponiendo que la señal también se puede aproximar como una señal de banda limitada).

- 30 En lo que respecta a las señales analíticas, la tradicional transformada de Hilbert se aplica en el tiempo, suponiendo que el ancho de banda total de la señal se puede considerar limitado y que la señal de banda base se ha desplazado a una frecuencia adecuada para permitir que el ancho de banda completo sea en el semieje de frecuencia positiva (y, por supuesto, replicado en el negativo). En el semieje de frecuencia positiva, con respecto a la muestra de frecuencia central para $k=0$, las muestras de frecuencia son complejas y allí resulta que $a_k e^{j\varphi_k} \neq a_{-k} e^{j\varphi_{-k}}$.

Teniendo en cuenta una muestra de frecuencia compleja relacionada con una ventana de tiempo limitada, es posible aplicar una segunda transformada de Hilbert a la función $X^+(f - f_0)$ en el dominio de la frecuencia (bajo la suposición de que la señal es una señal de duración en el tiempo limitada):

$$X_H^+(f - f_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{X(\varphi)}{\pi(f - f_0 - \varphi)} d\varphi,$$

- 35 donde la integral puede entenderse como el valor principal de Cauchy.

De ahí, la función de tiempo resulta ser:

$$x_H(t) = x(t)e^{j2\pi f_0 t} (u_0(t) - u_0(-t)) ,$$

donde $u_0(t)$ y $u_0(-t)$ son las funciones escalonadas para $t > 0$ y $t < 0$, respectivamente.

Bajo la suposición de que

$$X(f) \Big|_{f_k = \frac{k}{T}} = \frac{\sin[\pi(fT - k)]}{\pi(fT - k)} ,$$

5 entonces la función de tiempo viene dada por:

$$x(t) = e^{j2\pi k \frac{t}{T}} , \quad \text{para } |t| < \frac{T}{2} , \text{ y}$$

$$x(t) = 0 , \quad \text{para } |t| \geq \frac{T}{2} .$$

De ahí, la transformada en el tiempo de la transformada de Hilbert en la frecuencia resulta ser:

$$x(t)(u_0(t) - u_0(-t)) = e^{j2\pi k \frac{t}{T}} \quad \text{para } 0 < t < \frac{T}{2} ,$$

$$10 \quad x(t)(u_0(t) - u_0(-t)) = -e^{j2\pi k \frac{t}{T}} \quad \text{para } -\frac{T}{2} < t < 0 , \text{ y}$$

$$x(t)(u_0(t) - u_0(-t)) = 0 \quad \text{para } |t| \geq \frac{T}{2} .$$

A este respecto, las Figuras 8 y 9 muestran la transformada de Fourier inversa en el tiempo de una función de frecuencia compleja y la transformada de Fourier inversa en el tiempo de su transformada de Hilbert de frecuencia, respectivamente.

15 El análisis de las propiedades de esta familia de señales se basa, por tanto, en una aplicación secuencial de una transformada de Hilbert en el tiempo para obtener la señal analítica y una transformada de Hilbert en la frecuencia para obtener las señales de onda torsionada, que son ortogonales a las muestras originales.

20 El proceso que se acaba de describir es similar pero algo sustancialmente diferente del caso de torsión en el tiempo. De hecho, como se describe en el documento PCT/FR2013/052636, en la torsión en el tiempo, la transformada de Hilbert se aplica dos veces en el tiempo: la primera transformada de Hilbert en el tiempo se usa para obtener la señal analítica, y la segunda transformada de Hilbert en el tiempo se usa para crear la familia de ondas torsionadas ortogonales a las muestras originales.

25 A este respecto, la Figura 10 muestra esquemáticamente una comparación de los procesos para generar ondas torsionadas en el dominio del tiempo según el documento PCT/FR2013/052636 y en el dominio de la frecuencia según la presente invención.

En particular, como se muestra en la Figura 10, tanto el proceso según el documento PCT/FR2013/052636 (indicado como un todo por 300) y el proceso según la presente invención (indicado como un todo por 400) se aplican a una señal de banda limitada $x(t)$ e incluyen:

- 30
- aplicar a la señal de banda limitada $x(t)$ un desplazamiento de frecuencia (bloque 301 y 401, respectivamente); y
 - realizar una transformada de Hilbert en el tiempo de la señal de frecuencia desplazada para obtener la señal analítica (bloque 302 y 402, respectivamente).

En cambio, los dos procesos se diferencian por el hecho de que:

- 35
- el proceso 300 según el documento PCT/FR2013/052636 explota una aproximación en el dominio del tiempo de la transformada de Hilbert de la señal analítica para crear ondas torsionadas en el tiempo (bloque 303); y
 - el proceso 400 según la presente invención explota una aproximación en el dominio de la frecuencia de la transformada de Hilbert de la señal analítica para crear ondas torsionadas en la frecuencia (bloque 403).

En detalle, en lo que respecta al proceso 400 según la presente invención, la transformada de Hilbert en el dominio de la frecuencia se puede ver como una transformada de Fourier inversa de la señal analítica descrita anteriormente. A este respecto, las Figuras 11 y 12 muestran la función de frecuencia compleja de la señal analítica y su transformada de Hilbert en el dominio de la frecuencia, respectivamente.

5 La transformada de Hilbert en la frecuencia aumenta el ancho de banda necesario para representar la señal, debido a la presencia de una discontinuidad en la función de tiempo en el origen (es decir, tomando en consideración el significado del valor principal de Cauchy, la posición del eje de simetría/asimetría de la integración). Este aspecto es similar a la situación de la transformada de Hilbert en el dominio del tiempo, y se puede manejar considerando un desarrollo en una serie de modos ortogonales. A este respecto, la Figura 13 muestra la transformada de Hilbert en la
10 frecuencia y las aproximaciones de esta última obtenidas utilizando, respectivamente, uno, dos y cinco modos exponenciales ortogonales.

Cada modo superior al modo 0 está representado por un par de pulsos impares en el dominio de la frecuencia, centrados con respecto a la frecuencia f_0 . A este respecto, las Figuras 14, 15 y 16 muestran el comportamiento en la frecuencia del modo 0, 1 y 2, respectivamente. Los modos son mutuamente ortogonales, pero la ortogonalidad entre
15 cada uno de ellos y los pulsos de frecuencia del modo principal viene dada por la propiedad de simetría del ancho de banda completo y esto se podría definir como una ortogonalidad sinóptica.

De manera similar al caso del dominio del tiempo, la propiedad anterior es similar a la interferometría, que es una propiedad que depende de la geometría del espacio y no directamente de la señal.

20 Por lo tanto, el dominio de la frecuencia se puede asimilar a una especie de espacio (específicamente, un "espacio de frecuencia"), de manera similar a la situación de la torsión en el tiempo donde el tiempo se considera un espacio (específicamente, un "espacio de tiempo"), con grados de libertad adicionales.

Es importante señalar una diferencia básica entre los pulsos de tiempo y de frecuencia: los pulsos de tiempo son reales, mientras que los pulsos de frecuencia son, en general, complejos.

25 Por lo tanto, la torsión en la frecuencia muestra una capacidad más robusta para transportar un canal de información adicional. De hecho, mientras que para la torsión en el tiempo es necesario aumentar el ancho de banda nominal de Nyquist (aproximadamente un 33%), la torsión en la frecuencia puede funcionar sin esta limitación.

La transformada de Hilbert de frecuencia permite, teóricamente, mantener todo el contenido de información de la señal original. Por lo tanto, también el desarrollo del modo armónico ortogonal hasta el infinito de la transformada de Hilbert de frecuencia permite, teóricamente, mantener todo el contenido de información de la señal original. Cada
30 modo contribuye al contenido de información proporcionalmente a la potencia respectiva del modo (suponiendo que la potencia total de la señal es igual a uno). A este respecto, la Figura 17 muestra esquemáticamente la potencia respectiva (es decir, contenido de información) asociada con cada modo hasta el modo undécimo. A partir de la Figura 17 se puede observar que con los primeros dos o tres modos es posible mantener alrededor del 90% del contenido de información de la señal original con una reutilización de frecuencia potencial de 1,9. El uso de modos
35 de orden más alto adicionales da como resultado un aumento en la complejidad de implementación en lugar de en una mejora efectiva en las prestaciones.

La generación de torsión en la frecuencia, en analogía con la generación de torsión en el tiempo, se organiza asociando el valor del símbolo complejo $a_k e^{j\phi_k}$ a un conjunto de pulsos de frecuencia, correctamente desplazados y con rotación de fase.

40 En aras de la simplicidad, se considera que funciona en una estructura de señal de OFDM, donde la señal principal está representada por la Transformada Rápida de Fourier Inversa (IFFT) del flujo de tiempo de símbolo.

Además de este conjunto de símbolos de frecuencia, se añade, para cada modo, un conjunto de muestras de frecuencia.

Los modos ± 1 se generan repitiendo el mismo símbolo en 4 frecuencias diferentes $\frac{1}{T} \left(\frac{1}{2} + k \right)$, cambiando cada
45 vez sus fases según $e^{\pm jk \frac{\pi}{2}}$, con $k = 0, 1, 2, 3$. Esto significa que la IFFT asociada es la suma de 4 IFFT diezmas, teniendo solo 1 fila para cada muestra y cada una está ponderada por $0.5 e^{\pm jk \frac{\pi}{2}}$.

Los modos ± 2 se generan repitiendo el mismo símbolo en 8 frecuencias diferentes $\frac{1}{T} \left(\frac{3}{4} + k \right)$, cambiando cada vez sus fases según $e^{\pm jk \frac{\pi}{4}}$, con $k = 0, 1, \dots, 7$. Esto significa que la IFFT asociada es la suma de 8 IFFT diezmadadas, teniendo solo 1 fila para cada muestra y cada una está ponderada por $\frac{1}{\sqrt{8}} e^{\pm jk \frac{\pi}{4}}$.

En general, los modos $\pm N$ se generan repitiendo el mismo símbolo en 2^{N+1} diferentes frecuencias $\frac{1}{T} \left(\frac{2^N - 1}{2^N} + k \right)$, cambiando cada vez sus fases según $e^{\pm jk \frac{\pi}{2^N}}$, con $k = 0, 1, \dots, 2^{N+1} - 1$. Esto significa que la IFFT asociada es la suma de $4N$ IFFT diezmadadas, que tienen solo 1 fila para cada muestra y cada una se pondera como $\frac{1}{2^{\frac{N+1}{2}}} e^{\pm jk \frac{\pi}{2^N}}$.

En términos prácticos, las fases se pueden simplificar (en términos de implementación) suponiendo el mismo valor cada $\pi/2$, de esta forma la rotación puede ser representada por un menor número de bits.

A este respecto, las Figuras 18 y 19 muestran funciones complejas de torsión de frecuencia para el modo 1 y 2, respectivamente. A partir de las Figuras 18 y 19 se puede observar que el ancho de banda aumenta cada vez que crece el modo. Esto implica una especie de mayor rigidez de la estructura de OFDM tradicional.

Entonces, tomemos en consideración una arquitectura de señal de OFDM, que se puede considerar una secuencia de pulsos de frecuencia que tienen la forma de un seno. En la misma banda de frecuencia se añaden ondas torsionadas en la frecuencia y estos elementos adicionales a continuación se denominarán Unidades de trama de Frecuencia Torsionadas (TFU). A este respecto, la Figura 20 muestra una supertrama de OFDM con TFU adicionales.

La estructura de una TFU viene dada por la superposición de la estructura de OFDM y de la estructura de los modos torsionados previamente definidos.

La longitud mínima de un ancho de banda de TFU, donde se utilizan los modos hasta $\pm N$, viene dado por:

$$\frac{2^{N+1} + 1}{T},$$

donde T es la duración del intervalo de tiempo que es la inversa del ancho de banda del símbolo de pulso de frecuencia B_S (es decir., $T = 1/B_S$).

A este respecto, la Figura 21 muestra una aproximación de la respuesta al impulso de la transformada de Hilbert en la frecuencia, cuya aproximación utiliza tres modos.

La estructura de modo en la trama de TFU tiene en cuenta la longitud de cada modo; por lo tanto, usando hasta el modo $\pm N$, el número M_{MFS} de las muestras de frecuencia del modo principal es:

$$M_{MFS} = 2^{N+1} + 1.$$

Vale la pena recordar que, suponiendo $B_S = 1/T$, las muestras de frecuencia del modo torsionado de frecuencia genérica $\pm N$ están en frecuencias

$$\frac{1}{T} \left(\frac{2^N - 1}{2^N} + k \right).$$

Además, el número de valores de símbolo complejos (o, en el lado de la recepción, de incógnitas complejas) del modo principal $n = 0$ es $M_{MFS} = 2^{N+1} + 1$, el número de valores de símbolos complejos (o, en el lado de recepción, de incógnitas complejas) de los modos $+1$ y -1 es 2^N , el número de valores de símbolo complejos (o, en el lado de recepción, de incógnitas complejas) de los modos $+2$ y -2 es 2^{N-1} , el número de valores de símbolos complejos (o, en el lado de recepción, de incógnitas complejas) de los modos $+i$ y $-i$ es 2^{N-i+1} , y el número de valores de símbolo complejos (o, en el lado de recepción, de incógnitas complejas) de los modos $+N$ y $-N$ es $2^{N-N+1} = 2$.

Por lo tanto, el número total S_{TOT} de valores de símbolo complejos (o de incógnitas complejas) viene dado por:

$$S_{TOT} = (2^{N+1} + 1) + \sum_{i=1}^N 2^{N-i+1},$$

en donde el primer sumando representa el número M_{MFS} de símbolos (o, en el lado de recepción, de incógnitas complejas) del modo principal $n = 0$, mientras que el segundo sumando (es decir, el sumatorio) representa el número $S_{TOT-M_{MFS}}$ de símbolos (o, en el lado de recepción, de incógnitas complejas) de todos los otros modos con $n \neq 0$.

La fórmula matemática anterior se puede reescribir como:

$$S_{TOT} = 1 + \sum_{i=0}^N 2^{N-i+1} = 1 + 2^{N+1} \cdot \sum_{i=0}^N \left(\frac{1}{2}\right)^i.$$

De ahí, dado que se sabe que

$$\sum_{i=0}^N x^i = \frac{x^{N+1} - 1}{x - 1} \quad \text{if } x \neq 1,$$

entonces da como resultado que:

$$S_{TOT} = 2^{N+2} - 1.$$

La superposición de pulsos de frecuencia asociados con diferentes símbolos crea una forma especial de ortogonalidad, que depende de la estructura de las TFU. En este sentido, las TFU representan un "espacio de frecuencia" y las diferentes señales son ortogonales en este espacio según las características de simetría y antisimetría de la estructura de la señal. Esta propiedad puede verse como equivalente a la interferometría en el espacio geométrico tradicional.

De todos modos, incluso si la presente invención trata del "espacio de frecuencia", el procedimiento para determinar las señales transmitidas se realiza en el dominio del tiempo y no en el dominio de la frecuencia.

En particular, como se muestra en la Figura 22 que representa esquemáticamente el método de comunicaciones por radio según la presente invención (denotado como un todo por 600) como una generalización de la técnica de OFDM (o OFDMA) tradicional (denotada como un todo por 500), el método de comunicaciones por radio 600 según la presente invención puede considerarse similar a la técnica de OFDM (o OFDMA) tradicional 500, que, como es ampliamente conocido, comprende:

- en el lado de transmisión, la conversión de un flujo de tiempo en serie de símbolos en un flujo de frecuencia independiente paralelo a través de una Transformada Rápida de Fourier Inversa (IFFT) (bloque 501); y,
- en el lado de recepción, la transformación inversa en el flujo de tiempo en serie del símbolo original a través de una Transformada Rápida de Fourier (FFT) (bloque 502).

De manera similar, el método de comunicaciones por radio 600 según la presente invención explota:

- en el lado de transmisión, una "Transformada Rápida de Fourier Inversa Generalizada" (GIFFT) (bloque 601) que incluye la implementación de la aproximación de la transformada de Hilbert en la frecuencia descrita anteriormente basada en modos de frecuencia torsionados; y,
- en el lado de recepción, una "Transformada Rápida de Fourier Generalizada" (GFFT) (bloque 602) que incluye la extracción de los símbolos transportados por los modos de frecuencia torsionados.

Consideremos ahora la estructura de las señales torsionadas en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia (bajo la suposición de que para ambos dominios se usa el primer modo ± 1):

- una señal de modo torsionado de tiempo ± 1 se puede expresar como

$$a) \quad x_{T\pm 1}(t) = a_k e^{j\varphi_k} \left\{ \frac{1}{2} \left[\text{rect}\left(t - \frac{T}{2}\right) - \text{rect}\left(t - \frac{3T}{2}\right) \right] \pm \frac{j}{2} \left[\text{rect}(t - T) - \text{rect}\left(t - \frac{5T}{2}\right) \right] \right\};$$

- una señal de modo torsionado de frecuencia ± 1 se puede expresar como

$$X_{F\pm 1}(f) = a_k e^{j\varphi_k} \left\{ \frac{1}{2} \left[\text{rect}\left(f - \frac{B}{2}\right) - \text{rect}\left(f - \frac{3B}{2}\right) \right] \pm \frac{j}{2} \left[\text{rect}(f - B) - \text{rect}\left(f - \frac{5B}{2}\right) \right] \right\}.$$

La señal de modo torsionado de frecuencia ± 1 se analiza en el dominio del tiempo, dando como resultado por ello que:

$$x_{F\pm 1}(t) = \frac{a_k e^{j\varphi_k}}{2} \left\{ \left[e^{-j2\pi\left(f - \frac{B}{2}\right)t} - e^{-j2\pi\left(f - \frac{3B}{2}\right)t} \right] \pm j \left[e^{-j2\pi(f-B)t} - e^{-j2\pi\left(f - \frac{5B}{2}\right)t} \right] \right\} \quad \text{para } |t| < \frac{T}{2}.$$

b)

5 A partir de una comparación de las señales a) y b) es evidente que la torsión de frecuencia es más robusta para mantener la independencia del sistema de ecuaciones de señal. Esta característica es evidente también a partir del comportamiento en el tiempo de las señales torsionadas, como se muestra en las Figuras 23 y 24, que ilustran el comportamiento en el tiempo de una señal de modo torsionado +1 en el tiempo y de una señal de modo torsionado +1 de frecuencia, respectivamente.

10 Desde un punto de vista ideal, la transformada de Hilbert en la frecuencia es aplicable a una señal de tiempo limitado. Por lo tanto, para que la transformada de Hilbert en la frecuencia sea aplicable a un flujo de símbolo de tiempo continuo, es necesario aplicar dicha transformada a ventanas de tiempo sucesivas de dicho flujo de símbolo de tiempo continuo e identificar el inicio y el final de cada ventana de tiempo. Esto implica que la longitud de la ventana de tiempo se incrementa en una parte adecuada para hacer que cada ventana de tiempo sea detectable.

15 Esta característica es similar al aumento de ancho de banda necesario en el caso de ondas torsionadas en el tiempo.

Por lo tanto, la rotación de frecuencia requiere un intervalo de tiempo ligeramente mayor que el mínimo requerido por el teorema de muestreo. Esta condición es equivalente a considerar la duración de un símbolo T_{sym} mayor que la duración del reloj del sistema T_{cl} , como se ilustra esquemáticamente en la Figura 25.

20 La condición anterior implica que, por ejemplo, cada 18 bandas de frecuencia es necesaria una adicional y que, como consecuencia, la eficiencia del ancho de banda viene dada por $\frac{18}{19} \cong 0.95$. A este respecto, la Figura 26 muestra la relación entre el símbolo y el período de reloj en el caso de 18 muestras de señal y 19 muestras de filtro por trama.

25 Un aspecto interesante de esta condición aplicada a las ondas torsionadas en la frecuencia es que puede interpretarse como equivalente al prefijo cíclico bien conocido ya utilizado con la técnica de OFDM.

Para la transmisión de múltiples trayectorias, la propagación del retardo es generada por el conjunto de diferentes trayectorias entre el transmisor y el receptor cuando esas trayectorias tienen diferentes retardos.

Como ejemplo, una señal que sigue una trayectoria de línea de visión directa llegaría antes que una versión diferente de la misma señal que se refleja en un edificio distante.

30 Los receptores en el dominio del tiempo típicamente se sincronizan con cada componente de propagación del retardo y ajustan sus temporizaciones individuales antes de combinar las señales recibidas.

Cuando se usa un receptor de barrido, cada rama que pertenece al receptor de barrido se sincroniza en sí misma con un componente de propagación de retardo específico. El número de componentes de propagación de retardo que se pueden combinar está, por tanto, limitado al número de ramas de barrido. Cualquier componente de propagación de retardo que no esté combinado aparece como interferencia.

35 Los receptores de LTE no necesitan sincronizarse a sí mismos con componentes individuales de propagación de retardo, es decir, no es necesario ajustar la temporización de los componentes de propagación de retardo, ni es necesario hacer ninguna combinación de componentes de propagación de retardo. Un receptor de LTE puede operar directamente sobre la señal recibida agregada sin considerar los componentes de propagación de retardo.

40 El prefijo cíclico representa un período de guarda al comienzo de cada símbolo de OFDMA que proporciona protección contra la propagación de retardo multitrayecto. El prefijo cíclico también representa una sobrecarga que se debería minimizar.

La duración del prefijo cíclico debería ser mayor que la duración de la propagación de retardo multitrayecto.

45 LTE especifica longitudes de prefijo cíclico tanto normal como extendido. El prefijo cíclico normal está destinado a ser suficiente para la mayoría de los escenarios, mientras que el prefijo cíclico extendido está destinado a escenarios con una propagación de retardo particularmente alta. Las duraciones del prefijo cíclico normal y extendido varían desde el 7% en el caso estándar hasta el 25% en el caso extendido. El prefijo cíclico se genera

copiando el final del cuerpo principal del símbolo de OFDMA al principio, como se muestra en la Figura 27 que ilustra el esquema tradicional de prefijo cíclico para OFDM-OFDMA.

La señal es siempre continua en la interfaz entre el prefijo cíclico y el cuerpo principal del símbolo. Esto resulta de que el cuerpo principal del símbolo siempre incluye un número entero de ciclos de subportadora.

5 La Figura 28 muestra un ejemplo de 2 componentes de propagación de retardo. El segundo componente de propagación de retardo se recibe más tarde que el primer componente de propagación de retardo. Una ventana de procesamiento de FFT se define en el receptor:

- 10
 - la ventana de procesamiento captura el cuerpo principal del símbolo de OFDMA que pertenece al primer componente de propagación de retardo; se descarta el prefijo cíclico que pertenece al primer componente de propagación de retardo;
 - la ventana de procesamiento captura parte del prefijo cíclico y la mayor parte del cuerpo principal del símbolo de OFDMA que pertenece al segundo componente de propagación de retardo; las secciones del prefijo cíclico y el cuerpo principal del símbolo OFDMA que quedan fuera de la ventana de procesamiento se descartan; y,
 - 15
 - en el caso extremo, donde la propagación de retardo es igual a la duración del prefijo cíclico, la ventana de procesamiento de FFT captura completamente el prefijo cíclico que pertenece al componente de propagación de retardo y descarta una sección del cuerpo principal del símbolo de OFDMA que tiene una duración igual al prefijo cíclico.

20 La representación en el dominio del tiempo de cada componente de propagación de retardo dentro de la ventana de procesamiento es diferente, sin embargo, la representación en el dominio de la frecuencia de cada componente de propagación de retardo dentro de la ventana de procesamiento es idéntica.

Volvamos ahora a la descripción de la presente invención y supongamos que se usan los modos hasta $N = \pm 2$, entonces la banda ocupada por la configuración de TFU viene dada por $(2^{2+1}+1) = 9$ intervalos de frecuencia. A esta TFU corresponde una Unidad de trama de Tiempo Torsionada (TTU), que se incrementa para evitar ambigüedades en la duración del tiempo. Si se considera la mitad del intervalo, la TTU aumenta de $1/(2B_{sym})$ y la longitud total de la TTU es $9,5/B_{sym}$. A este respecto, la Figura 29 muestra el aumento de la duración de trama de tiempo debido al prefijo cíclico (CP).

