

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 914 282**

51 Int. Cl.:

H04L 27/26 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **10.06.2015 PCT/IB2015/001479**

87 Fecha y número de publicación internacional: **17.12.2015 WO15189703**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **10.06.2015 E 15790246 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **13.04.2022 EP 3155780**

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

30 Prioridad:
10.06.2014 WO PCT/IB2014/002103

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
08.06.2022

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 2 914 282 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 al uso de ondas torcidas en frecuencia para aumentar la capacidad de transmisión de:

- 5 • en general, sistemas de comunicación inalámbrica basados en Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM, por sus siglas en inglés) y/o Acceso Múltiple por División de Frecuencia Ortogonal (OFDMA, por sus siglas en inglés) y/o Acceso Múltiple por División de Frecuencia de Portadora Única (SC-FDMA, por sus siglas en inglés) y/o combinaciones/variantes/desarrollos de estas tecnologías; y,
- 10 • en particular, redes celulares 4G (4ª Generación) basadas en estándares de Evolución a Largo Plazo (LTE, por sus siglas en inglés) y/o LTE Avanzada, futuras redes celulares 5G (5ª Generación), y también sistemas de comunicación inalámbrica basados en el estándar Interoperabilidad Mundial para Acceso de Microondas (WiMAX, por sus siglas en inglés).

15 Cabe señalar que, en la presente solicitud, las expresiones "modos/señales/ondas torcidos(as)" se utilizan para denotar modos de momento angular orbital con carga topológica diferente de cero, y las expresiones "modo/señal/onda principal/convencional/tradicional/plano(a)" se utilizan para denotar el modo de momento angular orbital con carga topológica igual a cero.

Antecedentes de la invención

20 Teniendo en cuenta las potencialidades del momento angular orbital (OAM, por sus siglas en inglés) para aumentar la capacidad de transmisión y dado que el problema de escasez de espectro de radiofrecuencia (RF) se deja sentir profundamente en el sector de las comunicaciones por radio, recientemente se han llevado a cabo muchos estudios experimentales sobre el uso de estados, o modos, OAM en RF (también conocidos como vórtices de radio) para tratar de mejorar la reutilización del espectro de RF.

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

- 25 • Mohammadi S. M. et al., "Orbital Angular Momentum in Radio - A System Study", IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, IEEE SERVICE CENTER, PISCATAWAY, NJ, EE. UU., volumen 58, número 2, 1 de febrero de 2010, páginas 565-572, que muestra que para generar haces de RF que portan OAM se pueden utilizar antenas estándar dispuestas en conjuntos ordenados circulares;
- 30 • 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 torcidas para transmitir simultáneamente varios canales de radio en una misma frecuencia codificándolos en estados OAM diferentes (y, por lo tanto, ortogonales) (incluso sin utilizar técnicas de polarización o de codificación densa);
- 35 • el documento GB 2 410 130 A, que describe un sistema de antenas en fase plana para transmitir y recibir modos de vórtice de radio OAM, sistema de antenas que comprende un conjunto ordenado circular de elementos de antena en espiral de modo axial respaldados por cavidad cuya fase se controla de manera que la fase de cada elemento de antena cambia secuencialmente alrededor del conjunto ordenado; y
- 40 • el documento US2013/235744 A1 (Chen Xuemin et al), (12-09-2013), que describe una combinación de señales OFDM y multiplexación OAM;
- 45 • el documento WO 2012/084039 A1, que describe una disposición de antena transmisora 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 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 $M \cdot \alpha$ relativo 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 abertura de antena superior 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) OAM en una sola RF (es decir, mediante el uso de un tono puro) implica que el campo eléctrico en la abertura de radiación se puede representar como:

50
$$F(\rho, \phi) = F(\rho)e^{jk\phi} ,$$

donde ρ y ϕ son las coordenadas cilíndricas en la abertura de radiación, j es la unidad imaginaria y k es un número

entero positivo o negativo.

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

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

5 donde ϑ y φ son las coordenadas esféricas en el campo lejano, R denota el radio de la esfera centrado en la abertura de radiación, S denota la superficie de integración utilizada en el lado de recepción, y λ denota la longitud de onda utilizada.

Como es sabido, debido a las características intrínsecas de OAM, un modo OAM transmitido en una sola RF (es decir, mediante el uso de un tono puro) resulta afectado por una singularidad de fase que crea un valor nulo en la dirección de calibración, lo que da como resultado que

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

10 Para compensar dicha singularidad de fase, la superficie de integración S utilizada en el lado de recepción debe dimensionarse para incluir el pico de corona generado por el modo OAM.

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

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

15 donde D denota el diámetro de la antena radiante.

Por lo tanto, el precio que ha de pagarse con modos OAM puros transmitidos utilizando tonos puros (es decir, radiofrecuencias únicas) consiste en que las dimensiones de la antena receptora equivalente dependen de la distancia R desde la antena transmisora y del diámetro D de ésta.

20 Esta solución no es práctica para las comunicaciones por satélite, donde la eficiencia de abertura y el tamaño de las antenas son cuestiones muy críticas. Por ejemplo, en comunicaciones basadas en satélites geostacionarios en banda Ka, para una antena de tierra que tenga un diámetro D de unos 9 m, el diámetro del anillo receptor a bordo del satélite geostacionario debería ser del orden de 50 km, por lo que resulta inviable.

25 Por lo tanto, en vista de lo anterior, el principal aspecto crítico en el uso de vorticidad de radio en los sistemas prácticos consiste en que la ortogonalidad entre los modos OAM depende del tamaño de las antenas, de la distancia entre las antenas transmisoras y receptoras, y de la necesidad de que la antena receptora opere como una base de interferómetro (por ejemplo, tal como se describe en los documentos anteriormente 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 limitaciones dan como resultado sistemas de comunicación por radio basados en OAM que son ineficientes e inutilizables para
30 distancias muy largas, como las que implican las comunicaciones por satélite.

Además, otros aspectos críticos en el uso de la vorticidad de radio para las comunicaciones por satélite están representados por la necesidad de una orientación mutua extremadamente precisa de las antenas transmisoras y receptoras, y por la inviabilidad de la geometría para las configuraciones Tierra-satélite debido a la criticidad del posicionamiento de las antenas receptoras (o los elementos de antena receptora).

35 Una solución a los problemas técnicos anteriormente mencionados se proporciona en la Solicitud Internacional nº PCT/IB2012/056804 (cuyo contenido se incorpora aquí por referencia), presentada el 28 de noviembre de 2012 a nombre de EUTELSAT S.A., publicada el 30 de enero de 2014 con el número de publicación WO 2014/016655 A1, y referente a una técnica de modulación espacial multidimensional para transmitir y/o recibir vórtices de radio en frecuencias que van desde unos pocos kHz hasta cientos de GHz. En concreto, la técnica de modulación espacial multidimensional de acuerdo
40 con el documento WO 2014/016655 A1 permite transmitir y/o recibir modos OAM de RF ortogonales en una misma dirección (es decir, la dirección de calibración) y superar, al mismo tiempo, los problemas técnicos anteriormente mencionados causados por la singularidad de fase OAM en la dirección de calibración, lo que permite el uso de vórtices de radio también para comunicaciones de radio de larga distancia, como las comunicaciones por satélite.

45 En particular, la modulación espacial multidimensional según el documento WO 2014/016655 A1 es en realidad una modulación de fase aplicada a señales que han de ser transmitidas en RF de modo que resulten vórtices de radio ortogonales a lo largo de la dirección de calibración. Por lo tanto, la modulación según el documento WO 2014/016655 A1 se denomina modulación espacial multidimensional porque permite que los modos OAM de RF ortogonales se transmitan y/o reciban en una misma dirección, a saber, la dirección de calibración, en donde cada modo OAM representa un canal espacial específico a lo largo de la dirección de calibración, canal espacial específico que es

ortogonal a todos los demás canales espaciales representados por los otros modos OAM.

Para que se entienda mejor la modulación espacial multidimensional según el documento WO 2014/016655 A1, se llama la atención, a modo de ejemplo, sobre el hecho de que, como es sabido, una señal de RF torcida que tiene, o porta, el modo OAM $m = +1$ (donde m , como es sabido, se llama carga topológica) se caracteriza por una sola rotación de 360° en el sentido de las agujas del reloj del vector de Poynting alrededor del eje de propagación por período T y, por lo tanto, se puede generar transmitiendo, por ejemplo mediante cuatro elementos de antena de transmisión dispuestos en anillo, señales de 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 cambio, el documento WO 2014/016655 A1 demuestra que, para transmitir en RF el modo OAM $m = +1$ y, al mismo tiempo, resolver el problema causado por la singularidad de la fase OAM en la dirección de calibración, es posible y conveniente utilizar una sola antena que transmita las cuatro fases diferentes 0° , 90° , 180° y 270° en momentos diferentes (o en frecuencias diferentes) 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 de la separación entre los elementos de antena elementales en un sistema de antenas.

Desde una perspectiva conceptual, según el documento WO 2014/016655 A1, para gestionar la rotación OAM, es decir, para controlar la velocidad de rotación de un modo OAM de RF en la dirección de calibración, se introduce una modulación de fase suplementaria que deja solo un residuo del giro OAM y mantiene la firma OAM en un ancho de banda limitado. Esta rotación residual lograda mediante la modulación de fase suplementaria permite que una señal que tenga un ancho de banda adecuado sea ortogonal a otra señal que tenga una rotación diferente (múltiplo de la mínima). Por lo tanto, una onda torcida de RF puede ser transmitida por medio de una forma de onda modulada y puede ser recibida por una antena que funcione en el modo conjugado complejo. La señal recibida es igual a la transmitida, excepto por la atenuación estándar y las ganancias de transmisión y recepción. El aumento del ancho de banda no evita la transmisión de ondas planas (es decir, el modo OAM $m = 0$), pero limita el número de modos OAM en diferentes frecuencias centrales en el ancho de banda disponible. La modulación espacial multidimensional según el documento WO 2014/016655 A1 permite utilizar una antena estándar en lugar de un sistema de antenas en fase, ya que las señales utilizadas son originalmente ortogonales.

En detalle, el documento WO 2014/016655 A1 describe un dispositivo para generar modos OAM para comunicación por radio, dispositivo que está diseñado para recibir una o más señales digitales de entrada, cada una de las cuales:

- tiene un período de muestreo respectivo que es un múltiplo respectivo de un período de muestreo dado; y
- ocupa un ancho de banda de frecuencia que es una fracción respectiva de un ancho de banda de frecuencia disponible dado.

El dispositivo para generar modos OAM según el documento WO 2014/016655 A1:

- es operable para
 - aplicar, a cada señal digital de entrada, una modulación espacial respectiva asociada con un modo OAM respectivo que tenga una carga topológica respectiva para generar una señal digital modulada correspondiente que porte dicho modo OAM respectivo, y
 - proporcionar una señal digital de salida basada en la(s) señal(es) digital(es) modulada(s); y
- está configurado para aplicar, a cada señal digital de entrada, la modulación espacial respectiva interpolando dicha señal digital de entrada y modulando en fase la señal digital de entrada interpolada para generar una señal digital modulada en fase correspondiente que porta dicho modo OAM respectivo, que tiene el período de muestreo dado y que ocupa el ancho de banda de frecuencia disponible dado.

En particular, el dispositivo para generar modos OAM según el documento WO 2014/016655 A1 está configurado para aplicar, a cada señal digital de entrada, la modulación espacial respectiva mediante:

- interpolación digital de dicha señal digital de entrada, generando así una señal interpolada digitalmente correspondiente que tiene el período de muestreo dado; y
- modulación en fase de la señal interpolada digitalmente correspondiente sobre la base de los desplazamientos de fase digitales relacionados con el modo OAM respectivo para generar la señal digital modulada en fase correspondiente.

Por ejemplo, para generar el modo OAM +1, el documento WO 2014/016655 A1 enseña a:

- interpolar digitalmente una señal digital de entrada (que tiene un período de muestreo igual a $4T_0$, donde T_0 denota el período de muestreo dado) emitiendo, para cada muestra digital de dicha señal digital, cuatro muestras digitales correspondientes con paso de tiempo (es decir, distancia de tiempo) T_0 , generando así una señal interpolada digitalmente correspondiente que tiene el período de muestreo dado T_0 ;

- 5 • aplicar, a cada conjunto de cuatro muestras digitales obtenidas mediante la interpolación digital, desplazamientos de fase digitales relacionados con el modo OAM +1 (es decir, 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 con desplazamiento de fase, portando dicho conjunto correspondiente de cuatro muestras digitales con desplazamiento de fase el modo OAM +1; y
- combinar los conjuntos de cuatro muestras digitales con desplazamiento de fase en una única señal digital modulada en fase que porta el modo OAM +1, que tiene el período de muestreo dado T_0 , y que ocupa el ancho de banda de frecuencia disponible dado.

En consecuencia, para generar el modo OAM -1, el documento WO 2014/016655 A1 enseña a:

- 10 • interpolar digitalmente una señal digital de entrada (que tiene un período de muestreo igual a $4T_0$, donde T_0 denota el período de muestreo dado) emitiendo, para cada muestra digital de dicha señal digital, cuatro muestras digitales correspondientes con paso de tiempo (es decir, distancia de tiempo) T_0 , generando así una señal interpolada digitalmente correspondiente que tiene el período de muestreo dado T_0 ;
- 15 • aplicar, a cada conjunto de cuatro muestras digitales obtenidas mediante la interpolación digital, desplazamientos de fase digitales relacionados con el modo OAM -1 (es decir, 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 con desplazamiento de fase, portando dicho conjunto correspondiente de cuatro muestras digitales con desplazamiento de fase el modo OAM -1; y
- 20 • combinar los conjuntos de cuatro muestras digitales con desplazamiento de fase en una única señal digital modulada en fase que porta el modo OAM -1, que tiene el período de muestreo dado T_0 , y que ocupa el ancho de banda de frecuencia disponible dado.

La generación de modos OAM de orden superior (es decir, con $|m| > 1$, donde m denota la carga topológica del modo OAM considerado) según el documento WO 2014/016655 A1 se realiza, *mutatis mutandis*, conceptualmente de la misma manera que la generación de modos OAM ± 1 anteriormente descrita.

25 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 el documento WO 2014/016655 A1, y este estudio en profundidad ha llevado al Solicitante a desarrollar un sistema y un método nuevos e inventivos para transmitir y recibir señales en RadioFrecuencia (RF) (incluyendo frecuencias desde unos pocos kHz hasta cientos de GHz) con mayor capacidad de transmisión.

Por lo tanto, un objeto general de la presente invención consiste en aumentar la capacidad de transmisión de los sistemas de comunicación inalámbrica.

Además, un objeto específico de la presente invención consiste en aumentar la capacidad de transmisión de:

- 35 • en general, sistemas de comunicación inalámbrica basados en OFDM y/u OFDMA y/o SC-FDMA y/o combinaciones/variantes/desarrollos de estas tecnologías; y,
- en concreto, redes celulares 4G basadas en estándares LTE y/o LTE Avanzada, futuras redes celulares 5G, y también sistemas de comunicación inalámbrica basados en el estándar WiMAX.

Estos y otros objetos se logran mediante la presente invención en la medida en que está relacionada con un método para comunicación por radio en un sistema de comunicación inalámbrica y con el correspondiente sistema y dispositivos/equipos de comunicación inalámbrica, tal como se define en las reivindicaciones adjuntas.

Breve descripción de los dibujos

Para una mejor comprensión de la presente invención, ahora se describirán realizaciones preferidas, que están concebidas meramente a modo de ejemplo no limitativo, con referencia a los dibujos adjuntos (ninguno de ellos a escala), donde:

- 45 • la Figura 1 ilustra esquemáticamente una comparación entre un proceso para generar ondas torcidas en el dominio del tiempo según las solicitudes Internacionales WO 2015/067987 A1 y WO 2015/068036 A1, y un proceso para generar ondas torcidas en el dominio de la frecuencia de acuerdo con la solicitud Internacional PCT/FR2014/051394;
- 50 • las Figuras 2 y 3 ilustran esquemáticamente comparaciones entre el uso de filtrado de coseno alzado y el uso de filtrado gaussiano para generar ondas torcidas en el tiempo;
- la Figura 4 ilustra esquemáticamente un ejemplo de diseño de referencia de frecuencia de modo torcido en el

tiempo;

- la Figura 5 ilustra esquemáticamente un ejemplo de representación de trama de tiempo multidimensional en un plano de banda de tiempo junto con las propiedades pares e impares de dicha trama de tiempo multidimensional;
- 5 • la Figura 6 ilustra esquemáticamente un dispositivo de extracción de símbolos según el documento WO 2015/068036 A1 destinado a ser utilizado por un sistema/dispositivo configurado para recibir ondas torcidas en el tiempo;
- la Figura 7 ilustra esquemáticamente una supertrama OFDM con Unidades de Frecuencia de trama Torcida (TFU, por sus siglas en inglés) adicionales;
- 10 • la Figura 8 ilustra esquemáticamente una aproximación de la respuesta de impulso de la transformada de Hilbert en frecuencia utilizando tres modos torcidos;
- la Figura 9 representa esquemáticamente un método para comunicación por radio según el documento PCT/FR2014/051394 como una generalización de la técnica OFDM (u OFDMA) tradicional;
- las Figuras 10 y 11 ilustran esquemáticamente el comportamiento en el tiempo de una señal compleja de modo +1 torcida en el tiempo y de una señal compleja de modo +1 torcida en frecuencia, respectivamente;
- 15 • la Figura 12 ilustra esquemáticamente la relación entre el símbolo y el tiempo del reloj de acuerdo con un aspecto del documento PCT/FR2014/051394;
- la Figura 13 ilustra esquemáticamente un esquema tradicional de prefijo cíclico para OFDM-OFDMA;
- la Figura 14 ilustra esquemáticamente un ejemplo de dos componentes de dispersión de retardo con prefijo cíclico;
- la Figura 15 ilustra esquemáticamente el aumento de la duración de la trama de tiempo debido al prefijo cíclico;
- 20 • las Figuras 16 y 17 ilustran esquemáticamente el comportamiento en el tiempo del modo principal y los modos torcidos en frecuencia, respectivamente, cuando se usa un prefijo cíclico;
- la Figura 18 ilustra esquemáticamente anchos de banda de ruido para ondas torcidas en el tiempo;
- la Figura 19 ilustra esquemáticamente el impacto del ruido en el caso de ondas torcidas en frecuencia;
- 25 • la Figura 20 ilustra esquemáticamente una comparación entre asignaciones de intervalos de frecuencia en OFDM-OFDMA y SC-FDMA;
- la Figura 21 ilustra esquemáticamente la arquitectura de pila de protocolos de radio LTE de un Nodo B Evolucionado junto con las capas involucradas por la introducción de ondas torcidas en frecuencia;
- las Figuras 22 y 23 muestran, respectivamente, las principales capas de acceso de radio LTE junto con el área principalmente involucrada por la integración de las ondas torcidas en frecuencia, y las principales Especificaciones Técnicas de 3GPP que han de ser modificadas para incluir ondas torcidas en frecuencia;
- 30 • la Figura 24 ilustra esquemáticamente un bloque de recursos físicos de LTE tradicional;
- la Figura 25 ilustra esquemáticamente un ejemplo de escenario multitrayecto;
- la Figura 26 ilustra esquemáticamente la evolución de las tecnologías de comunicaciones móviles junto con la introducción potencial de ondas torcidas en el tiempo y la frecuencia;
- 35 • la Figura 27 ilustra esquemáticamente la relación entre el uso de ondas torcidas en frecuencia y la distancia desde una estación base de una red LTE;
- la Figura 28 ilustra esquemáticamente la eficiencia y la flexibilidad del modo torcido en frecuencia en LTE en función de la carga topológica de los modos de mayor torsión utilizados;
- 40 • las Figuras 29 y 30 ilustran esquemáticamente un ejemplo de introducción de dos conjuntos de modos ± 1 torcidos en frecuencia en un bloque de recursos físicos de LTE según una realización preferida de la presente invención;
- las Figuras 31 y 32 ilustran esquemáticamente el principio de funcionamiento de, respectivamente, un transmisor y un receptor según una realización preferida de la presente invención relacionada con el uso combinado de OFDMA con ondas torcidas en frecuencia;
- 45 • las Figuras 33 y 34 ilustran esquemáticamente el principio de funcionamiento de, respectivamente, un transmisor y un receptor según una realización preferida de la presente invención relacionada con el uso combinado de SC-

FDMA con ondas torcidas en frecuencia;

- la Figura 35 ilustra esquemáticamente varios modos operativos típicos para LTE;
- las Figuras 36-43 ilustran esquemáticamente la eficiencia espectral con respecto a la relación densidad espectral entre la energía de símbolo y la potencia de ruido para diferentes escenarios de transmisión, con y sin el uso de ondas torcidas en frecuencia;
- la Figura 44 ilustra esquemáticamente la aplicación a una célula LTE genérica de ondas torcidas en frecuencia y tecnología MIMO (Entrada Múltiple Salida Múltiple, por sus siglas en inglés); y
- las Figuras 45 y 46 muestran dos tablas relacionadas, respectivamente, con un escenario de enlace descendente y un escenario de enlace ascendente en los que se aplican ondas torcidas en frecuencia a una célula LTE;
- la Figura 47 ilustra esquemáticamente relaciones de potencia de pico a potencia media relacionadas con el uso de ondas torcidas en frecuencia; y
- la Figura 48 ilustra esquemáticamente el comportamiento de los principales parámetros de los modos torcidos en frecuencia con respecto a la carga topológica de los modos de mayor torsión utilizados.

Descripción detallada de realizaciones preferidas de la invención

La siguiente descripción se presenta para permitir que una persona experta en la técnica realice y use la invención. Para los expertos en la técnica serán fácilmente evidentes varias modificaciones a las realizaciones, sin apartarse del alcance de la presente invención como se reivindica. Por lo tanto, no se pretende que la presente invención se limite a las realizaciones mostradas y descritas, sino que se le debe atribuir el alcance más amplio compatible con los principios y características descritos en este documento y definidos en las reivindicaciones adjuntas.

Como se ha explicado anteriormente, en la presente solicitud, las expresiones "modos/señales/ondas torcidos(as)" se utilizan para denotar modos de momento angular orbital (OAM) con carga topológica distinta de cero, y las expresiones "modo/señal/onda principal/convencional/tradicional/plano(a)" se utilizan para denotar el modo de momento angular orbital (OAM) con carga topológica igual a cero.

Además, en lo sucesivo, sin perder la generalidad, la presente invención se describirá haciendo referencia específica a redes celulares LTE, quedando claro que la presente invención también se puede aplicar a otro tipo de sistemas de comunicación inalámbrica celulares o no celulares, tales como los basados en los estándares LTE Avanzada y WiMAX, y, más en general, a cualquier sistema de comunicación inalámbrica basado en OFDM y/o OFDMA y/o SC-FDMA y/o combinaciones/variantes/desarrollos de estas tecnologías.

La Solicitud Internacional nº PCT/IB2013/003156 (cuyo contenido se incorpora aquí por referencia), presentada el 5 de noviembre de 2013 a nombre de EUTELSAT S.A. y publicada el 14 de mayo de 2015 con el número de publicación WO 2015/067987 A1, y también la Solicitud Internacional nº. PCT/IB2014/002607 (cuyo contenido se incorpora aquí por referencia), presentada el 29 de octubre de 2014 a nombre de EUTELSAT S.A. y publicada el 14 de mayo de 2015 con el número de publicación WO 2015/068036 A1, describen, en ambos casos, la factibilidad de aumentar la capacidad de transmisión en RadioFrecuencia (RF) (incluyendo frecuencias desde unos pocos kHz hasta cientos de GHz) mediante la utilización 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 obtiene utilizando ondas torcidas en el tiempo.

Además, la Solicitud Internacional nº PCT/FR2014/051394 (cuyo contenido se incorpora aquí por referencia), presentada el 10 de junio de 2014 a nombre de EUTELSAT S.A., enseña, aprovechando la dualidad entre el tiempo y la frecuencia, a utilizar también una aproximación basada en ondas torcidas de la transformada de Hilbert en el dominio de la frecuencia para aumentar la capacidad de transmisión.

A continuación se presentará una descripción general de las ondas torcidas en el tiempo y la frecuencia, seguida de una descripción detallada de una o más realizaciones preferidas de la presente invención relacionadas con la aplicación de ondas torcidas en frecuencia a sistemas de comunicación inalámbrica/móvil para aumentar la capacidad de transmisión de los mismos.