Este aumento es mucho menor que el requerido por OFDMA. Esto implica que en el sistema práctico no hay pérdida adicional por incluir ondas de frecuencia torsionadas en la supertrama de OFDM (u OFDMA).

30 El aumento de la duración del intervalo de tiempo crea automáticamente una réplica de la señal al comienzo del intervalo de tiempo en sí mismo, sin ningún cambio en el ancho de banda de frecuencia ocupado.

Este enfoque es, por tanto, mucho más interesante para la comprensión del significado físico del prefijo cíclico, que la explicación ordinaria sobre su uso.

35 Considerando el muestreo en el dominio de la frecuencia a una tasa de símbolos ligeramente menor que la frecuencia del reloj, la señal en el dominio del tiempo, bajo la suposición de que solo se usa el modo principal, tiene el comportamiento temporal que se muestra en la Figura 30, donde las sinusoides no son exactamente un múltiplo. del período del símbolo: es decir, lo que está realizando el prefijo cíclico.

Añadiendo las FTU, las señales de modo torsionado presentan el mismo comportamiento que la señal de modo principal, como se muestra en la Figura 31.

40 Al aumentar el número de TTU, aumenta el número de señales sinusoidales, pero la relación entre T_{cl} y T_{sym} permanece sin cambios.

La frecuencia torsionada por OFDM tiene dos niveles jerárquicos:

- el primero está relacionado con la estructura de las TTU; y
 - este último está relacionado con el montaje de las TFU que constituyen la estructura de OFDM.
- 45 Ambos niveles tienen la misma duración de tiempo y la diferencia viene dada por los bloques de frecuencia de los componentes:
- cada TFU corresponde a una serie de muestras definidas por la estructura de frecuencia torsionada, que introduce muestras de frecuencia adicionales ubicadas entre las muestras de frecuencia principal;

- la estructura de supertrama es un conjunto de TTU, centrado en la frecuencia adecuada, y un conjunto de muestras de frecuencia de OFDM tradicionales, si se desea;
- las muestras de frecuencia estándar pueden simplificar el proceso de sincronización y puesta en fase.

5 Para considerar el impacto del ruido térmico sobre las ondas torsionadas, es importante considerar lo que sucede en las ondas torsionadas en el tiempo, debido a que existe una diferencia muy interesante entre las dos familias de ondas torsionadas, las cuales pueden tener importantes aplicaciones en telecomunicaciones especialmente en el caso de las de LTE móvil.

El nivel de ruido para las ondas torsionadas en el tiempo se puede representar dividido en dos partes:

- una primera parte relacionada con el ancho de banda de la tasa de símbolos; y
- 10 • una segunda parte relacionada con la diferencia entre la tasa de símbolos y el ancho de banda del reloj.

A este respecto, la Figura 32 ilustra esquemáticamente los anchos de banda de ruido para ondas torsionadas en el tiempo: uno definido según el ancho de banda mínimo de Nyquist, el otro relacionado con el aumento de ancho de banda para resolver aspectos de ambigüedad.

La estructura de ruido anterior se puede escribir como:

$$15 \quad n_t(t)e^{j2\pi f_0 t} = n_{\text{int}B}(t)e^{j2\pi f_0 t} + \frac{1}{\sqrt{2}} n_{\text{ext}}(t) \left[e^{j2\pi \left(f_0 + \frac{B+\Delta B/2}{2} \right) t} + e^{j2\pi \left(f_0 - \frac{B+\Delta B/2}{2} \right) t} \right],$$

donde $n_{\text{int}B}(t)$ denota la parte de ruido relacionada con el ancho de banda de la tasa de símbolos, y $n_{\text{ext}}(t) = n_{\text{ext}\Delta B}(t)e^{j\varphi_{\Delta B}(t)}$ denota la parte de ruido adicional debido a la necesidad de evitar ambigüedades en la fase de tasa de símbolos.

$n_{\text{int}B}(t)$, cuando se muestrea a la tasa de símbolos, es una función par (no hay información sobre el muestreo impar).

$$20 \quad \sqrt{2}n_{\text{ext}\Delta B}(t)e^{j2\pi f_0 t} \cos \left[2\pi \left(\frac{B+\Delta B/2}{2} \right) t + \varphi_{\Delta B}(t) \right]$$

Además, provoca una contribución adicional en los componentes pares e impares.

Con referencia a la Figura 32, el ruido en la banda de Nyquist se puede representar mediante un pulso de tiempo seno, que es una función par, mientras que las dos bandas laterales se pueden representar mediante un componente par y uno impar.

25 En términos de relación entre los componentes del ruido, se puede escribir:

$$\frac{\text{ruido}_{\text{par}}}{\text{ruido}_{\text{impar}}} \cong \frac{B+\Delta B}{\Delta B} = 1 + \frac{B}{\Delta B}.$$

Considerando lo anterior para un filtro rect simplificado, los modos impares se pueden presentar como:

$$30 \quad \text{MODOS DE POTENCIA}_N = 2 \sum_{k=1}^N \left(\frac{2}{k\pi} \right)^2, \quad \text{para los primeros modos } \pm 1 \text{ resulta } \frac{8}{\pi^2} \cong 0.81;$$

- $\left(\frac{C}{N} \right)_{\text{impar}} = \frac{0.81\Delta B}{B+\Delta B} \sigma_t$, para un aumento de ancho de banda de 1 sobre 18 resulta
- $\left(\frac{C}{N} \right)_{\text{impar}} = -11.8 + \sigma_{\text{idB}} \text{dB} = -11.8 + \left(\frac{C}{N} \right)_{\text{par}} \text{dB};$
- el término de 11,8 dB se puede considerar como la ganancia mínima contra interferencias no deseadas.

35 En cambio, en lo que respecta al caso de ondas torsionadas en la frecuencia, el espectro de ruido ocupa el ancho de banda W y no hay posibilidad de separar, en el dominio del tiempo, sus componentes par e impar para un pulso de frecuencia única, como se muestra en la Figura 33 (que ilustra esquemáticamente el impacto del ruido en el caso de ondas torsionadas en la frecuencia).

De hecho, en el dominio del tiempo, las muestras de la señal de ruido no están asociadas con las muestras de la señal principal, sino que se distribuyen todas a lo largo del intervalo de tiempo, que se utiliza para reconstruir el valor de muestreo de frecuencia (FFT). Por lo tanto, no es posible asociar la contribución principal del ruido a las muestras principales y no existe ninguna ventaja adicional para los modos superiores, como en el caso de la rotación de tiempo.

Las ondas torsionadas añaden canales de comunicación independientes, uno para cada modo, y la capacidad de información aumenta con respecto a la del canal único asociado al modo principal.

Lo anterior es válido tanto para la torsión en la frecuencia como para la torsión en el tiempo, pero es muy interesante analizar las similitudes y las diferencias para optimizar el uso de los dos procesos de torsión según las condiciones generales del sistema.

En términos generales, es posible realizar una comparación de sistemas sobre la base de lo presentado en lo anterior y en el documento PCT/FR2013/052636. En particular, la siguiente TABLA I presenta una comparación entre ondas torsionadas en el tiempo y ondas torsionadas en la frecuencia a nivel de sistema, en donde se proporcionan referencias suplementarias para el caso de portadora única y el caso de OFDM.

TABLA I

Parámetro suponiendo como referencia S/N _{térmico} = 13,9 dB QPSK	Torsión en el tiempo (2 modos)	detorsión en la frecuencia (2 modos)	Portadora única	OFDM (parámetros de LTE)
<i>Linealidad (reducción de salida de HPA - dB)</i>	1,5	4,5	1,5	4,5
<i>S/N con interferencia (dB)</i>	10	12,7	10,5	12,7
<i>Aumento del ancho de banda (con respecto a 1/Ts, incluyendo la caída)</i>	33%	0%	12,5%	0%
<i>Aumento de tiempo (con respecto a 1/Bs)</i>	0%	5%	0%	7-25%
<i>Autointerferencia (dB)</i>	-28	-28	-35	-35
<i>Ruido térmico adicional</i>	0,5	0	0	0
<i>BER para el modo principal (sin código)</i>	$6 \cdot 10^{-3}$	$1,2 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-3}$	$1,2 \cdot 10^{-4}$
<i>BER para modos superiores (sin código)</i>	$8 \cdot 10^{-4}$	$1,2 \cdot 10^{-4}$	N/A	N/A
<i>Eficiencia espectral (bit/s/Hz)</i>	2,5	3,1-2,5	1,8	1,9-1,5
<i>Límite de Shannon (un canal - bit/s/Hz)</i>	3,5	5,4	3,6	5,4
<i>Límite de Shannon para torsión</i>	5,5	6,9	5,8	6,9

En resumen, la torsión en el tiempo funciona mejor en aquellos casos en los que los amplificadores trabajan más cerca de la saturación, mientras que la torsión en la frecuencia funciona mejor cuando se puede preservar la linealidad. Esa es una condición general para la transmisión estándar también. De hecho, es bien sabido que, en el caso de LTE, en el enlace Directo (es decir, desde la estación base al dispositivo móvil) se usa OFDM, mientras que en el enlace de Retorno (es decir, desde el dispositivo móvil a la estación base) se prefiere FDMA de Canal Único.

La Figura 34 muestra esquemáticamente (enlace) la eficiencia espectral (bit/s/Hz) en función de la energía por símbolo sobre la densidad de ruido ($E_{\text{símbolo}}/N_0$) para ondas torsionadas en la frecuencia, bajo el supuesto de que haya presente ruido térmico y autointerferencia, que es el ruido debido a la interferencia entre tramas contiguas.

En particular, la Figura 34 muestra que el comportamiento (en términos de bit/s/Hz) de los modos de onda torsionada en la frecuencia presenta valores que son siempre inferiores al modo principal, debido a la ausencia de la reducción de ruido para los modos torsionados.

En el dominio del tiempo, las muestras de señales de ruido no están asociadas con las muestras de señales principales, que son esencialmente valores complejos de muestras de frecuencia. Se distribuyen todas a lo largo del intervalo de tiempo, que se utiliza para reconstruir el valor de muestreo de frecuencia (FFT). Por lo tanto, no es posible asociar la contribución principal del ruido con las muestras principales y no existe ninguna ventaja adicional para los modos superiores, como en el caso de la rotación de tiempo.

En lo que respecta al transmisor según la presente invención, la generación de señales de transmisión se basa en la transformación de tramas de flujo de tiempo en serie de símbolo en un flujo paralelo para cada trama, lo que equivale a la generación de una serie de señales sinusoidales en la trama de la ventana de tiempo.

Este proceso es conocido y utilizado para la arquitectura de OFDM (u OFDMA); es equivalente a una operación de IFFT. En el caso de OFDM, las muestras de frecuencia están espaciadas según el teorema de muestreo aplicado al dominio de la frecuencia.

- 5 Cuando se utilizan ondas torsionadas en la frecuencia, es necesario sobremuestrear la banda de frecuencia general a través de la introducción de muestras de frecuencia adicionales, espaciadas como se definió previamente para cada modo.

A este respecto, vale la pena recordar que los modos genéricos $\pm N$ se generan repitiendo el mismo símbolo en 2^{N+1}

diferentes frecuencias $\frac{1}{T} \left(\frac{2^N - 1}{2^N} + k \right)$, cambiando cada vez sus fases según $e^{\pm jk \frac{\pi}{2^N}}$, con $k = 0, 1, \dots, 2^{N+1}-1$. Esto significa que la IFFT asociada es la suma de $4N$ IFFT diezmadadas, que tienen solo 1 fila para cada muestra y cada

10 una se pondera como $\frac{1}{2^{\frac{N+1}{2}}} e^{\pm jk \frac{\pi}{2^N}}$.

Un uso preferido de ondas torsionadas en la frecuencia es dentro de una arquitectura de OFDM-OFDMA. Teniendo en cuenta que una estructura de OFDM incluye un gran número de frecuencias, a continuación se propone una posible arquitectura.

- 15 Bajo la suposición de que se usan los modos hasta $N = \pm 2$, la banda ocupada por esta configuración viene dada por $2^{2+1} + 1 = 9$ intervalos de frecuencia. Esta sección se denomina Unidad de trama de Frecuencia torsionada (TFU) y a esta TFU corresponde una Unidad de trama de Tiempo torsionada (TTU).

La inclusión del prefijo cíclico TFU aumenta la trama de tiempo en $\frac{0.5}{B_s}$ y, de ahí, para la TTU se obtiene $\frac{9.5}{B_s}$.

El prefijo cíclico se usa para cada TFU presente en el ancho de banda de OFDM-OFDMA completo (y, como se explicó anteriormente, es físicamente el mismo que se usa para OFDM, pero se usa para cada TFU).

- 20 Como se explicó anteriormente, la frecuencia de OFDM torsionada tiene dos niveles jerárquicos:
- el primero está relacionado con la estructura de las TTU, que depende del número de modos elegidos y del número de intervalos de frecuencia adoptados; y
 - este último está relacionado con el montaje de las TFU que constituyen la estructura de OFDM.

- 25 Nuevamente, como se explicó anteriormente, ambos niveles tienen la misma duración de tiempo y la diferencia viene dada por los bloques de frecuencia de los componentes:

- cada TFU corresponde a una serie de muestras definidas por la estructura de frecuencia torsionada, que introduce muestras de frecuencia adicionales ubicadas entre las muestras de frecuencia principal;
 - la estructura de supertrama es un conjunto de TTU, centrado en la frecuencia adecuada, y un conjunto de muestras de frecuencia de OFDM tradicionales, si se desea;
 - las muestras de frecuencia estándar pueden simplificar el proceso de sincronización y puesta en fase.
- 30

La generación de la señal del modo principal y de las señales del modo torsionado a través de este proceso se denomina, como se explicó anteriormente, Transformada Rápida de Fourier Inversa Generalizada (GIFFT).

- 35 En aras de la simplicidad, se supone que se utilizan modos torsionados ± 1 y ± 2 . Esto implica, como se explicó anteriormente, la presencia de 9 intervalos de frecuencia relacionados con el modo principal; la rotación de frecuencia requiere un intervalo de tiempo ligeramente mayor que el mínimo requerido por el teorema de muestreo para evitar ambigüedades, debido a la determinación del límite de la trama; esto implica que, por ejemplo, cada 18 bandas de frecuencia es necesaria una adicional; por lo tanto, hay dos ventanas de referencia de tiempo: una definida por el reloj T_{cl} , y una definida por el símbolo T_{sym} . La relación entre T_{cl} y T_{sym} viene dada por:

$$T_{sym} = \frac{2^{k+2} + 3}{2^{k+2} + 2} T_{cl}$$

- 40 donde

$$\frac{1}{2^{k+2} + 2} T_{cl}$$

es equivalente al prefijo cíclico.

En el caso presente,

- $T_{sym} = \frac{19}{18} T_{cl}$, y
- $\frac{1}{18} T_{cl}$ es el prefijo cíclico.

Para crear la referencia correcta entre las señales real e imaginaria, es importante evitar posibles ambigüedades en el cero del sistema de referencia. De hecho, este sistema se utilizará como sistema de referencia del valor principal de la integral de Cauchy.

Por lo tanto, es importante tener una tasa de muestreo ligeramente mayor que la mínima posible para la tasa de símbolos asociada con el modo de onda plana.

La representación de la frecuencia se muestra en la Figura 35, que ilustra esquemáticamente los intervalos de frecuencia con el adicional para la resolución de ambigüedad (siempre bajo la suposición de que se utilizan modos torsionados hasta ± 2). Este intervalo de frecuencia adicional implica que el ancho de banda de cada símbolo es menor que el máximo dado por el criterio de Nyquist, y que la duración de tiempo adicional crea la repetición de parte de la sinusoidal al comienzo del intervalo de tiempo (como en el caso del prefijo cíclico "tradicional").

El modo principal tiene la misma estructura de la IFFT tradicional, pero el muestreo se realiza 19 veces en lugar de 18.

Los modos de orden superior se generan considerando que cada uno de ellos puede derivarse considerando un conjunto de pulsos de frecuencia correctamente desplazados en frecuencia y en fase (ya sea $1; \pm j; -1; \pm j$).

Los pulsos de frecuencia de cada modo se posicionan correctamente mediante un algoritmo de transformación, que es muy similar a la IFFT, teniendo en cuenta el hecho de que la frecuencia de inicio está correctamente posicionada en el eje de frecuencia y que más muestras están asociadas con el mismo símbolo, como se explicó en lo anterior.

Con el fin de que la operación de la presente invención se entienda mejor, se hace referencia a la Figura 36, que muestra un diagrama de bloques funcional de un sistema de transmisión (indicado como un todo por 7) según una realización ilustrativa de la presente invención.

En particular, el sistema de transmisión 7 mostrado en la Figura 36 está diseñado para generar ondas torsionadas de frecuencia de hasta modos ± 3 , y comprende:

- una sección 70 de generación de símbolos configurada para generar y emitir una corriente de símbolos digitales;
- una unidad 700 de generación de modo torsionado de frecuencia basada en GIFFT, dicha unidad 700 de generación de modo torsionado de frecuencia que está acoplada con la sección 70 de generación de símbolos para recibir el flujo de símbolos digitales emitido por esta última, y que está configurada para generar y emitir, para cada secuencia de S_{TOT} símbolos digitales recibidos de la sección 70 de generación de símbolos (en particular, en el ejemplo mostrado en la Figura 36, $S_{TOT} = 31$), una señal de tiempo digital respectiva obtenida mediante la transformación del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo
 - muestras de frecuencia de modo principal que llevan M_{MFS} de dichos S_{TOT} símbolos digitales recibidos (en particular, en el ejemplo que se muestra en la Figura 36, $M_{MFS} = 17$) a través de un modo principal de frecuencia (preferiblemente, como se explicó anteriormente, las muestras de frecuencia del modo principal son muestras de frecuencia de tipo OFDM/OFDMA), y
 - muestras de frecuencia de modo torsionado que llevan los otros $S_{TOT} - M_{MFS}$ símbolos digitales recibidos a través de modos de frecuencia torsionados, en donde, en el ejemplo que se muestra en la Figura 36, las muestras de frecuencia del modo torsionado incluyen
 - muestras de frecuencia que están relacionadas con el modo torsionado de frecuencia +1 y que llevan cuatro símbolos digitales respectivos a través del modo torsionado de frecuencia +1,
 - muestras de frecuencia que están relacionadas con el modo torsionado de frecuencia -1 y que llevan cuatro símbolos digitales respectivos a través del modo torsionado de frecuencia -1,

- modo torsionado de frecuencia que están relacionados con el modo torsionado de frecuencia +2 y que llevan dos símbolos digitales respectivos a través del modo torsionado de frecuencia +2,
- modo torsionado de frecuencia que están relacionados con el modo torsionado de frecuencia -2 y que llevan dos símbolos digitales respectivos a través del modo torsionado de frecuencia -2,
- 5 - modo torsionado de frecuencia que están relacionados con el modo torsionado de frecuencia +3 y que llevan un símbolo digital respectivo a través del modo torsionado de frecuencia +3, y
- modo torsionado de frecuencia que están relacionados con el modo torsionado de frecuencia -3 y que llevan un símbolo digital respectivo a través del modo torsionado de frecuencia -3; y
- una sección 7000 de transmisión de RF que está acoplada con la unidad 700 de generación de modo torsionado de frecuencia para recibir las señales de tiempo digitales emitidas por esta última, y que está configurada para transmitir a frecuencias de radio predefinidas las señales de tiempo digitales recibidas por medio de una sola antena o un pluralidad de antenas/elementos de antena (no mostrados en la Figura 36 en aras de la simplicidad de la ilustración).
- 10 Convenientemente, las radiofrecuencias predefinidas antes mencionadas pueden oscilar desde unos pocos KHz a cientos de GHz dependiendo de la aplicación específica para la cual está diseñado el sistema 7 de transmisión.
- 15 Preferiblemente, el sistema 7 de transmisión es un sistema/dispositivo para comunicaciones inalámbricas basándose en OFDM y/o OFDMA, o más preferiblemente, en LTE y/o WiMAX.
- Convenientemente, la sección 70 de generación de símbolos está diseñada para generar la corriente de símbolos digitales realizando varias operaciones, tales como las siguientes operaciones (no todas realizadas necesariamente y no realizadas necesariamente en la siguiente secuencia): codificación de información (convenientemente realizando una o más modulaciones de señal), una o más operaciones de desplazamiento de frecuencia, una o más operaciones de conversión analógico a digital, y una o más operaciones de filtrado.
- 20 De nuevo, convenientemente, la sección 7000 de transmisión de RF se puede diseñar para transmitir a las radiofrecuencias predefinidas las señales de tiempo digitales realizando varias operaciones, tales como las siguientes operaciones (no todas realizadas necesariamente y no realizadas necesariamente en la siguiente secuencia): desplazamiento ascendente de frecuencia (en particular desde Frecuencia Intermedia (IF) hasta RF), una o más operaciones de filtrado, una o más operaciones de conversión digital a analógico y amplificación de potencia.
- 25 Más en detalle, como se muestra en la Figura 36, la unidad 700 de generación de modo torsionado de frecuencia incluye:
- 30 • un módulo de generación de modo principal de frecuencia 701, que, en uso,
 - determina, para cada uno de dichos $M_{MFS} = 17$ símbolos digitales, un valor complejo de símbolo correspondiente $a_p e^{j\varphi_p}$ (con $p = 1, 2, \dots, M_{MFS}$) que representa dicho símbolo digital,
 - asigna cada uno de los M_{MFS} valores complejos de símbolo a una frecuencia respectiva p/T , o (desde $T = 1/B_S$) $p \cdot B_S$ (como en el caso de la técnica de OFDM/OFDMA tradicional), obteniendo así M_{MFS} muestras de frecuencia del modo principal, y
 - realiza una IFFT de todas las M_{MFS} muestras de frecuencia del modo principal, generando así una señal de tiempo digital relacionada con el modo principal de frecuencia;
- un módulo de generación de modo torsionado de frecuencia +1 702, que, en uso,
 - 40 - determina, para el primero de los cuatro símbolos digitales respectivos, un valor complejo de símbolo correspondiente $a_{+1;1} e^{j\varphi_{+1;1}}$ que representa dicho símbolo digital,
 - asigna dicho valor complejo de símbolo $a_{+1;1} e^{j\varphi_{+1;1}}$ a cuatro frecuencias respectivas $B_S \left(\frac{1}{2} + k \right)$ (con $k = 0, 1, 2, 3$) cambiando, para cada muestra de frecuencia, la fase respectiva $e^{+jk\frac{\pi}{2}}$ y ponderando cada muestra de frecuencia por 1/2 (es decir, multiplicando, para cada una de las cuatro frecuencias respectivas, el valor complejo de símbolo $a_{+1;1} e^{j\varphi_{+1;1}}$ por un
 - 45

$$\frac{e^{+jk\frac{\pi}{2}}}{2}$$

coeficiente complejo respectivo $\frac{1}{2}$), obteniendo así cuatro muestras de frecuencia de modo torsionado que están relacionadas con el modo torsionado de frecuencia +1 y que llevan dicho primer símbolo digital respectivo a través de dicho modo torsionado de frecuencia +1,

- 5 - determina, para el segundo de los cuatro símbolos digitales respectivos, un valor complejo de símbolo correspondiente $a_{+1;2}e^{j\varphi_{+1;2}}$ que representa dicho símbolo digital,

$$B_s\left(\frac{1}{2} + k\right)$$

- asigna dicho valor complejo de símbolo $a_{+1;2}e^{j\varphi_{+1;2}}$ a cuatro frecuencias respectivas (con $k = 4, 5, 6, 7$) cambiando, para cada muestra de frecuencia, la fase respectiva según $e^{+j(k-4)\frac{\pi}{2}}$ y ponderando cada muestra de frecuencia por 1/2 (es decir, multiplicando, para cada una de las cuatro frecuencias respectivas, el valor complejo de símbolo $a_{+1;2}e^{j\varphi_{+1;2}}$ por un

$$\frac{e^{+j(k-4)\frac{\pi}{2}}}{2}$$

- 10 coeficiente complejo respectivo $\frac{1}{2}$), obteniendo así cuatro muestras de frecuencia de modo torsionado adicionales que están relacionadas con el modo torsionado de frecuencia +1 y que llevan dicho segundo símbolo digital respectivo a través de dicho modo torsionado de frecuencia +1,

- 15 - determina, para el tercero de los cuatro símbolos digitales respectivos, un valor complejo de símbolo correspondiente $a_{+1;3}e^{j\varphi_{+1;3}}$ que representa dicho símbolo digital,

$$B_s\left(\frac{1}{2} + k\right)$$

- asigna dicho valor complejo de símbolo $a_{+1;3}e^{j\varphi_{+1;3}}$ a cuatro frecuencias respectivas (con $k = 8, 9, 10, 11$) cambiando, para cada muestra de frecuencia, la fase respectiva según $e^{+j(k-8)\frac{\pi}{2}}$ y ponderando cada muestra de frecuencia por 1/2 (es decir, multiplicando, para cada una de las cuatro frecuencias respectivas, el valor complejo de símbolo $a_{+1;3}e^{j\varphi_{+1;3}}$ por un

$$\frac{e^{+j(k-8)\frac{\pi}{2}}}{2}$$

- 20 coeficiente complejo respectivo $\frac{1}{2}$), obteniendo así cuatro muestras de frecuencia de modo torsionado adicionales que están relacionadas con el modo torsionado de frecuencia +1 y que llevan dicho tercer símbolo digital respectivo a través de dicho modo torsionado de frecuencia +1,

- 25 - determina, para el cuarto de los cuatro símbolos digitales respectivos, un valor complejo de símbolo correspondiente $a_{+1;4}e^{j\varphi_{+1;4}}$ que representa dicho símbolo digital,

$$B_s\left(\frac{1}{2} + k\right)$$

- asigna dicho valor complejo de símbolo $a_{+1;4}e^{j\varphi_{+1;4}}$ a cuatro frecuencias respectivas (con $k = 12, 13, 14, 15$) cambiando, para cada muestra de frecuencia, la fase respectiva según $e^{+j(k-12)\frac{\pi}{2}}$ y ponderando cada muestra de frecuencia por 1/2 (es decir, multiplicando, para cada una de las cuatro frecuencias respectivas, el valor complejo de símbolo $a_{+1;4}e^{j\varphi_{+1;4}}$ por un

$$\frac{e^{+j(k-12)\frac{\pi}{2}}}{2}$$

- 30 coeficiente complejo respectivo $\frac{1}{2}$), obteniendo así cuatro muestras finales de frecuencia de modo torsionado que están relacionadas con el modo torsionado de frecuencia +1 y que llevan dicho cuarto símbolo digital respectivo a través de dicho modo torsionado de frecuencia +1, y

- 35 - realiza una IFFT de todas de las dieciséis muestras de frecuencia de modo torsionado relacionadas con el modo torsionado de frecuencia +1, generando así una señal de tiempo digital relacionada con el modo torsionado de frecuencia +1;

- un módulo 703 de generación de modo torsionado de frecuencia -1, que, en uso,

- determina, para el primero de los cuatro símbolos digitales respectivos, un valor complejo de símbolo correspondiente $a_{-1;1}e^{j\varphi-1;1}$ que representa dicho símbolo digital,

$$B_s \left(\frac{1}{2} + k \right)$$

- asigna dicho valor complejo de símbolo $a_{-1;1}e^{j\varphi-1;1}$ a cuatro frecuencias respectivas (con $k = 0, 1, 2, 3$) cambiando, para cada muestra de frecuencia, la fase respectiva según

$$e^{-jk\frac{\pi}{2}}$$

- 5 y ponderando cada muestra de frecuencia por 1/2 (es decir, multiplicando, para cada una de las cuatro frecuencias respectivas, el valor complejo de símbolo $a_{-1;1}e^{j\varphi-1;1}$ por un coeficiente

$$\frac{e^{-jk\frac{\pi}{2}}}{2}$$

complejo respectivo $\frac{e^{-jk\frac{\pi}{2}}}{2}$), obteniendo así cuatro muestras de frecuencia de modo torsionado que están relacionadas con el modo torsionado de frecuencia -1 y que llevan dicho primer símbolo digital respectivo a través de dicho modo torsionado de frecuencia -1,

- 10 - determina, para el segundo de los cuatro símbolos digitales respectivos, un valor complejo de símbolo correspondiente $a_{-1;2}e^{j\varphi-1;2}$ que representa dicho símbolo digital,

$$B_s \left(\frac{1}{2} + k \right)$$

- asigna dicho valor complejo de símbolo $a_{-1;2}e^{j\varphi-1;2}$ a cuatro frecuencias respectivas (con $k = 4, 5, 6, 7$) cambiando, para cada muestra de frecuencia, la fase respectiva según

$$e^{-j(k-4)\frac{\pi}{2}}$$

- 15 y ponderando cada muestra de frecuencia por 1/2 (es decir, multiplicando, para cada una de las cuatro frecuencias respectivas, el valor complejo de símbolo $a_{-1;2}e^{j\varphi-1;2}$ por un

$$\frac{e^{-j(k-4)\frac{\pi}{2}}}{2}$$

coeficiente complejo respectivo $\frac{e^{-j(k-4)\frac{\pi}{2}}}{2}$), obteniendo así cuatro muestras de frecuencia de modo torsionado adicionales que están relacionadas con el modo torsionado de frecuencia -1 y que llevan dicho segundo símbolo digital respectivo a través de dicho modo torsionado de frecuencia -1,

- 20 - determina, para el tercero de los cuatro símbolos digitales respectivos, un valor complejo de símbolo correspondiente $a_{-1;3}e^{j\varphi-1;3}$ que representa dicho símbolo digital,

$$B_s \left(\frac{1}{2} + k \right)$$

- asigna dicho valor complejo de símbolo $a_{-1;3}e^{j\varphi-1;3}$ a cuatro frecuencias respectivas (con $k = 8, 9, 10, 11$) cambiando, para cada muestra de frecuencia, la fase respectiva según

$$e^{-j(k-8)\frac{\pi}{2}}$$

- 25 y ponderando cada muestra de frecuencia por 1/2 (es decir, multiplicando, para cada una de las cuatro frecuencias respectivas, el valor complejo de símbolo $a_{-1;3}e^{j\varphi-1;3}$ por un

$$\frac{e^{-j(k-8)\frac{\pi}{2}}}{2}$$

coeficiente complejo respectivo $\frac{e^{-j(k-8)\frac{\pi}{2}}}{2}$), obteniendo así cuatro muestras de frecuencia de modo torsionado adicionales que están relacionadas con el modo torsionado de frecuencia -1 y que llevan dicho tercer símbolo digital respectivo a través de dicho modo torsionado de frecuencia -1,

- 30 - determina, para el cuarto de los cuatro símbolos digitales respectivos, un valor complejo de símbolo correspondiente $a_{-1;4}e^{j\varphi-1;4}$ que representa dicho símbolo digital,

$$B_s \left(\frac{1}{2} + k \right)$$

- asigna dicho valor complejo de símbolo $a_{-1;4}e^{j\varphi-1;4}$ a cuatro frecuencias respectivas (con $k = 12, 13, 14, 15$) cambiando, para cada muestra de frecuencia, la fase respectiva según

$$e^{-j(k-12)\frac{\pi}{2}}$$

- 35 y ponderando cada muestra de frecuencia por 1/2 (es decir, multiplicando, para cada una de las cuatro frecuencias respectivas, el valor complejo de símbolo $a_{-1;4}e^{j\varphi-1;4}$ por un

$$\frac{e^{-j(k-12)\frac{\pi}{2}}}{2}$$

coeficiente complejo respectivo $\frac{1}{2}$), obteniendo así cuatro muestras finales de frecuencia de modo torsionado que están relacionadas con el modo torsionado de frecuencia -1 y que llevan dicho cuarto símbolo digital respectivo a través de dicho modo torsionado de frecuencia -1, y

- 5
- realiza una IFFT de todas las dieciséis muestras de frecuencia de modo torsionado relacionadas con el modo torsionado de frecuencia -1, generando así una señal de tiempo digital relacionada con el modo torsionado de frecuencia +1;

- un módulo de generación de modo torsionado de frecuencia +2 704, que, en uso,

- 10
- determina, para el primero de los dos símbolos digitales respectivos, un valor complejo de símbolo correspondiente $a_{+2;1}e^{j\varphi+2;1}$ que representa dicho símbolo digital,

$$B_s\left(\frac{3}{4} + k\right)$$

- asigna dicho valor complejo de símbolo $a_{+2;1}e^{j\varphi+2;1}$ a ocho frecuencias respectivas (con $k = 0, 1, \dots, 7$) cambiando, para cada muestra de frecuencia, la fase respectiva según

$e^{+jk\frac{\pi}{4}}$ y ponderando cada muestra de frecuencia por $\frac{1}{\sqrt{8}}$ (es decir, multiplicando, para cada una de las ocho frecuencias respectivas, el valor complejo de símbolo $a_{+2;1}e^{j\varphi+2;1}$ por un coeficiente

- 15
- complejo respectivo $\frac{1}{\sqrt{8}}$), obteniendo así ocho muestras de frecuencia de modo torsionado que están relacionadas con el modo torsionado de frecuencia +2 y que llevan dicho primer símbolo digital respectivo a través de dicho modo torsionado de frecuencia +2,

- determina, para el segundo de los dos símbolos digitales respectivos, un valor complejo de símbolo correspondiente $a_{+2;2}e^{j\varphi+2;2}$ que representa dicho símbolo digital,

$$B_s\left(\frac{3}{4} + k\right)$$

- 20
- asigna dicho valor complejo de símbolo $a_{+2;2}e^{j\varphi+2;2}$ a ocho frecuencias respectivas (con $k = 8, 9, \dots, 15$) cambiando, para cada muestra de frecuencia, la fase respectiva según

$e^{+j(k-8)\frac{\pi}{4}}$ y ponderando cada muestra de frecuencia por $\frac{1}{\sqrt{8}}$ (es decir, multiplicando, para cada una de las ocho frecuencias respectivas, el valor complejo de símbolo $a_{+2;2}e^{j\varphi+2;2}$ por un

$$\frac{e^{+j(k-8)\frac{\pi}{4}}}{\sqrt{8}}$$

- 25
- coeficiente complejo respectivo $\frac{1}{\sqrt{8}}$), obteniendo así ocho muestras de frecuencia de modo torsionado adicionales que están relacionadas con el modo torsionado de frecuencia +2 y que llevan dicho segundo símbolo digital respectivo a través de dicho modo torsionado de frecuencia +2, y

- realiza una IFFT de todas las dieciséis muestras de frecuencia de modo torsionado relacionadas con el modo torsionado de frecuencia +2, generando así una señal de tiempo digital relacionada con el modo torsionado de frecuencia +2;

- 30
- un módulo de generación de modo torsionado de frecuencia -2 705, que, en uso,

- determina, para el primero de los dos símbolos digitales respectivos, un valor complejo de símbolo correspondiente $a_{-2;1}e^{j\varphi-2;1}$ que representa dicho símbolo digital,

$$B_s\left(\frac{3}{4} + k\right)$$

- asigna dicho valor complejo de símbolo $a_{-2;1}e^{j\varphi-2;1}$ a ocho frecuencias respectivas (con $k = 0, 1, \dots, 7$) cambiando, para cada muestra de frecuencia, la fase respectiva según $e^{-jk\frac{\pi}{4}}$ y

- 35

ponderando cada muestra de frecuencia por $\frac{1}{\sqrt{8}}$ (es decir, multiplicando, para cada una de las ocho frecuencias respectivas, el valor complejo de símbolo $a_{-2;1}e^{j\varphi-2;1}$ por un coeficiente complejo $\frac{e^{-jk\frac{\pi}{4}}}{\sqrt{8}}$), obteniendo así ocho muestras de frecuencia de modo torsionado que están relacionadas con el modo torsionado de frecuencia -2 y que llevan dicho primer símbolo digital respectivo a través de dicho modo torsionado de frecuencia -2,

- 5
- determina, para el segundo de los dos símbolos digitales respectivos, un valor complejo de símbolo correspondiente $a_{-2;2}e^{j\varphi-2;2}$ que representa dicho símbolo digital,

- asigna dicho valor complejo de símbolo $a_{-2;2}e^{j\varphi-2;2}$ a ocho frecuencias respectivas $B_s\left(\frac{3}{4}+k\right)$ (con $k = 8, 9, \dots, 15$) cambiando, para cada muestra de frecuencia, la fase respectiva según $e^{-j(k-8)\frac{\pi}{4}}$

10 y ponderando cada muestra de frecuencia por $\frac{1}{\sqrt{8}}$ (es decir, multiplicando, para cada una de las ocho frecuencias respectivas, el valor complejo de símbolo $a_{-2;2}e^{j\varphi-2;2}$ por un coeficiente complejo $\frac{e^{-j(k-8)\frac{\pi}{4}}}{\sqrt{8}}$), obteniendo así ocho muestras de frecuencia de modo torsionado adicionales que están relacionadas con el modo torsionado de frecuencia -2 y que llevan dicho segundo símbolo digital respectivo a través de dicho modo torsionado de frecuencia -2, y

- 15
- realiza una IFFT de todas las dieciséis muestras de frecuencia de modo torsionado relacionadas con el modo torsionado de frecuencia -2, generando así una señal de tiempo digital relacionada con el modo torsionado de frecuencia -2;

- un módulo de generación +3 de modo torsionado de frecuencia 706, que, en uso,

- 20
- determina, para el símbolo digital respectivo, un valor complejo de símbolo correspondiente $a_{+3}e^{j\varphi+3}$ que representa dicho símbolo digital,

- asigna dicho valor complejo de símbolo $a_{+3}e^{j\varphi+3}$ a dieciséis frecuencias respectivas $B_s\left(\frac{7}{8}+k\right)$ (con $k = 0, 1, \dots, 15$) cambiando, para cada muestra de frecuencia, la fase respectiva según $e^{+jk\frac{\pi}{8}}$ y ponderando cada muestra de frecuencia por 1/4 (es decir, multiplicando, para cada una de las dieciséis frecuencias respectivas, el valor complejo de símbolo $a_{+3}e^{j\varphi+3}$ por un coeficiente $\frac{e^{+jk\frac{\pi}{8}}}{4}$), obteniendo así dieciséis muestras de frecuencia de modo torsionado que están relacionadas con el modo torsionado de frecuencia +3 y que llevan dicho símbolo digital respectivo a través de dicho modo torsionado de frecuencia +3, y

- 25
- realiza una IFFT de todas las dieciséis muestras de frecuencia de modo torsionado relacionadas con el modo torsionado de frecuencia +3, generando así una señal de tiempo digital relacionada con el modo torsionado de frecuencia +3;
- 30

- un módulo de generación de modo torsionado de frecuencia -3 707, que, en uso,

- determina, para el símbolo digital respectivo, un valor complejo de símbolo correspondiente $a_{-3}e^{j\varphi-3}$ que representa dicho símbolo digital,

- asigna dicho valor complejo de símbolo $a_{-3}e^{j\varphi-3}$ a dieciséis frecuencias respectivas $B_s\left(\frac{7}{8}+k\right)$

(con $k = 0, 1, \dots, 15$) cambiando, para cada muestra de frecuencia, la fase respectiva según

$e^{-jk\frac{\pi}{8}}$ y ponderando cada muestra de frecuencia por $1/4$ (es decir, multiplicando, para cada una de las dieciséis frecuencias respectivas, el valor complejo de símbolo $a_3e^{j\varphi_3}$ por un coeficiente

$$\frac{e^{-jk\frac{\pi}{8}}}{4}$$

complejo respectivo 4), obteniendo así dieciséis muestras de frecuencia de modo torsionado que están relacionadas con el modo torsionado de frecuencia -3 y que llevan dicho símbolo digital respectivo a través de dicho modo torsionado de frecuencia -3, y

- realiza una IFFT de todas las dieciséis muestras de frecuencia de modo torsionado relacionadas con el modo torsionado de frecuencia -3, generando así una señal de tiempo digital relacionada con el modo torsionado de frecuencia -3; y

- un módulo de combinación 708, que, en uso, combina (es decir, suma entre sí) las señales de tiempo digitales emitidas por el módulo de generación del modo principal de frecuencia 701 (es decir, la señal de tiempo digital relacionada con el modo principal de frecuencia), mediante el módulo de generación de modo torsionado de frecuencia +1 702 (es decir, la señal de tiempo digital relacionada con el modo torsionado de frecuencia +1), por el módulo de generación de modo torsionado de frecuencia -1 703 (es decir, la señal de tiempo digital relacionada con el modo torsionado de frecuencia -1), por el módulo de generación de modo torsionado de frecuencia +2 704 (es decir, la señal de tiempo digital relacionada con el modo torsionado de frecuencia +2), por el módulo de generación de modo torsionado de frecuencia -2 705 (es decir, la señal de tiempo digital relacionada con el modo torsionado de frecuencia -2), por el módulo de generación de modo torsionado de frecuencia +3 706 (es decir, la señal de tiempo digital relacionada con el modo torsionado de frecuencia +3), y por el módulo de generación de modo torsionado de frecuencia -3 707 (es decir, la señal de tiempo digital relacionada con el modo torsionado de frecuencia -3), generando así una señal de tiempo digital global.

La linealidad de la unidad 700 de generación de modo torsionado de frecuencia es importante, debido a la presencia de una amplia arquitectura multiportadora.

Convenientemente, la unidad 700 de generación de modo torsionado de frecuencia lleva a cabo todas las operaciones antes mencionadas mediante el uso de una matriz de transmisión compleja general $[[GIFT]]$ diseñada para implementar, de manera combinada y al mismo tiempo, todas las operaciones mencionadas de manera que, cuando se aplique a una secuencia de S_{TOT} símbolos digitales recibidos de la sección 70 de generación de símbolos, las muestras de tiempo de la señal de tiempo digital correspondiente son calculadas automáticamente por la unidad 700 de generación de modo torsionado de frecuencia.

Preferiblemente, para cada señal de tiempo digital generada y emitida por el módulo de combinación 708, la unidad 700 de generación de modo torsionado de frecuencia está diseñada además para insertar, al comienzo de dicha señal de tiempo digital, un prefijo cíclico respectivo que es una réplica de una parte final de dicha señal de tiempo digital (según lo que se explicó anteriormente).

Consideremos ahora la operación de la presente invención en el lado de recepción, y, a este respecto, se hace referencia a la Figura 37, que muestra un diagrama de bloques funcional de un sistema de recepción (indicado como un todo por 8) según una realización ilustrativa de la presente invención.

En particular, como se muestra en la Figura 37, el sistema de recepción 8 comprende:

- una sección 8000 de recepción de RF, que está diseñada para recibir las señales de RF transmitidas a las radiofrecuencias predefinidas por el sistema 7 de transmisión (en particular, por la sección 7000 de transmisión de RF); estando dicha sección 8000 de recepción de RF diseñada para recibir las señales de RF por medio de una única antena o una pluralidad de antenas/elementos de antena (que no se muestran en la Figura 37 por el bien de la simplicidad de la ilustración), y para procesar las señales de RF recibidas para obtener, sobre la base de dichas señales de RF recibidas, una señal digital entrante;
- una unidad 800 de extracción de símbolos basada en GFFT, que está acoplada con dicha sección 8000 de recepción de RF para recibir la señal digital entrante desde la misma, y que está diseñada para
 - procesar dicha señal digital entrante para extraer los símbolos digitales transportados por dicha señal digital entrante, y
 - emitir una corriente de símbolos digitales extraídos; y

- una sección 80 de procesamiento de símbolos, que está acoplada con dicha unidad 800 de extracción de símbolos para recibir la corriente de símbolos digitales extraídos emitidos por este último, y que está diseñada para procesar dicha corriente de símbolos digitales extraídos.

Las radiofrecuencias predefinidas antes mencionadas coinciden con las radiofrecuencias usadas en la transmisión por el sistema 7 de transmisión, en particular por la sección 7000 de transmisión de RF. Convenientemente, como ya se ha dicho, las radiofrecuencias predefinidas pueden oscilar desde unos pocos KHz a cientos de GHz dependiendo de la aplicación específica para la que está diseñado el sistema de radiocomunicaciones general que comprende el sistema 7 de transmisión y el sistema 8 de recepción.

Preferiblemente, el sistema 8 de recepción es un sistema/dispositivo para comunicaciones inalámbricas basándose en OFDM y/o OFDMA, o más preferiblemente, en LTE y/o WiMAX.

Convenientemente, la sección 8000 de recepción de RF está diseñada para obtener la señal digital entrante realizando varias operaciones sobre las señales de RF recibidas, tales como las siguientes operaciones (no todas necesariamente realizadas y no necesariamente realizadas en la siguiente secuencia): amplificación de bajo nivel de ruido, una o más operaciones de desplazamiento descendente de frecuencia (en particular desde RF hasta IF), una o más operaciones de filtrado, y una o más operaciones de conversión de analógico a digital.

De nuevo, convenientemente, la sección 80 de procesamiento de símbolos está diseñada para procesar la corriente de símbolos digitales extraídos realizando varias operaciones, tales como las siguientes operaciones (no todas necesariamente realizadas y no necesariamente realizadas en la siguiente secuencia): una o más operaciones de filtrado, una o más operaciones de conversión digital a analógico, una o más operaciones de desplazamiento de frecuencia, y decodificación de información (convenientemente realizando una o más demodulaciones de señal).

En el lado de recepción se debe considerar el flujo de señal paralelo, como en el caso de OFDM (u OFDMA), y una matriz de recepción $[[GFFT]]$ es utilizado por la unidad de extracción de símbolos 800 para extraer los símbolos digitales transportados por la señal digital entrante.

La principal diferencia con respecto a la señal de OFDM estándar es que OFDM explota matrices hermitianas, mientras que en el caso de ondas torsionadas en la frecuencia la matriz de transmisión $[[GIFFT]]$ es rectangular y, de ahí, para que la matriz de recepción $[[GFFT]]$ se obtenga, se explota un enfoque pseudoinverso. El uso de tal procedimiento se llama Transformada Rápida de Fourier Generalizada (GFFT) y es algo similar al Filtro Emparejado Generalizado usado para las ondas torsionadas en el tiempo y descrito en el documento PCT/FR2013/052636.

En uso, la unidad de extracción de símbolos 800 procesa la señal digital entrante usando una ventana de tiempo T_{sym} (incluyendo el prefijo cíclico) para procesar partes sucesivas, no superpuestas de la señal digital entrante, cada una que tiene una duración de tiempo igual a T_{sym} , y extraer los símbolos digitales transportados respectivamente por cada parte de señal digital entrante.

La secuencia de entrada en la ventana de tiempo T_{sym} está sobremuestreada con la misma ley del flujo de transmisión; bajo la suposición de que se usan los modos hasta $\pm N$, el tamaño de la matriz de recepción viene dado por:

- el número de incógnitas (es decir, valores complejos de símbolos) $S_{TOT} = 2^{N+2}-1$ en una trama de frecuencia de $M_{MFS} = 2^{N+1}+1$ pulsos de frecuencia del modo principal; y
- el número de ecuaciones, que representa también el número total M_{TS} de las muestras en el dominio del tiempo, que viene dada por

$$M_{TS} = \left(1 + \frac{N(N+1)}{2}\right) 2^{N+1} + 1.$$

Más en detalle, con el fin de resolver el sistema de ecuaciones en el lado de recepción, la unidad 800 de extracción de símbolos utiliza una matriz de recepción $[[GFFT]]$, matriz de recepción $[[GFFT]]$ que se deriva de la matriz de transmisión $[[GIFFT]]$ a través de una técnica de inversión generalizada, tal como la técnica pseudoinversa.

En términos matemáticos, dada la matriz de transmisión $[[GIFFT]]$ con $M_{TS} \times S_{TOT}$ coeficientes complejos, y dado también el vector $[S]$ de los S_{TOT} valores complejos de símbolo a transmitir, en el lado de transmisión resulta que:

$$[[GIFFT]] [S] = [TTU]$$

donde [TTU] denota el vector de los M_{TS} valores complejos de las muestras temporales de una señal de tiempo digital emitida por la unidad 700 de generación de modo torsionado de frecuencia.