Como se explica en los documentos WO 2015/067987 A1, WO 2015/068036 A1 y PCT/FR2014/051394, la ventaja de ancho de banda que se puede obtener mediante el uso de ondas torcidas puede considerarse como un uso ampliado de la transformada de Hilbert.

En términos prácticos, la presentación, lado a lado, de medio espectro de dos señales independientes se puede desarrollar utilizando ondas torcidas, manteniendo la independencia de las dos señales originales.

La imposibilidad de realizar la discontinuidad en la frecuencia media para modos impares implica que la ventaja teórica máxima, que es igual a 2, no es obtenible, aunque es factible una cifra cercana a 1,7.

El hecho de que el tiempo y la frecuencia sean variables conjugadas permite aprovechar las ondas torcidas tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia. Las dos aplicaciones presentan aspectos similares, pero también algunas diferencias esenciales debido a dos razones principales: todos los procesos digitales operan en el dominio del tiempo, y la señal en el dominio de la frecuencia es compleja y no real.

5 Por lo tanto, como se acaba de explicar, las ondas torcidas se pueden usar tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia.

En particular, la torsión en el tiempo puede considerarse como una nueva formalización de la modulación de banda lateral única (SSB, por sus siglas en inglés) aplicada a las señales digitales, mientras que la torsión en frecuencia es completamente nueva y puede considerarse una evolución de las técnicas muy recientes basadas en OFDM/OFDMA y SC-FDMA.

10 En detalle, consideremos una señal genérica que está limitada en el tiempo y también tiene un ancho de banda limitado; este aspecto implica que la señal puede considerarse periódica fuera del intervalo de tiempo considerado, lo que permite la aplicación de técnicas de Transformada Discreta de Fourier (DFT, por sus siglas en inglés).

15 Con referencia a las ondas torcidas en el tiempo, como se describe en los documentos WO 2015/067987 A1 y WO 2015/068036 A1, la limitación del ancho de banda permite considerar la representación analítica de la señal utilizando los componentes seno y coseno. Introduciendo un uso complementario de la transformada de Hilbert a la señal analítica, o más bien una aproximación de la transformada de Hilbert basada en ondas torcidas, es posible tener una señal adicional que ocupe el mismo ancho de banda y un intervalo de tiempo mayor que la señal convencional habitual (en concreto, la señal de onda plana). Esta señal adicional tiene una "ortogonalidad espacial" con respecto a la señal de onda plana basada en componentes pares e impares (considerados en referencias de tiempo predefinidas). La ortogonalidad conduce a una detección separada de las señales de onda plana y torcidas, en donde dicha detección se realiza utilizando una matriz de detección denominada filtro adaptado generalizado.

20 Además, con referencia a las ondas torcidas en frecuencia, como se describe en el documento PCT/FR2014/051394, la limitación de frecuencia permite considerar la señal analítica (solo frecuencias positivas) y la limitación de tiempo permite introducir un uso complementario de la transformada de Hilbert a la señal analítica a lo largo del eje de frecuencia, o más bien una aproximación de la transformada de Hilbert basada en ondas torcidas, permitiendo así tener una señal adicional que ocupe un mayor ancho de banda que la original. Esto no es un inconveniente, ya que el ancho de banda general de la señal es mucho mayor que el de un solo pulso de frecuencia (esto es muy similar a lo que le sucede a una señal OFDM, donde los pulsos de frecuencia son dos o tres órdenes de magnitud menores que la banda ancha completa).

25 A este respecto, la Figura 1 muestra esquemáticamente una comparación de los procesos de generación de ondas torcidas en el dominio del tiempo según los documentos WO 2015/067987 A1 y WO 2015/068036 A1, y en el dominio de la frecuencia según el documento PCT/FR2014/051394.

35 En particular, como se muestra en la Figura 1, tanto el proceso según los documentos WO 2015/067987 A1 y WO 2015/068036 A1 (indicado en su conjunto con la referencia 11) como el proceso según el documento PCT/FR2014/051394 (indicado en su conjunto con la referencia 12) se aplican a una señal de banda limitada $x(t)$ e incluyen:

- aplicar a la señal de banda limitada $x(t)$ un desplazamiento de frecuencia (bloques 111 y 121, respectivamente); y
- realizar una transformada de Hilbert en el tiempo de la señal con desplazamiento de frecuencia para obtener la señal analítica (bloques 112 y 122, respectivamente).

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

- el proceso 11 según los documentos WO 2015/067987 A1 y WO 2015/068036 A1 utiliza una aproximación en el dominio del tiempo de la transformada de Hilbert de la señal analítica para crear ondas torcidas en el tiempo (bloque 113); y
- el proceso 12 según el documento PCT/FR2014/051394 utiliza una aproximación en el dominio de la frecuencia de la transformada de Hilbert de la señal analítica para crear ondas torcidas en frecuencia (bloque 123).

Además, el documento WO 2015/068036 A1 explica que una buena representación de una señal de onda torcida en el tiempo requiere un ancho de banda ligeramente mayor que el mínimo definido por Nyquist y, para cada par de modos torcidos $\pm n$, una secuencia de muestra respectiva debidamente espaciada en el tiempo.

50 En particular, como se explica en el documento WO 2015/068036 A1, el uso de un filtro de coseno alzado no es óptimo, debido al uso de dos tiempos de referencia diferentes:

- un primero utilizado para muestreo; y

- un segundo para aumentar el ancho de banda, en concreto para obtener un ancho de banda ligeramente mayor que el mínimo definido por Nyquist.

En cambio, el uso de un filtro gaussiano da mucha más libertad en la selección de los dos tiempos de referencia, o más bien permite:

- 5
- que solo se utilice una referencia de tiempo; y,
 - sin embargo, que se obtenga un ancho de banda ligeramente mayor que el mínimo definido por Nyquist.

En particular, es posible simplificar la generación de ondas torcidas considerando que no existe una condición definida entre la forma del filtro y el tiempo de muestreo.

10 Con referencia a la Figura 2, que muestra una comparación entre un filtro gaussiano y un filtro de coseno alzado utilizado para los modos torcidos en el tiempo, vale la pena señalar que se deben manejar dos aspectos diferentes con el filtro de coseno alzado, a saber, la función de tiempo del filtro y el tiempo de muestreo, siendo este último mayor que el primero (en el caso mostrado en la Figura 2 la relación entre la función de tiempo del filtro de coseno alzado y el tiempo de muestreo es 1,15). Además, el factor de caída debe optimizarse para obtener el mejor rendimiento del filtro adaptado generalizado utilizado en el lado de recepción.

15 En cambio, al usar un filtro gaussiano solo se debe definir un parámetro con respecto al tiempo de muestreo, es decir, el ancho de banda de 3 dB del propio filtro gaussiano. Esto implica un rendimiento mucho mejor en términos de ancho de banda y la selección de una única referencia de tiempo.

20 En la Figura 3, que muestra otra comparación entre un filtro gaussiano y un filtro de coseno alzado utilizados para modos torcidos en el tiempo, se puede observar que, si el ancho de banda de 3 dB del filtro gaussiano se establece en el 33,3% en lugar del 28,9% (como se muestra en la Figura 2) con el tiempo de muestreo en 1,15, el comportamiento general es el mismo. El aumento del ancho de banda de esta solución es aproximadamente el 6,6% de la solución estándar para un filtro de coseno alzado con una caída del 25%.

25 La ventaja de usar un filtrado gaussiano en lugar del filtrado tradicional de coseno alzado para ondas torcidas en el tiempo se debe esencialmente a la estructura de la trama de RF, que no necesita la fuerte condición limitante en la posición cero de la respuesta de tiempo del filtro.

Con mayor detalle, como se explica en el documento WO 2015/068036 A1, un sistema práctico basado en ondas torcidas en el tiempo puede usar solo los modos $n = 0, \pm 1, \pm 2$, consiguiendo así un potencial de reutilización de frecuencias cercano a 1,7.

30 De todos modos, hay algunos aspectos relacionados con la implementación que deben ser cuidadosamente considerados. En particular, un primer aspecto consiste en la necesidad de mantener la frecuencia de muestreo de referencia; por lo tanto, es necesario tener más muestras que el número mínimo alcanzable con un sobremuestreo doble; por ejemplo, si se utilizan modos hasta $n = \pm 2$, la trama de tiempo incluye 9 símbolos del modo principal sobremuestreados por un factor 2, lo que da como resultado 18 muestras de símbolos; para mantener la memoria de la relación par/impar, es necesario agregar un componente vestigial digital, es decir, introducir en la misma trama de tiempo 19 muestras de filtro (lo que corresponde a un aumento del ancho de banda de aproximadamente el 6,6%), lo que equivale a utilizar un ancho de banda de 3 dB mayor para un filtro gaussiano.

35 Además, un segundo aspecto consiste en el uso, para cada modo, de una secuencia de tiempo capaz de generar, con respecto a los otros modos, la posibilidad de operar entre un componente par y uno impar, es decir, capaz de definir una frecuencia de referencia con respecto a la cual el espectro de modos tiene esta simetría par/impar; a tal efecto, conviene definir, para cada modo, un desplazamiento de frecuencia capaz de satisfacer esta necesidad; en particular, este desplazamiento de frecuencia está dado por:

$$f_n = \frac{nB}{2},$$

45 con una secuencia de tiempo de $\frac{4n}{B}$ (donde n denota el modo considerado, y B denota el recíproco del período de símbolo T). En el dominio del tiempo, este desplazamiento de frecuencia corresponde a un desplazamiento de muestreo de 2^n .

A este respecto se hace referencia a la Figura 4, que muestra esquemáticamente un ejemplo de diseño de referencia de frecuencia de modo torcido en el tiempo en el que los espectros de modo tienen la simetría par/impar anteriormente mencionada con respecto a una frecuencia de referencia.

Al usar una trama de tiempo de acuerdo con lo anterior, los símbolos asociados con (es decir, portados por) los diferentes modos se pueden representar en un plano bidimensional con el tiempo de muestreo como abscisas y la banda de frecuencia (o la fase) como ordenadas, es decir, en un plano tiempo-banda. A este respecto se hace referencia a la Figura 5, que muestra esquemáticamente una representación de trama de tiempo multidimensional en un plano tiempo-banda en el que se perfilan las propiedades pares e impares de dicha trama de tiempo multidimensional.

En particular, la generación de señales resultante del ejemplo que se muestra en la Figura 5 tiene las siguientes características:

- en cuanto al modo principal $n = 0$, la generación de símbolos convencionales se realiza con una velocidad de símbolos de $1/T$ y muestreo en kT (con k igual a $0, 1, 2, 3, \dots, 8$); en particular, el modo principal $n = 0$ porta 9 valores complejos de símbolos (componentes reales e imaginarios para cualquier tipo de modulación digital);
- en cuanto a los modos $n = \pm 1$, se realiza una generación de dos símbolos complejos para cada modo con una velocidad de símbolos de $1/(4T)$ y muestreo en $(2k' - 1)T/2$ (con k' igual a $1, 2, 3, \dots, 8$); en particular, los modos $n = \pm 1$ portan un total de 4 valores complejos de símbolos; y
- en cuanto a los modos $n = \pm 2$, se realiza la generación de un símbolo complejo para cada modo con velocidad de símbolos $1/(16T)$ y muestreo
 - en $(2k' - 1)T/2$, como se describe en el documento WO 2015/067987 A1,
 - o en $(4k' - 3)T/4$, como se describe en el documento WO 2015/068036 A1.

En particular, los modos $n = \pm 2$ portan un total de 2 valores complejos de símbolos.

Por lo tanto, desde la perspectiva de la recepción, se deben determinar $9 + 4 + 2 = 15$ incógnitas complejas para cada trama de tiempo recibida.

En cuanto a la forma de la muestra para una trama de tiempo/secuencia, se puede usar un mismo filtro para los símbolos asociados con todos los modos. Cada modo se aproxima mediante una secuencia de repetición de un mismo valor de símbolo correctamente desplazado en fase el número de veces necesario para completar un período 2π total.

Debido a la mezcla de señales reales e imaginarias en una misma banda de frecuencia, es necesario recibir una trama de tiempo completa antes de determinar los valores del símbolo. Esta característica puede considerarse equivalente a las técnicas de interferometría que tienen en cuenta simultáneamente un conjunto de direcciones diferentes en el espacio físico.

Consideremos tener la misma energía por símbolo para todos los modos, entonces una secuencia de pulso genérica se puede reorganizar convenientemente considerando que la amplitud máxima asociada con las muestras pares (es decir, en kT) está asociada con la energía total, mientras que la amplitud máxima asociada con las muestras impares (es decir, en $(2k' - 1)T/2$ y/o en $(4k' - 3)T/4$) se divide, para cada modo n , por un factor respectivo que es

$$2^{\frac{n+2}{2}}.$$

Más en general, consideremos usar hasta el modo $\pm N$. Entonces, el número de símbolos que porta el modo principal $n = 0$ cada trama de tiempo es $P = 2^{N+1} + 1$, el número de símbolos que portan los modos $n = \pm 1$ cada trama de tiempo es 2^N , el número de símbolos que portan los modos $n = \pm 2$ cada trama de tiempo es 2^{N-1} , el número de símbolos que portan los modos genéricos $n = \pm i$ cada trama de tiempo es 2^{N-i+1} , y el número de símbolos que portan los modos $n = \pm N$ cada trama de tiempo es $2^{N-N+1} = 2$.

Por lo tanto, el número total S de símbolos portados por todos los modos en cada trama de tiempo es:

$$S = 2^{N+2} - 1.$$

Además, el tamaño de la trama de tiempo es $(2^{N+1} + 1)T$, y $(2^{N+2} + 1)$ representa el número mínimo de ecuaciones independientes necesarias, en el lado de recepción, para calcular los valores complejos de los símbolos S portados por la trama de tiempo que está siendo procesada.

De todos modos, para muestrear los modos torcidos (es decir, los modos con $n \neq 0$) en su máximo, el número de ecuaciones aumenta según la siguiente relación:

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

Considerando una aproximación de la transformada de Hilbert de doble ancho de banda basada en modos torcidos n

= 0, ±1, ±2, resulta que, en el lado de recepción, el número de incógnitas complejas que han de ser calculadas (es decir, el número S de los valores complejos de símbolos portados por la trama de tiempo que está siendo procesada) es $9 + 4 + 2 = 15$, y el número de ecuaciones complejas que han de ser resueltas es 33.

5 Teniendo en cuenta el uso de tramas de tiempo, es conveniente adoptar una arquitectura de organización de señal, es decir, un sistema de referencia, útil para detectar la estructura de la señal en el lado de recepción. De hecho, como se ha explicado anteriormente, cada trama de tiempo tiene una duración de $(2^{N+1}+1)T$ (donde N identifica los modos de mayor torsión utilizados o, de manera equivalente, es la carga topológica de los modos de mayor torsión utilizados), y ha de ser identificada en el lado de recepción.

10 Para que se entienda mejor la recepción de ondas torcidas en el tiempo, se hace referencia a la Figura 6, que muestra un diagrama de bloques funcional de un dispositivo 13 de extracción de símbolos descrito en el documento WO 2015/068036 A1 y destinado a ser utilizado por un sistema/dispositivo configurado para recibir ondas torcidas en el tiempo.

En particular, como se muestra en la Figura 6, el dispositivo 13 de extracción de símbolos comprende:

- 15 • un módulo 131 de filtrado de recepción, que está diseñado para recibir una señal de tiempo digital entrante, y que está configurado para filtrar digitalmente la señal de tiempo digital entrante por medio de un filtro de recepción predefinido, preferiblemente un filtro gaussiano predefinido;
- un módulo 132 de recuperación de portadora, que está acoplado con el módulo 131 de filtrado de recepción para recibir de éste la señal de tiempo digital entrante filtrada, y que está configurado para
 - 20 - recuperar, sobre la base de la señal de tiempo digital entrante filtrada, la portadora de la señal transmitida que porta símbolos a través de los modos principal y torcido en el tiempo, y
 - emitir señales/datos que indican la portadora;
- un módulo 133 de recuperación de reloj que está acoplado con el módulo 131 de filtrado de recepción para recibir de éste la señal de tiempo digital entrante filtrada, y que está configurado para
 - 25 - recuperar, sobre la base de la señal de tiempo digital entrante filtrada, el reloj de símbolos de la señal transmitida que porta símbolos a través de los modos principal y torcido en el tiempo, y
 - emitir señales/datos que indican el reloj de símbolos; y
- un módulo 134 de sincronización de tramas que está acoplado con el módulo 131 de filtrado de recepción para recibir de éste la señal de tiempo digital entrante filtrada, y que está configurado para
 - 30 - detectar, sobre la base de la señal de tiempo digital entrante filtrada, la estructura de la trama de tiempo de la señal transmitida que porta símbolos a través de los modos principal y torcido en el tiempo, y
 - emitir señales/datos que indican la estructura de la trama de tiempo.

A este respecto, vale la pena señalar nuevamente que el uso de un filtro gaussiano permite utilizar solo una referencia de tiempo, a saber, el reloj de símbolos, o tasa, $1/T$ (o, de manera equivalente, el período de símbolo T), que, como se ha explicado anteriormente, coincide sustancialmente con la velocidad de muestreo (mientras que el uso de un filtro gaussiano permite, no obstante, obtener un ancho de banda ligeramente mayor que el mínimo definido por Nyquist). Este hecho implica una complejidad reducida del receptor, que solo necesita recuperar, por medio del módulo 133 de recuperación de reloj, una referencia de tiempo (es decir, el reloj de símbolos), en lugar de dos referencias de tiempo diferentes (es decir, el reloj de símbolos más el reloj de muestreo).

40 Preferiblemente, el módulo 132 de recuperación de portadora está configurado para recuperar la portadora por medio de un Bucle Enganchado en Fase (PLL, por sus siglas en inglés), en particular un Bucle de Costas, y el módulo 133 de recuperación de reloj está configurado para recuperar el reloj de símbolos implementando una sincronización adelanto-atraso; en cambio, el módulo 134 de sincronización de tramas está configurado para detectar la estructura de la trama de tiempo detectando, a través de un filtrado digital, el canal de Hilbert generado por la arquitectura de la señal. De hecho, la señal transmitida que porta símbolos a través de los modos principal y torcido en el tiempo porta información sobre la sincronización de tramas además del reloj de símbolos.

Además, como se muestra en la Figura 6, el dispositivo 13 de extracción de símbolos comprende además un módulo 135 de extracción de símbolos, que está acoplado con:

- el módulo 131 de filtrado de recepción para recibir de éste la señal de tiempo digital entrante filtrada;
- el módulo 132 de recuperación de portadora para recibir de éste las señales/datos que indican la portadora;
- 50 • el módulo 133 de recuperación de reloj para recibir de éste las señales/datos que indican el reloj de símbolos; y

- el módulo 134 de sincronización de tramas para recibir de éste las señales/datos que indican la estructura de la trama de tiempo.

5 El módulo 135 de extracción de símbolos está configurado para procesar, sobre la base de las señales/datos recibidos desde el módulo 132 de recuperación de portadora, el módulo 133 de recuperación de reloj y el módulo 134 de sincronización de tramas, tramas de tiempo sucesivas, no superpuestas, de la señal de tiempo digital entrante filtrada determinando, a partir de cada trama de tiempo procesada, los símbolos complejos S respectivamente portados, y usando una matriz de recepción predefinida que se deriva de la matriz de transmisión utilizada en la transmisión.

10 En particular, el módulo 135 de extracción de símbolos puede considerarse como un filtro adaptado generalizado basado en una matriz de recepción que se deriva de la matriz de transmisión a través de una técnica de inversión generalizada, tal como la técnica pseudoinversa.

En cambio, en cuanto a las ondas torcidas en frecuencia, el documento PCT/FR2014/051394 enseña, aprovechando la dualidad entre el tiempo y la frecuencia, a utilizar una aproximación basada en ondas torcidas de la transformada de Hilbert en el dominio de la frecuencia, para aumentar, en general, la capacidad de transmisión en RF (incluyendo las frecuencias desde unos pocos kHz hasta cientos de GHz) y, en particular, la reutilización del espectro de RF.

15 De hecho, gracias al principio de dualidad entre el tiempo y la frecuencia, es posible utilizar funciones de ondas torcidas 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.

20 En particular, la "torsión en frecuencia" puede considerarse como una generalización de la conocida propuesta de OFDM, introduciendo una novedad absoluta en el análisis y diseño de señales OFDM.

En detalle, el documento PCT/FR2014/051394 describe un método para comunicación por radio, que comprende la realización, por medio de un transmisor, de las siguientes etapas:

- a) proporcionar una señal de tiempo digital que porte símbolos digitales para su transmisión; y
- b) transmitir una señal de radiofrecuencia que porte dicha señal de tiempo digital.

25 Además, el método según el documento PCT/FR2014/051394 comprende además la realización, por medio de un receptor, de las siguientes etapas:

- c) recibir la señal de radiofrecuencia transmitida por el transmisor;
- d) procesar la señal de radiofrecuencia recibida para obtener una señal digital entrante correspondiente; y
- e) extraer, de la señal digital entrante, los símbolos digitales portados por dicha señal digital entrante.

30 El método según el documento PCT/FR2014/051394 se caracteriza porque dicha señal de tiempo digital que porta los símbolos digitales que han de ser transmitidos resulta de una aproximación de la transformada de Hilbert en el dominio de la frecuencia, aproximación que se basa en un modo principal de frecuencia y uno o más modos torcidos en frecuencia, en donde dichos modos principal y torcido en frecuencia portan, cada uno, símbolos digitales respectivos que han de ser transmitidos.

35 Convenientemente, según el documento PCT/FR2014/051394, la señal de tiempo digital tiene un límite de tiempo, porta una secuencia limitada de símbolos digitales que han de ser transmitidos y resulta de:

- muestras de frecuencia de modo principal que portan símbolos digitales respectivos de dicha secuencia limitada a través de un modo principal de frecuencia; y
- muestras de frecuencia de modo torcido que portan los otros símbolos digitales de dicha secuencia limitada a través de uno o más modos torcidos en frecuencia, en donde cada modo torcido en frecuencia es un modo armónico complejo (en particular, un modo OAM) que es ortogonal al modo principal de frecuencia y a cualquier otro modo torcido en frecuencia utilizado.

40 Más convenientemente, según el documento PCT/FR2014/051394, las muestras de frecuencia de modo principal están en frecuencias de modo principal separadas por una separación de frecuencia predeterminada, y las muestras de frecuencia de modo torcido comprenden, para un modo torcido en frecuencia, muestras de frecuencia de modo torcido respectivas en las frecuencias de modo torcido correspondientes que:

- están relacionadas con dicho modo torcido en frecuencia;
- están separadas por dicha separación de frecuencia predeterminada; y
- son diferentes de las frecuencias del modo principal.

Más convenientemente aún, según el documento PCT/FR2014/051394, el o los modos torcidos en frecuencia comprenden $2N$ modos torcidos en frecuencia, cada uno identificado por un índice entero respectivo n que está comprendido entre $-N$ y $+N$ y es diferente de cero, siendo N un número entero mayor que cero; la secuencia limitada de símbolos digitales que han de ser transmitidos comprende S_{TOT} símbolos digitales, siendo S_{TOT} igual a $2^{N+2} - 1$; el modo principal de frecuencia porta M_{MFS} de dichos S_{TOT} símbolos digitales por medio de muestras de frecuencia de modo principal M_{MFS} en las frecuencias de modo principal correspondientes, que están separadas por dicha separación de frecuencia predeterminada y que van desde B_s a M_{MFS} veces B_s , siendo B_s dicha separación de frecuencia predeterminada y siendo M_{MFS} igual a $2^{N+1} + 1$; dichos $2N$ modos torcidos en frecuencia portan los $S_{TOT}-M_{MFS}$ símbolos digitales no portados por el modo principal de frecuencia; y cada modo torcido en frecuencia n porta $2^{|n|}$ símbolo(s) digital(es) respectivo(s) por medio de 2^{N+1} muestras de frecuencia de modo torcido respectivas en frecuencias de modo torcido correspondientes, que están separadas por dicha separación de frecuencia predeterminada y que están situadas, en el dominio de la frecuencia, en

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

donde k denota un número entero que va de cero a $2^{N+1} - 1$, o de uno a 2^{N+1} .