Consideremos ahora el lado de recepción, donde es útil usar una técnica de inversión generalizada, tal como la técnica pseudoinversa, para invertir la ecuación matricial precedente:

$$5 \quad \llbracket GIFFT \rrbracket^T \llbracket GIFFT \rrbracket [S] = \llbracket GIFFT \rrbracket^T [TTU],$$

y de ahí

$$[S] = (\llbracket GIFFT \rrbracket^T \llbracket GIFFT \rrbracket)^{-1} \llbracket GIFFT \rrbracket^T [TTU], \quad (1)$$

donde $\llbracket GIFFT \rrbracket^T$ denota la transposición de la matriz $\llbracket GIFFT \rrbracket$, y $(\llbracket GIFFT \rrbracket^T \llbracket GIFFT \rrbracket)^{-1}$ denota la operación de inversión de la matriz cuadrada resultante de la multiplicación $\llbracket GIFFT \rrbracket^T \llbracket GIFFT \rrbracket$.

10 En particular, en el lado de recepción [S] llega a ser el vector de los S_{TOT} valores complejos de símbolos desconocidos a ser determinados por la unidad 800 de extracción de símbolos, y [TTU] llega a ser el vector de los M_{TS} valores complejos de las muestras temporales determinadas por la unidad 800 de extracción de símbolos basándose en una parte de señal digital entrante.

Una condición para la existencia de un conjunto de soluciones para el vector desconocido [S] es que la matriz
15 cuadrada resultante de la multiplicación $\llbracket GIFFT \rrbracket^T \llbracket GIFFT \rrbracket$ tiene un determinante diferente de cero, es decir, en términos matemáticos,

$$\det(\llbracket A \rrbracket^T \llbracket A \rrbracket) \neq 0. \quad (2)$$

Por lo tanto, si la matriz de transmisión $\llbracket GIFFT \rrbracket$ está diseñada para satisfacer la condición (2), entonces los S_{TOT} valores complejos de símbolos desconocidos se pueden determinar por la unidad 800 de extracción de símbolos, resolviendo el sistema de ecuaciones resultante de la ecuación matricial (1).
20

Por consiguiente, la matriz de recepción $\llbracket GFFT \rrbracket$, que es una matriz no hermitiana, se puede definir como:

$$\llbracket GFFT \rrbracket = (\llbracket GIFFT \rrbracket^T \llbracket GIFFT \rrbracket)^{-1} \llbracket GIFFT \rrbracket^T.$$

A este respecto, la Figura 38 muestra esquemáticamente un ejemplo de matriz cuadrada resultante de la multiplicación $\llbracket GIFFT \rrbracket^T \llbracket GIFFT \rrbracket$ en el supuesto de que se utilicen modos de hasta ± 1 . En particular, la matriz
25 mostrada en la Figura 38 incluye celdas que están en blanco o gris, en donde las celdas en gris representan las celdas de la matriz realmente ocupadas por coeficientes, mientras que las celdas en blanco representan las celdas de la matriz no ocupadas por ningún coeficiente. Esta representación de la matriz proviene del hecho de que la Figura 38 pretende principalmente mostrar la estructura de la matriz (y no los coeficientes de la matriz).

La condición (2) se satisface más fácilmente en el caso de torsión en la frecuencia que en el de torsión en el tiempo, como se puede inferir al observar la forma de las señales de tiempo. La razón principal de tal comportamiento se basa en el hecho de que una función de frecuencia es intrínsecamente compleja, mientras que una señal de tiempo es real. En otras palabras, la matriz cuadrada resultante de la multiplicación $\llbracket GIFFT \rrbracket^T \llbracket GIFFT \rrbracket$ es mucho más
30 robusta que la matriz similar obtenida en el caso de ondas torsionadas en el tiempo.

Es importante tener en cuenta que el determinante está bien dimensionado y no requiere un aumento del ancho de banda como en el caso de la onda torsionada en el tiempo. De hecho, al cambiar de 19 a 18 muestras, el valor relativo determinante cambia de 1 a aproximadamente 0,1, ambos valores que son válidos para la inversión de la matriz.
35

Idealmente, el uso del prefijo cíclico permite limitar el nivel de interferencia cerca de cero. Esto es cierto cuando están presentes un gran número de lóbulos laterales fuera del ancho de banda útil. Para las TFU, el ancho de banda está limitado al primer lóbulo lateral del patrón de frecuencia, por lo tanto el nivel de interferencia es del orden de
40 aproximadamente -30/-35 dB. Esto puede considerarse ruido autogenerado debido a interferencias entre tramas.

La presencia de ruido autogenerado produce una limitación en la capacidad de transmisión de información cuando el E_{simbolo}/N_0 es muy alto (es decir, superior a 40 dB), como se muestra en la Figura 34. Esta limitación está presente en todos los casos en los que se reutiliza el recurso físico (por ejemplo, límite de polarización ortogonal 35-40 dB).

El dimensionamiento y la configuración de un transmisor y un receptor que utilizan ondas torsionadas en la frecuencia según la presente invención pueden considerarse una actualización innovadora de las arquitecturas de OFDM, OFDMA y COFDM (es decir, OFDM Codificada).

A este respecto, la Figura 39 muestra esquemáticamente una arquitectura multicapa en donde la estructura de trama de las ondas torsionadas en la frecuencia está incrustada en una arquitectura de OFDM tradicional.

La arquitectura propuesta permite que la estructura básica de OFDM se utilice con la capa adicional de ondas torsionadas en la frecuencia (incluyendo el tamaño y las referencias de la trama de ondas torsionadas en la frecuencia, es decir, las posiciones de los intervalos de frecuencia, sus fases y la asociación de estas frecuencias con los símbolos transmitidos, como se describe en detalle en lo que antecede).

La ventaja de las ondas torsionadas en la frecuencia con respecto a las ondas torsionadas en el tiempo es evidente en este aspecto; de hecho, para las ondas torsionadas en la frecuencia no hay necesidad de construir un "sistema de referencia espacial" dedicado como en el caso de la torsión en el tiempo y esto se debe a la importante consideración de que OFDM y técnicas de transmisión similares ya son técnicas de "transmisión de señales en bloque". (es decir, implementan la transmisión simultánea de señales usando IFFT).

El tamaño del bloque de transmisión se incrementa en un factor relacionado con el número de modos torsionados de frecuencia utilizados. De hecho, como se explicó anteriormente, cada modo torsionado de frecuencia $\pm n$ explota una secuencia de 2^{N+1} portadoras de frecuencia adicionales (donde $\pm N$ son los modos más altos utilizados) colocados en

$$B_S \left(\frac{2^n - 1}{2^n} + k \right),$$

donde $0 \leq k \leq 2^{N+1} - 1$.

El receptor (en particular, la unidad de extracción de símbolos 800) maneja una serie de incógnitas S_{TOT} menor que el número de ecuaciones M_{TS} (como se explicó anteriormente), esto implica el uso de la técnica pseudo-inversa y un aumento de la complejidad computacional con respecto al cálculo habitual de la señal de bloque de OFDM, que, como se sabe, produce matrices cuadradas $L_{\text{SF}} L_{\text{SF}}$, donde L_{SF} es la longitud de la supertrama.

En cambio, en el caso de ondas torsionadas en la frecuencia, suponiendo la misma longitud de supertrama L_{SF} y una longitud de trama L_{TFU} igual a $2^{N+1} + 1$, el número de ecuaciones para dicha supertrama es:

$$M_{\text{TS}} \frac{L_{\text{SF}}}{2^{N+1} + 1} = \left[\left(1 + \frac{N(N+1)}{2} \right) 2^{N+1} + 1 \right] \frac{L_{\text{SF}}}{2^{N+1} + 1},$$

donde, si $N = 2$ y $L_{\text{SF}} = 2016$, el número de ecuaciones es 7392 y el número de incógnitas viene dado por

$$\frac{2^{N+2} + 1}{2^{N+1} + 1} L_{\text{SF}} = 3808.$$

El factor de mayor complejidad de las operaciones matriciales viene dado por la relación entre el número de operaciones de ondas torsionadas y el número de operaciones de OFDM:

$$\frac{\left(\frac{2^{N+2} + 1}{2^{N+1} + 1} L_{\text{SF}} \right) \times \left[\left(1 + \frac{N(N+1)}{2} \right) 2^{N+1} + 1 \right] \frac{L_{\text{SF}}}{2^{N+1} + 1}}{(L_{\text{SF}})^2} = 6.1.$$

A este respecto, la Figura 40 muestra la complejidad computacional de la presente invención y la reutilización de frecuencias según esta última en función de N (donde, como se dijo anteriormente, $\pm N$ son los modos torsionados de frecuencia más altos utilizados). A partir de la Figura 40 es evidente que se obtiene un compromiso razonable con $N = 2$, con una muy buena reutilización de frecuencias y un aumento limitado en la complejidad computacional.

La introducción de una capa adicional en la organización de la supertrama es algo limitante de la posibilidad de que OFDM se adapte a sí mismo a las características del canal; es decir, en una trama de OFDM tradicional la adaptabilidad viene dada por el ancho de banda de portadora única B_s , mientras que para el caso de onda torsionada en la frecuencia la adaptabilidad viene dada por $(2^{N+1} + 1) B_s$. Esta es una limitación en la adaptabilidad del sistema y tiene la misma tendencia de la complejidad computacional. A este respecto, la Figura 41 ilustra

esquemáticamente la flexibilidad en el uso de la modularidad de OFDM, el número de ecuaciones complejas y la criticidad de la implementación de la presente invención en función de N (donde, como se dijo anteriormente, $\pm N$ son los modos torsionados de frecuencia más altos utilizados).

Algunas características de la presente invención se resumen aquí brevemente a continuación:

- 5
 - debido a la estructura de la señal de OFDM, no hay ruido adicional debido a la introducción de ondas torsionadas en la frecuencia;
 - el prefijo cíclico de OFDM incluye el prefijo cíclico equivalente necesario para ondas torsionadas en la frecuencia; de todos modos, está claro que, si el prefijo cíclico se usa completamente para OFDM, debería incrementarse en consecuencia; y
- 10
 - no hay ninguna ventaja práctica de rendimiento al utilizar un modo torsionado de frecuencia superior a ± 3 , pero, por el contrario, la complejidad computacional crece de manera bastante rápida.

Como se ha explicado anteriormente, la implementación de las ondas torsionadas en la frecuencia según la presente invención puede considerarse como una aproximación de la transformada de Hilbert en la frecuencia. Este hecho implica, por un lado, un aumento del ancho de banda y, por otro, la presencia de una limitación absoluta en el aumento de la reutilización de frecuencias, que es menor que dos. A este respecto, la siguiente TABLA II enumera algunas características relacionadas con el uso de ondas torsionadas en la frecuencia según la presente invención.

TABLA II

Parámetro	Valor del parámetro (considerando usar hasta modos $\pm N$)	Valor aproximado del parámetro para $N=2$
Reutilización de frecuencia	$\frac{2^{N+2} - 1}{2^{N+1} + 1}$	1,67
Aumento del intervalo de tiempo vestigial	$\frac{2^{N+2} + 3}{2^{N+2} + 2}$	1,056
Ancho de banda total de trama/ancho de banda de símbolo	$\frac{B_F}{B_S} = \frac{2^{N+2} + 3}{2}$	9,5
Pérdida de Supertrama	$<1\%$	0,99
Ruido de ancho de banda adicional (dB)	$10 \log \left(\frac{2^{N+3} + 3}{2^{N+3} + 2} \right) \text{ dB}$	0,25 dB
Ruido de digitalización <-30 dB de error de fase	$\frac{N}{2^N - 1}$	9 bits
Interferencia máxima entre tramas (dB)	$<-19-3N \text{ dB}$	$<-25 \text{ dB}$

Para $N = 3$, la longitud de la trama es menor que 32 símbolos, el número necesario de bits es aproximadamente 10, el aumento del ruido térmico es cercano a 0 dB y la reutilización de frecuencias cercana a 1,7.

- 20 En lo que respecta a la implementación práctica de la presente invención, la unidad de generación de modo torsionado de frecuencia 700 basada en GIFFT y la unidad de extracción de símbolos 800 basada en GFFT se implementan preferiblemente por medio de una Agrupación de Puertas Programables en Campo (FPGA), un Circuito Integrado de Aplicaciones Específicas (ASIC) y tecnologías de Radio Definida por Software (SDR).

- 25 A partir de lo anterior, se puede apreciar inmediatamente que la presente invención permite aumentar la capacidad de transmisión y reutilización de frecuencias explotando una aplicación original de la transformada de Hilbert en el dominio de la frecuencia.

La presente invención puede considerarse muy interesante y casi revolucionaria para desarrollar una nueva teoría para las comunicaciones digitales más allá del enfoque clásico basado en señales analíticas.

En particular, como se explicó anteriormente en detalle, según la presente invención, la vorticidad de radio se considera como una forma de aproximar la transformada de Hilbert y se aplica en el dominio de la frecuencia para generar canales de radio independientes dentro de un mismo ancho de banda. Estos canales tienen un ancho de banda disponible que disminuye con el número de modo de vorticidad de radio y la ventaja del ancho de banda total es creciente según $1/2^N$, limitado por 2, que representa el uso máximo posible del canal imaginario de la transformada de Hilbert.

Desde una perspectiva matemática (y física), este enfoque basado en la transformada de Hilbert es muy similar a una medición de interferometría realizada en la frecuencia en lugar de en el espacio geométrico.

La presente invención puede explotarse ventajosamente, en general, en todo tipo de comunicaciones por radio y, en particular, en comunicaciones por radio basadas, en general, en OFDM y/o OFDMA, y, específicamente, en LTE y/o WiMAX.

Finalmente, vale la pena señalar que un uso combinado de la torsión en la frecuencia según la presente invención y la torsión en el tiempo según el documento PCT/FR2013/052636 es particularmente ventajoso en sistemas de comunicaciones por radio asimétricos, tales como sistemas de comunicaciones por radio móviles, por ejemplo basados en LTE y/o WiMAX. De hecho, en tal escenario, la torsión en la frecuencia según la presente invención se puede aplicar ventajosamente al canal Directo desde una estación base a un dispositivo móvil, mientras que la torsión en el tiempo según el documento PCT/FR2013/052636 se puede aplicar ventajosamente al canal de Retorno desde un dispositivo móvil a una estación base.

En conclusión, está claro que se pueden realizar numerosas modificaciones y variantes a la presente invención, todas ellas que caen dentro del alcance de la invención, como se define en las reivindicaciones adjuntas.

función de N (donde, como se dijo anteriormente, $\pm N$ son los modos torsionados de frecuencia más altos utilizados).

Algunas características de la presente invención se resumen aquí brevemente a continuación:

- debido a la estructura de la señal de OFDM, no hay ruido adicional debido a la introducción de ondas torsionadas en la frecuencia;
- el prefijo cíclico de OFDM incluye el prefijo cíclico equivalente necesario para ondas torsionadas en la frecuencia; de todos modos, está claro que, si el prefijo cíclico se usa completamente para OFDM, debería incrementarse en consecuencia; y
- no hay ninguna ventaja práctica de rendimiento al utilizar el modo torsionado de frecuencia superior a ± 3 , pero, por el contrario, la complejidad computacional crece de manera bastante rápida.

Como se ha explicado anteriormente, la implementación de las ondas torsionadas en la frecuencia según la presente invención puede considerarse como una aproximación de la transformada de Hilbert en la frecuencia. Este hecho implica, por un lado, un aumento del ancho de banda y, por otro, la presencia de una limitación absoluta en el aumento de la reutilización de frecuencias, que es menor que dos. A este respecto, la siguiente TABLA II enumera algunas características relacionadas con el uso de ondas torsionadas en la frecuencia según la presente invención.

TABLA II

Parámetro	Valor del parámetro (considerando usar hasta modos $\pm N$)	Valor aproximado del parámetro para $N=2$
Reutilización de frecuencia	$\frac{2^{N+2} - 1}{2^{N+1} + 1}$	1,67
Aumento del intervalo de tiempo vestigial	$\frac{2^{N+2} + 3}{2^{N+2} + 2}$	1,056
Ancho de banda total de trama/ancho de banda de símbolo	$\frac{B_F}{B_S} = \frac{2^{N+2} + 3}{2}$	9,5
Pérdida de Supertrama	<1%	0,99

Ruido de ancho de banda adicional (dB)	$10 \log \left(\frac{2^{N+3} + 3}{2^{N+3} + 2} \right) dB$	0,25 dB
Ruido de digitalización <-30 dB de error de fase	$\frac{N}{2^N - 1}$	9 bits
Interferencia máxima entre tramas (dB)	<-19-3N dB	<-25 dB

Para N = 3, la longitud de la trama es menor que 32 símbolos, el número necesario de bits es aproximadamente 10, el aumento del ruido térmico es cercano a 0 dB y la reutilización de frecuencias cercana a 1,7.

5 En lo que respecta a la implementación práctica de la presente invención, la unidad de generación de modo torsionado de frecuencia 700 basada en GIFFT y la unidad de extracción de símbolos 800 basada en GFFT se implementan preferiblemente por medio de una Agrupación de Puertas Programables en Campo (FPGA), un Circuito Integrado de Aplicaciones Específicas (ASIC) y tecnologías de Radio Definida por Software (SDR).

A partir de lo anterior, se puede apreciar inmediatamente que la presente invención permite aumentar la capacidad de transmisión y reutilización de frecuencias explotando una aplicación original de la transformada de Hilbert en el dominio de la frecuencia.

10 La presente invención puede considerarse muy interesante y casi revolucionaria para desarrollar una nueva teoría para las comunicaciones digitales más allá del enfoque clásico basado en señales analíticas.

15 En particular, como se explicó anteriormente en detalle, según la presente invención, la vorticidad de radio se considera una forma de aproximar la transformada de Hilbert y se aplica en el dominio de la frecuencia para generar canales de radio independientes dentro de un mismo ancho de banda. Estos canales tienen un ancho de banda disponible que disminuye con el número del modo de vorticidad de radio y la ventaja del ancho de banda total es creciente según $1/2^N$, limitado por 2, que representa el uso máximo posible del canal imaginario de la transformada de Hilbert.

Desde una perspectiva matemática (y física), este enfoque basado en la transformada de Hilbert es muy similar a una medición de interferometría realizada en frecuencia en lugar de en el espacio geométrico.

20 La presente invención puede explotarse ventajosamente, en general, en todo tipo de comunicaciones por radio y, en particular, en comunicaciones por radio basadas, en general, en OFDM y/o OFDMA, y, específicamente, en LTE y/o WiMAX.

25 Finalmente, vale la pena señalar que un uso combinado de la torsión de frecuencia según la presente invención y la torsión de tiempo según el documento PCT/FR2013/052636 es particularmente ventajoso en sistemas de comunicaciones por radio asimétricos, tales como sistemas de comunicaciones por radio móviles, por ejemplo basados en LTE y/o WiMAX. De hecho, en tal escenario, la torsión de frecuencia según la presente invención se puede aplicar ventajosamente al canal Directo desde una estación base a un dispositivo móvil, mientras que la torsión de tiempo según el documento PCT/FR2013/052636 se puede aplicar ventajosamente al canal de Retorno desde un dispositivo móvil a una estación base.

30

REIVINDICACIONES

1. Método de comunicaciones por radio que comprende llevar a cabo, mediante un transmisor (7), los siguientes pasos:

5 a) proporcionar una señal de tiempo digital que transporta S_{TOT} símbolos digitales a ser transmitidos, en donde la señal de tiempo digital está limitada en el tiempo y se basa en una transformación, del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo, de muestras de frecuencia que llevan dichos S_{TOT} símbolos digitales; y

b) transmitir una señal de radiofrecuencia que lleva dicha señal de tiempo digital;

comprendiendo el método además llevar a cabo, mediante un receptor (8), los siguientes pasos:

c) recibir la señal de radiofrecuencia transmitida por el transmisor (7);

10 d) procesar la señal de radiofrecuencia recibida para obtener una señal digital entrante correspondiente; y

e) extraer, de la señal digital entrante, los S_{TOT} símbolos digitales transportados por dicha señal digital entrante;

en donde las muestras de frecuencia incluyen M_{MFS} muestras de frecuencia del modo principal que:

- están relacionadas con un modo principal de frecuencia;

15 • están ubicadas, en el dominio de la frecuencia, en M_{MFS} frecuencias del modo principal que están separadas por un espaciado de frecuencia predeterminado y varían de B_S a M_{MFS} multiplicado por B_S , B_S que denota dicho espaciado de frecuencia predeterminado; y

- llevar M_{MFS} de dichos S_{TOT} símbolos digitales a ser transmitidos;

20 caracterizado por que las muestras de frecuencia incluyen además muestras de frecuencia de modo torsionado que:

- están relacionadas con los modos torsionados de frecuencia $2N$ relacionados con una aproximación de la transformada de Hilbert en el dominio de la frecuencia;

- están ubicadas, en el dominio de la frecuencia, en frecuencias de modo torsionado diferentes a las M_{MFS} frecuencias del modo principal; y

25 • llevar la $S_{TOT}-M_{MFS}$ símbolos digitales no llevados por las M_{MFS} muestras de frecuencia del modo principal;

en donde S_{TOT} es igual a $2^{N+2}-1$, M_{MFS} es igual a $2^{N+1}+1$ y N denota un número entero mayor que cero;

en donde, para cada modo torsionado de frecuencia, 2^{N+1} respectivas muestras de frecuencia de modo torsionado a 2^{N+1} frecuencias de modo torsionado correspondientes llevan $2^{N-|n|}$ símbolos digitales respectivos, dichas 2^{N+1} frecuencias de modo torsionado correspondientes que están separadas por dicho espaciado de frecuencia predeterminado y que están ubicadas, en el dominio de la frecuencia, en

30

$$B_S \left(\frac{2^{|n|}-1}{2^{|n|}} + k \right),$$

donde

- n denota un índice entero que identifica dicho modo torsionado de frecuencia, está comprendido entre $-N$ y $+N$ y es diferente de cero, y

35 • k denota un número entero que oscila de cero a $2^{N+1}-1$, o de uno a 2^{N+1} ;

en donde cada uno de dichos S_{TOT} símbolos digitales a ser transmitidos se representa por un valor complejo de símbolo respectivo;

en donde, para cada modo torsionado de frecuencia, las 2^{N+1} respectivas muestras de frecuencia de modo torsionado comprenden, para cada uno de los $2^{N-|n|}$ símbolos digitales respectivos, $2^{|n|+1}$ muestras de frecuencia que:

40

- llevan dicho símbolo digital;

- están en frecuencias que se ubican, en el dominio de la frecuencia, en

$$B_s \left[\frac{2^{|n|} - 1}{2^{|n|}} + \left(k^* + i \cdot 2^{|n|+1} \right) \right],$$

donde k^* denota un número entero que oscila de cero a $2^{|n|+1}-1$, o de uno a $2^{|n|+1}$, y donde i es un índice que identifica dicho símbolo digital y está comprendido entre cero y $2^{N-|n|}-1$; y

5 • tienen, cada una, un valor complejo respectivo obtenido al multiplicar el valor complejo de símbolo que representa dicho símbolo digital por un factor complejo respectivo que:

- si n es mayor que cero, es igual a

$$\frac{e^{+jk^* \frac{\pi}{2^{|n|}}}}{2^{\frac{|n|+1}{2}}}$$

- o, si n es menor que cero, es igual a

$$\frac{e^{-jk^* \frac{\pi}{2^{|n|}}}}{2^{\frac{|n|+1}{2}}}$$

10 donde j denota la unidad imaginaria;

por lo que cada modo torsionado de frecuencia es un modo armónico complejo que es ortogonal al modo principal de frecuencia y a cualquier otro modo torsionado de frecuencia utilizado;

en donde el paso a) incluye proporcionar la señal de tiempo digital mediante el uso de una matriz de transmisión predefinida que relaciona

15 • con los S_{TOT} símbolos digitales a ser transmitidos

• con las muestras de tiempo de la señal de tiempo digital

• mediante coeficientes relacionados con la transformación, del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo, de las muestras de frecuencia del modo principal y de las muestras de frecuencia del modo torsionado;

20 en donde la señal de tiempo digital comprende un número de muestras de tiempo iguales a

$$\left[1 + \frac{N(N+1)}{2} \right] 2^{N+1} + 1 ;$$

en donde la matriz de transmisión predefinida comprende $M_{TS} \times S_{TOT}$ coeficientes, M_{TS} que denota dicho número de muestras de tiempo de la señal de tiempo digital;

25 en donde la matriz de transmisión predefinida es tal que la matriz resultante de la multiplicación de la transposición de dicha matriz de transmisión predefinida y dicha matriz de transmisión predefinida tiene un determinante diferente de cero;

y en donde el paso e) incluye extraer los S_{TOT} símbolos digitales transportados por la señal digital entrante utilizando una matriz de recepción derivada de la matriz de transmisión predefinida a través de una técnica pseudoinversa.

30 2. El método de la reivindicación 1, en donde la matriz de recepción se calcula sobre la base de la siguiente fórmula:

$$[GFFT] = ([GIFT]^T [GIFT])^{-1} [GIFT]^T ,$$

donde $\llbracket GFFT \rrbracket$ denota la matriz de recepción, $\llbracket GIFFT \rrbracket$ denota la matriz de transmisión predefinida, $\llbracket GIFFT \rrbracket^T$ denota la transposición de la matriz de transmisión predefinida, y $\left(\llbracket GIFFT \rrbracket^T \llbracket GIFFT \rrbracket\right)^{-1}$ denota la operación de inversión de la matriz resultante de la multiplicación de la transposición de la matriz de transmisión predefinida y la matriz de transmisión predefinida.

5 3. El método de comunicaciones por radio según la reivindicación 1 o 2, en donde las muestras de frecuencia del modo principal son muestras de frecuencia del tipo de Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM) o del tipo de Acceso Múltiple por División de Frecuencia Ortogonal (OFDMA).

4. El método de comunicaciones por radio según cualquiera de las reivindicaciones 1-3, en donde dicho paso a) incluye:

- 10
- proporcionar una primera señal de tiempo digital resultante de las muestras de frecuencia del modo principal y las muestras de frecuencia del modo torsionado; y
 - proporcionar una segunda señal de tiempo digital que incluye un prefijo cíclico seguido por la primera señal de tiempo digital, en donde el prefijo cíclico es una réplica de una parte final de dicha primera señal de tiempo digital;

15 y en donde dicho paso b) incluye transmitir una señal de radiofrecuencia que lleva la segunda señal de tiempo digital.

5. Sistema (7) para comunicaciones por radio, configurado para:

- 20
- proporcionar una señal de tiempo digital que lleve S_{TOT} símbolos digitales a ser transmitidos, en donde la señal de tiempo digital está limitada en el tiempo y se basa en una transformación, del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo, de muestras de frecuencia que llevan dichos S_{TOT} símbolos digitales; y
 - transmitir una señal de radiofrecuencia que lleve dicha señal de tiempo digital;

en donde las muestras de frecuencia incluyen M_{MFS} muestras de frecuencia del modo principal que:

- 25
- están relacionadas con un modo principal de frecuencia;
 - están ubicadas, en el dominio de la frecuencia, en M_{MFS} frecuencias del modo principal que están separadas por un espaciado de frecuencia predeterminado y varían de B_s a M_{MFS} multiplicado por B_s , B_s que denota dicho espaciado de frecuencia predeterminado; y
 - llevar M_{MFS} de dichos S_{TOT} símbolos digitales a ser transmitidos;

caracterizado por que las muestras de frecuencia incluyen además muestras de frecuencia de modo torsionado que:

- 30
- están relacionadas con los modos torsionados de frecuencia $2N$ relacionados con una aproximación de la transformada de Hilbert en el dominio de la frecuencia;
 - están ubicadas, en el dominio de la frecuencia, en frecuencias de modo torsionado diferentes de las M_{MFS} frecuencias del modo principal; y
 - llevar los $S_{TOT}-M_{MFS}$ símbolos digitales no llevados por las M_{MFS} muestras de frecuencia del modo principal;

35 en donde S_{TOT} es igual a $2^{N+2}-1$, M_{MFS} es igual a $2^{N+1}+1$ y N denota un número entero mayor que cero;

en donde, para cada modo torsionado de frecuencia, 2^{N+1} respectivas muestras de frecuencia de modo torsionado a 2^{N+1} frecuencias de modo torsionado correspondientes llevan $2^{N-|n|}$ símbolo(s) digital(es) respectivo(s), dichas 2^{N+1} frecuencias de modo torsionado correspondientes que están separadas por dicho espaciado de frecuencia predeterminado y que están ubicadas, en el dominio de la frecuencia, en

40

$$B_s \left(\frac{2^{|n|}-1}{2^{|n|}} + k \right),$$

donde

- n denota un índice entero que identifica dicho modo torsionado de frecuencia, está comprendido entre $-N$ y $+N$ y es diferente de cero, y
- k denota un número entero que oscila de cero a $2^{N+1}-1$, o de uno a 2^{N+1} ;

en donde cada uno de dichos S_{TOT} símbolos digitales a ser transmitidos se representa por un valor complejo de símbolo respectivo;

en donde, para cada modo torsionado de frecuencia, las 2^{N+1} respectivas muestras de frecuencia de modo torsionado comprenden, para cada uno de los $2^{N-|n|}$ símbolos digitales respectivos, $2^{|n|+1}$ muestras de frecuencia que:

- llevan dicho símbolo digital;
- están en frecuencias que se ubican, en el dominio de la frecuencia, en

$$B_s \left[\frac{2^{|n|} - 1}{2^{|n|}} + \left(k^* + i \cdot 2^{|n|+1} \right) \right],$$

donde k^* denota un número entero que oscila de cero a $2^{|n|+1} - 1$, o de uno a $2^{|n|+1}$, y donde i es un índice que identifica dicho símbolo digital y está comprendido entre cero y $2^{N-|n|} - 1$; y

- tienen, cada una, un valor complejo respectivo obtenido al multiplicar el valor complejo de símbolo que representa dicho símbolo digital por un factor complejo respectivo que:

- si n es mayor que cero, es igual a

$$\frac{e^{+jk^* \frac{\pi}{2^{|n|}}}}{2^{\frac{|n|+1}{2}}}$$

- o, si n es menor que cero, es igual a

$$\frac{e^{-jk^* \frac{\pi}{2^{|n|}}}}{2^{\frac{|n|+1}{2}}}$$

donde j denota la unidad imaginaria;

por lo que cada modo torsionado de frecuencia es un modo armónico complejo que es ortogonal al modo principal de frecuencia y a cualquier otro modo torsionado de frecuencia utilizado;

en donde dicho sistema (7) está configurado para proporcionar la señal de tiempo digital mediante el uso de una matriz de transmisión predefinida que se relaciona

- con los S_{TOT} símbolos digitales a ser transmitidos
- con las muestras de tiempo de la señal de tiempo digital
- mediante coeficientes relacionados con la transformación, del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo, de las muestras de frecuencia del modo principal y de las muestras de frecuencia del modo torsionado;

en donde la señal de tiempo digital comprende un número de muestras de tiempo igual a

$$\left[1 + \frac{N(N+1)}{2} \right] 2^{N+1} + 1 ;$$

en donde la matriz de transmisión predefinida comprende $M_{TS} \times S_{TOT}$ coeficientes, M_{TS} que denota dicho número de muestras de tiempo de la señal de tiempo digital;

y en donde la matriz de transmisión predefinida es tal que la matriz resultante de la multiplicación de la transposición de dicha matriz de transmisión predefinida y dicha matriz de transmisión predefinida tiene un determinante diferente de cero.

6. Producto de programa de software que comprende partes de código de software que son:

- ejecutables por medios de procesamiento de un dispositivo/sistema para comunicaciones por radio; y
- de manera que hagan que, cuando se ejecuten, dicho dispositivo/sistema llegue a estar configurado como el sistema (7) reivindicado en la reivindicación 5.