Muy convenientemente, según el documento PCT/FR2014/051394, cada uno de dichos S_{TOT} símbolos digitales que han de ser transmitidos está representado por un valor complejo de símbolo respectivo; y, para cada modo torcido en frecuencia n , las 2^{N+1} muestras de frecuencia de modo torcido respectivas comprenden, para cada uno de los $2^{|n|}$ símbolo(s) digital(es) respectivo(s), $2^{|n|+1}$ muestras de frecuencia, que:

- portan dicho símbolo digital;
- están en frecuencias que están situadas, en el dominio de la frecuencia, en

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

en donde k^* denota un número entero que va 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 $2^{|n|} - 1$; y

- tienen cada una un valor complejo respectivo obtenido multiplicando el valor complejo de símbolo que representa dicho símbolo digital por un factor complejo respectivo relacionado con dicho modo torcido en frecuencia n y con la frecuencia de dicha muestra de frecuencia.

De nuevo muy convenientemente, según el documento PCT/FR2014/051394, para cada modo torcido en frecuencia n y para cada uno de los $2^{|n|}$ símbolo(s) digital(es) respectivo(s), las $2^{|n|+1}$ muestras de frecuencia respectivas que portan dicho símbolo digital tienen cada una un valor complejo respectivo obtenido multiplicando 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.

Preferiblemente, según el documento PCT/FR2014/051394, dicha etapa a) incluye proporcionar la señal de tiempo digital utilizando una matriz de transmisión predefinida que relaciona

- los S_{TOT} símbolos digitales que han de ser transmitidos
- con muestras de tiempo de la señal de tiempo digital
- a través de coeficientes relacionados con una transformación del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo de las muestras de frecuencia de modo principal y las muestras de frecuencia de modo torcido;

5 y dicha etapa e) incluye extraer los símbolos digitales portados por la señal digital entrante utilizando una matriz de recepción derivada de la matriz de transmisión predefinida (convenientemente, a través de una técnica pseudoinversa).

Más preferiblemente, según el documento PCT/FR2014/051394, la matriz de recepción se calcula sobre la base de la siguiente fórmula:

$$10 \quad [[GFFT]] = ([[GIFFT]]^T [[GIFFT]])^{-1} [[GIFFT]]^T,$$

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

15 Convenientemente, según el documento PCT/FR2014/051394, las muestras de frecuencia del modo principal son muestras de frecuencia de tipo OFDM, o de tipo OFDMA.

Preferiblemente, según el documento PCT/FR2014/051394, dicha etapa a) incluye:

- proporcionar una primera señal de tiempo digital resultante de las muestras de frecuencia de modo principal y las muestras de frecuencia de modo torcido; y
- proporcionar una segunda señal de tiempo digital que incluye un prefijo cíclico seguido de 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;

y dicha etapa b) incluye transmitir una señal de radiofrecuencia que porta la segunda señal de tiempo digital.

Para una mejor comprensión de las ondas torcidas en frecuencia, a continuación se presentarán con mayor detalle algunos aspectos del documento PCT/FR2014/051394.

25 La generación de torsión en frecuencia, en analogía con la generación de torsión en el tiempo, se organiza asociando el valor de símbolo complejo $a_k e^{j\phi k}$ a un conjunto de pulsos de frecuencia, con desplazamiento de fase apropiado y dispuestos en el dominio de la frecuencia.

30 En aras de la simplicidad, se considera la operación en una estructura de señal OFDM, donde la señal principal está representada por la Transformada Rápida de Fourier Inversa (IFFT, por sus siglas en inglés) del flujo de tiempo de símbolo.

Además de este conjunto de símbolos de frecuencia, para cada modo se agrega 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 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 diezmadas, teniendo solo 1 fila para cada muestra y cada una ponderada por $0.5 e^{\pm jk \frac{\pi}{2}}$.

35 Se generan modos ± 2 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 diezmadas, teniendo solo 1 fila para cada muestra y cada una 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} frecuencias diferentes 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

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

de 4N IFFT diezmadas, teniendo solo 1 fila para cada muestra y cada una ponderada como $\frac{1}{2^{\frac{N+1}{2}}} e^{\pm jk\frac{\pi}{2^N}}$.

5 En términos prácticos, las fases se pueden simplificar (en términos de implementación) asumiendo el mismo valor cada una $\pi/2$, de este modo la rotación se puede representar con un número menor de bits.

Entonces, consideremos una arquitectura de señal OFDM, que puede ser considerada como una secuencia de pulsos de frecuencia que tienen la forma de un sinc. En la misma banda de frecuencia se pueden agregar ondas torcidas en frecuencia y estos elementos adicionales se denominarán en lo sucesivo Unidades de trama de Frecuencia Torcida (TFU). A este respecto, la Figura 7 muestra una supertrama OFDM con TFU adicionales.

10 La estructura de una TFU está dada por la superposición de la estructura OFDM y de la estructura de los modos torcidos en frecuencia anteriormente definidos.

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

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

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

A este respecto, la Figura 8 muestra una aproximación de la respuesta de impulso de la transformada de Hilbert en frecuencia, aproximación que utiliza tres modos.

La estructura de modo en la trama 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:

20
$$M_{MFS} = 2^{N+1} + 1.$$

Vale la pena recordar que, suponiendo $B_s = 1/T$, las muestras de frecuencia de modo torcido en frecuencia genérico $\pm N$ están en frecuencias

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

25 Además, el número de valores de símbolos complejos (o, en el lado de 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 símbolos 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 símbolos complejos (o, en el lado de recepción, de incógnitas complejas) de los modos $+N$ y $-N$ es $2^{N-N+1} = 2$.

30 Por lo tanto, el número total S_{TOT} de valores de símbolos complejos (o de incógnitas complejas) está 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, la suma) representa el número $S_{TOT} - M_{MFS}$ de símbolos (o, en el lado de recepción, de incógnitas complejas) de todos los otros modos con $n \neq 0$.

35 La fórmula matemática anterior se puede reescribir como:

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

Por lo tanto, ya que es sabido que

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

entonces resulta que:

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

5 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 de acuerdo con las características de simetría y antisimetría de la estructura de la señal. Esta propiedad puede ser considerada como equivalente a la interferometría en el espacio geométrico tradicional.

10 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 9, que representa esquemáticamente el método para comunicación por radio según el documento PCT/FR2014/051394 (indicado en su conjunto con la referencia 15) como una generalización de la técnica OFDM (u OFDMA) tradicional (indicada en su conjunto con la referencia 14), el método
15 para comunicación por radio se puede considerar similar a la técnica OFDM (u OFDMA) tradicional 14, 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 141); y,
- en el lado de recepción, la transformación inversa en el flujo de tiempo en serie de símbolos original a través de una Transformada Rápida de Fourier (FFT, por sus siglas en inglés) (bloque 142).

De manera similar, el método 15 para comunicación por radio según el documento PCT/FR2014/051394 utiliza:

- en el lado de transmisión, una "Transformada Rápida de Fourier Inversa Generalizada" (GIFFT, por sus siglas en inglés) (bloque 151) que incluye la implementación de la aproximación de transformada de Hilbert en frecuencia anteriormente descrita basada en modos torcidos en frecuencia; y,
- 25 • en el lado de recepción, una "Transformada rápida de Fourier Generalizada" (GFFT, por sus siglas en inglés) (bloque 152) que incluye la extracción de los símbolos portados por los modos principal y torcido en frecuencia.

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

- una señal de modo torcido en el tiempo ± 1 se puede expresar como
- 30 a)

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

y

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

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

35 La señal de modo ± 1 torcida en frecuencia se analiza en el dominio del tiempo, lo que da como resultado que:

b)

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

para $|t| < \frac{T}{2}$.

5 A partir de una comparación de las señales a) y b) es evidente que la torsión en frecuencia es más robusta al mantener la independencia del sistema de ecuaciones de la señal. Esta característica es evidente también a partir del comportamiento en el tiempo de las señales torcidas, como se muestra en las Figuras 10 y 11, que ilustran el comportamiento en el tiempo de una señal de modo +1 torcida en el tiempo y de una señal de modo +1 torcida en frecuencia, respectivamente.

10 Desde un punto de vista ideal, la transformada de Hilbert en frecuencia es aplicable a una señal de tiempo limitado. Por lo tanto, para que la transformada de Hilbert en frecuencia sea aplicable a un flujo de símbolos de tiempo continuo, es necesario aplicar dicha transformada a ventanas de tiempo sucesivas de dicho flujo de símbolos de tiempo continuo e identificar el comienzo y el final de cada ventana de tiempo. Esto implica que la duración de la ventana de tiempo se incrementa en una parte adecuada para hacer que cada ventana de tiempo sea detectable. Esta característica es similar al aumento de ancho de banda necesario en el caso de ondas torcidas en el tiempo.

15 Por lo tanto, la torsión en frecuencia requiere un intervalo de tiempo ligeramente mayor que el mínimo requerido por el teorema de muestreo. Esta condición es equivalente a considerar una duración de símbolo T_{sym} mayor que la duración del reloj del sistema T_{cl} , como se ilustra esquemáticamente en la Figura 12.

La condición anterior implica que, por ejemplo, cada 18 bandas de frecuencia es necesaria una adicional y que, en consecuencia, la eficiencia del ancho de banda está dada por $\frac{18}{19} \cong 0.95$.

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

20 Para la transmisión de trayectos múltiples, la dispersión de retardo se genera por el conjunto de trayectos diferentes entre el transmisor y el receptor cuando esos trayectos tienen retardos diferentes.

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

25 Los receptores en el dominio del tiempo normalmente se sincronizan con cada componente de dispersión de retardo y ajustan sus tiempos individuales antes de combinar las señales recibidas.

Cuando se utiliza un receptor de rastrillo, cada diente perteneciente al receptor de rastrillo se sincroniza con un componente de dispersión de retardo específico. El número de componentes de dispersión de retardo que se pueden combinar está, por lo tanto, limitado al número de dientes de rastrillo. Cualquier componente de dispersión de retardo que no esté combinado aparece como interferencia.

30 Los receptores LTE no necesitan sincronizarse con componentes de dispersión de retardo individuales, es decir, no es necesario ajustar la temporización de los componentes de dispersión de retardo, ni es necesario realizar ninguna combinación de componentes de dispersión de retardo. Un receptor LTE puede operar directamente en la señal recibida agregada sin considerar los componentes de dispersión de retardo.

35 El prefijo cíclico representa un período de protección al comienzo de cada símbolo OFDMA que proporciona protección contra la dispersión de retardo multitrayecto. El prefijo cíclico también representa una sobrecarga que debe minimizarse.

La duración del prefijo cíclico debe ser mayor que la duración de la dispersión de retardo multitrayecto.

40 El estándar LTE especifica longitudes de prefijos cíclicos tanto normales como extendidos. El prefijo cíclico normal está previsto para que sea suficiente para la mayoría de los escenarios, mientras que el prefijo cíclico extendido está previsto para escenarios con una dispersión de retardo particularmente alta. Las duraciones para el 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 OFDMA al principio, como se muestra en la Figura 13, que ilustra el esquema tradicional de prefijo cíclico para OFDM-OFDMA.

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

45 La Figura 14 muestra un ejemplo de 2 componentes de dispersión de retardo. El segundo componente de dispersión de retardo se recibe más tarde que el primer componente de dispersión de retardo. En el receptor se define una ventana de procesamiento FFT:

- la ventana de procesamiento captura el cuerpo principal del símbolo OFDMA perteneciente al primer componente de dispersión de retardo; el prefijo cíclico que pertenece al primer componente de dispersión de retardo se descarta;

- la ventana de procesamiento captura parte del prefijo cíclico y la mayor parte del cuerpo principal del símbolo OFDMA perteneciente al segundo componente de dispersión 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,
- en el caso extremo, donde la dispersión de retardo es igual a la duración del prefijo cíclico, la ventana de procesamiento FFT captura completamente el prefijo cíclico perteneciente al componente de dispersión de retardo y descarta una sección del cuerpo principal del símbolo OFDMA que tiene una duración igual al prefijo cíclico.

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

10 Supongamos ahora que se utilizan modos hasta $N = \pm 2$, entonces la banda ocupada por la configuración TFU está dada por $(2^{2+1} + 1) = 9$ intervalos de frecuencia. A esta TFU le corresponde una Unidad de trama de Tiempo Torcida (TTU, por sus siglas en inglés), que se incrementa para evitar ambigüedades en la duración del tiempo. Si se considera medio intervalo, la TTU aumenta en $1/(2B_{sym})$ y la longitud total de la TTU es de $9,5/B_{sym}$. A este respecto, la Figura 15 muestra el aumento de la duración de la trama de tiempo debido al prefijo cíclico (CP, por sus siglas en inglés).

15 Este incremento es muy inferior al requerido por OFDMA. Esto implica que en sistemas prácticos no hay pérdida adicional por incluir ondas torcidas en frecuencia en la supertrama OFDM (u OFDMA).

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

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

Considerando el muestreo en el dominio de la frecuencia a una velocidad de símbolos ligeramente menor que la velocidad del reloj, la señal en el dominio del tiempo, suponiendo que solo se usa el modo principal, tiene el comportamiento en el tiempo que se muestra en la Figura 16, donde las sinusoides no son exactamente un múltiplo del período del símbolo: es decir, lo que está realizando el prefijo cíclico.

25 Sumando las FTU, las señales de modo torcido presentan el mismo comportamiento que la señal de modo principal, como se muestra en la Figura 17.

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 OFDM-torcida tiene dos niveles jerárquicos:

- el primero está relacionado con la estructura de las TTU; y
- el segundo está relacionado con el ensamblaje de las TFU que constituyen la estructura OFDM.

Ambos niveles tienen la misma duración y la diferencia está dada por los bloques de frecuencia de los componentes:

- cada TFU corresponde a un número de muestras definido por la estructura de frecuencia torcida, que introduce muestras de frecuencia adicionales situadas entre las muestras de frecuencia principal;
- la estructura de supertrama es un conjunto de TTU, centradas en la frecuencia adecuada, y un conjunto de muestras de frecuencia OFDM tradicionales, si se desea;
- las muestras de frecuencia estándar pueden simplificar el proceso de sincronización y puesta en fase.

Los rendimientos de la torsión en el tiempo y la torsión en frecuencia son similares, con algunas diferencias interesantes.

40 El ancho de banda general no aumenta con la torsión en el tiempo, pero es conveniente introducir la conformación gaussiana ($BW \geq 1,33$) para hacer que el filtro adaptado generalizado sea derivable de una matriz invertible. Esto implica que el ancho de banda utilizado es mayor, en aproximadamente un 30%, que el mínimo definido por Nyquist.

45 La torsión en frecuencia se basa en la aplicación del teorema de muestreo a la transformada de Fourier de la señal utilizada; esto implica que, con respecto al pulso de frecuencia única, la torsión en frecuencia conlleva un aumento del ancho de banda. Considerando la señal de frecuencia completa (como en el caso de OFDM), la introducción de señales torcidas no aumenta el ancho de banda total, pero limita la modularidad del intervalo de frecuencia para las señales de onda torcida, lo que requiere un mayor ancho de banda para representar los símbolos transmitidos.

El comportamiento de las señales torcidas en el tiempo con respecto al ruido es muy peculiar. En particular, el nivel de ruido para las ondas torcidas en el tiempo se puede representar dividido en dos partes:

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

A este respecto, la Figura 18 ilustra esquemáticamente anchos de banda de ruido para ondas torcidas en el tiempo: uno definido de acuerdo con el ancho de banda mínimo de Nyquist, el otro relacionado con el aumento del ancho de banda para resolver aspectos de ambigüedad.

La estructura de ruido anterior se puede escribir como:

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

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

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

Además, $\sqrt{2} n_{\text{ext}\Delta B}(t) e^{j2\pi f_0 t} \cos \left[2\pi \left(\frac{B + \Delta B / 2}{2} \right) t + \phi_{\Delta B}(t) \right]$ produce una contribución adicional en los componentes pares e impares.

Con referencia a la Figura 18, el ruido en la banda de Nyquist se puede representar mediante un pulso de tiempo sinc, que es una función par, mientras que las dos bandas laterales se pueden representar mediante un componente par y otro impar.

En términos de relación entre los componentes de 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:

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

- $\left(\frac{C}{N} \right)_{\text{impar}} = \frac{0.81 \Delta B}{B + \Delta B} \sigma_t$, para un aumento de ancho de banda de 1 sobre 18 resulta $\left(\frac{C}{N} \right)_{\text{impar}} = -11.8 + \sigma_{\text{dB}} \text{ dB} = -11.8 + \left(\frac{C}{N} \right)_{\text{par}} \text{ dB}$;

- el término de 11,8 dB se puede considerar como la ganancia mínima contra interferencias no deseadas.

En realidad existe una reducción de esta ventaja, debido al hecho de que el filtro de canal se divide normalmente en dos partes, a saber, el filtro de transmisión y el filtro de recepción; por lo tanto, el ruido se filtra menos que la señal, lo que provoca un aumento de algunos dB en el factor de reducción arriba indicado.

En cambio, en el caso de ondas torcidas en frecuencia no hay necesidad de filtros y la señal puede considerarse una señal rect en el dominio del tiempo. Como se explicó anteriormente, se utiliza un prefijo cíclico, que reduce la interferencia entre las tramas de tiempo (y permite combinar correctamente las señales multitrayecto), pero no hay ventaja de ruido para las señales torcidas en frecuencia, debido a la naturaleza estadística del análisis de frecuencia.

En particular, en cuanto al caso de las ondas torcidas en frecuencia, el espectro de ruido ocupa el ancho de banda W y no existe ninguna posibilidad de separar, en el dominio del tiempo, sus componentes pares e impares para un solo pulso de frecuencia, como se muestra en la Figura 19 (que ilustra esquemáticamente el impacto del ruido en el caso de ondas torcidas en 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 están distribuidas 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 modos superiores, como en el caso de la torsión en el tiempo.

Desde un punto de vista formal, la aplicación de la torsión en frecuencia puede considerarse como la aplicación de la metodología de torsión a la variable conjugada del tiempo.

Las principales diferencias entre la torsión en el tiempo y en frecuencia están relacionadas con:

- 5 • el comportamiento de los modos torcidos con respecto al ruido, en donde, como se ha explicado anteriormente, los modos torcidos en el tiempo tienen una ventaja sobre los modos torcidos en frecuencia; y
- el ancho de banda aumenta con respecto al límite de Nyquist, en donde los modos torcidos en frecuencia tienen una ventaja sobre los modos torcidos en el tiempo (como se explica en los documentos WO 2015/067987 A1 y WO 2015/068036 A1, con el uso de la torsión en el tiempo es necesario aumentar el ancho de banda, de lo contrario el determinante de la matriz pseudoinversa sería igual a cero).

10 Para la torsión en el tiempo, el ancho de banda es lo más cercano posible al ancho de banda de Nyquist. Para la torsión en frecuencia, el ancho de banda se limita a la inversa de la duración de la señal de tiempo, dejando al pulso de frecuencia la posibilidad de no estar limitado al pulso principal.

15 Lo anterior implica un comportamiento muy diferente para los modos torcidos, cuando están plegados en el ancho de banda de información. Esta característica está muy relacionada con el valor de la matriz pseudoinversa. De hecho, el ancho de banda de la señal torcida en el tiempo está limitado a la banda de Nyquist incrementada en un porcentaje necesario para mantener la información en la portadora residual, o (el mismo fenómeno considerando una propiedad diferente) para hacer que el determinante de la matriz pseudoinversa sea diferente de cero. Teniendo en cuenta que el flujo de información está definido por la velocidad de muestreo, en términos prácticos el ancho de banda adicional requerido está plegado en el ancho de banda de Nyquist, determinando así, por un lado, una pequeña interferencia residual entre tramas (siendo tenida en cuenta la interferencia dentro de la trama por la matriz de filtro adaptada generalizada) y, por otro lado, una densidad de potencia residual en el límite de Nyquist necesaria para mantener la información sobre la portadora residual de los modos de orden superior y para mantener el determinante de la matriz pseudoinversa en un valor diferente de cero.

25 A continuación se describirá en detalle la presente invención. Con este fin, primero se presentará una breve descripción general de los sistemas de comunicación móvil y una descripción general más detallada del estándar LTE.

La evolución de los sistemas móviles ha impulsado las tecnologías, los sistemas y las redes de comunicación y ha contribuido a una era de innovación espectacular que ha pasado, en menos de 35 años, de sistemas analógicos dedicados a miles de usuarios para conversación telefónica a redes multimedia de alto rendimiento para miles de millones de usuarios.

30 Los sistemas móviles han desarrollado en estos años dos características complementarias: alta movilidad y alto rendimiento, en combinación con una fuerte simplificación del *hardware* móvil del usuario.

35 Es importante señalar los cambios en el enfoque de la arquitectura de la señal, pasando de una estructura de señal de tiempo de banda estrecha (en el caso del estándar GSM) a una estructura de señal de tiempo de banda ancha (en el caso del estándar UMTS) hasta una estructura de señal de frecuencia de banda ancha (en el caso del estándar LTE y futuras redes móviles 5G basadas en OFDM, OFDMA y SC-FDMA).

En noviembre de 2004, el 3GPP (es decir, Proyecto de Asociación de 3ª Generación, por sus siglas en inglés) inició un proyecto destinado a definir la Evolución a Largo Plazo (LTE) de la tecnología celular del Sistema Universal de Telecomunicaciones Móviles (UMTS, por sus siglas en inglés) para conseguir:

- mayor rendimiento;
- 40 • retrocompatibilidad; y
- aplicación amplia.

Como es sabido, la LTE emplea OFDMA para la transmisión de datos de enlace descendente y SC-FDMA para la transmisión de enlace ascendente.

45 El uso de OFDMA para el enlace descendente permite mejorar la eficiencia espectral, reducir el efecto de la Interferencia Entre Símbolos (ISI, por sus siglas en inglés) debido al multitrayecto y simplificar las medidas contra el desvanecimiento selectivo de frecuencia. En cambio, para la transmisión de enlace ascendente se seleccionó SC-FDMA porque representa una técnica de acceso múltiple de portadora única que tiene una estructura y un rendimiento similares a OFDMA, pero con una ventaja destacada sobre OFDM (OFDMA), a saber, una baja Relación de Potencia Pico a Promedio (PAPR, por sus siglas en inglés) (normalmente una ventaja de 6 dB). Por lo tanto, la principal ventaja de una configuración de este tipo consiste en que se reduce el consumo de energía de los terminales móviles, aumentando así la duración de la batería.

Como es sabido, en OFDM-OFDMA un símbolo está asociado con una subportadora, en particular cada símbolo ocupa

5 una subportadora respectiva (con un ancho de banda de 15 kHz) para un período de símbolo OFDMA, mientras que en SC-FDMA un símbolo está asociado, en un intervalo de tiempo respectivo, con una pluralidad de subportadoras, en particular cada símbolo ocupa una pluralidad de subportadoras (por ejemplo, doce subportadoras) durante una fracción del período de símbolo SC-FDMA. A este respecto, la Figura 20 ilustra esquemáticamente una comparación entre asignaciones de intervalos de frecuencia en OFDM-OFDMA y SC-FDMA.

En una síntesis extrema, las principales razones para la introducción de un nuevo estándar de la interfaz de radio fueron:

- velocidades de datos máximas significativamente mayores;
- mayores velocidades de bits de borde de célula;
- mejor eficiencia del espectro (no se necesita caída);
- 10 • latencia mejorada;
- ancho de banda escalable;
- reducción de CAPEX (Gasto de Capital, por sus siglas en inglés) y OPEX (Gasto Operativo, por sus siglas en inglés);
- complejidad, costo y consumo de energía aceptables de sistema y terminal;
- compatibilidad con versiones anteriores y con otros sistemas; y
- 15 • optimización para baja velocidad móvil con soporte para alta velocidad móvil.

En particular, el propósito de aumentar significativamente las velocidades máximas de datos, escaladas linealmente de acuerdo con la asignación del espectro, implica los siguientes objetivos:

- velocidad máxima de datos de enlace descendente instantánea de 100 Mbps en un espectro de enlace descendente de 20 MHz (es decir, 5 bit/s/Hz); y
- 20 • velocidad máxima de datos de enlace ascendente instantánea de 50 Mbps en un espectro de enlace ascendente de 20 MHz (es decir, 2,5 bit/s/Hz).