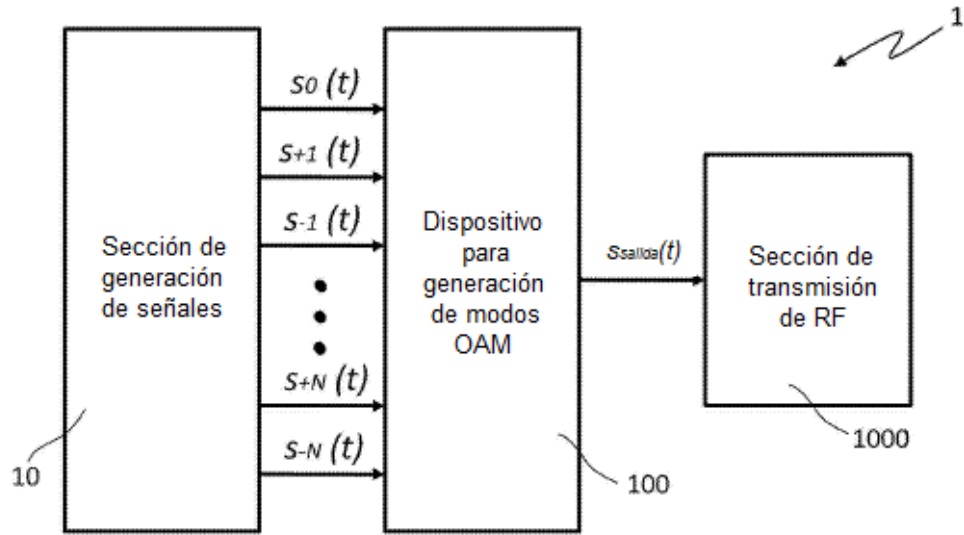


FIG. 1

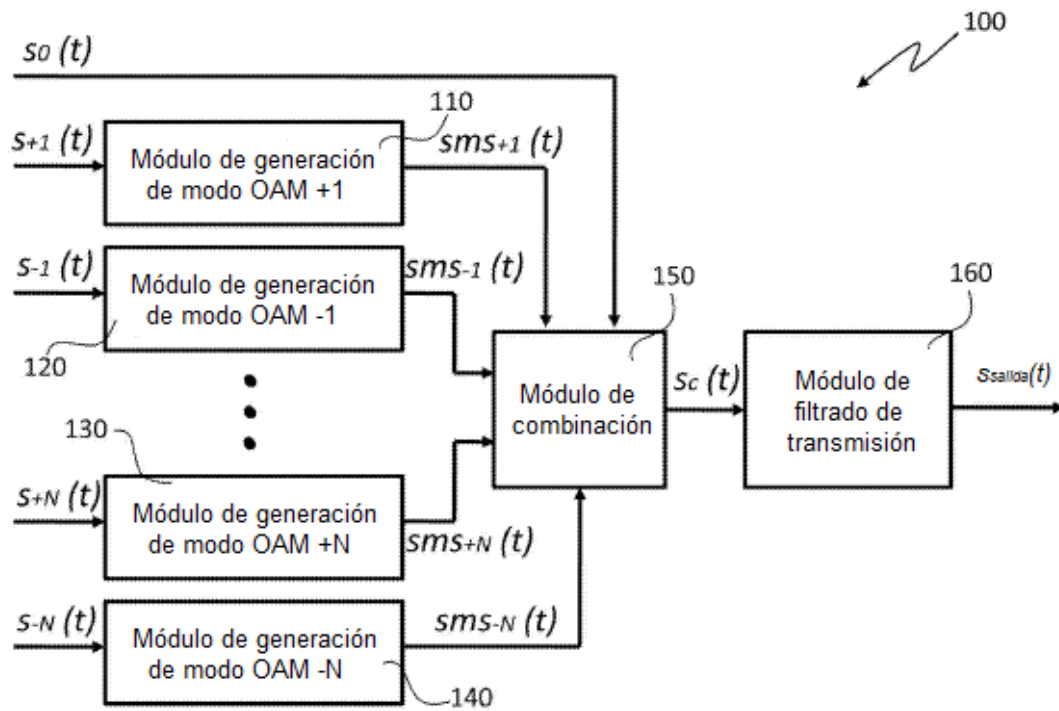


FIG. 2

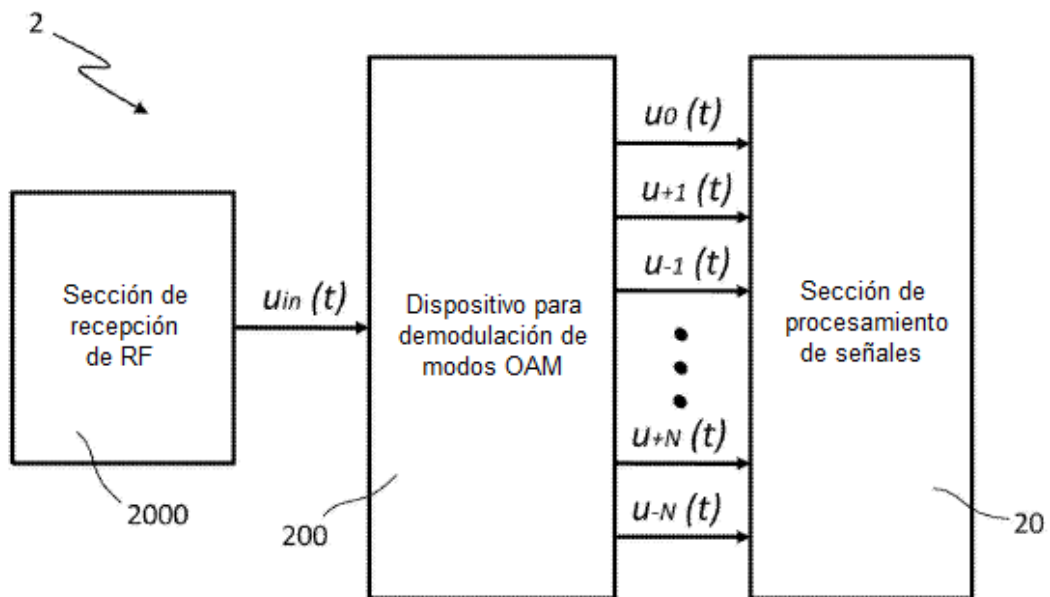


FIG. 3

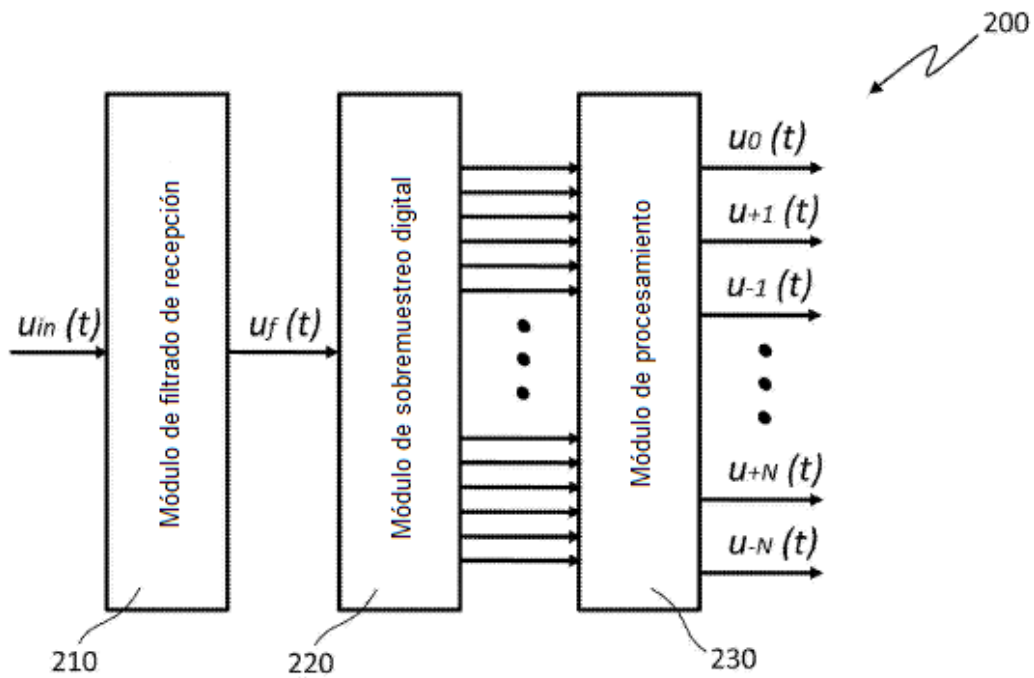


FIG. 4

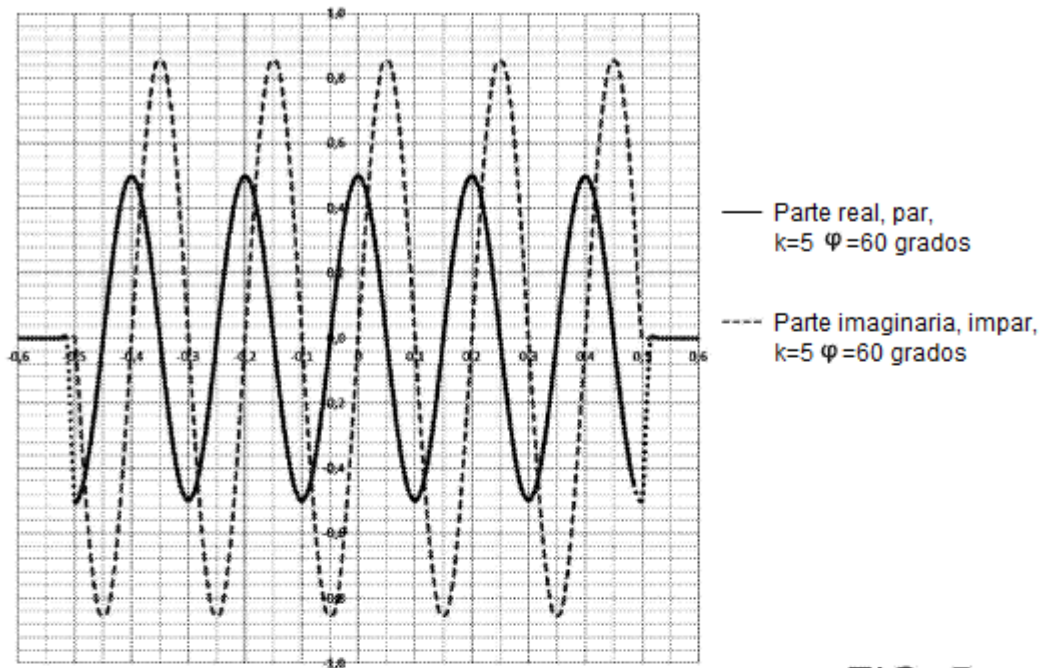


FIG. 5

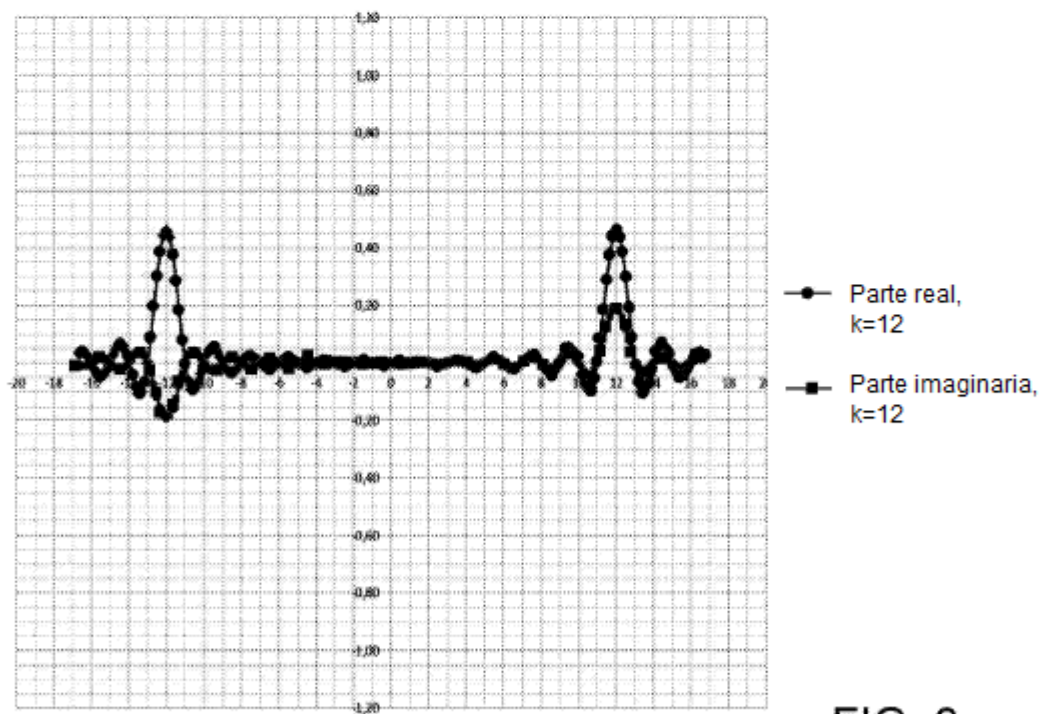


FIG. 6

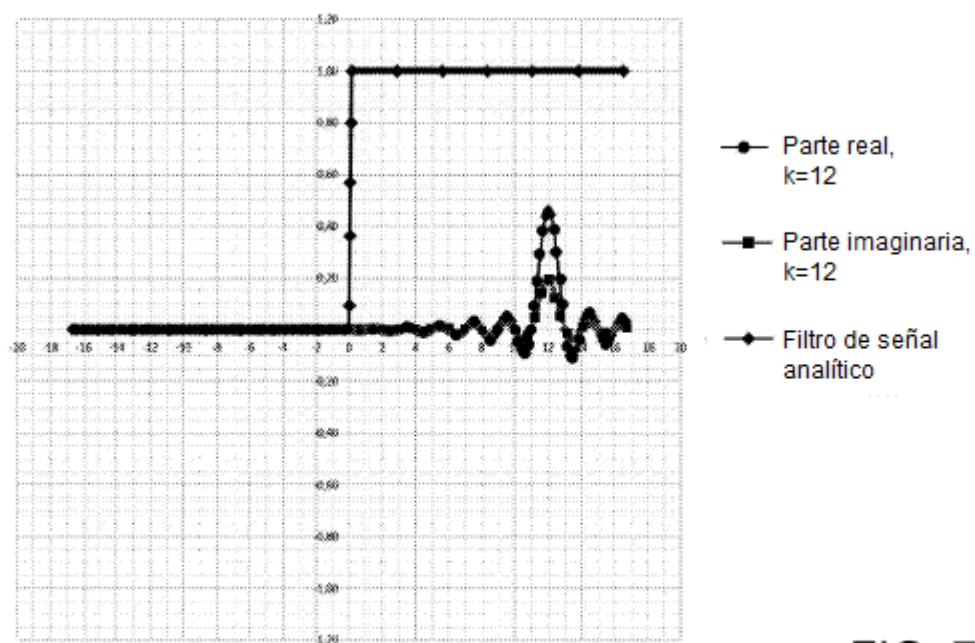


FIG. 7

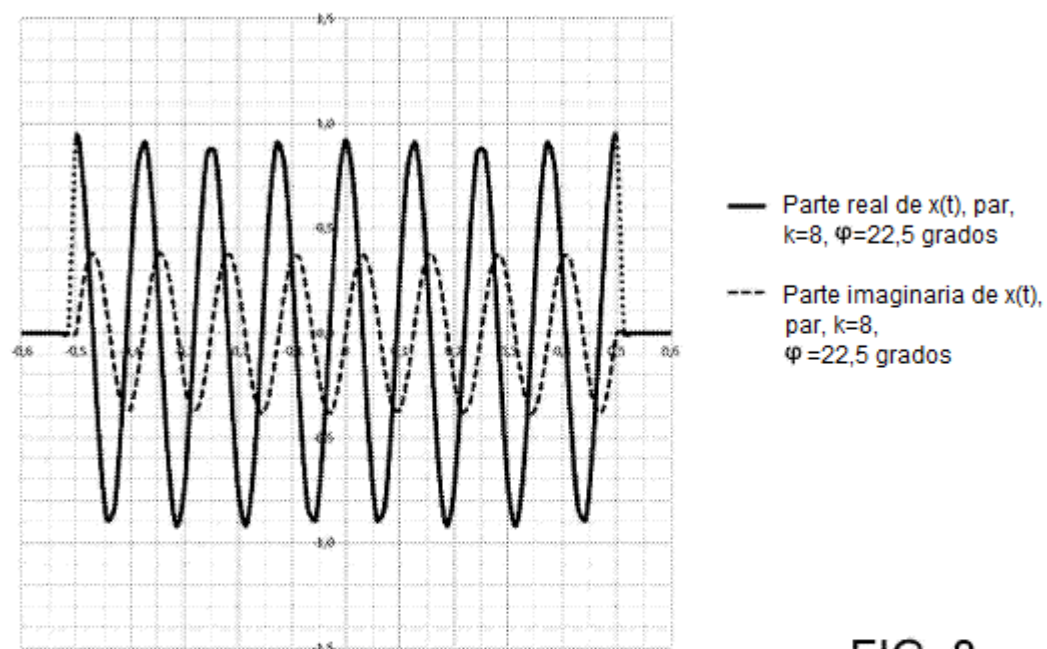


FIG. 8

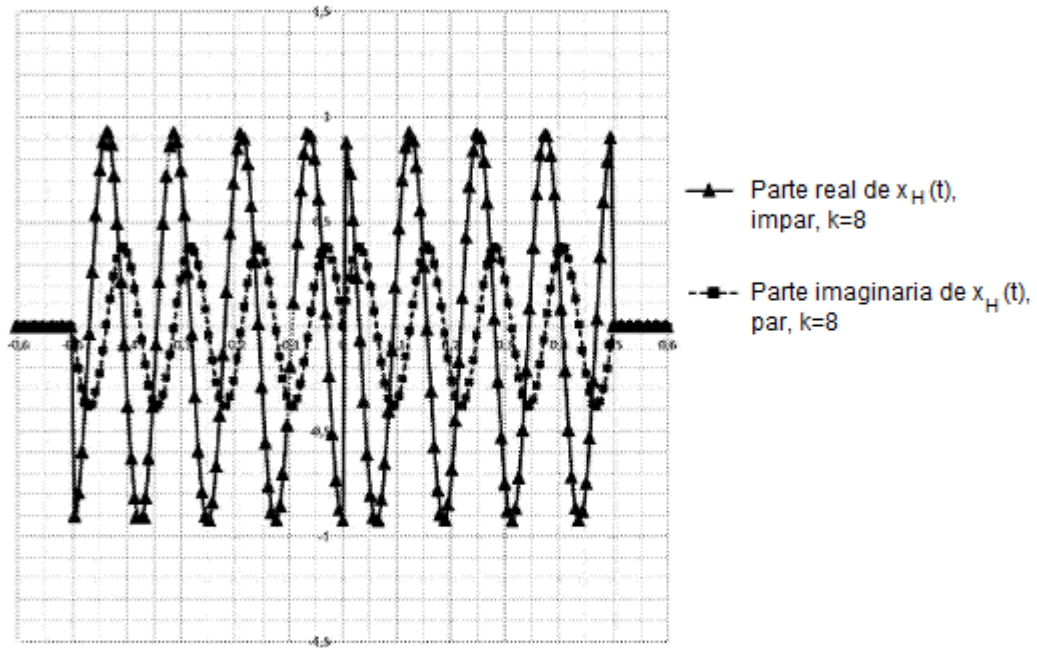


FIG. 9

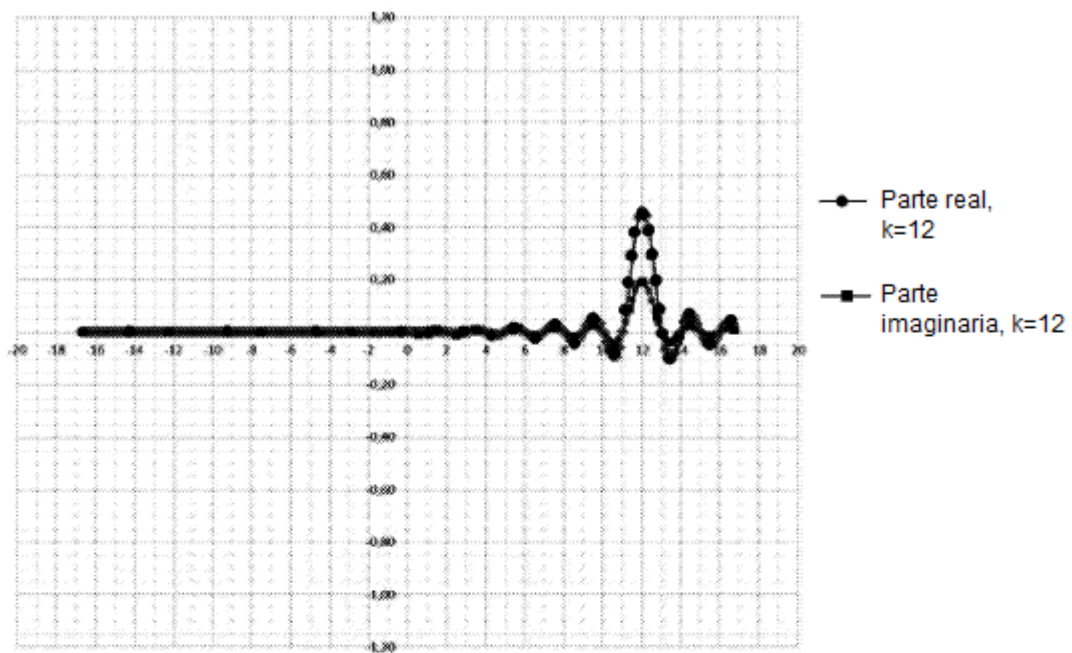


FIG. 11

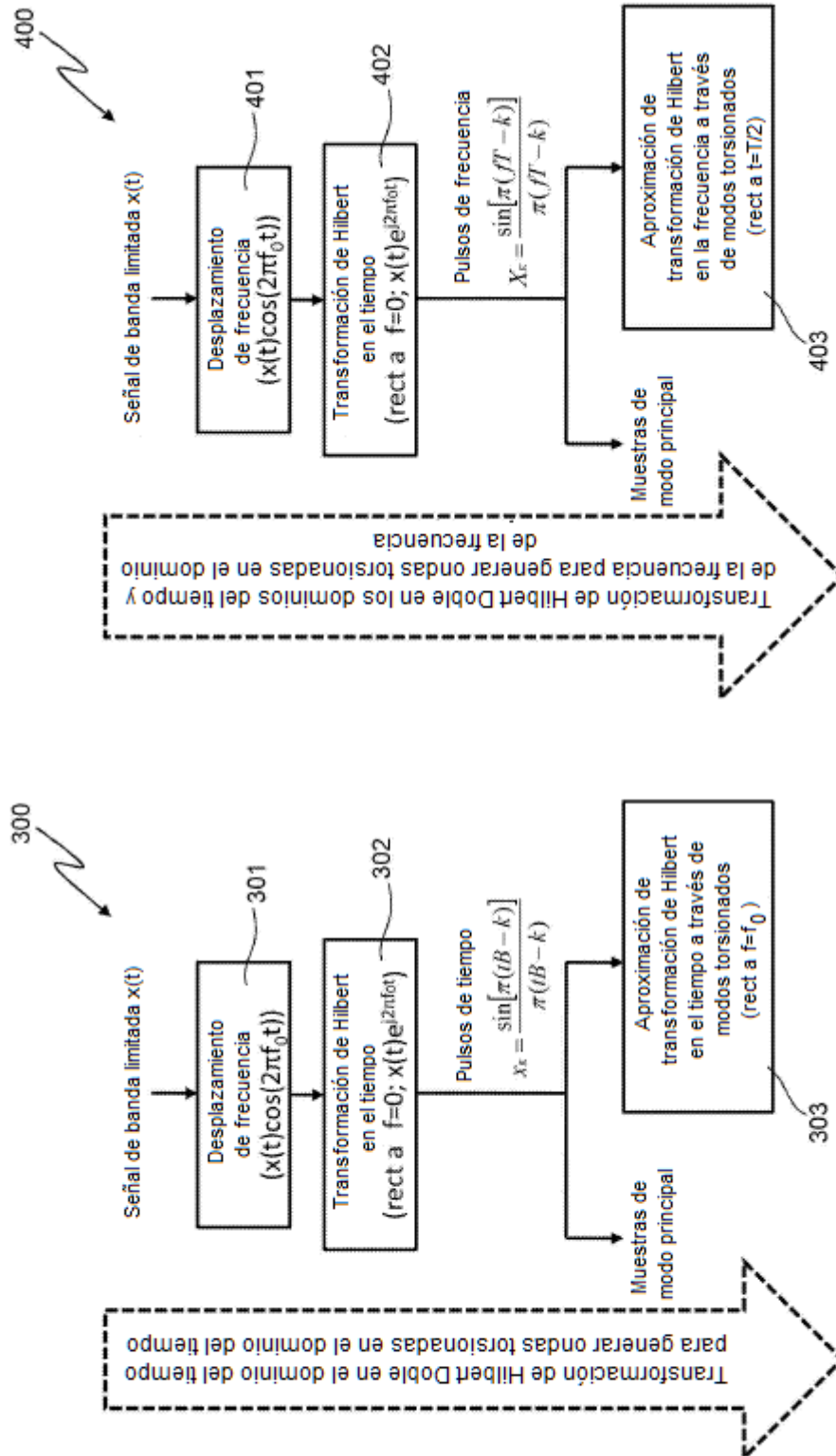


FIG. 10

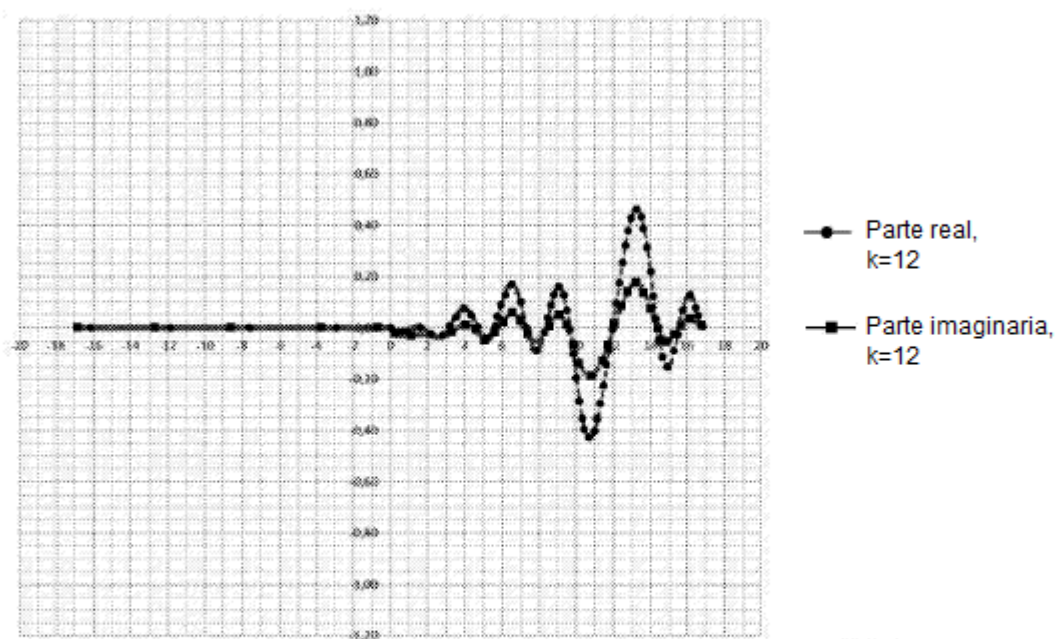


FIG. 12

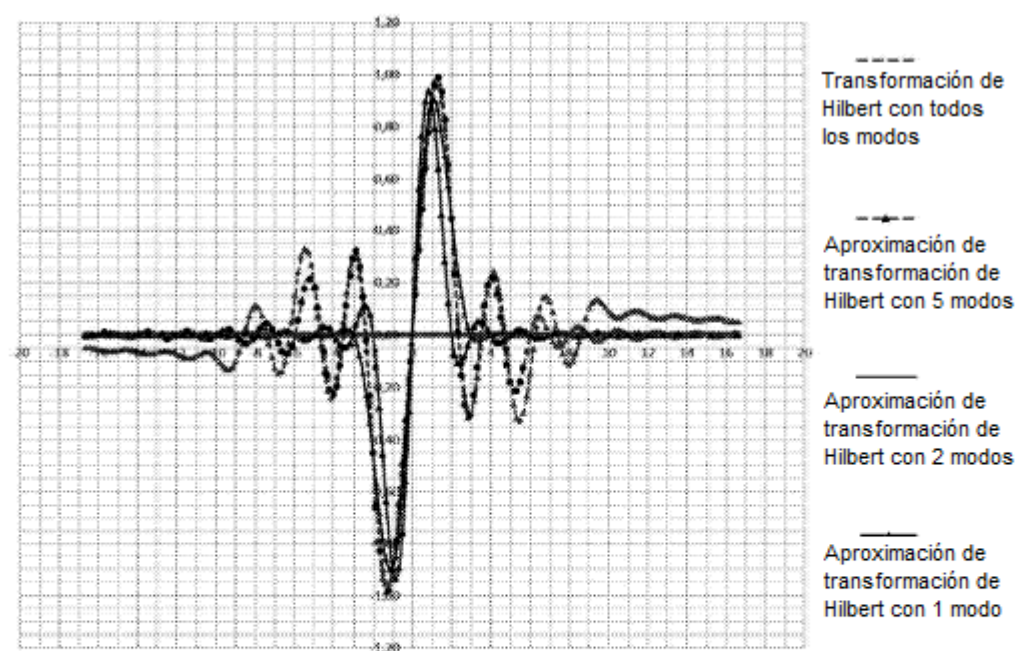
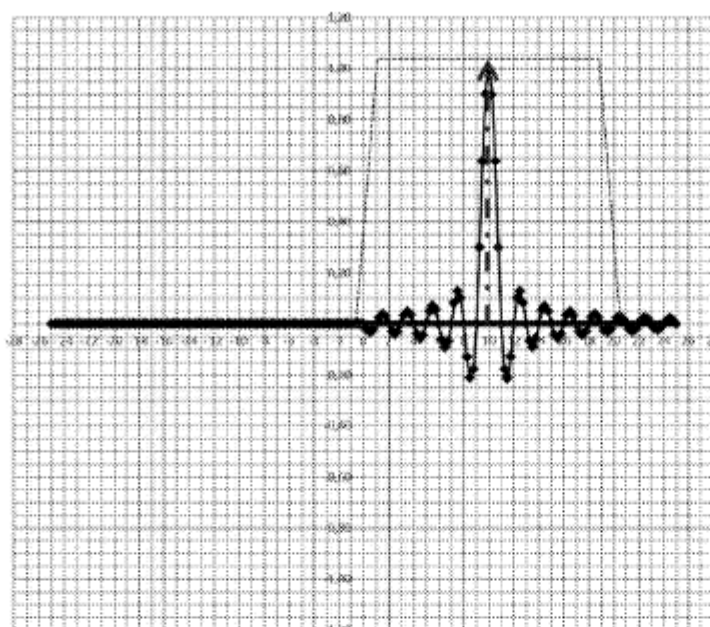
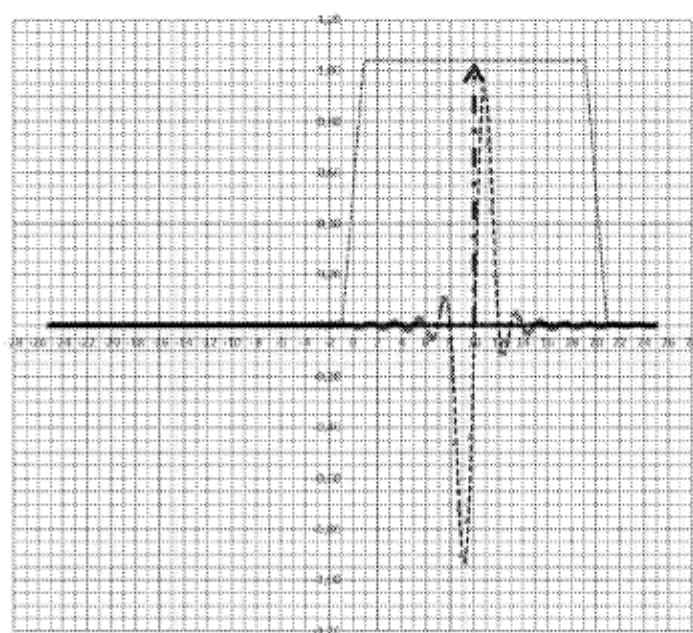


FIG. 13



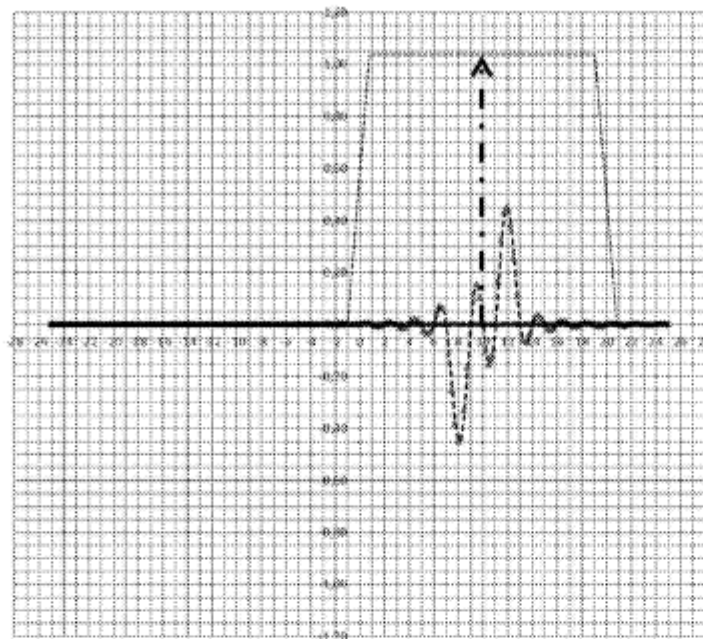
Modo 0 con pulso de frecuencia de referencia posicionado en la frecuencia intermedia $f_0 = 10/T$ (T que es la longitud de la ventana de tiempo)

FIG. 14



Modo 1 con pulsos de frecuencia de referencia posicionados en las frecuencias $f_9 = 9/T$ y $f_{11} = 11/T$ (T que es la longitud de la ventana de tiempo)

FIG. 15



Modo 2 con pulsos de frecuencia de referencia colocados en frecuencias $f_8 = 8/T$ y $f_{12} = 12/T$ (T que es la longitud de la ventana de tiempo)

FIG. 16

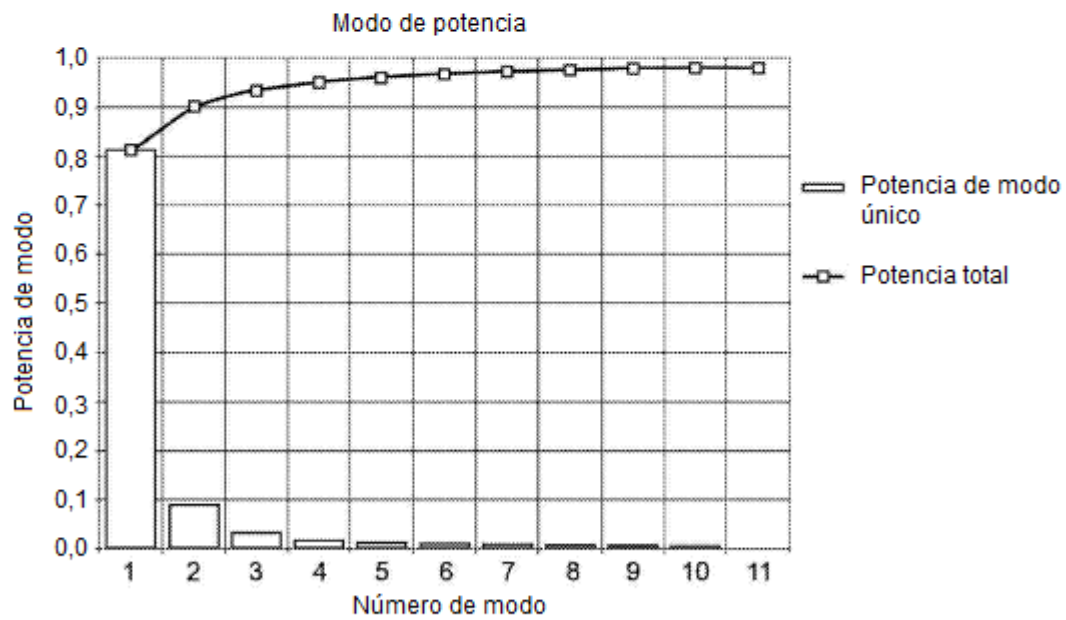


FIG. 17

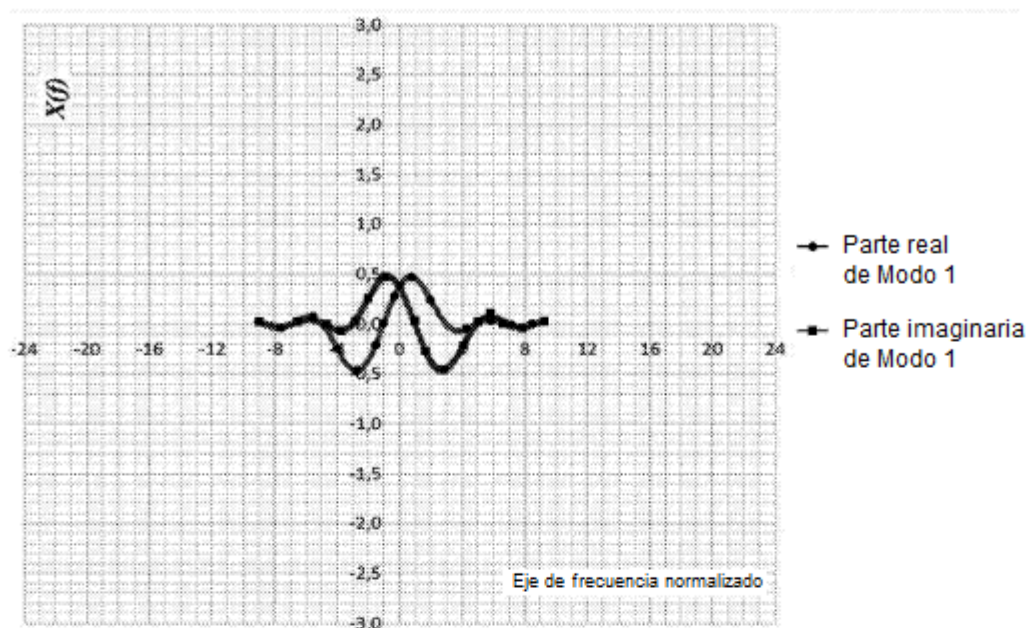


FIG. 18

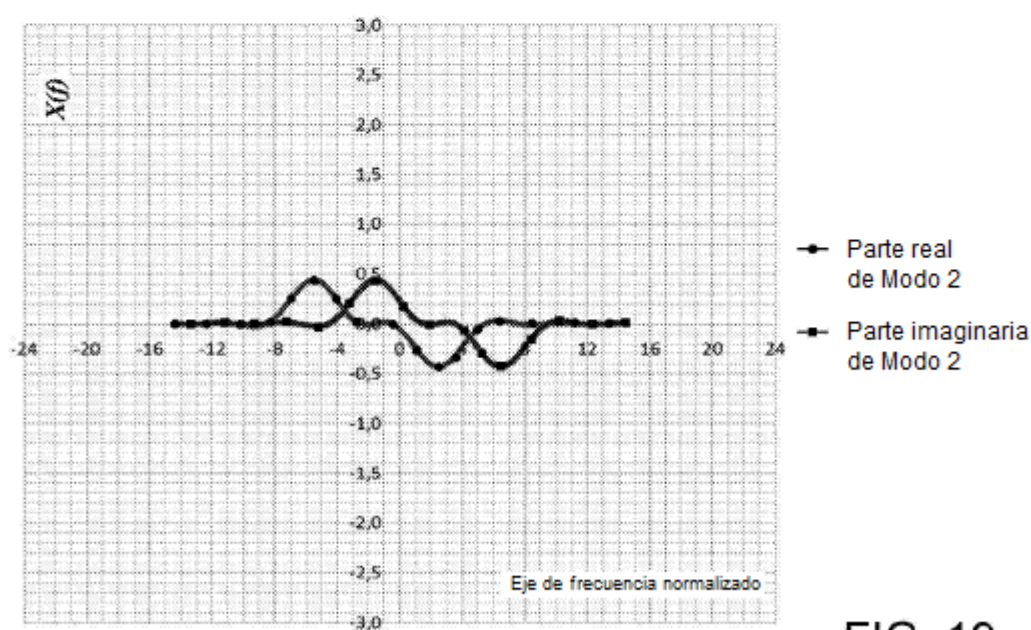


FIG. 19

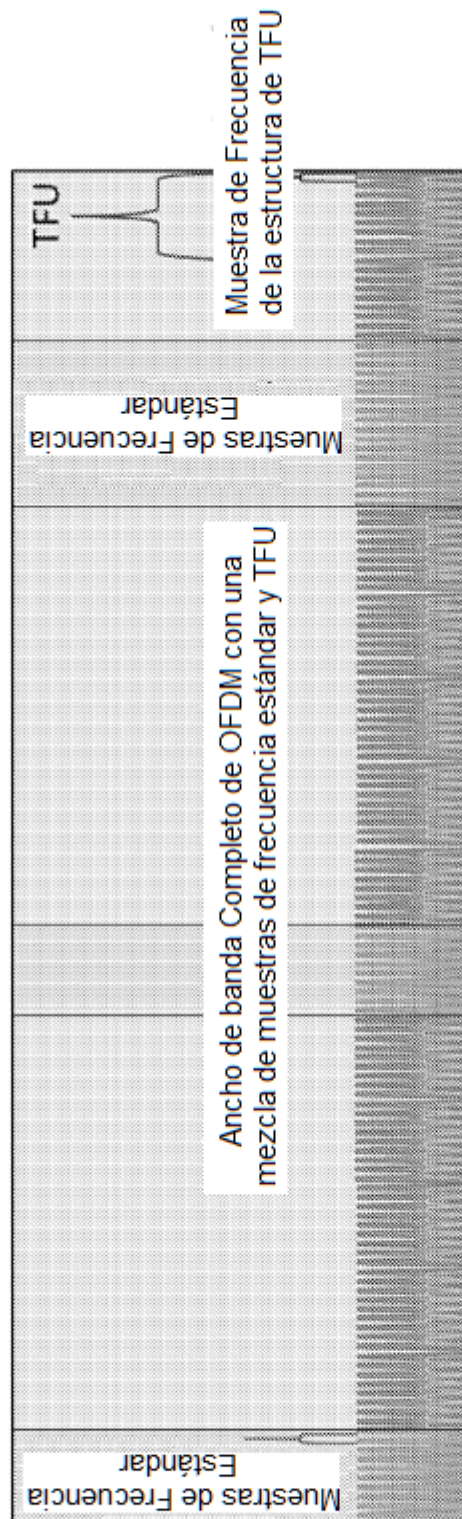
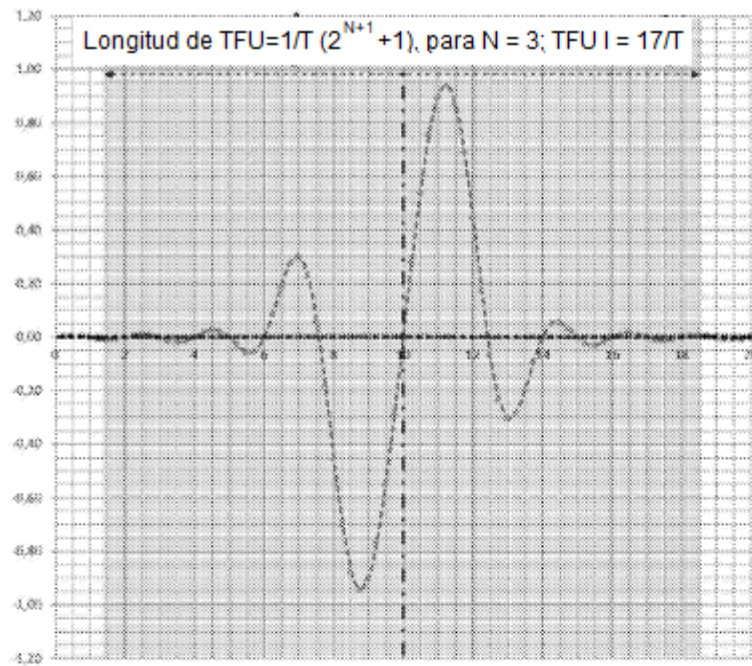


FIG. 20



Aproximación de la respuesta al impulso de la Transformada de Hilbert en la frecuencia usando 3 modos