La mejora de la movilidad definida por la transición de la UTRAN (Red Universal de Acceso Radio Terrestre, por sus siglas en inglés) existente a la UTRAN Evolucionada (E-UTRAN) implica que el canal móvil:

- está optimizado para velocidades móviles de 0 a 15 km/h;
- 25 • soporta, con alto rendimiento, velocidades entre 15 y 120 km/h;
- mantiene la movilidad a velocidades entre 120 y 350 km/h e incluso hasta 500 km/h dependiendo de la banda de frecuencia; y
- admite servicios de voz y en tiempo real en todo el rango de velocidad con una calidad al menos tan buena como la de UTRAN.

30 Otra razón importante para cambiar de tiempo a frecuencia es la flexibilidad del espectro. De hecho, el nuevo E-UTRA (Acceso Radio Terrestre Universal Evolucionado, por sus siglas en inglés) es capaz de:

- operar en la asignación de 1,25, 1,6, 2,5, 5, 10, 15 y 20 MHz, lo que permite diferentes posibilidades de reutilización del espectro de enlace ascendente y descendente ya en uso, emparejado y no emparejado;
- 35 • coexistir con GERAN/3G (Red de Acceso de Radio GSM EDGE/3G, por sus siglas en inglés) en canales adyacentes con otros operadores en canales adyacentes, con espectro superpuesto o adyacente en la frontera del país; y
- permitir la transferencia con UTRAN y GERAN y también con otras tecnologías que no sean 3GPP (como CDMA 2000, WiFi, WiMAX).

40 En la LTE, la red de acceso se simplifica con respecto a los estándares celulares anteriores y solo comprende las estaciones base evolucionadas, en donde en la LTE la estación base se denomina Nodo B Evolucionado (abreviado como eNodeB o eNB). A este respecto, la Figura 21 ilustra esquemáticamente la arquitectura de pila de protocolos de radio LTE de un eNB que, como es ampliamente sabido, incluye (de arriba a abajo):

- una capa de Gestión de Recursos de Radio (RRM, por sus siglas en inglés) Entre Células;
- una capa de Control de Portadora de Radio (RB, por sus siglas en inglés);

- una capa de Control de Movilidad de Conexión;
- una capa de Configuración y Provisión de Medición eNB;
- una capa de Asignación Dinámica de Recursos (Programador);
- 5 • una capa de Control de Recursos de Radio (RRC, por sus siglas en inglés) y Protocolo de Convergencia de Datos de Paquete (PDCP, por sus siglas en inglés);
- una capa de Control de Enlace de Radio (RLC, por sus siglas en inglés);
- una capa de Control de Acceso a Medios (MAC, por sus siglas en inglés); y
- 10 • una Capa Física (que, como se explicó anteriormente, se basa en SC-FDMA para el enlace ascendente y OFDMA para el enlace descendente; se consideran dos modos, a saber, Duplexación por División de Frecuencia (FDD, por sus siglas en inglés) y Duplexación por División de Tiempo (TDD, por sus siglas en inglés)).

La LTE incluirá también una nueva forma de Servicios de Multidifusión de Transmisión Multimedia (MBMS, por sus siglas en inglés) llamada eMBMS (es decir, MBMS evolucionado), compatible con la capa física de LTE.

15 Como se muestra en la Figura 21, la introducción de ondas torcidas en frecuencia tiene un impacto limitado en los eNB. En principio, solo cambia la Capa Física agregando los canales adicionales generados por la técnica de torsión en frecuencia con una compatibilidad total con OFDM-OFDMA y SC-FDMA. En términos prácticos, también podrían requerirse algunas modificaciones a la capa RLC, la capa MAC hasta el Programador y las capas de Configuración y Provisión de Medición eNB. Estas modificaciones están relacionadas, por un lado, con la gestión de la capacidad de transmisión adicional creada por el uso de ondas torcidas en frecuencia y, por otro lado, con la gestión del comportamiento diferente de las ondas torcidas en frecuencia en un entorno multitrayecto. A este respecto, las Figuras 20 22 y 23 muestran respectivamente:

- las principales capas de acceso de radio LTE (es decir, RRC, MAC y Capas Físicas) junto con el área principalmente involucrada por la integración de las ondas torcidas en frecuencia (cuya área, como se ilustra en la Figura 22, está relacionada principalmente con la Capa Física debajo de la capa MAC); y
- 25 • Especificaciones Técnicas principales de 3GPP relativas a la Capa Física que han de ser modificadas para que incluyan ondas torcidas en frecuencia.

La Capa Física LTE se define de una manera "agnóstica del ancho de banda", por lo que se puede adaptar a diversas asignaciones de espectro.

30 La trama de radio LTE tradicional tanto para FDD como para TDD tiene una duración de 10 ms y consta de 20 intervalos de tiempo cada uno con una duración de 0,5 ms. Dos intervalos de tiempo adyacentes forman una subtrama de 1 ms de longitud. Un bloque de recursos físicos (PRB, por sus siglas en inglés) abarca 12 subportadoras con un ancho de banda de subportadora de 15 kHz o 24 subportadoras con un ancho de banda de subportadora de 7,5 kHz, cada una durante un intervalo de tiempo de 0,5 ms. A este respecto, la Figura 24 muestra esquemáticamente un bloque de recursos físicos de LTE tradicional, en donde:

- una trama es de 10 ms y contiene 10 subtramas;
- 35 • una subtrama es de 1 ms y contiene 2 intervalos de tiempo;
- un intervalo de tiempo es de 0,5 ms e implica N bloques de recursos físicos (con $6 < N < 110$); y
- un bloque de recursos físicos es de 0,5 ms y contiene 12 subportadoras.

Se define una trama adicional para TDD debido a la retrocompatibilidad con el Acceso Múltiple por División de Código Síncrono por División de Tiempo (TD-SCDMA, por sus siglas en inglés).

40 Los canales físicos definidos en el enlace descendente son el Canal Compartido de Enlace Descendente Físico (PDSCH, por sus siglas en inglés), el Canal de Control de Enlace Descendente Físico (PDCCH, por sus siglas en inglés) y el Canal Físico de Control Común (CCPCH, por sus siglas en inglés). Los canales físicos definidos en el enlace ascendente son el Canal Compartido de Enlace Ascendente Físico (PUSCH, por sus siglas en inglés) y el Canal de Control de Enlace Ascendente Físico (PUCCH, por sus siglas en inglés).

45 Además, las señales se definen como señales de referencia, señales de sincronización primaria y secundaria o preámbulos de acceso aleatorio.

Los esquemas de modulación admitidos en el enlace descendente y ascendente son QPSK, 8-PSK, 16-QAM, 32-QAM y 64-QAM. El canal de transmisión usa solo QPSK.

El esquema de codificación de canales para bloques de transporte en LTE es Turbo Codificación con una velocidad de codificación de $R = 1/3$, dos codificadores constituyentes de 8 estados y un intercalado interno de turbo código de Polinomio de Permutación Cuadrática (QPP, por sus siglas en inglés) sin contención. La terminación Trellis se utiliza para la turbo codificación. Antes de la turbo codificación, los bloques de transporte se segmentan en segmentos alineados por bytes con un tamaño de bloque de información máximo de 6144 bits. La detección de errores es compatible con el uso del Control Cíclico de Redundancia (CRC, por sus siglas en inglés) de 24 bits.

La estructura de trama genérica es aplicable tanto a FDD como a TDD. Cada trama de radio es larga y consta de 20 intervalos de tiempo de longitud $T_{\text{intervalo}} = 15360 \times T_i = 0,5 \text{ ms}$, numerados del 0 al 19. La estructura de cada semitrama en una trama de radio es idéntica. Una subtrama se define como dos intervalos de tiempo consecutivos.

Como se ha explicado anteriormente, LTE emplea OFDMA para la transmisión de datos de enlace descendente y SC-FDMA para la transmisión de enlace ascendente. Las principales razones del cambio con respecto a los antiguos estándares celulares se basan en la necesidad de aumentar el ancho de banda disponible, teniendo en cuenta el desvanecimiento del canal y, al mismo tiempo, en la flexibilidad del sistema para caudales de comunicación bajos, medios y altos.

En particular, el uso de OFDM permite, por un lado, limitar los efectos debidos al desvanecimiento selectivo de frecuencia y, por otro lado, combinar constructivamente dos o más trayectos de RF en el receptor.

De hecho, el ancho de banda de coherencia del canal suele ser menor que el ancho de banda de la señal. El uso de OFDM y su utilización de intervalos de frecuencia ortogonales independientes parcialmente superpuestos ofrecen la posibilidad de gestionar de manera óptima la presencia de intervalos de frecuencia dañados por desvanecimiento selectivo de frecuencia, limitando así solo sus características de transmisión, sin impactos sensibles en los intervalos restantes. Por lo tanto, la capacidad de transmisión se puede optimizar mediante la gestión adecuada de los canales, sin un sistema de ecualización costoso y complejo.

Para combinar más trayectos en el receptor se utiliza el prefijo cíclico, que tiene una importancia clave también para reducir la ISI. A este respecto, la Figura 25 ilustra esquemáticamente un ejemplo de escenario multitrayecto, en el que las señales de radio transmitidas por un eNB 16 llegan a un terminal 17 de usuario a lo largo de diferentes trayectos y, desde allí, con diferentes retardos de propagación, lo que da lugar a un desvanecimiento selectivo de frecuencia e ISI. La ISI se puede limitar haciendo que la velocidad en baudios de cada símbolo sea pequeña. Esta es una de las principales razones para introducir OFDM. Además, como se ha explicado anteriormente, el uso del prefijo cíclico permite la combinación coherente de múltiples trayectos cuando el retardo de la señal es menor que el propio prefijo cíclico.

Como se ha indicado anteriormente, las ondas torcidas se pueden aplicar tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia. Ambas tecnologías pueden aplicarse a sistemas de comunicaciones móviles, en particular las ondas torcidas en el tiempo son aplicables a tecnologías móviles hasta 3G, mientras que las ondas torcidas en frecuencia son aplicables a OFDM, OFDMA y también a SC-FDMA, como se explica a continuación.

En particular, la aplicación de ondas torcidas en el tiempo a tecnologías móviles más antiguas y de ondas torcidas en frecuencia a tecnologías móviles más modernas se debe a la elección del dominio de muestreo: tiempo para tecnologías hasta 3G y frecuencia para 4G y siguientes. A este respecto, la Figura 26 ilustra esquemáticamente la evolución de las tecnologías de comunicación móvil junto con la introducción potencial de ondas torcidas en el tiempo y en frecuencia. En particular, las ondas torcidas pueden considerarse como una capa adicional, que puede introducirse sin grandes cambios en la jerarquía de acceso móvil. La forma de generar ondas torcidas en el tiempo y en frecuencia se describe en detalle en los documentos WO 2015/067987 A1, WO 2015/068036 A1 y PCT/FR2014/051394, y también se ha resumido conceptualmente en lo anterior.

Sintéticamente, la generación de modos torcidos en el tiempo se logra considerando el desarrollo de la señal en una trama de tiempo e introduciendo una matriz de transmisión y una matriz de recepción capaces, respectivamente, de generar en el lado de transmisión y elaborar en el lado de recepción el flujo de señales sobre la base de su propiedad de simetría y antisimetría con respecto a la trama de tiempo definida. Además, en cuanto a la torsión en frecuencia, la situación es ligeramente diferente. De hecho, las matrices de transmisión y recepción ya se utilizan para OFDMA y SC-FDMA y, por lo tanto, solo necesitan enriquecerse con columnas y filas adicionales para permitir la introducción de las ecuaciones adicionales requeridas por los modos de onda torcidos en frecuencia. Cabe señalar que en un entorno digital todas las operaciones se realizan en el dominio del tiempo; en consecuencia, OFDM y OFDMA generan características de frecuencia basadas en estadísticas de tiempo de señal (es decir, comportamiento de frecuencia). Por lo tanto, la introducción de ondas torcidas en frecuencia es mucho más suave en el caso de OFDM-OFDMA que en el caso de los métodos de acceso de tiempo.

A continuación se proporcionará una evaluación del rendimiento del sistema en un entorno móvil utilizando ondas torcidas.

Las principales características de un canal móvil se sintetizan en las siguientes:

- limitación de potencia tanto para el enlace descendente (es decir, desde la estación base hasta el terminal móvil) como para el enlace ascendente (es decir, desde el terminal móvil hasta la estación base); en particular, los

terminales móviles generalmente requieren una baja Reducción de Potencia de Salida (OBO, por sus siglas en inglés) para optimizar el consumo de energía;

- 5 • interferencia de otras áreas de servicio (*spots*); en particular, la situación puede ser muy diferente según el sistema de acceso utilizado para los sistemas móviles (desde GSM-PCS, donde esencialmente el esquema de reutilización de frecuencias es, con una buena aproximación, fijo, hasta UMTS basado en CDMA y caracterizado por una gran variabilidad del nivel de interferencia debido a las condiciones del tráfico, y a LTE basada en OFDM-OFDMA, donde el ancho de banda disponible es adaptativo según las condiciones multitrayecto (desvanecimiento e interferencia selectiva en frecuencia));
- variabilidad de la degradación del canal durante el servicio;
- 10 • ruidos ambientales y térmicos (multitrayecto, desvanecimiento y ruido térmico clásico).

La introducción de LTE ha permitido diseñar y definir un estándar para optimizar la eficiencia espectral global (bit/Hz/s) en función de la relación señal-ruido (S/N o SNR, por sus siglas en inglés).

En particular, se han definido tres tamaños de célula para LTE:

- 5 km rendimiento óptimo;
- 15 • 30 km rendimiento aceptable;
- célula extendida hasta 100 km.

Estos rendimientos se basan aproximadamente en la capacidad de combinar los diámetros de célula con los intervalos de frecuencia OFDM.

20 Desde la perspectiva del sistema, las ondas torcidas en frecuencia introducen una relación entre un grupo de intervalos de frecuencia. Esta condición reduce el diámetro de la célula, considerando las mismas condiciones ambientales y de acuerdo con el número de frecuencias pertenecientes al grupo de frecuencias.

En particular, usando modos ± 1 torcidos en frecuencia, el grupo de ondas torcidas en frecuencia se extiende sobre 5 intervalos de frecuencia de onda plana; agregando modos ± 2 , el grupo se extiende sobre 9 intervalos de frecuencia de onda plana. Esta agrupación aumenta la granularidad de frecuencia OFDM-OFDMA por un factor de 5 o 9; por lo tanto, esta agrupación reduce el diámetro de la célula, donde se garantizan los máximos rendimientos.

25 Lo anterior implica que los usuarios de una misma célula podrían tener la posibilidad de usar o no la capa adicional de torsión en frecuencia de acuerdo con su distancia desde la estación base.

A este respecto, la Figura 27 muestra esquemáticamente la relación entre el uso de ondas torcidas en frecuencia y la distancia desde la estación base (es decir, eNB) de una red LTE. En particular, la Figura 27 ilustra esquemáticamente un principio: asumiendo una distancia operativa dada para OFDM-OFDMA, las ondas torcidas en frecuencia pueden usarse hasta una distancia máxima que es cinco veces menor que dicha distancia operativa dada en el caso de modos ± 1 torcidos en frecuencia, y nueve veces menor si también se utilizan modos ± 2 .

35 Como se ha descrito anteriormente con referencia a la Figura 24, un bloque de recursos físicos de LTE tradicional generalmente contiene 12 subportadoras o intervalos de frecuencia. Por lo tanto, se introducen ondas torcidas en frecuencia para cumplir con esta organización y jerarquía de bloques de recursos físicos OFDM/OFDMA. En particular, con bloques de recursos físicos de 12 intervalos de frecuencia es posible utilizar dos conjuntos de modos ± 1 torcidos en frecuencia, o dos conjuntos de modos ± 1 torcidos en frecuencia más un conjunto de modos ± 2 torcidos en frecuencia.

40 Una realización preferida de la presente invención implica únicamente el uso de modos ± 1 torcidos en frecuencia, lo que supone una mayor flexibilidad y una menor complejidad de *hardware* que los modos de orden superior. Además, para los modos ± 1 torcidos en frecuencia, la eficiencia es igual a 10/12 (de hecho, para los modos ± 1 torcidos se utilizan diez frecuencias), mientras que para los modos ± 2 son necesarias nueve frecuencias y, por lo tanto, la eficiencia es 9/12. Si además se utilizan modos ± 3 , el bloque de 12 frecuencias no es suficiente y, por lo tanto, es necesario considerar dos bloques para incluir las 17 frecuencias necesarias para los modos ± 3 torcidos en frecuencia.

45 A este respecto, la Figura 28 muestra esquemáticamente la eficiencia y flexibilidad del modo torcido en frecuencia en LTE en función de la carga topológica de los modos de mayor torsión utilizados. Está claro que la mejor selección es un compromiso entre flexibilidad, eficiencia y complejidad *hardware/software*. La Figura 28 confirma que una solución preferida implica solo el uso de los primeros modos ± 1 , que representan la mejor opción de acuerdo con los tres criterios anteriores cuando se consideran modos torcidos en frecuencia hasta ± 3 . En cambio, desde los modos ± 4 en adelante, la eficiencia crece, pero la flexibilidad se reduce y la complejidad del *hardware/software* aumenta rápidamente y, en consecuencia, el uso de estos modos de orden superior resulta poco práctico.

50 A este respecto, las Figuras 29 y 30 ilustran esquemáticamente un ejemplo de introducción de dos conjuntos de modos ± 1 torcidos en frecuencia en un bloque de recursos físicos de LTE de doce subportadoras de acuerdo con una

realización preferida de la presente invención, en donde:

- un primer modo +1 y un primer modo -1 portan, cada uno, un símbolo adicional respectivo por medio de cinco muestras de frecuencia adicionales respectivas, cada una de las cuales está posicionada entre dos subportadoras LTE adyacentes (o consecutivas) pertenecientes a un primer conjunto de seis subportadoras LTE consecutivas; y
- un segundo modo +1 y un segundo modo -1 portan, cada uno, un símbolo adicional respectivo por medio de cinco muestras de frecuencia adicionales respectivas, cada una de las cuales está posicionada entre dos subportadoras LTE adyacentes (o consecutivas) pertenecientes a un segundo conjunto de seis subportadoras LTE consecutivas.

En particular, la Figura 29 ilustra esquemáticamente el posicionamiento de las muestras de frecuencia adicionales de los dos conjuntos de modos ± 1 torcidos en frecuencia en el bloque de recursos físicos de LTE, y la Figura 30 ilustra esquemáticamente la capa adicional relacionada con los dos conjuntos de modos ± 1 torcidos en frecuencia insertados en dicho bloque de recursos físicos de LTE.

Como se muestra en la Figura 30, la introducción de los dos conjuntos de modos ± 1 torcidos en frecuencia en el bloque de recursos físicos de LTE de doce subportadoras permite la definición de una capa adicional en el bloque de recursos físicos, capa adicional que tiene un impacto limitado en la organización arquitectónica OFDM-OFDMA LTE general.

Vale la pena señalar que OFDM/OFDMA puede integrar ondas torcidas en frecuencia de una manera mucho más simple que las ondas torcidas en el tiempo debido al hecho de que OFDM/OFDMA ya utiliza:

- matrices en ambos lados de transmisión y recepción para generar, respectivamente, los coeficientes IFFT y FFT;
- un prefijo cíclico para limitar el nivel de ISI y permitir la optimización multitrayecto (en donde este elemento puede considerarse equivalente a una reducción del ancho de banda de las muestras de frecuencia);
- un procesamiento de una señal compleja completa que porta información adicional sobre la propia señal (mejorando así también la eficiencia de los modos torcidos en frecuencia); y
- un ancho de banda grande para los pulsos de frecuencia (en particular, un ancho de banda mucho mayor que el de los pulsos de tiempo para ondas torcidas en el tiempo).

Las Figuras 31 y 32 ilustran esquemáticamente el principio de funcionamiento de, respectivamente, un transmisor (indicado en su conjunto con la referencia 18) y un receptor (indicado en su conjunto con la referencia 19) según una realización preferida de la presente invención relacionada con el uso combinado de OFDMA con ondas torcidas en frecuencia (y, por lo tanto, adecuadas, por ejemplo, para transmisiones de enlace descendente LTE).

En particular, como se muestra en la Figura 31, el transmisor 18 recibe (o genera) una secuencia de entrada de símbolos digitales que han de ser transmitidos. A dicha secuencia de símbolos digitales se le aplica una conversión de serie a paralelo (bloque 181), obteniendo así un primer conjunto de símbolos digitales paralelizados S1 que han de ser transmitidos a través de OFDMA tradicional, y un segundo conjunto de símbolos digitales paralelizados S2 que han de ser transmitidos a través de modos torcidos en frecuencia.

Luego se aplica una IFFT (es decir, Transformada Rápida de Fourier Inversa) Generalizada a los símbolos digitales paralelizados S1 y S2 (bloque 182) para generar una señal de tiempo digital de salida que ha de ser transmitida, señal de tiempo digital de salida que resulta de:

- muestras de frecuencia OFDMA (tradicional) que portan los símbolos digitales S1, en donde dichas muestras de frecuencia OFDMA se posicionan en frecuencias OFDMA separadas por una separación de frecuencia predeterminada (es decir, en subportadoras OFDMA tradicionales con un ancho de banda de subportadora de, por ejemplo, 7,5 o 15kHz); y
- muestras de frecuencia de modo torcido adicionales que portan los símbolos digitales S2, en donde dichas muestras de frecuencia de modo torcido se posicionan en frecuencias de modo torcido respectivas que están desplazadas con respecto a las frecuencias OFDMA.

En términos prácticos, la IFFT generalizada (en adelante, también denominada GIFFT, por sus siglas en inglés) se puede aplicar a los símbolos digitales paralelizados S1 y S2 utilizando convenientemente una matriz de transmisión $[[GIFFT]]$, que está diseñada para implementar, de forma automática y combinada, las siguientes operaciones:

- mapear los símbolos digitales S1 a las frecuencias OFDMA y calcular las muestras de frecuencia OFDMA correspondientes;
- asignar los símbolos digitales S2 a uno o más modos torcidos en frecuencia y calcular las muestras de frecuencia de modo torcido correspondientes; y

- transformar, del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo, las muestras de frecuencia de OFDMA y de modo torcido, calculando así las muestras de tiempo de la señal de tiempo digital de salida.

En otras palabras, cuando la matriz de transmisión $[[GIFFT]]$ se aplica a los símbolos digitales paralelizados S1 y S2, las muestras de tiempo de la señal de tiempo digital de salida se calculan automáticamente.

- 5 Preferiblemente, la matriz de transmisión $[[GIFFT]]$ está diseñada para implementar también la generación de prefijos cíclicos de modo que, cuando se aplica a los símbolos digitales paralelizados S1 y S2, se genera automáticamente una señal de tiempo digital de salida correspondiente, que ya incluye, al principio, un prefijo cíclico respectivo.

A continuación se proporciona un ejemplo práctico suponiendo que el bloque de recursos físicos de LTE anteriormente descrito con referencia a la Figura 24 (es decir, un bloque de recursos físicos que contiene doce subportadoras) se usa en combinación con modos +1 y -1 torcidos en frecuencia según la realización preferida de la presente invención anteriormente descrita con referencia a las Figuras 29 y 30.

- 10

En particular, en este ejemplo se supone preferiblemente que el segundo conjunto de símbolos digitales paralelizados S2 incluye cuatro símbolos.

Además, en este ejemplo, la aplicación de GIFFT a los símbolos digitales paralelizados S1 y S2 (bloque 182) resulta convenientemente en la generación de una señal de tiempo digital de salida obtenida, a través de la transformación de frecuencia a tiempo, de:

- 15

- doce muestras de frecuencia OFDMA en frecuencias OFDMA $p \cdot B_s$ (con $p = 1, 2, \dots, 12$, y donde B_s indica separación de frecuencia OFDMA) que portan el primer conjunto de símbolos digitales paralelizados S1; y
- muestras de frecuencia de modo torcido que portan el segundo conjunto de símbolos digitales paralelizados S2 a través de modos +1 y -1 torcidos en frecuencia, en donde dichas muestras de frecuencia de modo torcido incluyen
 - diez muestras de frecuencia que están relacionadas con el modo +1 torcido en frecuencia y que portan dos símbolos respectivos de dicho segundo conjunto S2 a través del modo +1 torcido en frecuencia, y
 - diez muestras de frecuencia que están relacionadas con el modo -1 torcido en frecuencia y que portan los otros dos símbolos de dicho segundo conjunto S2 a través del modo -1 torcido en frecuencia.

- 20

- 25 En detalle, la aplicación de la GIFFT a los símbolos digitales paralelizados S1 y S2 (bloque 182) resulta convenientemente en que:

- los símbolos de dicho primer conjunto S1 se asignan a las doce subportadoras OFDMA y las muestras de frecuencia OFDMA correspondientes se calculan de acuerdo con OFDMA estándar;

- un primer símbolo $a_1 e^{j\varphi_1}$ de dicho segundo conjunto S2 se asigna a cinco frecuencias respectivas $B_s \left(\frac{3}{2} + k \right)$

- 30 (con $k = 0, 1, 2, 3, 4$) cambiando, para cada muestra de frecuencia, la fase respectiva de acuerdo con $e^{+j \frac{2k\pi}{5}}$ y ponderando cada muestra de frecuencia por 1/2 (es decir, multiplicando, para cada una de las cinco frecuencias

respectivas, el primer símbolo $a_1 e^{j\varphi_1}$ por un coeficiente complejo respectivo $\frac{e^{+j \frac{2k\pi}{5}}}{2}$), obteniendo así cinco muestras de frecuencia que están relacionadas con el modo +1 torcido en frecuencia y que portan dicho primer símbolo $a_1 e^{j\varphi_1}$ de dicho segundo conjunto S2 a través del modo +1 torcido en frecuencia;

- 35 • un segundo símbolo $a_2 e^{j\varphi_2}$ de dicho segundo conjunto S2 se asigna a cinco frecuencias respectivas $B_s \left(\frac{3}{2} + k \right)$

(con $k = 6, 7, 8, 9, 10$) cambiando, para cada muestra de frecuencia, la fase respectiva de acuerdo con $e^{+j \frac{2(k-6)\pi}{5}}$ y ponderando cada muestra de frecuencia por 1/2 (es decir, multiplicando, para cada una de las cinco frecuencias

respectivas, el segundo símbolo $a_2 e^{j\varphi_2}$ por un coeficiente complejo respectivo $\frac{e^{+j \frac{2(k-6)\pi}{5}}}{2}$), obteniendo así cinco muestras de frecuencia que están relacionadas con el modo +1 torcido en frecuencia y que portan dicho segundo símbolo $a_2 e^{j\varphi_2}$ de dicho segundo conjunto S2 a través del modo +1 torcido en frecuencia;

- 40

- un tercer símbolo $a_3 e^{j\varphi^3}$ de dicho segundo conjunto S2 se asigna a cinco frecuencias respectivas $B_S \left(\frac{3}{2} + k \right)$ (con $k = 0, 1, 2, 3, 4$) cambiando, para cada muestra de frecuencia, la fase respectiva de acuerdo con $e^{-j\frac{2k\pi}{5}}$ y ponderando cada muestra de frecuencia por $\frac{1}{2}$ (es decir, multiplicando, para cada una de las cinco frecuencias

5 respectivas, el tercer símbolo $a_3 e^{j\varphi^3}$ por un coeficiente complejo respectivo $\frac{1}{2}$), obteniendo así cinco muestras de frecuencia que están relacionadas con el modo -1 torcido en frecuencia y que portan dicho tercer símbolo $a_3 e^{j\varphi^3}$ de dicho segundo conjunto S2 a través del modo -1 torcido en frecuencia; y

- un cuarto símbolo $a_4 e^{j\varphi^4}$ de dicho segundo conjunto S2 se asigna a cinco frecuencias respectivas $B_S \left(\frac{3}{2} + k \right)$ (con $k = 6, 7, 8, 9, 10$) cambiando, para cada muestra de frecuencia, la fase respectiva de acuerdo con $e^{-j\frac{2(k-6)\pi}{5}}$ y ponderando cada muestra de frecuencia por $\frac{1}{2}$ (es decir, multiplicando, para cada una de las cinco frecuencias

10 respectivas, el cuarto símbolo $a_4 e^{j\varphi^4}$ por un coeficiente complejo respectivo $\frac{1}{2}$), obteniendo así cinco muestras de frecuencia que están relacionadas con el modo -1 torcido en frecuencia y que portan dicho cuarto símbolo $a_4 e^{j\varphi^4}$ de dicho segundo conjunto S2 a través del modo -1 torcido en frecuencia.

15 Si también se utilizan los modos +2 y -2 torcidos en frecuencia, el segundo conjunto de símbolos digitales paralelizados S2 incluye seis símbolos, es decir, los cuatro símbolos portados a través de los modos +1 y -1 torcidos en frecuencia más dos símbolos adicionales que se portan a través de:

- nueve muestras de frecuencia que están relacionadas con modo +2 torcido en frecuencia y que portan un primer símbolo de dichos dos símbolos adicionales a través del modo +2 torcido en frecuencia; y
- nueve muestras de frecuencia que están relacionadas con el modo -2 torcido en frecuencia y que portan el segundo símbolo de dichos dos símbolos adicionales a través del modo -2 torcido en frecuencia.

20 En detalle, si también se usan los modos +2 y -2 torcidos en frecuencia, la aplicación de GIFFT a los símbolos digitales paralelizados S1 y S2 (bloque 182) da como resultado además que:

- un quinto símbolo $a_5 e^{j\varphi^5}$ de dicho segundo conjunto S2 se asigna a nueve frecuencias respectivas $B_S \left(\frac{7}{4} + k \right)$ (con $k = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8$) cambiando, para cada muestra de frecuencia, la fase respectiva de acuerdo con $e^{+j\frac{2k\pi}{9}}$ y ponderando cada muestra de frecuencia por $\frac{1}{\sqrt{8}}$ (es decir, multiplicando, para cada una de las nueve

25 frecuencias respectivas, el quinto símbolo $a_5 e^{j\varphi^5}$ por un coeficiente complejo respectivo $\frac{1}{\sqrt{8}}$), obteniendo así nueve muestras de frecuencia que están relacionadas con el modo +2 torcido en frecuencia y que portan dicho quinto símbolo $a_5 e^{j\varphi^5}$ de dicho segundo conjunto S2 a través del modo +2 torcido en frecuencia; y

- un sexto símbolo $a_6 e^{j\varphi^6}$ de dicho segundo conjunto S2 se asigna a nueve frecuencias respectivas $B_S \left(\frac{7}{4} + k \right)$ (con $k = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8$) cambiando, para cada muestra de frecuencia, la fase respectiva de acuerdo con $e^{-j\frac{2k\pi}{9}}$ y ponderando cada muestra de frecuencia por $\frac{1}{\sqrt{8}}$ (es decir, multiplicando, para cada una de las nueve

30 frecuencias respectivas, el sexto símbolo $a_6 e^{j\varphi^6}$ por un coeficiente complejo respectivo $\frac{1}{\sqrt{8}}$), obteniendo así nueve muestras de frecuencia que están relacionadas con el modo -2 torcido en frecuencia y que portan dicho sexto símbolo $a_6 e^{j\varphi^6}$ de dicho segundo conjunto S2 a través del modo -2 torcido en frecuencia.

Como se ha explicado anteriormente, si también se utilizan los modos +3 y -3 torcidos en frecuencia, se deben considerar dos bloques de recursos físicos LTE para disponer de las diecisiete frecuencias necesarias para generar estos modos. Sin embargo, la generación de los modos +3 y -3 torcidos en frecuencia opera, *mutatis mutandis*, correspondientemente a la generación de los modos ± 1 y ± 2 torcidos en frecuencia anteriormente descrita.

5 En cambio, como se ha explicado anteriormente, el uso de modos ± 4 y subsiguientes de orden superior ha demostrado ser poco práctico.

Con referencia a la Figura 32, el receptor 19 aplica, a una señal de tiempo digital entrante (que se deriva de una señal de radio transmitida por el transmisor 18, recibida por el receptor 19 y que porta la señal de tiempo digital de salida anteriormente mencionada), una FFT (es decir, Transformada Rápida de Fourier) Generalizada (bloque 191) para
10 extraer los símbolos digitales S1 y S2 transmitidos por el transmisor 18.

Luego se aplica una conversión de paralelo a serie a los símbolos digitales S1 y S2 extraídos (bloque 192), obteniendo así una secuencia de salida de los símbolos digitales recibidos del transmisor 18.

Convenientemente, el receptor 19 extrae los símbolos digitales S1 y S2 de la señal de tiempo digital entrante utilizando una matriz de recepción $[[GFFT]]$, como en el caso de OFDMA tradicional.

15 La principal diferencia con respecto al estándar OFDMA consiste en que este último generalmente utiliza matrices hermitianas, mientras que en el caso de las ondas torcidas en frecuencia la matriz de transmisión $[[GIFFT]]$ es rectangular y, por lo tanto, para obtener la matriz de recepción $[[GFFT]]$ se utiliza el enfoque pseudoinverso.

Más en detalle, para resolver el sistema de ecuaciones en el lado de recepción, el receptor 19 utiliza una matriz de
20 recepción $[[GFFT]]$, matriz de recepción $[[GFFT]]$ que se deriva de la matriz de transmisión $[[GIFFT]]$ a través de una técnica de inversión generalizada, 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 $S_{TOT} = S1 + S2$ valores complejos de símbolos que han de ser transmitidos, en el lado de transmisión resulta que:

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

25 donde $[TTU]$ denota el vector de los M_{TS} valores complejos de las muestras de tiempo de la señal de tiempo digital de salida generada por el transmisor 18.

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

$$[[GIFFT]]^T [[GIFFT]] [S] = [[GIFFT]]^T [TTU],$$

30 y de ahí

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

donde $[[GIFFT]]^T$ denota la traspuesta de la matriz $[[GIFFT]]$, y $\left([[GIFFT]]^T [[GIFFT]] \right)^{-1}$ denota la operación de inversión de la matriz cuadrada resultante de la multiplicación $[[GIFFT]]^T [[GIFFT]]$.

35 En particular, en el lado de recepción, $[S]$ se convierte en el vector de los $S_{TOT} = S1 + S2$ que han de ser determinados por el receptor 19, y $[TTU]$ se convierte en el vector de valores complejos de símbolos desconocidos los M_{TS} valores complejos de las muestras de tiempo de la señal de tiempo digital entrante.

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

$$40 \quad \det \left([[GIFFT]]^T [[GIFFT]] \right) \neq 0. \quad (2)$$

Por lo tanto, si la matriz $[[GIFFT]]$ de transmisión está diseñada para satisfacer la condición (2), entonces los S_{TOT} valores complejos de símbolos desconocidos pueden ser determinados por el receptor 19 resolviendo el sistema de ecuaciones resultante de la ecuación matricial (1).

Por consiguiente, la matriz de recepción $[[GFFT]]$, que es una matriz no hermitiana, se puede definir como:

$$45 \quad [[GFFT]] = \left([[GIFFT]]^T [[GIFFT]] \right)^{-1} [[GIFFT]]^T.$$

Además, las Figuras 33 y 34 ilustran esquemáticamente el principio de funcionamiento de, respectivamente, un transmisor (indicado en su conjunto con la referencia 20) y un receptor (indicado en su conjunto con la referencia 21) de acuerdo con una realización preferida de la presente invención relacionada con el uso combinado de SC-FDMA con ondas torcidas en frecuencia (y, por lo tanto, adecuado, por ejemplo, para transmisiones de enlace ascendente LTE).

5 En particular, como se muestra en la Figura 33, el transmisor 20 recibe (o genera) una secuencia de entrada de símbolos digitales que han de ser transmitidos. A dicha secuencia de símbolos digitales se le aplica una conversión de serie a paralelo (bloque 201), obteniendo así un primer conjunto de símbolos digitales paralelizados R1 que han de ser transmitidos a través de SC-FDMA tradicional, y un segundo conjunto de símbolos digitales paralelizados R2 que han de ser transmitidos a través de modos torcidos en frecuencia.

10 Luego se aplica una FFT al primer conjunto de símbolos R1 (según lo solicitado por SC-FDMA para obtener la dispersión de símbolos y, por lo tanto, una PAPR baja) (bloque 202), y se aplica una IFFT Generalizada a las salidas de la FFT y al segundo conjunto de símbolos R2 (bloque 203) para generar una señal de tiempo digital de salida que ha de ser transmitida.

Vale la pena señalar que el transmisor 20, excepto por el procesamiento previo a través de FFT del primer conjunto de símbolos R1 que han de ser transmitidos a través de SC-FDMA tradicional (bloque 202), opera de la misma manera que el transmisor 18 mostrado en la Figura 31 y anteriormente descrito. En particular, la aplicación de la IFFT Generalizada realizada por el transmisor 20 (bloque 203 en la Figura 33) tiene lugar sustancialmente de la misma manera que la aplicación de la GIFFT a los símbolos digitales S1 y S2 realizada por el transmisor 18 (bloque 182 en la Figura 31). Por lo tanto, la generación de la señal de tiempo digital de salida realizada por el transmisor 20 no se describirá con más detalle, siendo válido lo anteriormente descrito sobre el transmisor 18.

Con referencia a la Figura 34, el receptor 21 aplica, a una señal horaria digital entrante (que se deriva de una señal de radio transmitida por el transmisor 20, recibida por el receptor 21 y que porta la señal de tiempo digital de salida anteriormente mencionada), una FFT Generalizada (bloque 211) para extraer:

- los símbolos digitales R2 transmitidos por el transmisor 20 a través de modos torcidos en frecuencia; y
- 25 • los símbolos digitales R1 transmitidos por el transmisor 20 a través de SC-FDMA, en donde dichos símbolos R1 se obtienen, como en SC-FDMA estándar, a través de un procesamiento posterior basado en IFFT (bloque 212) (es decir, aplicando una IFFT a las salidas de la FFT Generalizada relacionada con SC-FDMA).

Finalmente se aplica una conversión de paralelo a serie a los símbolos digitales R1 y R2 extraídos (bloque 213), obteniendo así una secuencia de salida de los símbolos digitales recibidos del transmisor 20.

Vale la pena señalar que el receptor 21, excepto por el procesamiento posterior a través de IFFT relacionado con SC-FDMA (bloque 212), opera de la misma manera que el receptor 19 mostrado en la Figura 32 y anteriormente descrito. En particular, la aplicación de la FFT Generalizada realizada por el receptor 21 (bloque 211 en la Figura 34) tiene lugar sustancialmente de la misma manera que la aplicación de la FFT Generalizada realizada por el receptor 19 (bloque 191 en la Figura 32). Por tanto, el funcionamiento del receptor 21 no se describirá con más detalle, siendo válido lo anteriormente descrito sobre el receptor 19.

Como se acaba de describir en relación con las Figuras 31-34, los símbolos OFDM-OFDMA están directamente asociados con muestras de frecuencia ortogonal, mientras que, en el caso de SC-FDMA, los símbolos están asociados con muestras de frecuencia ortogonal después de un procesamiento previo en el que se combinan a través de FFT para limitar la PAPR. La introducción de ondas torcidas en frecuencia sin pasar por esta transformación hace que las ondas torcidas en frecuencia sean agnósticas con respecto a los tipos de transformaciones operadas sobre el flujo principal, siendo los dos flujos ortogonales en el sentido del canal de Hilbert en frecuencia.

No es necesario introducir la dispersión para ondas torcidas en frecuencia, que ya están dispersas en múltiples frecuencias con las fases adecuadas y, por otro lado, no es fácil dispersar aún más los modos de orden superior. En cualquier caso, el aumento de la PAPR debido a este flujo es pequeño.

La introducción de ondas torcidas en frecuencia en el bloque de recursos físicos de LTE puede considerarse como una capacidad reducida del sistema frente a las degradaciones debidas al desvanecimiento selectivo. En términos prácticos se puede considerar como una capacidad reducida dependiendo de la agrupación de frecuencias debido a la forma en que operan GIFFT y GFFT. En una primera aproximación, utilizando modos ± 1 y una granularidad de frecuencia de 15 kHz, las ondas torcidas en frecuencia requieren operar en condiciones donde las variaciones del canal a lo largo de 75 kHz son insignificantes, de manera similar a la condición de 15 kHz aplicable a OFDM-OFDMA.

Vale la pena señalar que LTE puede operar combinando señales de acuerdo con varios modos operativos (ilustrados esquemáticamente en la Figura 35):

- diversidad;
- formación de haces;

- SDMA (Acceso Múltiple por División Espacial, por sus siglas en inglés); y
- MIMO (Entrada Múltiple Salida Múltiple).

Estos modos operativos implican que su uso y sus combinaciones son posibles solo bajo ciertas condiciones operativas y, por lo tanto, no siempre.

5 Los anteriores modos operativos se derivan de la propagación y las características de las antenas inteligentes y todos son compatibles con la tecnología de ondas torcidas en frecuencia. De hecho, la optimización de las antenas es independiente, en principio, de las características de las ondas torcidas en frecuencia, que son propiedades del único canal de RF antes de la antena. Por lo tanto, la única dependencia está relacionada con el ancho de banda de la señal utilizada para dichos modos operativos.

10 El Solicitante ha realizado varias pruebas en profundidad de la presente invención con el fin de evaluar el rendimiento de la misma. A este respecto, a continuación se proporcionarán algunos resultados de estas pruebas.

Los efectos de la no linealidad pueden aproximarse en una región significativa de las relaciones OBO como ruido adicional, suponiendo que la potencia de la interferencia depende de la potencia de las señales principales.

15 En lo sucesivo se supone que la potencia de interferencia total se puede aproximar mediante la Relación de Potencia de Ruido (NPR, por sus siglas en inglés). El rendimiento de los amplificadores de alta potencia con muchas portadoras (es decir, >10) se prueba normalmente utilizando una técnica de medición NPR. En esta prueba se utiliza ruido blanco para simular la presencia de muchas portadoras de amplitud y fase aleatorias.

20 La NPR se puede considerar como una medida de la relación multiportadora a intermodulación (C/I). La NPR se diferencia de la relación multiportadora a intermodulación (C/I) en que es la relación de la portadora más la relación de intermodulación a intermodulación (es decir, (C+I)/I). En relaciones altas (es decir, C/I > 20 dB), las dos medidas se aproximarán al mismo valor.

La NPR se puede vincular a OBO, asumiendo una relación típica entre ellos dada por:

$$OBO_{dB} = \frac{NPR_{dB} - 10}{2} .$$

25 En las comunicaciones móviles, el amplificador de la estación base suele trabajar con un nivel de NPR razonable, es decir, un OBO alto, mientras que el equipo móvil trabaja cerca del nivel de saturación del amplificador para mejorar el consumo de energía y el tiempo de batería.

Tanto para OFDMA como para SC-FDMA se puede utilizar el modelo NPR, siendo estos canales multiportadora. La principal diferencia entre las dos metodologías de acceso está en el nivel de OBO utilizado.

30 La Figura 36 muestra la eficiencia espectral (bit/s/Hz) con respecto a la relación entre la energía del símbolo y la densidad espectral de la potencia del ruido (E_s/N_0) de un canal de RF con características lineales con y sin el uso de ondas torcidas en frecuencia, en particular con y sin el uso de modos +1 y -1 torcidos en frecuencia, asumiendo una potencia transmitida constante, un OBO igual a 500 dB y sin limitación en la granularidad del bloque de RF. En la Figura 36 también se muestra como referencia la eficiencia espectral de dos canales independientes (es decir, dos canales de RF separados con la misma distribución de potencia que el canal con ondas torcidas).

35 Como se muestra en la Figura 36, el comportamiento del canal con modos ± 1 está muy cerca del límite superior hasta su curva debido a la presencia de una interferencia residual entre modos. Este nivel de saturación es de unos 20 bit/s/Hz, que suele estar muy lejos de las relaciones E_s/N_0 típicas de comunicaciones móviles.

Al introducir la limitación del bloque de recursos físicos de LTE que incluye 12 subportadoras, hay una reducción en el rendimiento de alrededor del 17%, como se muestra en la Figura 37.

40 Además, la introducción de no linealidades provoca la presencia de un nivel de saturación en el E_s/N_0 máximo alcanzable, ya que la interferencia depende de la propia señal.

45 Asumiendo, en primera aproximación, la independencia estadística de la interferencia, la señal de onda torcida en frecuencia funciona mejor que las transmisiones OFDMA y SC-FDMA convencionales, es decir, la degradación de la onda torcida es menor que en los sistemas de transmisión convencionales. La razón se debe al hecho de que es posible utilizar constelaciones de modulación menos complejas para alcanzar un valor de bit/s/Hz definido, compartiendo la potencia y el contenido de información entre la RF principal y los canales "aproximados de Hilbert".

50 A este respecto, las Figuras 38 y 39 muestran los efectos de la no linealidad del amplificador para un canal de enlace descendente desde una estación base hasta un dispositivo de comunicación móvil. En particular, la Figura 38 muestra la eficiencia espectral (bit/s/Hz) con respecto a la relación entre la energía del símbolo y la densidad espectral de la potencia del ruido (E_s/N_0) de un canal de enlace descendente no lineal con y sin el uso de modos +1 y -1 torcidos en

frecuencia, asumiendo una potencia transmitida constante, un OBO igual a 5 dB y sin limitación en la granularidad del bloque de RF, mientras que la Figura 39 muestra la eficiencia espectral (bit/s/Hz) con respecto a la relación entre la energía del símbolo y la densidad espectral de la potencia del ruido (E_s/N_0) de un canal de enlace descendente no lineal con y sin el uso de modos +1 y -1 torcidos en frecuencia, suponiendo una potencia transmitida constante, un OBO igual a 5 dB y el uso del bloque de recursos físicos de LTE. La ventaja de usar ondas torcidas en frecuencia para valores E_s/N_0 más altos es evidente en las Figuras 38 y 39.

Por supuesto, la presencia de un amplificador no lineal provoca un peor rendimiento en términos de bit/s/Hz, pero la degradación del OFDMA solo es peor que en presencia de una señal de onda torcida en frecuencia. La razón principal de este comportamiento, como se ha señalado más arriba, se debe a la independencia entre el canal de onda principal y el de onda torcida, lo que permite utilizar constelaciones de modulación menos complejas para los símbolos transmitidos.

La situación del enlace ascendente es similar, pero la no linealidad del amplificador se ha considerado peor que la del enlace descendente. A este respecto, las Figuras 40 y 41 muestran los efectos de la no linealidad del amplificador para un canal de enlace ascendente desde un dispositivo de comunicación móvil a una estación base. En particular, la Figura 40 muestra la eficiencia espectral (bit/s/Hz) con respecto a la relación entre la energía del símbolo y la densidad espectral de la potencia del ruido (E_s/N_0) de un canal de enlace ascendente no lineal con y sin el uso de modos +1 y -1 torcidos en frecuencia, asumiendo una potencia transmitida constante, un OBO igual a 2 dB y sin limitación en la granularidad del bloque de RF, mientras que la Figura 41 muestra la eficiencia espectral (bit/s/Hz) con respecto a la relación entre la energía del símbolo y la densidad espectral de la potencia del ruido (E_s/N_0) de un canal de enlace ascendente no lineal con y sin el uso de modos +1 y -1 torcidos en frecuencia, suponiendo una potencia transmitida constante, un OBO igual a 2 dB y el uso del bloque de recursos físicos de LTE.

En las Figuras 40 y 41 se puede observar que, excepto por el nivel de bit/s/Hz más bajo saturado (alrededor de 9,5), el comportamiento en el enlace ascendente es muy similar al del enlace descendente mostrado en las Figuras 38 y 39.

Recientemente, la tecnología MIMO ha demostrado ser uno de los avances técnicos más significativos en las comunicaciones por radio modernas.

Una característica clave de la tecnología MIMO es la capacidad de convertir la propagación multitrayecto, tradicionalmente un escollo de la transmisión inalámbrica, en un beneficio para el usuario. MIMO abarca un conjunto muy amplio de sistemas/métodos de comunicación inalámbrica, desde un solo usuario hasta múltiples usuarios, de bucle abierto a bucle cerrado.

Los sistemas MIMO de bucle abierto incluyen MIMO de Diversidad de Transmisión de Espacio-Tiempo (STTD, por sus siglas en inglés), MIMO de Multiplexación Espacial (SM, por sus siglas en inglés) y MIMO de Enlace Ascendente Colaborativo.