FIG. 21

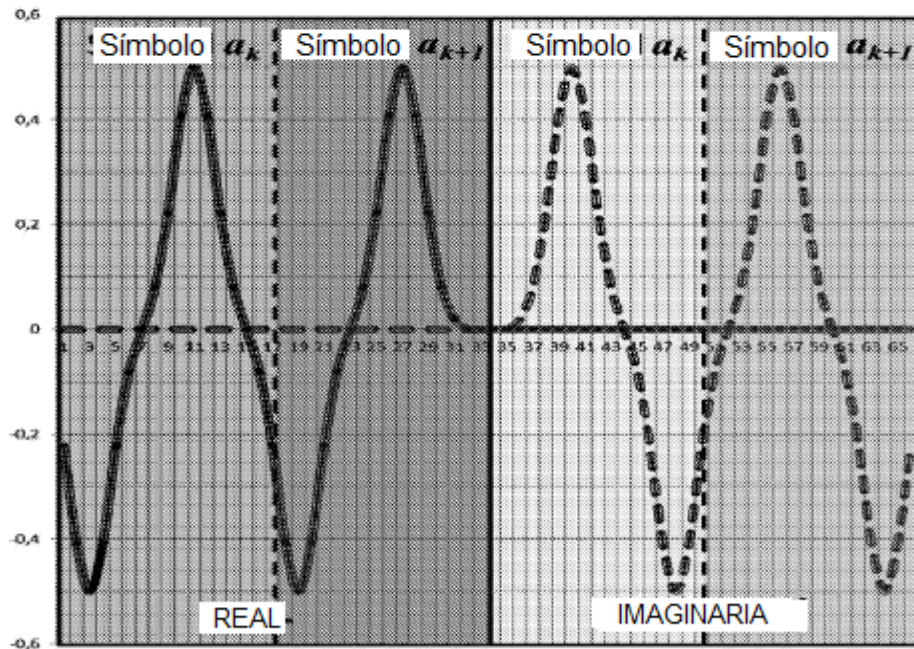


FIG. 23

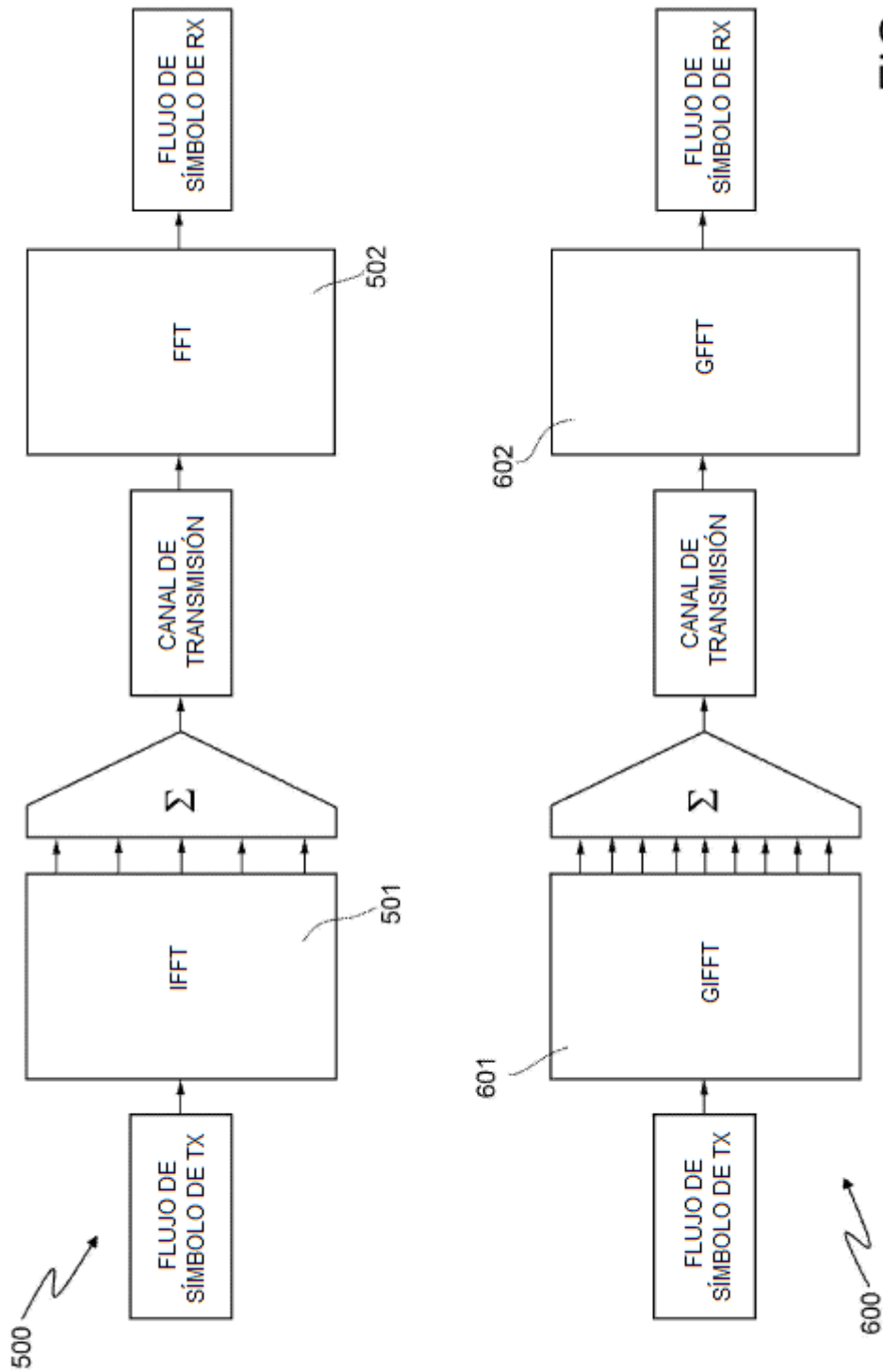


FIG. 22

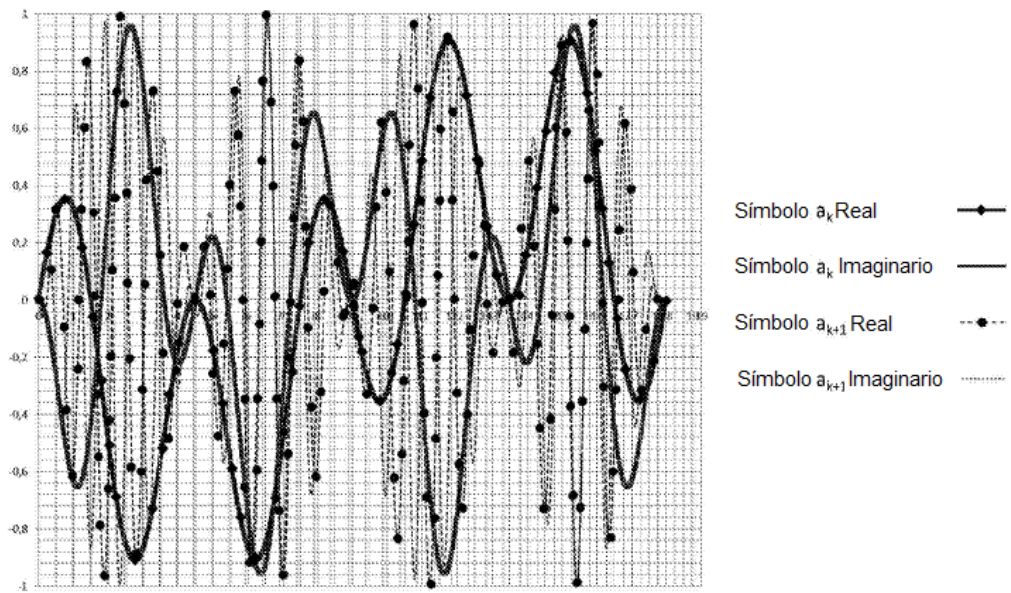


FIG. 24

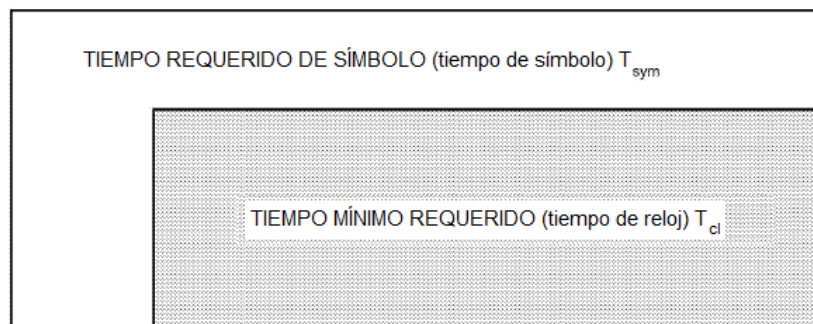


FIG. 25

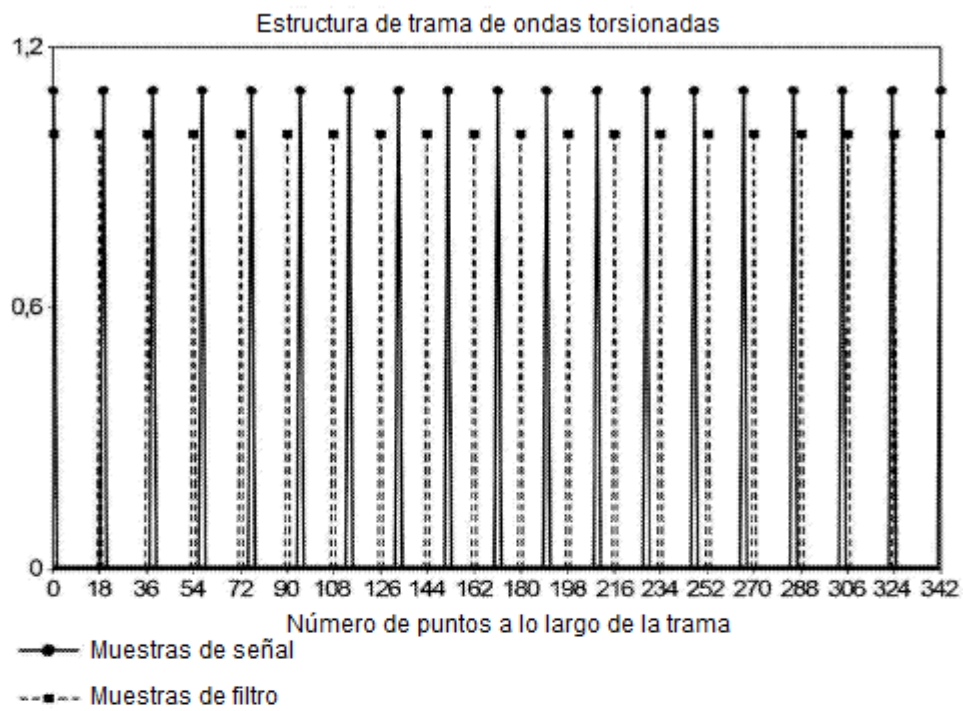


FIG. 26

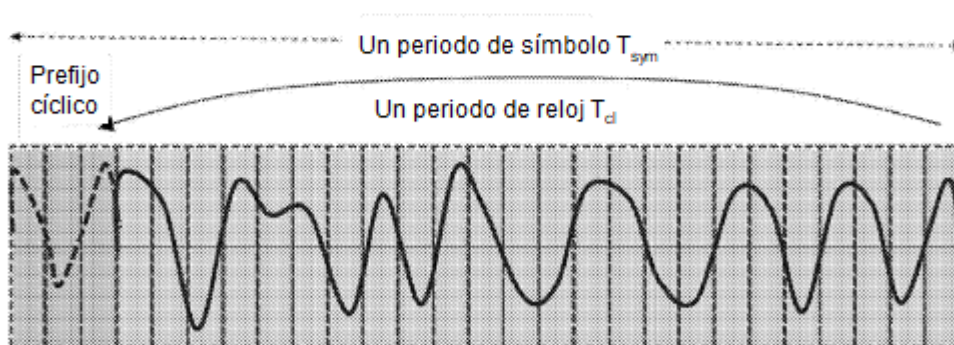


FIG. 27

Ventana de procesamiento de FFT = T_d

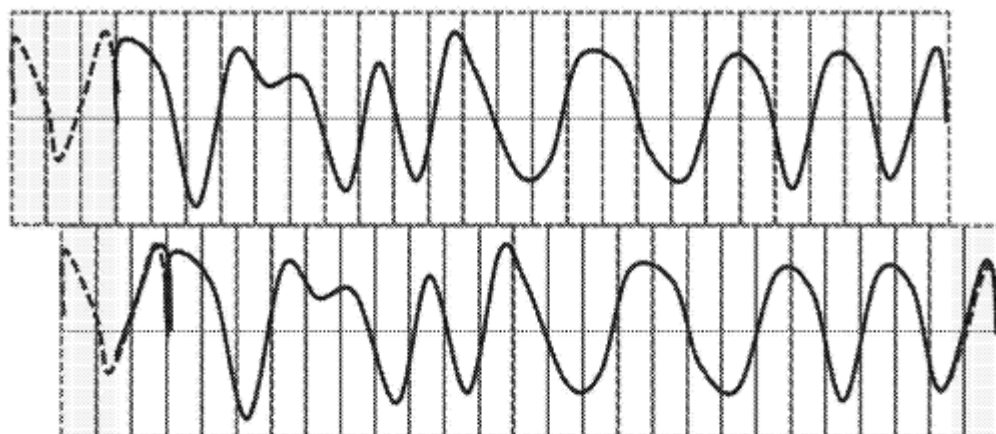


FIG. 28

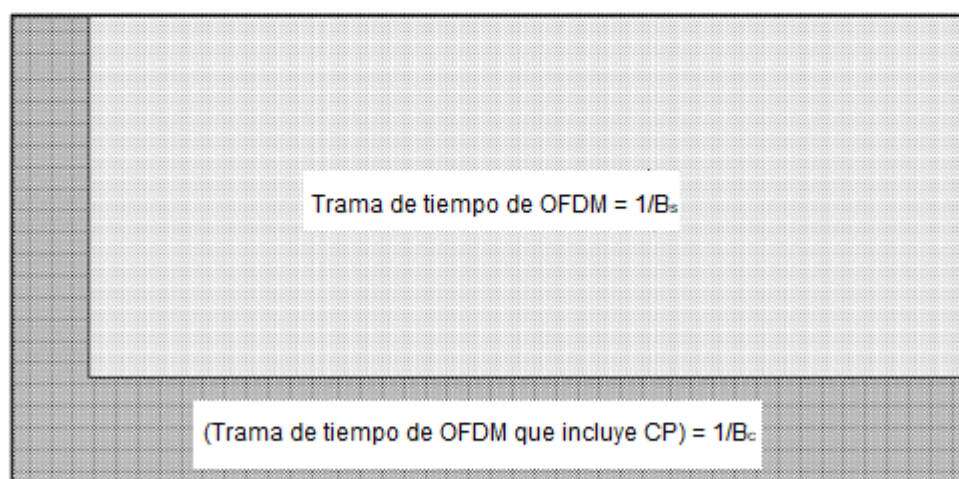


FIG. 29

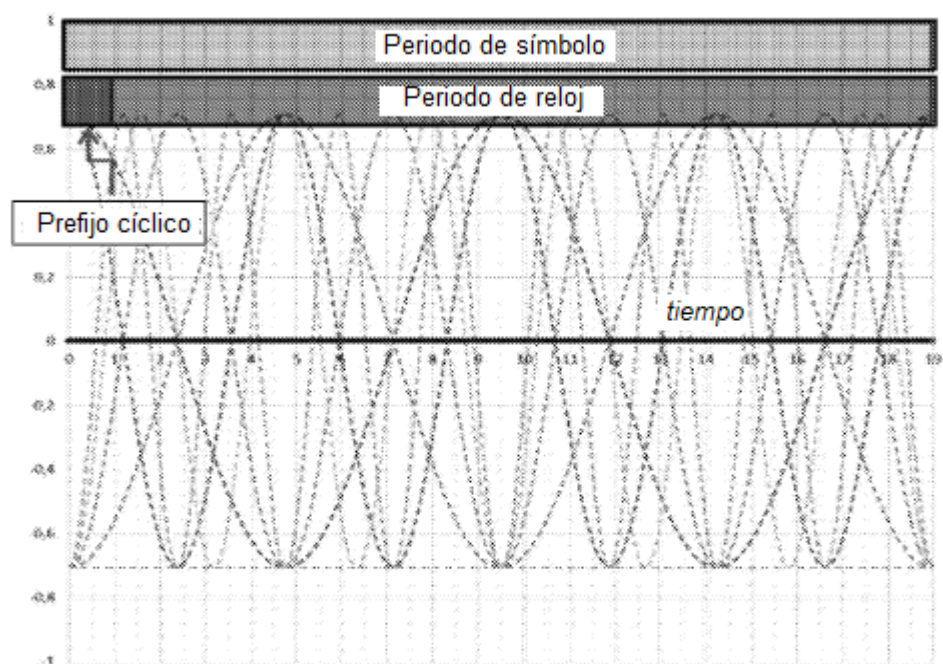


FIG. 30

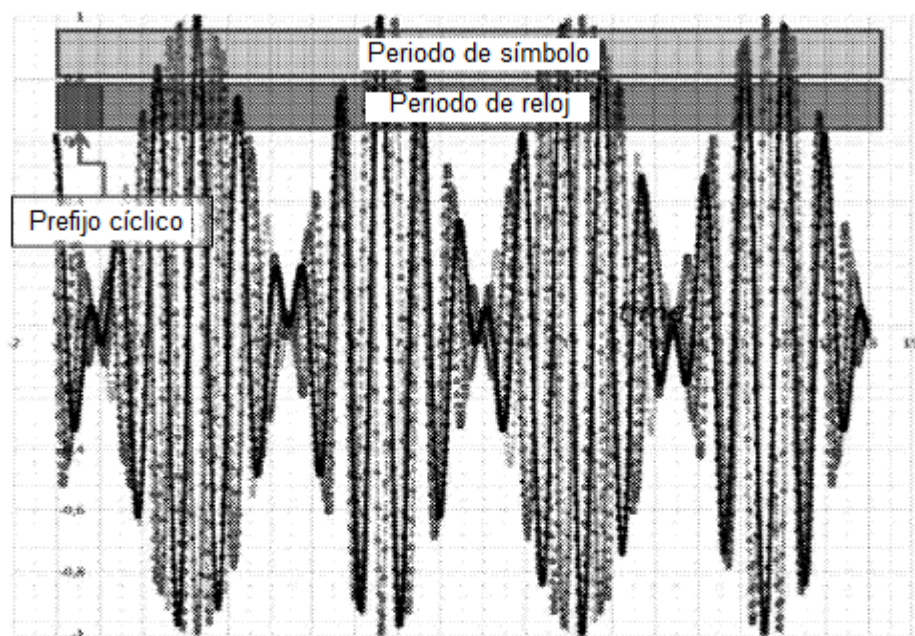


FIG. 31

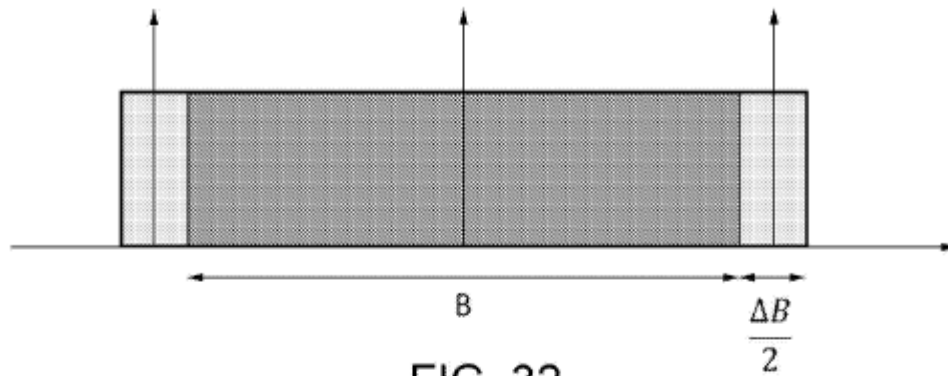


FIG. 32

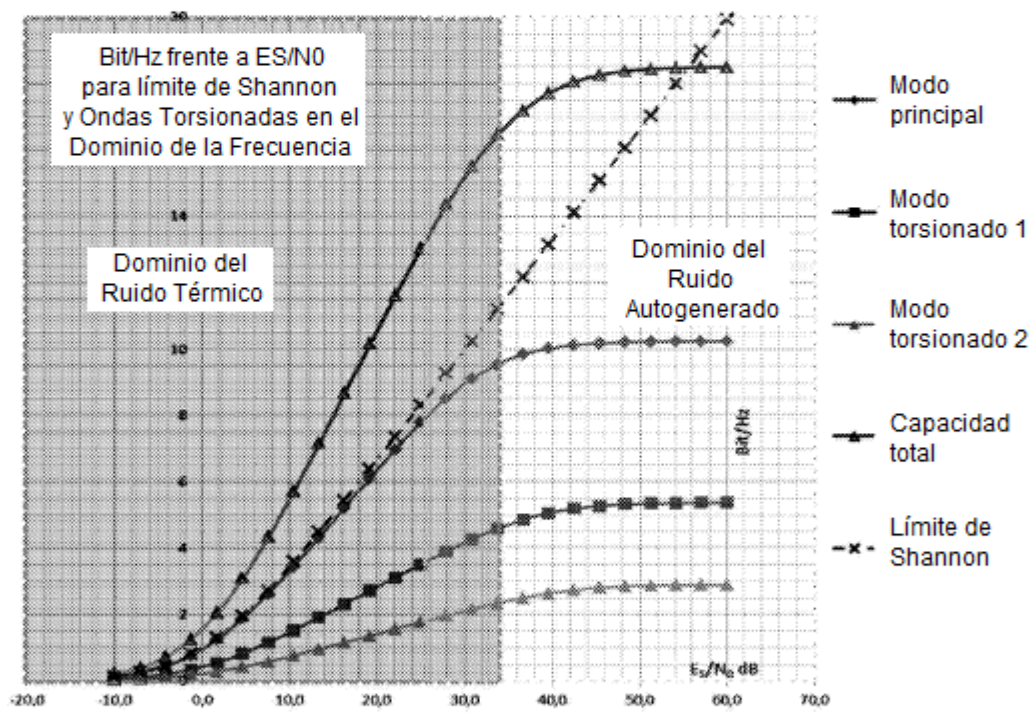


FIG. 34

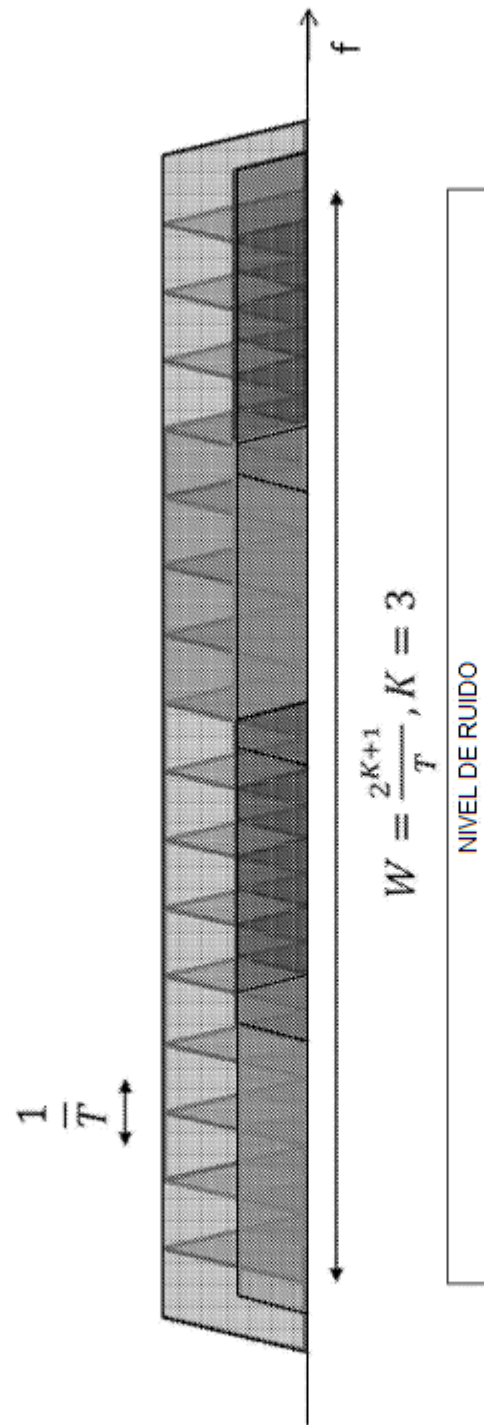


FIG. 33

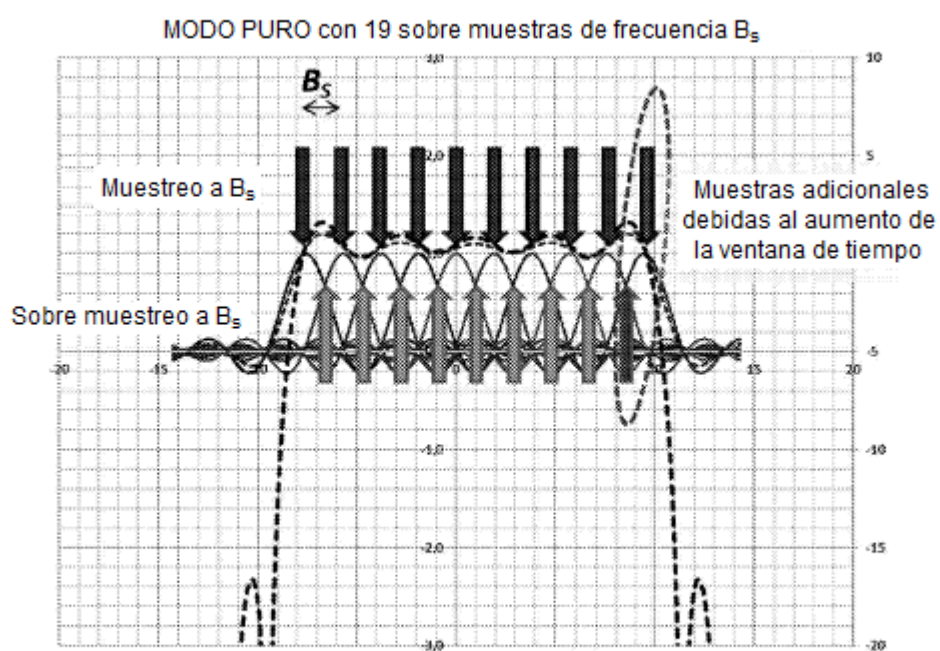


FIG. 35

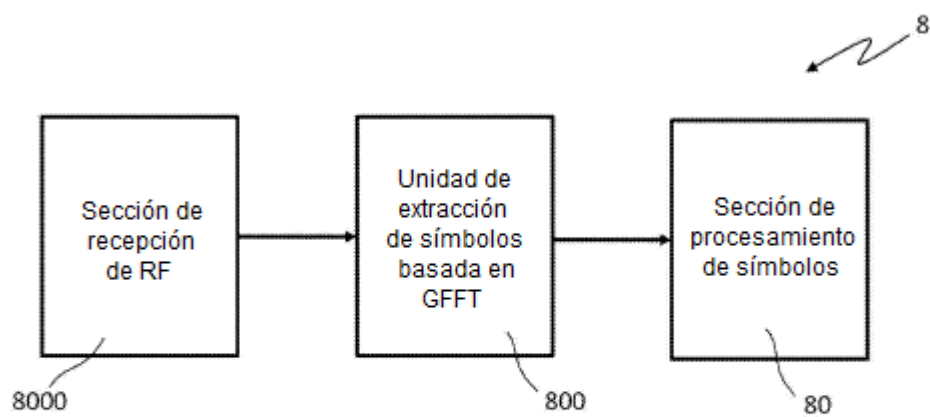


FIG. 37

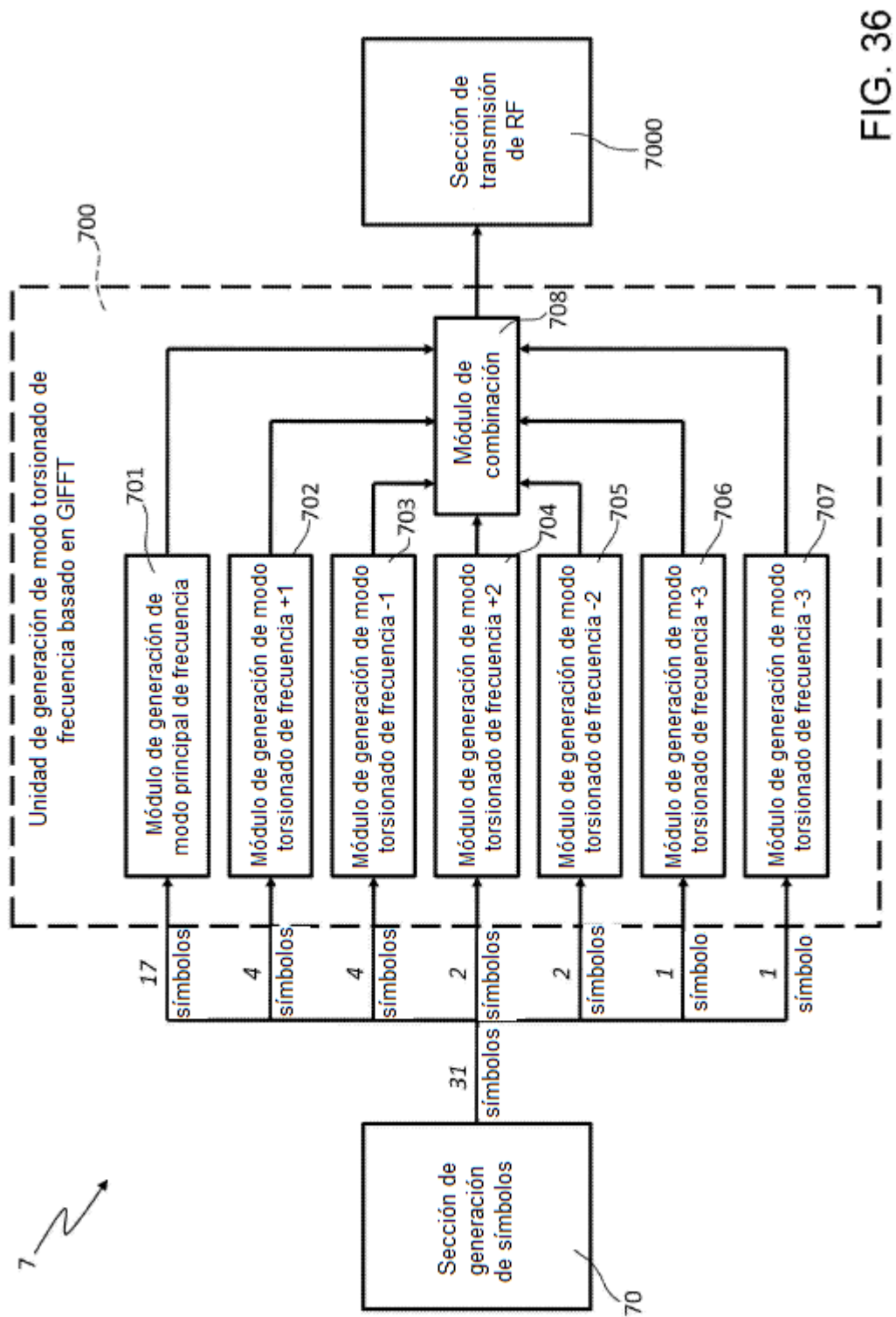


FIG. 36

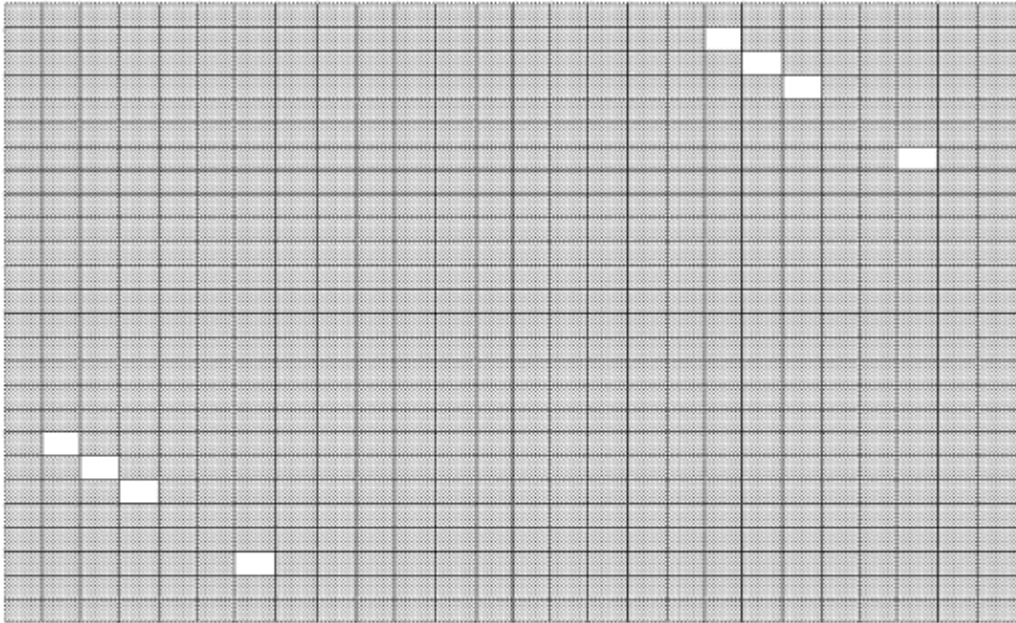


FIG. 38

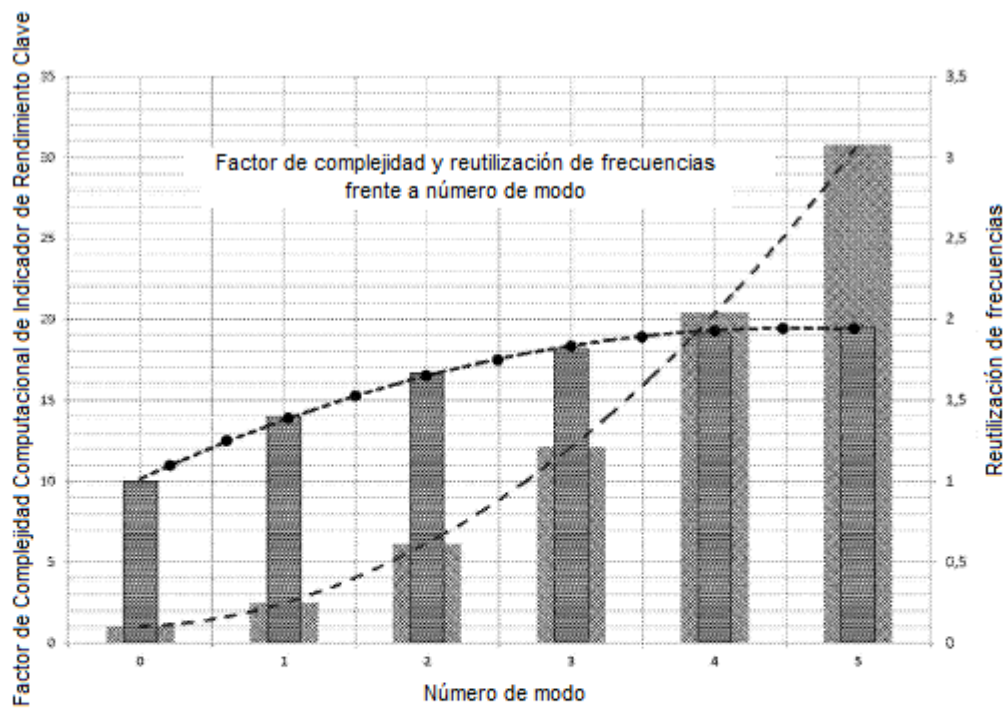


FIG. 40

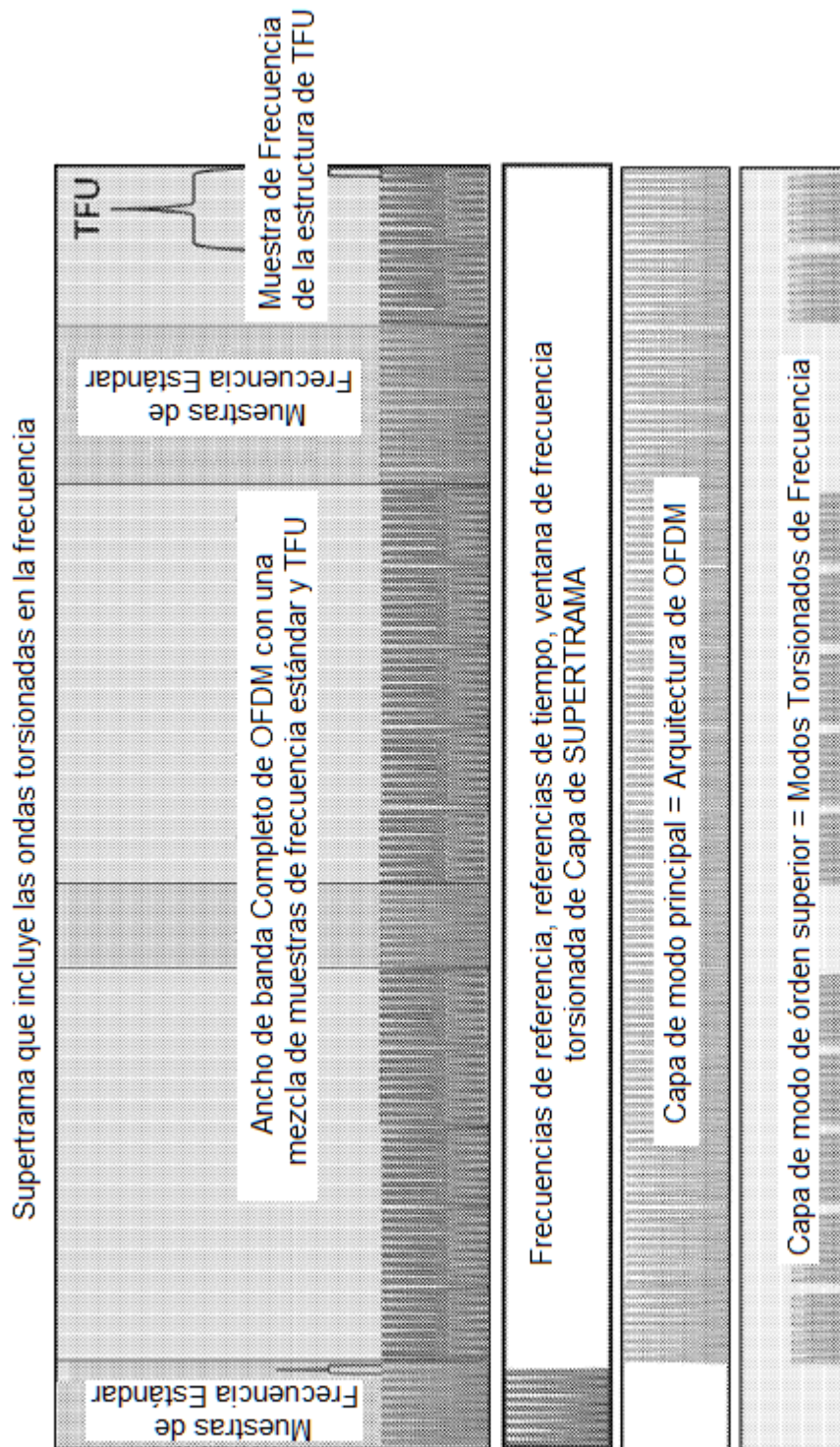


FIG. 39

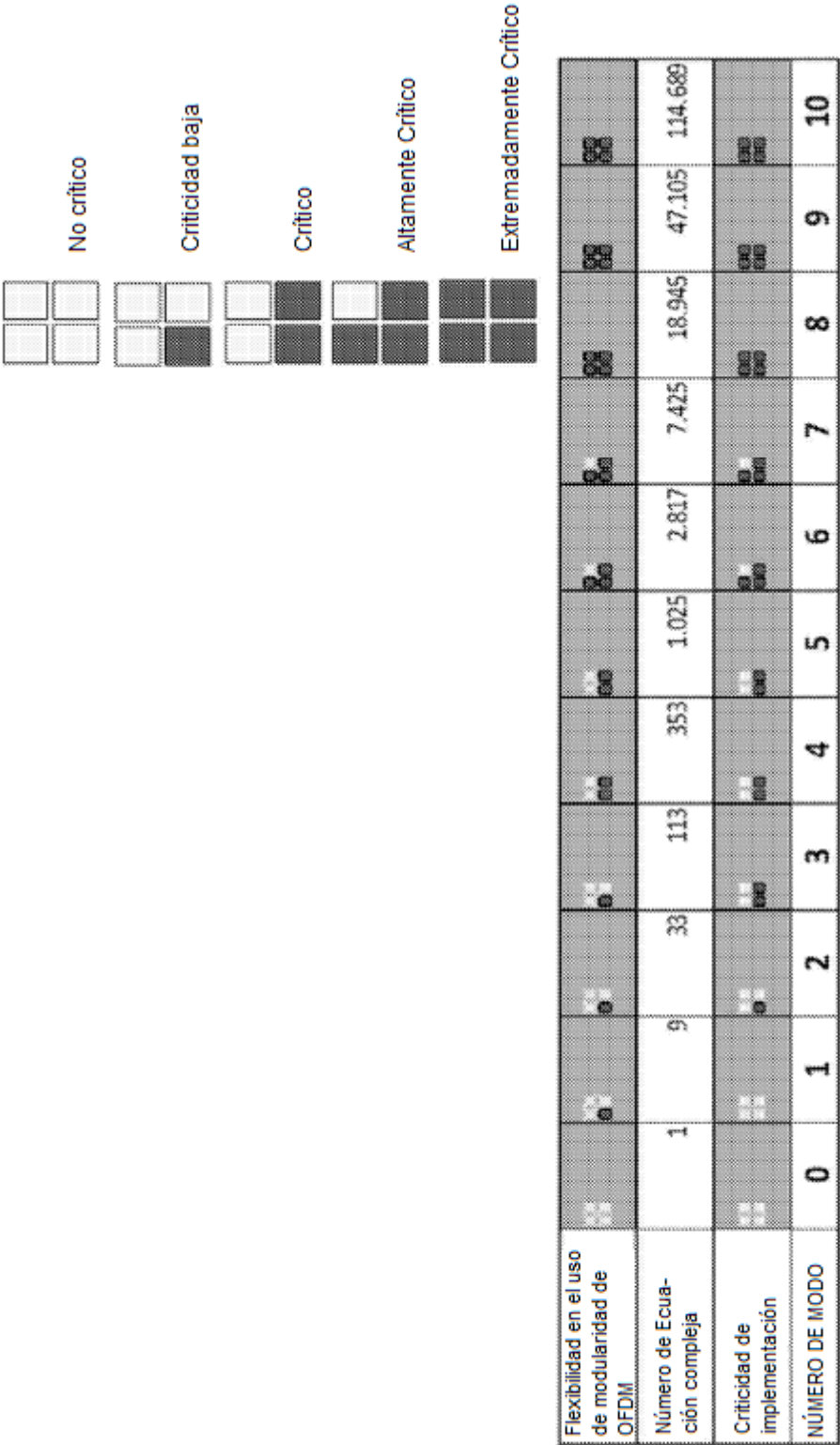


FIG. 41