De manera muy general, MIMO es el uso de múltiples antenas tanto en el lado de transmisión como en el de recepción para mejorar el rendimiento de la comunicación y esta es la principal razón por la que esta tecnología es en gran medida compatible con las ondas torcidas en frecuencia, que operan en la señal antes de dividirla en diferentes antenas.

Los sistemas de comunicación inalámbrica anteriores a MIMO estaban limitados por la capacidad de la red, que está relacionada con la calidad del canal y la cobertura de la transmisión en un canal multitrayecto. En las comunicaciones inalámbricas, el canal de propagación se caracteriza por la propagación multitrayecto debido a la dispersión sobre diferentes obstáculos. El multitrayecto es un problema típico en los sistemas de comunicación, ya que implica variaciones en el tiempo y dispersión en el tiempo. En cuanto a las variaciones en el tiempo, el multitrayecto provoca el desvanecimiento del canal y variaciones de S/N. En cuanto a la dispersión en el tiempo, el multitrayecto se vuelve importante para una selectividad de frecuencia adecuada.

Los sistemas de antena inteligente pueden reaccionar positivamente contra los problemas anteriores y se pueden dividir en los siguientes tipos:

- Entrada Única Salida Única (SISO, por sus siglas en inglés), en donde tanto el transmisor como el receptor tienen una sola antena;
- Entrada Única Salida Múltiple (SIMO, por sus siglas en inglés), en donde el transmisor tiene una antena, mientras que el receptor tiene múltiples antenas;
- Entrada Múltiple Salida Única (MISO, por sus siglas en inglés), en donde el transmisor tiene múltiples antenas, mientras que el receptor tiene una antena; y
- MIMO, en donde, como se ha explicado anteriormente y como es ampliamente conocido, tanto el transmisor como el receptor tienen múltiples antenas.

MIMO utiliza la dimensión del espacio geométrico (físico) para mejorar la capacidad, el alcance y la fiabilidad de los sistemas inalámbricos. Ofrece aumentos significativos en el rendimiento de datos y el rango de enlace sin ancho de

banda adicional ni mayor potencia de transmisión. MIMO logra este objetivo dispersando la misma potencia de transmisión total entre las antenas para lograr una ganancia de sistema de antenas que mejora la eficiencia espectral (más bit/s/Hz) o para lograr una ganancia de diversidad que mejora la fiabilidad del enlace (desvanecimiento reducido). La capacidad del canal aumenta de acuerdo con el aumento del número de elementos de antena. En particular, la capacidad de los sistemas MIMO aumenta linealmente con el número de antenas (o elementos de antena), mientras que la capacidad de los sistemas SIMO y MISO aumenta con el logaritmo del número de antenas (o elementos de antena).

Hay dos clasificaciones principales relacionadas con MIMO, que se basan en:

- tipo de control MIMO, que incluye a su vez dos categorías principales, a saber
 - MIMO de bucle abierto, en el que el canal de comunicación no utiliza información explícita sobre el canal de propagación; las técnicas comunes de MIMO de bucle abierto incluyen MIMO de Diversidad de Transmisión de Espacio-Tiempo (STTD), MIMO de Multiplexación Espacial (SM) y MIMO de Enlace Ascendente Colaborativo; y
 - las técnicas MIMO de bucle cerrado (técnicas de Antena Adaptativa de Transmisor (TX-AA)) también se conocen como formación de haces; y
- número de usuarios, que incluye a su vez dos categorías principales, a saber
 - MIMO de Usuario Único (SU-MIMO, por sus siglas en inglés), en el que la tasa de datos aumenta para un solo usuario; y
 - MIMO Multiusuario (MU-MIMO, por sus siglas en inglés) o MIMO colaborativo, en el que los flujos individuales se asignan a varios usuarios; este modo es particularmente útil en el enlace ascendente, ya que mantiene la complejidad del lado del usuario al mínimo al usar solo una antena transmisora.

En cuanto a MIMO, la tecnología de antena es la tecnología clave para aumentar la capacidad de la red. Esencialmente, MIMO es una forma inteligente de optimizar el espacio geométrico para obtener de éste el mejor rendimiento.

Para MIMO, las operaciones se basan, por lo tanto, en características de propagación de RF. Por otro lado, las ondas torcidas en frecuencia operan en la señal sin ninguna suposición sobre el canal de propagación (excepto por la condición de que sea razonablemente plano para cada intervalo de frecuencia de onda torcida). El uso del modo principal (el "par") y los modos de orden superior (los "impares") es posible gracias a la propiedad de la transformada de Hilbert aproximada aplicada a señales digitales (en particular a señales OFDM-OFDMA y SC-FDMA) y la ortogonalidad se define en términos de un conjunto completo de funciones generadas en el "espacio de frecuencia".

La mejora de la tecnología de antenas ha permitido aprovechar al máximo las propiedades del espacio, pasando de las pioneras antenas sectorizadas GSM (en GSM la capacidad se puede triplicar con antenas de 120 grados que actúan como "Filtros de espacio") a las antenas adaptativas, que intensifican la multiplexación espacial utilizando haces estrechos, hasta las antenas inteligentes, que son sistemas de antenas adaptativas pero difieren en su estimación inteligente de la dirección de llegada (DoA, por sus siglas en inglés). Las antenas inteligentes pueden formar un haz específico del usuario.

Las últimas antenas se basan en la formación de haces; pueden considerarse filtros de espacio variables en el tiempo adecuados para crear el patrón de radiación de un sistema de antenas. La formación de haces se puede aplicar en todos los sistemas de antenas y sistemas MIMO.

Los sistemas MIMO utilizan una serie de funciones para optimizar el rendimiento del espacio:

- codificación previa (una generalización de la formación de haces para admitir la transmisión de múltiples capas en entornos de comunicación inalámbrica de múltiples antenas);
- multiplexación espacial (usando solo la configuración de antena MIMO; en la multiplexación espacial, una señal de alta velocidad se divide en múltiples flujos de menor velocidad y cada flujo se transmite desde una antena transmisora diferente en un mismo canal de frecuencia; si estas señales llegan al sistema de antenas receptoras con firmas espaciales suficientemente diferentes, el receptor puede separar estos flujos en canales (casi) paralelos; la multiplexación espacial es una técnica muy poderosa para aumentar la capacidad del canal con relaciones señal/ruido más altas); y
- codificación de diversidad (utilizada cuando no hay conocimiento del canal en el lado de transmisión; en los métodos de diversidad se transmite un solo flujo, a diferencia de los múltiples flujos en la multiplexación espacial, pero la señal se codifica utilizando técnicas denominadas codificación de espacio-tiempo).

MIMO se ha utilizado ampliamente en sistemas 3GPP y en LTE.

El aumento del número de intervalos de frecuencia necesarios para generar las ondas torcidas en frecuencia hace que se puedan utilizar OFDM/OFDMA y SC-FDMA convencionales hasta una distancia R de la estación base, mientras

que las ondas torcidas en frecuencia pueden utilizarse hasta una distancia $R/5$ desde la estación base (asumiendo que solo se utilizan modos ± 1), pero esto no es una limitación absoluta, ya que el escenario real depende del tipo de célula y entorno. De hecho, podría haber un gran número de casos en los que no es aplicable la limitación anterior (por ejemplo, en el caso de la formación de haces y algunos MIMO).

- 5 Desde la perspectiva de los operadores de redes celulares, las ondas torcidas en frecuencia representan una capa de sistema adicional para LTE y LTE Avanzada, que ofrece la capacidad, en muchos casos, de aumentar la capacidad del canal hasta un factor de aproximadamente 1,8.

A este respecto, las Figuras 42 y 43 muestran mejoras por el uso de ondas torcidas en frecuencia, respectivamente en el enlace descendente y el enlace ascendente, en relación con el sistema LTE convencional, con y sin ganancia MIMO. En particular, la Figura 42 muestra la eficiencia espectral (bit/s/Hz) con respecto a la relación entre la energía del símbolo y la densidad espectral de la potencia del ruido (E_s/N_0) de un canal de enlace descendente no lineal con y sin uso de modos +1 y -1 torcidos en frecuencia y con y sin uso de mejora MIMO, suponiendo una potencia transmitida constante, un OBO igual a 5 dB y el uso del bloque de recursos físicos de LTE. En cambio, la Figura 43 muestra la eficiencia espectral (bit/s/Hz) con respecto a la relación entre la energía del símbolo y la densidad espectral de la potencia del ruido (E_s/N_0) de un canal de enlace ascendente no lineal con y sin uso de modos +1 y -1 torcidos en frecuencia y con y sin uso de mejora MIMO, suponiendo una potencia transmitida constante, un OBO igual a 2 dB y el uso del bloque de recursos físicos de LTE.

De las Figuras 42 y 43 vale la pena señalar que las ondas torcidas en frecuencia producen una mejora espectacular cuando la E_s/N_0 crece por encima de unos 10 dB, que es, en los ejemplos mostrados, el valor de cruce entre las tecnologías MIMO aplicadas a LTE y las ondas torcidas aplicadas a LTE sin MIMO. En caso de que MIMO sea aplicable a ondas torcidas, la ventaja está presente también por debajo del límite de 10 dB. Esta ventaja aumenta también para las no linealidades del amplificador.

La Figura 44 ilustra esquemáticamente la aplicación a una célula LTE genérica de MIMO y ondas torcidas en frecuencia. Como se muestra en la Figura 44, una célula LTE genérica se puede considerar dividida en varias zonas de aplicaciones de MIMO y tecnologías de onda torcida en frecuencia, dependiendo de la presencia de multitrayecto y de la distancia desde la estación base (es decir, desde el eNB de servicio).

En particular, si no hay multitrayecto, las ondas torcidas en frecuencia se pueden usar hasta el límite de la célula LTE (es decir, dentro de un radio máximo de servicio de LTE desde el eNB), con o sin el uso de MIMO. En cambio, en un escenario multitrayecto se pueden aplicar ondas torcidas en frecuencia:

- 30
- si se utiliza MIMO, dentro de un primer radio desde el eNB, en donde dicho primer radio es menor que el radio máximo del servicio de LTE; mientras que,
 - si no se utiliza MIMO, dentro de un segundo radio menor que el primer radio arriba mencionado.

Esto implica que las ondas torcidas en frecuencia pueden considerarse como una capa adicional del canal físico.

Las Figuras 45 y 46 muestran dos tablas relacionadas, respectivamente, con un escenario de enlace descendente (con OBO igual a 5 dB) y un escenario de enlace ascendente (con OBO igual a 2 dB), suponiendo que el radio de la célula LTE (es decir, el radio máximo del servicio de LTE arriba mencionado) es igual a 7 km y que dicho primer radio es igual a aproximadamente 1,5 km.

En cuanto al escenario de enlace descendente presentado en la Figura 45, en la zona en la que son aplicables las ondas torcidas en frecuencia, éstas introducen un crecimiento de capacidad sensible con un límite superior de 300 Mbit/s en un ancho de banda de 20 MHz, lo que implica una eficiencia espectral equivalente de unos 15 bit/s/Hz, frente a los 10 bit/s/Hz del rendimiento LTE convencional.

En cuanto al escenario de enlace ascendente presentado en la Figura 46, en la zona donde son aplicables las ondas torcidas en frecuencia, éstas introducen un crecimiento de capacidad sensible con un límite superior de 200 Mbit/s en un ancho de banda de 20 MHz, lo que implica una eficiencia espectral equivalente de unos 10 bit/s/Hz, frente a los 6-7 bit/s/Hz del rendimiento LTE convencional.

A continuación se analizará brevemente la aplicación de ondas torcidas a los futuros sistemas de comunicaciones móviles de nueva generación.

La nueva generación de comunicaciones móviles ha comenzado recientemente a finales de 2012. El proyecto METIS 2020 representa el esfuerzo europeo (y no único) para preparar la nueva generación de sistemas móviles, denominada 5G. El tiempo parece muy compatible con la actividad y los resultados en ondas torcidas.

El proyecto METIS 2020 ha definido cinco escenarios para la próxima generación móvil 5G que llega. Se pueden resumir de la siguiente manera:

- "sorprendentemente rápido", centrándose en altas velocidades de datos para futuros usuarios de banda ancha

móvil;

- "gran servicio en una multitud", centrándose en el acceso de banda ancha móvil incluso en áreas y condiciones muy concurridas;
 - 5 • "comunicación de cosas ubicuas", centrándose en el manejo eficiente de una gran cantidad de dispositivos con requisitos muy variados;
 - "la mejor experiencia te sigue", centrándose en ofrecer altos niveles de experiencia de usuario a los usuarios móviles finales; y
 - "conexiones fiables y en tiempo superreal", centrándose en nuevas aplicaciones y casos de uso con requisitos estrictos de latencia y fiabilidad.
- 10 Los objetivos de rendimiento de esta próxima generación son bastante exigentes:
- velocidades de datos de usuario típicas de diez a cien veces más altas, donde, en un entorno urbano denso, la velocidad de datos de usuario típica oscilará entre uno y diez Gbps;
 - mil veces más datos móviles por área (por usuario), donde el volumen por área (por usuario) será superior a 100 Gbps/km² (respectivamente, 500 Gbyte/usuario/mes);
 - 15 • de diez a cien veces más dispositivos conectados;
 - duración de la batería diez veces mayor para comunicaciones de máquinas masivas de baja potencia, donde las máquinas, como sensores o buscapersonas, tendrán una duración de batería de una década;
 - soporte de tiempos de respuesta de aplicaciones ultrarrápidos (por ejemplo para Internet táctil), donde la latencia de extremo a extremo será inferior a 5 ms con alta fiabilidad; y
 - 20 • un desafío clave será cumplir con los requisitos anteriores con un costo y una disipación de energía por área similares a los de los sistemas celulares actuales.

25 En la evolución LTE, por el momento no hay ninguna preocupación sobre la compatibilidad de formas de onda, por lo que existe una posibilidad concreta de introducir nuevos tipos de formas de onda en un futuro próximo. Las ondas torcidas representan un canal adicional en lugar de una forma de onda adicional, pero pueden interpretarse como una evolución de la capa física y, por lo tanto, como un tipo de forma de onda más complejo. Es importante señalar que la coexistencia de sistemas como 3G y 2G con 4G y 5G son compatibles con la introducción de ondas torcidas en el tiempo para 2G y 3G, considerando que la torsión en el tiempo permite las operaciones ligeramente degradadas de la transmisión con el sistema tradicional sin receptor de torsión en el tiempo.

30 En particular, la visión de 5G consiste en que las nuevas formas de onda pueden abordar los problemas de la capa física que serán más graves en la banda de GHz. El punto de vista del proyecto METIS 2020 es que se requiere un rediseño de las características del canal en lugar de una forma de onda completamente nueva. Esta posición es bastante favorable a las ondas torcidas en frecuencia; de hecho, se ajustan exactamente a este enfoque arquitectónico y de alto nivel.

35 Vale la pena señalar que existe una compatibilidad total en la introducción de ondas torcidas en los proyectos actuales para futuras comunicaciones móviles. Este aspecto abre interesantes oportunidades en la planificación de la introducción efectiva de esta tecnología de transmisión en la evolución del desarrollo de LTE Avanzada y 5G.

40 La evolución de los sistemas de comunicaciones móviles es muy rápida, pero hay que tener en cuenta la infraestructura ya instalada y el tiempo de cambio del mercado móvil de una tecnología a la siguiente, incluida la retrocompatibilidad. La integración de ondas torcidas en frecuencia es totalmente compatible con la hoja de ruta de evolución de las comunicaciones móviles futuras, mientras que las ondas torcidas en el tiempo se pueden utilizar con tecnologías 2G y 3G.

A continuación se analizarán algunos aspectos de implementación relacionados con las ondas torcidas en frecuencia.

45 Las señales de ondas torcidas en frecuencia presentan factores de cresta más altos (es decir, relaciones de potencia pico a promedio - PAPR) que las señales convencionales, lo que reduce la eficiencia de los amplificadores de potencia. Utilizando un mismo esquema de modulación QPSK para todos los modos, el factor de cresta máximo, con un factor de atenuación de 9 dB, es de aproximadamente 3 dB más que la señal convencional (que tiene aproximadamente 1,7 dB de factor de cresta), mientras que con un factor de atenuación de 6 dB, es de aproximadamente 3,5 dB más que la señal convencional, como se ilustra esquemáticamente en la Figura 47.

50 Los sistemas de comunicación de alta velocidad emplean técnicas de modulación de envolvente no constante como M-PSK y modulación de amplitud en cuadratura (QAM, por sus siglas en inglés). Este aspecto impone estrictos requisitos de linealidad a los amplificadores de potencia. Las técnicas de linealización de distorsión previa digital,

incluidas tanto las estrategias de tabla de consulta (LUT, por sus siglas en inglés) como las polinómicas, se pueden implementar de manera eficiente mediante el uso de matrices de puertas programables *in situ* (FPGA, por sus siglas en inglés). Los multiplicadores en los bloques de procesamiento de señales digitales pueden alcanzar velocidades de hasta cientos de MHz y pueden compartirse en el tiempo de manera efectiva para implementar multiplicaciones complejas.

En el lado del receptor, las técnicas digitales de Frecuencia Intermedia (IF) se pueden usar para muestrear una señal de IF y realizar la canalización y la conversión de la velocidad de muestreo en el dominio digital. Utilizando técnicas de submuestreo se pueden cuantificar señales de IF de alta frecuencia (típicamente >100 MHz). Para las aplicaciones de radio definida por *software* (SDR, por sus siglas en inglés), dado que los diferentes estándares tienen diferentes velocidades de chip/bit, se requiere una conversión de velocidad de muestreo no entera para convertir el número de muestras en un múltiplo entero de la velocidad de chip/bit fundamental de cualquier estándar.

Los estándares inalámbricos están en constante evolución para admitir velocidades de datos más altas a través de la introducción de técnicas avanzadas de procesamiento de banda de base, como modulaciones y codificación adaptativas, codificación de espacio-tiempo (STC, por sus siglas en inglés), formación de haces y técnicas de antena MIMO.

Es útil si se tiene en cuenta que las ondas torcidas, que son una representación de la transformada de Hilbert, también pueden considerarse como una interferometría de tiempo-frecuencia. Por lo tanto, las FPGA son muy adecuadas para manejar este tipo de señales.

El procesamiento de banda de base a menudo requiere tanto procesadores como FPGA, donde el procesador maneja el control del sistema y las funciones de configuración, mientras que la FPGA implementa el control y el trayecto de datos de procesamiento de señal de computación intensiva, minimizando la latencia en el sistema. Las FPGA modernas brindan la posibilidad de utilizar procesadores de hardware y de software que se ajusten a estas necesidades.

Como se ha explicado anteriormente, la implementación de las ondas torcidas en frecuencia según la presente invención puede considerarse como una aproximación de la transformada de Hilbert en frecuencia. Este hecho implica, por un lado, un aumento del ancho de banda y, por otro, la presencia de una limitación absoluta al aumento de la reutilización de frecuencias, que es inferior a dos. A este respecto, en la siguiente TABLA I se enumeran algunas características relacionadas con el uso de ondas torcidas en frecuencia según la presente invención, como base para una implementación práctica de la misma.

TABLA I

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
Reducción de la velocidad de banda vestigial	$\frac{2^{N+2} + 2}{2^{N+2} + 3}$	0,95
Longitud de la trama	$T_F = (2^{N+1} + 1)T_S$	9
Pérdida de supertramas	<1%	0,99
Ruido de ancho de banda adicional (dB)	$10 \log \left(\frac{2^{N+2} + 3}{2^{N+2} + 2} \right) \cong \frac{4.34}{2^{N+2} + 2} \text{ dB}$	0,25 dB
Ruido de digitalización < -30 dB error de fase	$\frac{N}{2^N - 1}$	9 bits
Interferencia máxima entre tramas (dB)	<-19-3N dB	< -20 dB

Además, la Figura 48 ilustra esquemáticamente el comportamiento de los principales parámetros de los modos torcidos en frecuencia con respecto a la carga topológica (o número de modos) de los modos de mayor torsión utilizados. Sobre la base de lo que se muestra en la Figura 48 se pueden hacer algunas consideraciones sobre los mejores criterios de implementación como un compromiso entre el rendimiento y la complejidad de la implementación. En particular, la opción de usar hasta los modos ± 1 , ± 2 y ± 3 parece ser un muy buen compromiso. En particular, para $N = \pm 2$, la longitud de la trama es de 9 símbolos, el número necesario de bits de aproximadamente 9, el aumento del ruido térmico inferior a 0,2 dB y la reutilización de frecuencias cercana a 1,6. En cambio, la solución propuesta para maximizar la flexibilidad OFDM y, por lo tanto, la capacidad de reacción contra el desvanecimiento selectivo es $N =$

± 1 , lo que es un muy buen compromiso considerando los efectos positivos de las no linealidades en la ventaja de la torsión en frecuencia.

A partir de lo anterior se puede apreciar inmediatamente que la presente invención, al utilizar las ondas torcidas en frecuencia, permite aumentar la capacidad de transmisión de:

- 5
- en general, sistemas de comunicación inalámbrica basados en OFDM y/o OFDMA y/o SC-FDMA y/o combinaciones/variantes/desarrollos de estas tecnologías; y,
 - en particular, las redes celulares 4G basadas en los estándares LTE y/o LTE Avanzada, las futuras redes celulares 5G y también los sistemas de comunicación inalámbrica basados en el estándar WiMAX.

10 Como se ha explicado anteriormente, la evolución de la red 4G y el desarrollo de la red 5G son totalmente compatibles con la integración de las ondas torcidas en frecuencia.

El aumento en el rendimiento de la capacidad es bastante interesante y representa una capa adicional de la propia capa Física.

De acuerdo con las condiciones generales de transmisión, esta ventaja podría estar muy cerca del límite superior de duplicar la capacidad de transmisión, sin aumentar el ancho de banda y la potencia total transmitida por Hz.

15 La introducción de la GIFFT en el lado de transmisión y de la GFFT en el lado de recepción representa solo un *hardware* ligeramente más exigente para los elementos del sistema, pero más simple que los requisitos de *hardware* adicionales para manejar MIMO y antenas inteligentes.

20 De hecho, la complejidad relacionada con la introducción de las ondas torcidas en frecuencia es más simple, desde un punto de vista del sistema que depende de una configuración bien definida del canal principal y la aproximación de la frecuencia de Hilbert, que la introducción de tecnologías MIMO y antenas inteligentes, y es compatible con estas últimas, que dependen mucho más del conocimiento del entorno de transmisión. De todos modos, las dos capas (MIMO y ondas torcidas) no están correlacionadas en gran medida: MIMO es una generalización de un filtro espacial, mientras que las ondas torcidas son una generalización del canal de banda de base complejo.

25 Desde el punto de vista del *hardware*, los requisitos adicionales para implementar la tecnología de onda torcida en frecuencia son un pequeño paso porcentual en la complejidad general de la generación avanzada de telecomunicaciones móviles internacionales.

REIVINDICACIONES

1. Un método para comunicaciones por radio en un sistema de comunicación inalámbrica que incluye una o más estaciones base y uno o más terminales de usuario;
- 5 comprendiendo el método realizar una comunicación por radio entre una estación base (16) y un terminal (17) de usuario de dicho sistema de comunicación inalámbrica;
- en donde realizar una comunicación por radio incluye transmitir, en un intervalo de tiempo determinado, primeros símbolos digitales mediante el uso de una técnica de división de frecuencia, mediante lo cual los primeros símbolos digitales son portados por primeras muestras de frecuencia en subportadoras respectivas, que se distribuyen en una banda de frecuencia predefinida y pertenecen a un bloque de subportadoras dado;
- 10 método caracterizado por que realizar una comunicación por radio incluye además transmitir, en dicho intervalo de tiempo dado, también segundos símbolos digitales por medio de uno o más modos torcidos en frecuencia;
- en donde las subportadoras que pertenecen al bloque de subportadoras dado están separadas por una separación de frecuencia predeterminada; y en donde cada modo torcido en frecuencia incluye segundas muestras de frecuencia respectivas en frecuencias respectivas que están separadas por dicha separación de frecuencia predefinida y se
- 15 distribuyen en dicha banda de frecuencia predefinida entre pares de subportadoras consecutivas pertenecientes al bloque de subportadoras dado; y
- en donde cada modo torcido en frecuencia porta un modo de momento angular orbital respectivo con una carga topológica respectiva diferente de cero por medio de segundas muestras de frecuencia respectivas, en donde dichos modos torcidos en frecuencia:
- 20 • presentan desplazamientos de fase entre sí sobre la base de los desplazamientos de fase relacionados con dicho modo de momento angular orbital respectivo;
- portan uno o más símbolos respectivos de dichos segundos símbolos digitales a través de dicho modo de momento angular orbital respectivo; y
- 25 • están en frecuencias respectivas, que se distribuyen sobre dicha banda de frecuencia predefinida y son diferentes de las subportadoras que pertenecen a dicho bloque de subportadoras dado; y
- en donde el o los modos torcidos en frecuencia comprenden $2N$ modos torcidos en frecuencia, siendo N un número entero mayor que uno; y
- en donde cada modo torcido en frecuencia se identifica por un índice respectivo, que es un número entero comprendido entre $-N$ y $+N$ y diferente de cero, y está relacionado con el modo de momento angular orbital respectivo portado por
- 30 dicho modo torcido en frecuencia; y
- en donde cada par de modos torcidos en frecuencia identificados por los índices n y $-n$ incluyen segundas muestras de frecuencia respectivas en las frecuencias respectivas que:
- son las mismas para dichos dos modos torcidos en frecuencia identificados por dichos índices n y $-n$;
- están separadas por dicha separación de frecuencia predefinida; y
- 35 • están situadas cada una entre un par respectivo de subportadoras consecutivas pertenecientes al bloque de subportadoras dado;
- siendo n un número entero comprendido entre uno y $+N$.
2. El método según la reivindicación 1, en donde, para cada segundo símbolo digital que ha de ser transmitido en dicho intervalo de tiempo dado, un modo torcido en frecuencia respectivo porta, por medio de segundas muestras de
- 40 frecuencia respectivas, dicho segundo símbolo digital a través de una modulación de fase relacionada con el modo de momento angular orbital portado por dicho modo torcido en frecuencia respectivo.
3. El método según cualquiera de las reivindicaciones 1-2, en donde la técnica de división de frecuencia utilizada está comprendida en el grupo que incluye: Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal, Acceso Múltiple por División de Frecuencia Ortogonal y Acceso Múltiple por División de Frecuencia de Portadora Única.
- 45 4. El método de la reivindicación 3, en donde la técnica de división de frecuencia usada es Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal o Acceso Múltiple por División de Frecuencia Ortogonal;
- y en donde realizar una comunicación por radio incluye además:
- en el lado de transmisión,

- calcular las primeras y segundas muestras de frecuencia que portan los primeros y segundos símbolos digitales, y generar una señal de tiempo digital que represente una transformación del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo de dichas primeras y segundas muestras de frecuencia usando una matriz de transmisión predefinida, y
 - transmitir una señal de radiofrecuencia que porta la señal de tiempo digital generada; y
- 5
- en el lado de recepción,
 - recibir la señal de radiofrecuencia,
 - procesar la señal de radiofrecuencia recibida para obtener una señal digital entrante correspondiente, y
 - extraer los primeros y segundos símbolos digitales de la señal digital entrante utilizando una matriz de recepción derivada de la matriz de transmisión predefinida.
- 10
5. El método de la reivindicación 3, en donde la técnica de división de frecuencia usada es Acceso Múltiple por División de Frecuencia de Portadora Única;
- y en donde realizar una comunicación por radio incluye además:
- en el lado de transmisión,
 - calcular las primeras y segundas muestras de frecuencia que portan los primeros y segundos símbolos digitales, y generar una señal de tiempo digital que represente una transformación del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo de dichas primeras y segundas muestras de frecuencia usando una matriz de transmisión predefinida y aplicando a los primeros símbolos digitales un procesamiento previo basado en la Transformada de Fourier de acuerdo con el Acceso Múltiple por División de Frecuencia de Portadora Única, y
 - transmitir una señal de radiofrecuencia que porta la señal de tiempo digital generada; y
- 15
- en el lado de recepción,
 - recibir la señal de radiofrecuencia,
 - procesar la señal de radiofrecuencia recibida para obtener una señal digital entrante correspondiente, y
 - extraer los primeros y segundos símbolos digitales de la señal digital entrante utilizando una matriz de recepción derivada de la matriz de transmisión predefinida y llevando a cabo un procesamiento posterior basado en la Transformada Inversa de Fourier de acuerdo con el Acceso Múltiple por División de Frecuencia de Portadora Única para obtener los primeros símbolos digitales.
- 20
6. El método según la reivindicación 4 o 5, en donde la matriz de recepción se deriva de la matriz de transmisión predefinida a través de una técnica pseudoinversa.
7. El método según cualquiera de las reivindicaciones 4-6, en donde generar una señal de tiempo digital incluye generar una señal de tiempo digital que incluye un prefijo cíclico seguido de una parte de la señal de tiempo; en donde dicha parte de la señal de tiempo representa la transformación del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo de las primeras y segundas muestras de frecuencia; y en donde el prefijo cíclico es una réplica de una parte final de dicha parte de la señal de tiempo.
- 30
8. El método según cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en donde:
- si la estación base (16) y el terminal (17) de usuario que realiza la comunicación por radio no se encuentran en un escenario multirayecto, los segundos símbolos digitales se transmiten hasta una primera distancia máxima entre dicha estación base (16) y dicho terminal (17) de usuario;
 - si la estación base (16) y el terminal (17) de usuario que realizan la comunicación por radio se encuentran en un escenario multirayecto y están configurados para utilizar una tecnología de Entrada Múltiple Salida Múltiple, los segundos símbolos digitales se transmiten hasta una segunda distancia máxima entre dicha estación base (16) y dicho terminal (17) de usuario, siendo dicha segunda distancia máxima menor que dicha primera distancia máxima; y,
 - si la estación base (16) y el terminal (17) de usuario que realizan la comunicación por radio se encuentran en un escenario multirayecto y no están configurados para utilizar ninguna tecnología de Entrada Múltiple Salida Múltiple, los segundos símbolos digitales se transmiten hasta una tercera distancia máxima entre dicha estación base (16) y dicho terminal (17) de usuario, siendo dicha tercera distancia máxima menor que dicha segunda distancia máxima.
- 35
9. Sistema de comunicación inalámbrica que incluye una o más estaciones base configuradas para comunicarse con uno o más terminales de usuario; estando diseñado dicho sistema de comunicaciones inalámbricas para llevar a cabo el método reivindicado en cualquiera de las reivindicaciones precedentes.
- 40
- 45

10. Equipo transceptor diseñado para operar como estación base de un sistema de comunicación inalámbrica y configurado para comunicarse con uno o más terminales de usuario llevando a cabo el método reivindicado en cualquiera de las reivindicaciones 1-8.

11. Producto de programa de *software/firmware* que comprende partes de código de *software/firmware* que:

- 5
- son ejecutables por medios de procesamiento de una estación base de un sistema de comunicación inalámbrica; y
 - como tales, cuando se ejecutan, hacen que dicha estación base quede configurada para comunicarse con uno o más terminales de usuario llevando a cabo el método reivindicado en cualquiera de las reivindicaciones 1-8.

10 12. Dispositivo electrónico móvil diseñado para operar como un terminal de usuario en un sistema de comunicación inalámbrica y configurado para comunicarse con una o más estaciones base de dicho sistema de comunicación inalámbrica llevando a cabo el método reivindicado en cualquiera de las reivindicaciones 1-8.

13. Producto de programa de *software/firmware* que comprende partes de código de *software/firmware* que:

- 15
- son ejecutables por medios de procesamiento de un dispositivo electrónico móvil diseñado para operar como un terminal de usuario en un sistema de comunicación inalámbrica; y
 - como tales, cuando se ejecutan, hacen que dicho dispositivo electrónico móvil quede configurado para comunicarse con una o más estaciones base de dicho sistema de comunicación inalámbrica llevando a cabo el método reivindicado en cualquiera de las reivindicaciones 1-8.

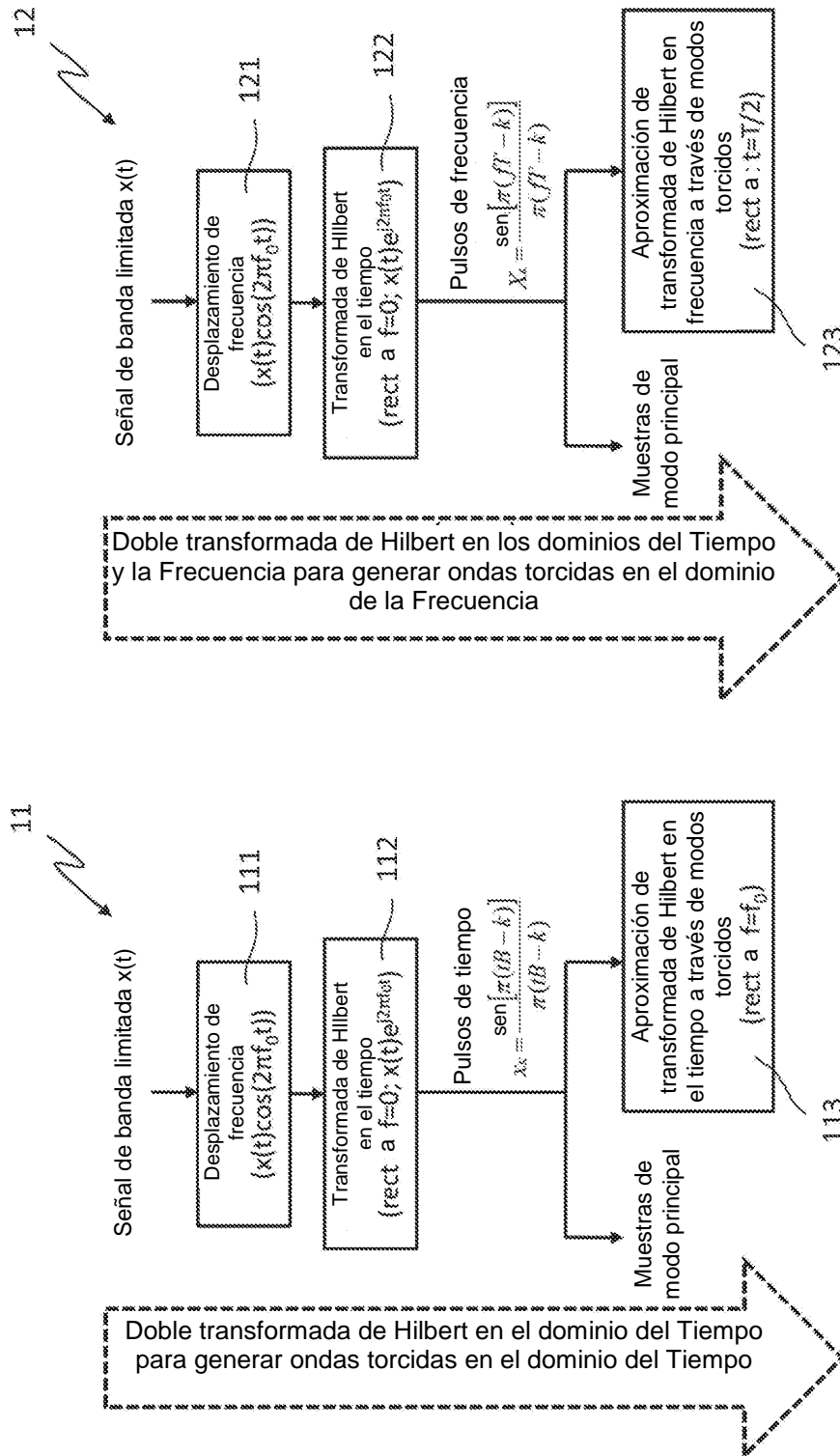


FIG. 1

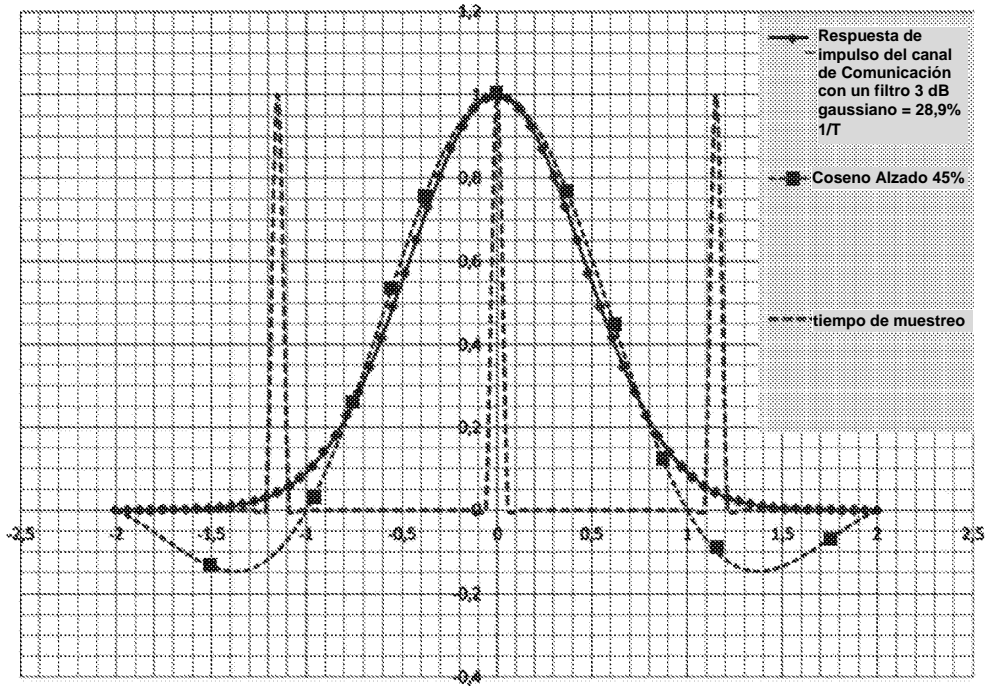


FIG. 2

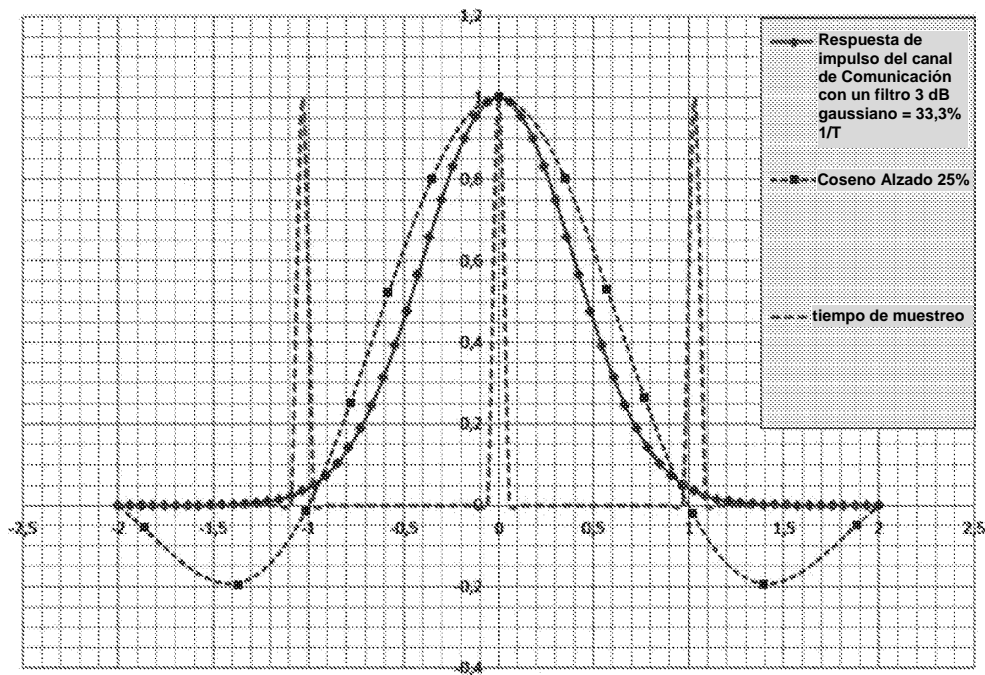


FIG. 3

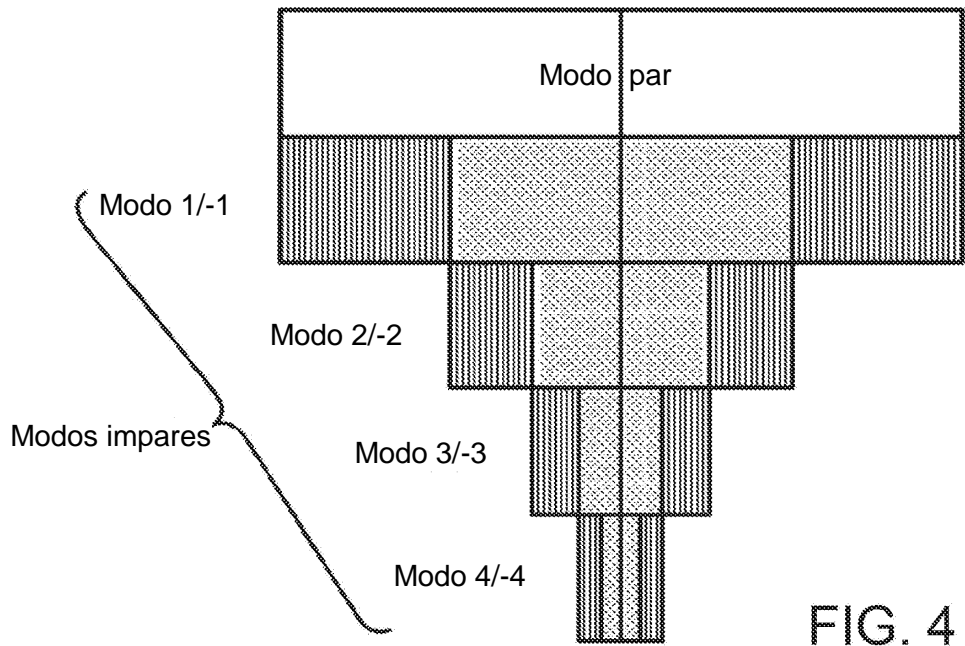


FIG. 4

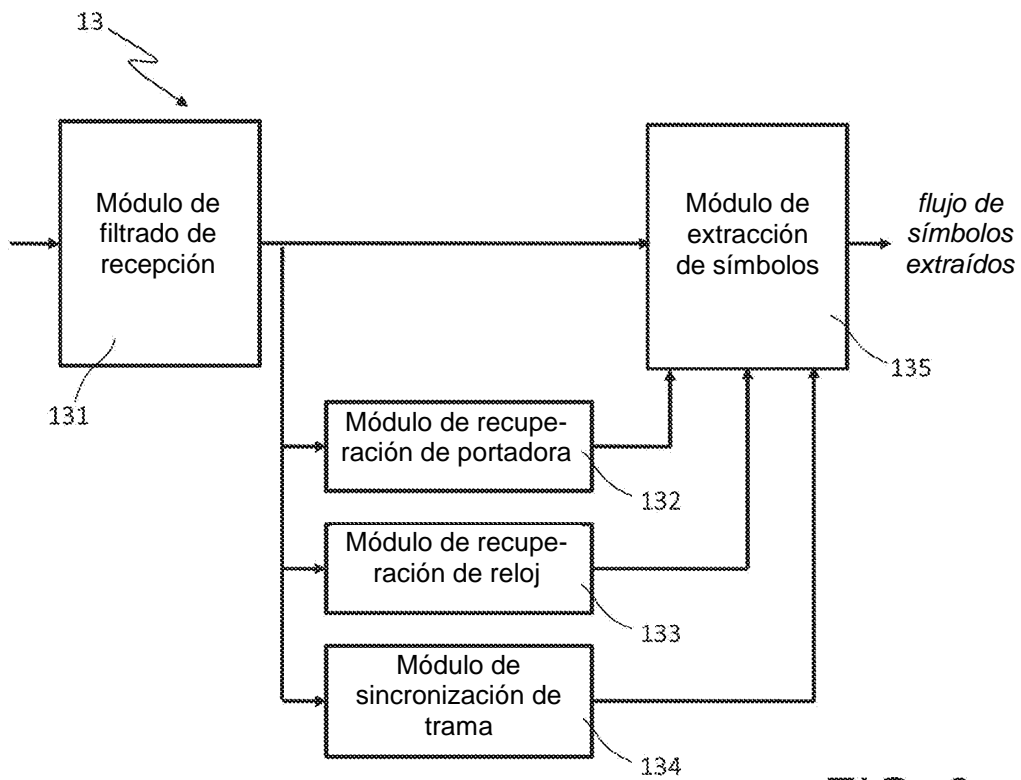
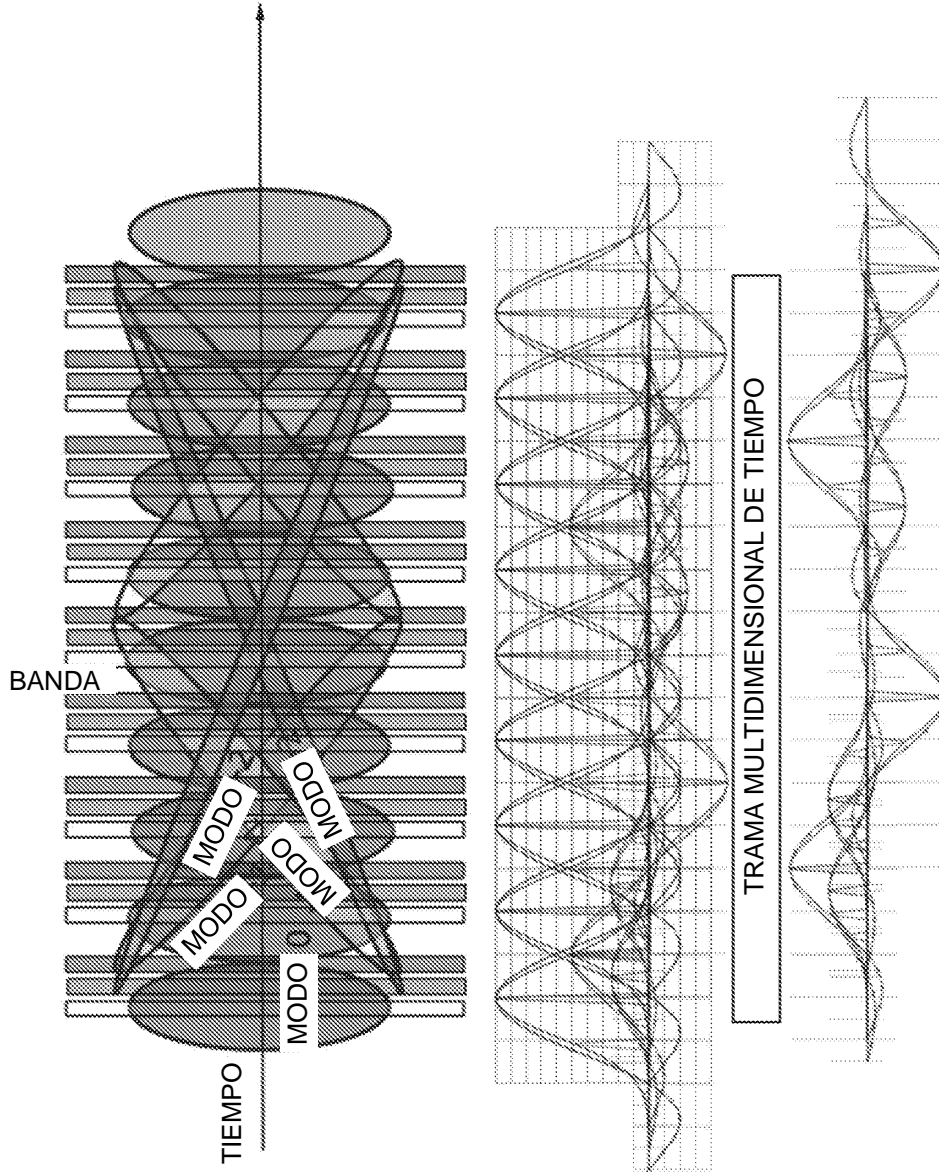


FIG. 6



Componente de coseno
modos 0, 1 y 2
(los modos -1 y -2 se
omiten por claridad)

Componente de seno
modos 1 y 2
(los modos -1 y -2 se
omiten por claridad)

FIG. 5

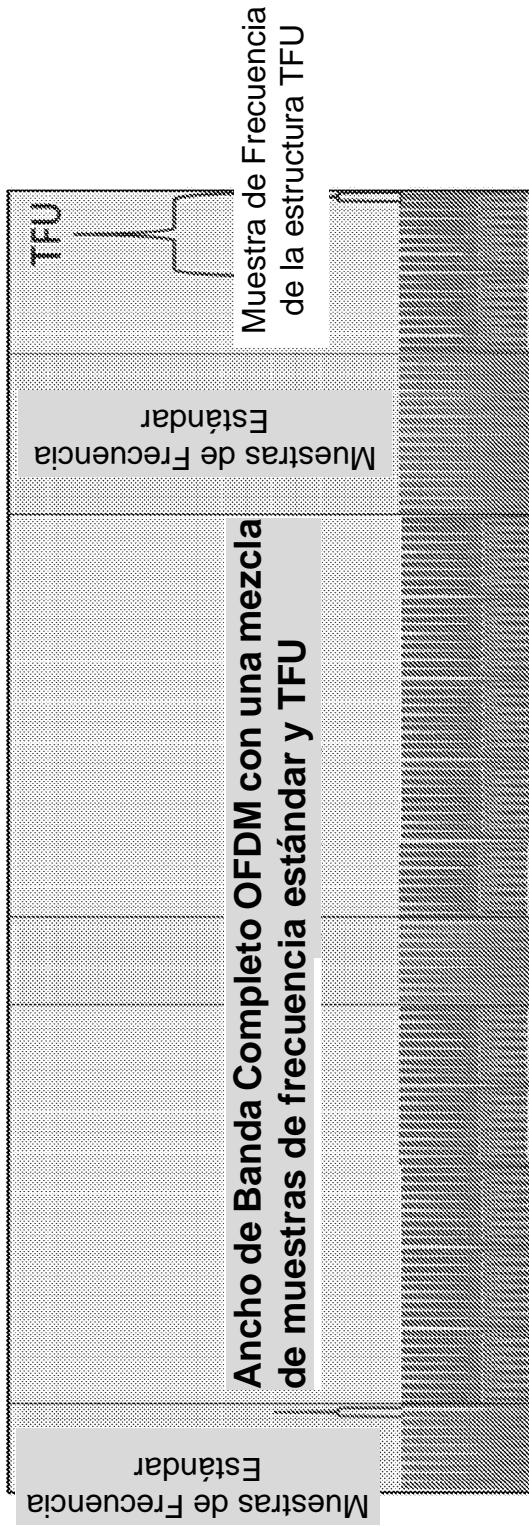


FIG. 7

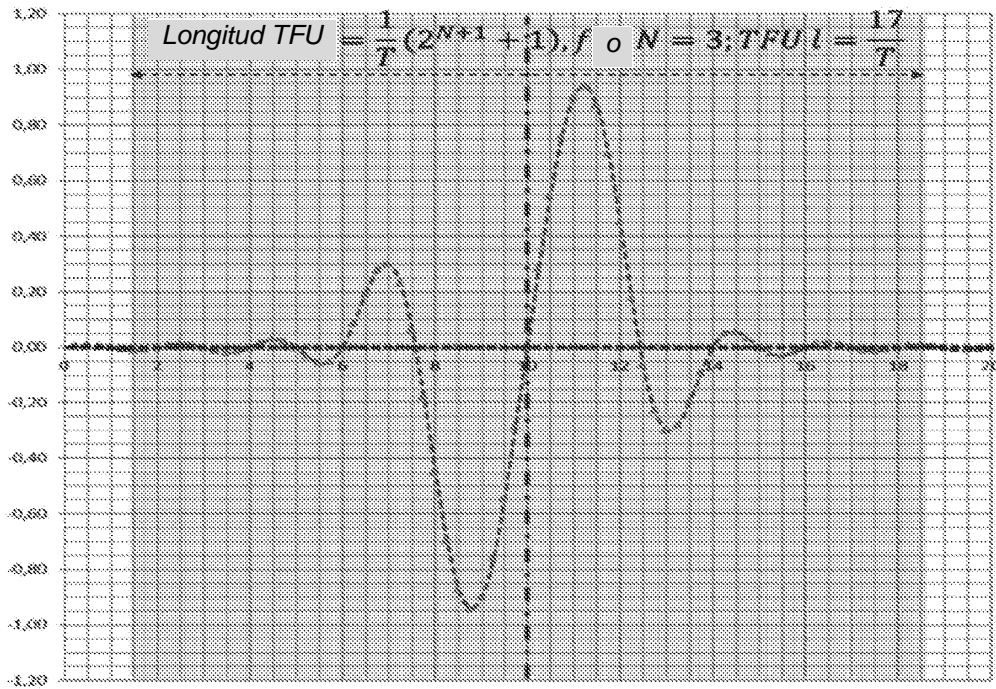


FIG. 8

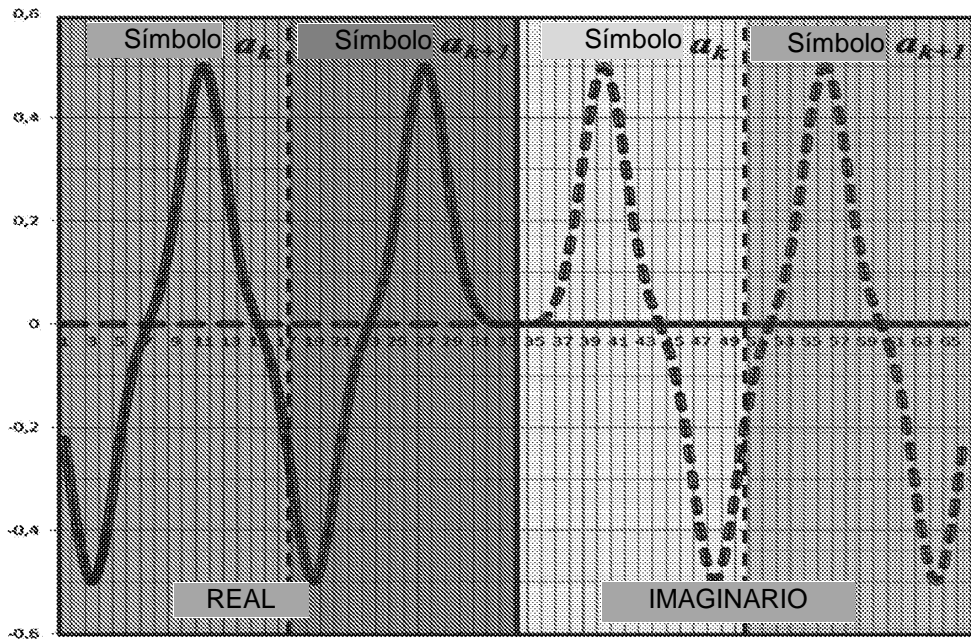


FIG. 10

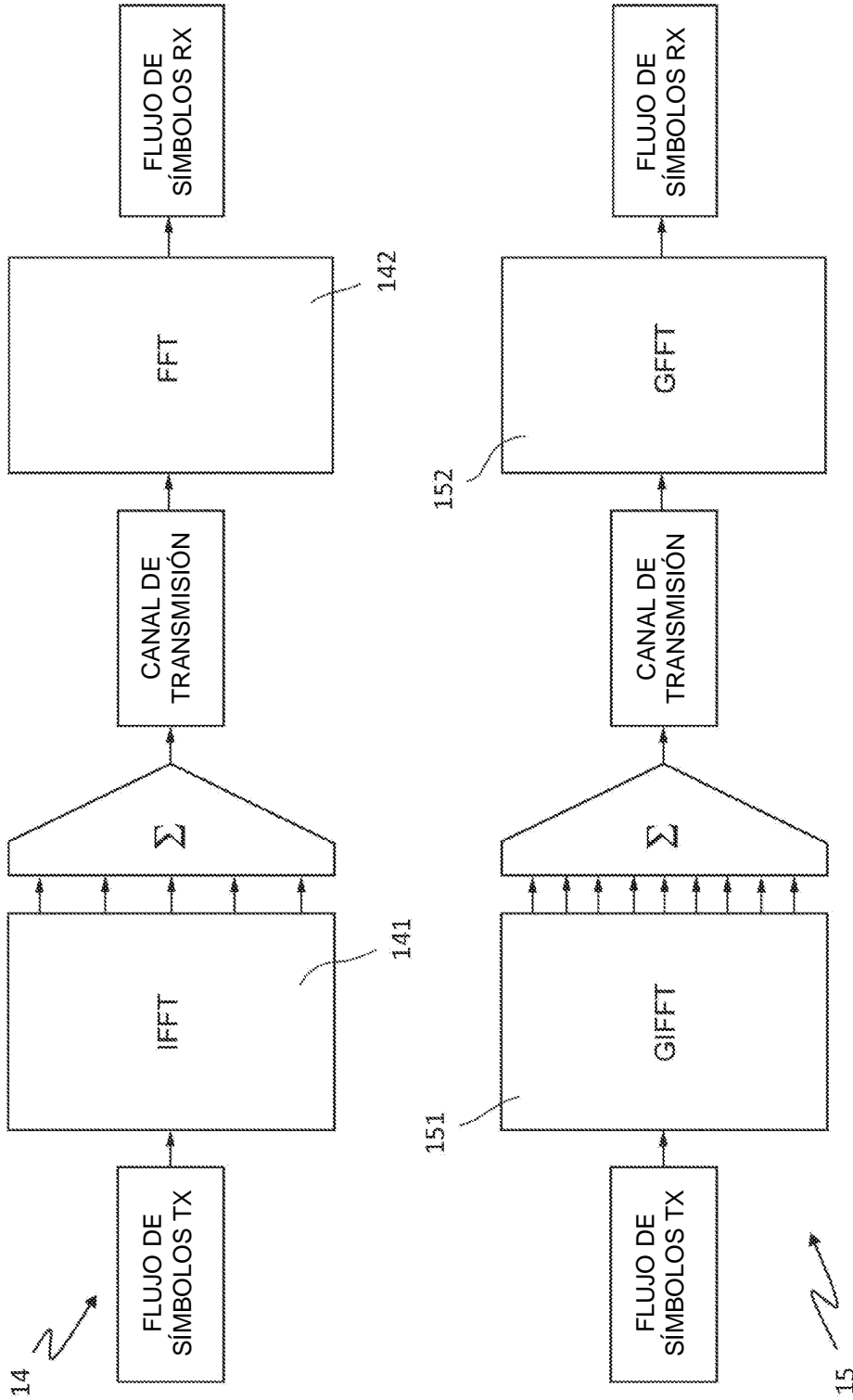


FIG. 9

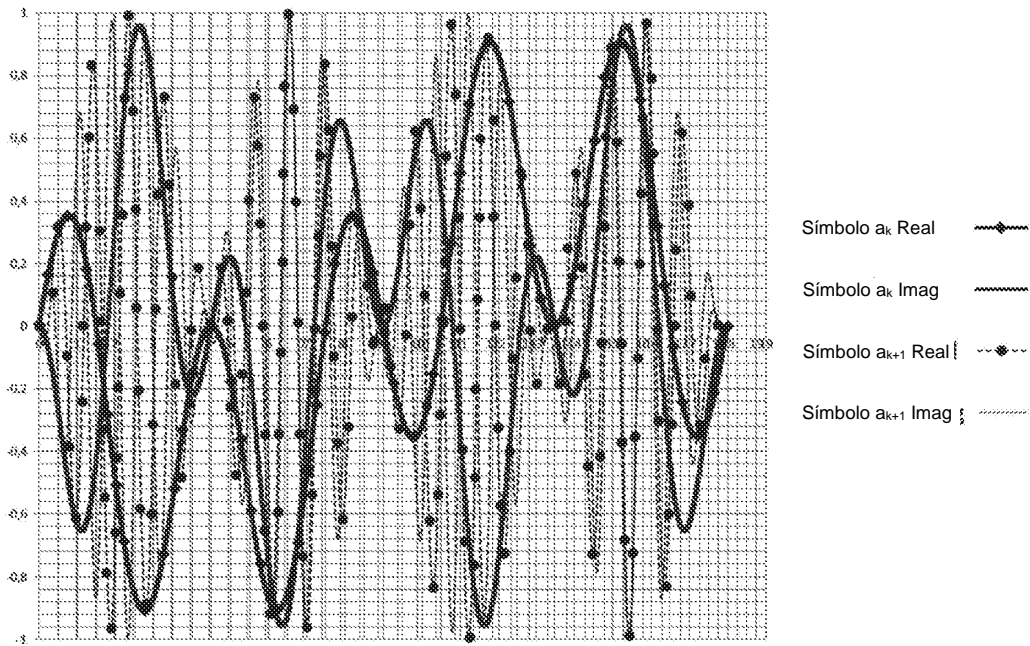


FIG. 11

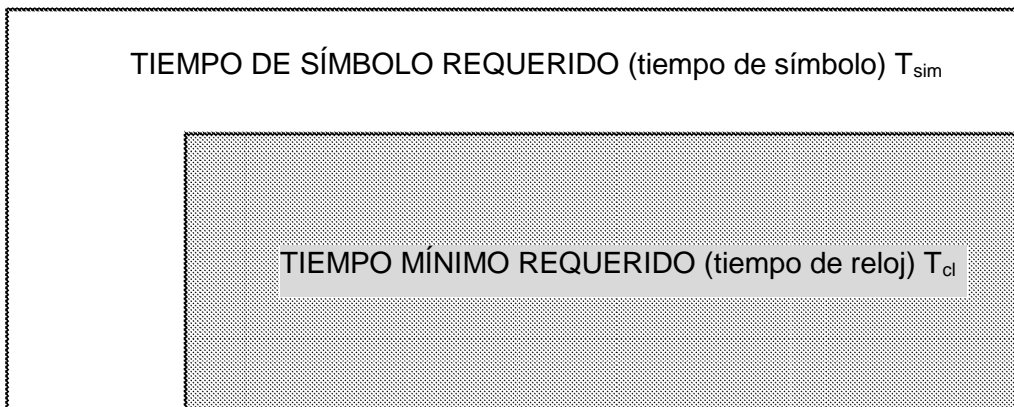


FIG. 12

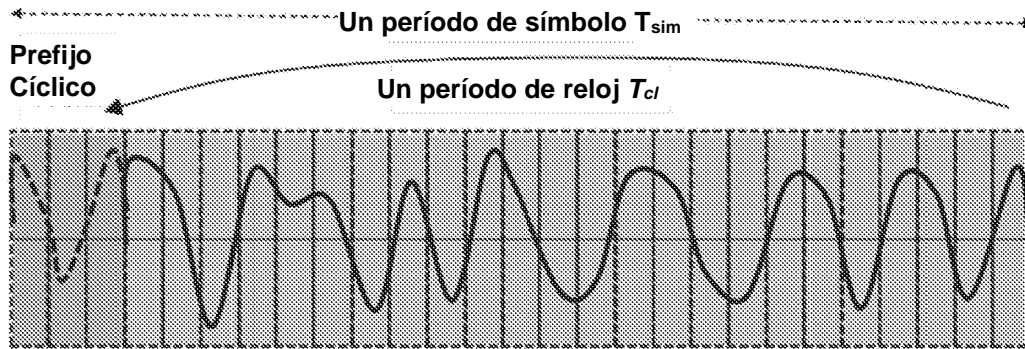


FIG. 13

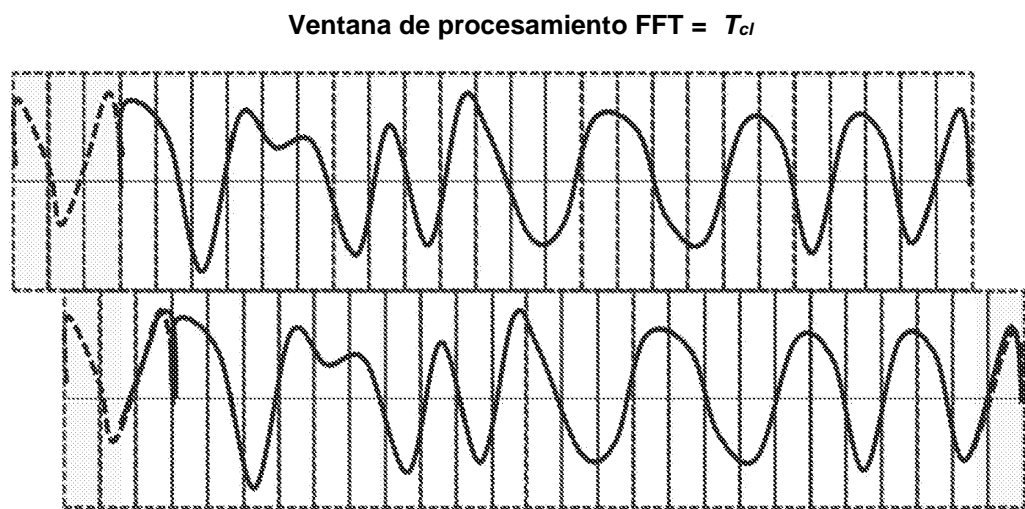


FIG. 14

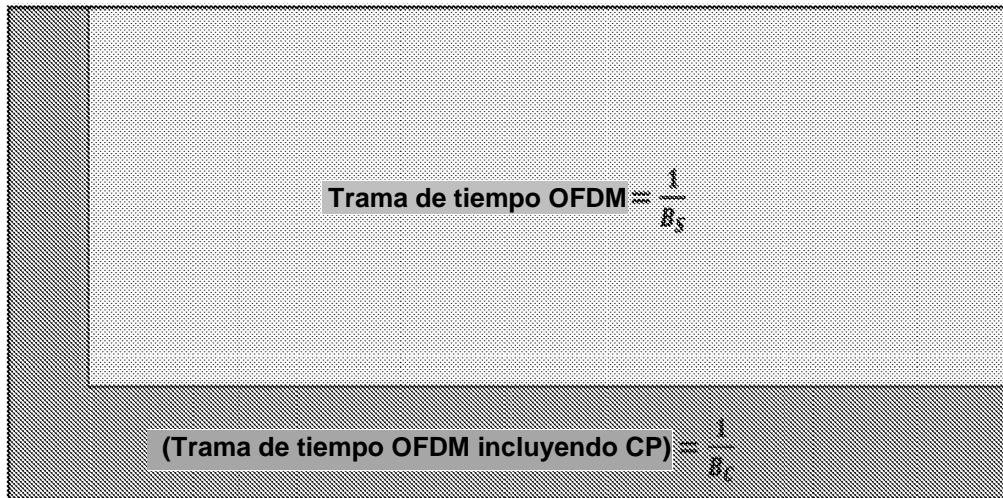


FIG. 15

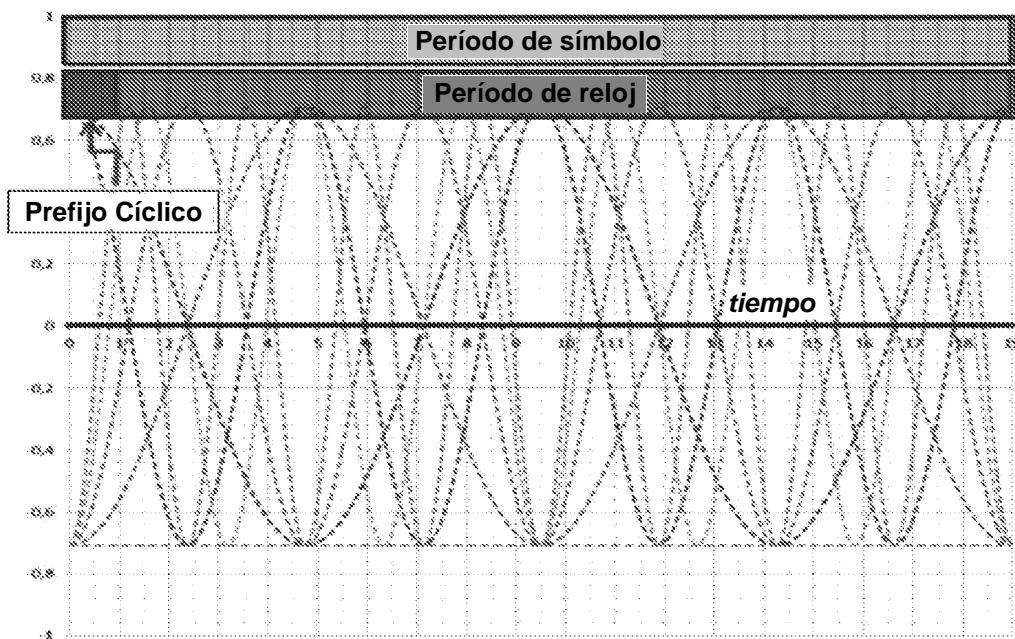


FIG. 16

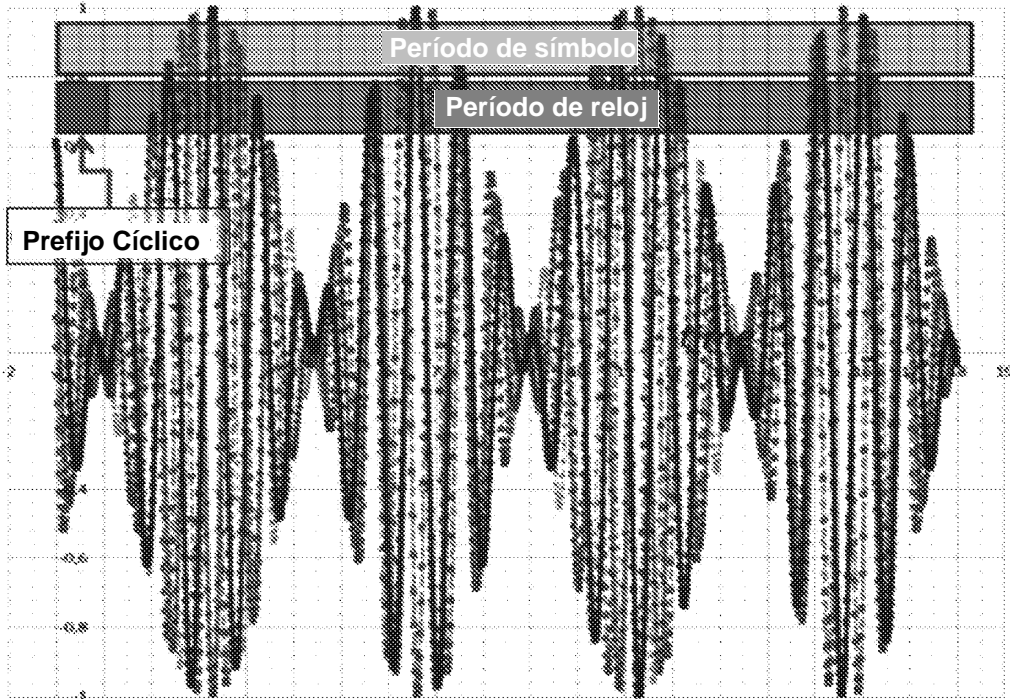


FIG. 17

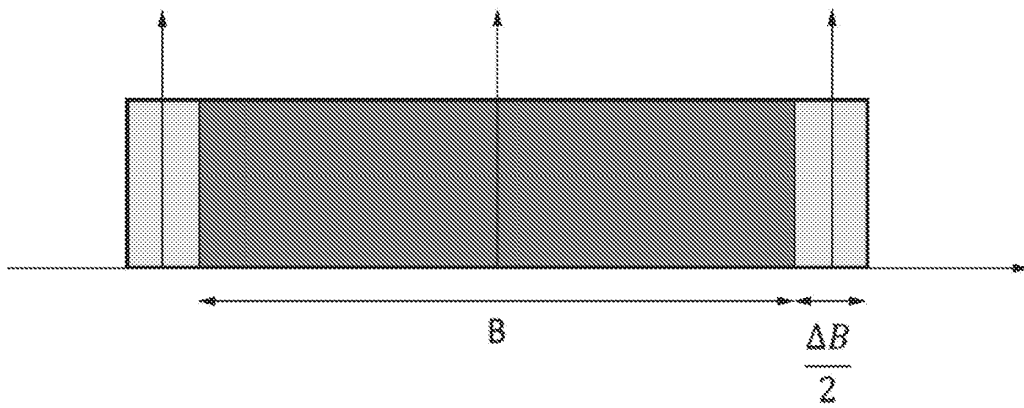


FIG. 18

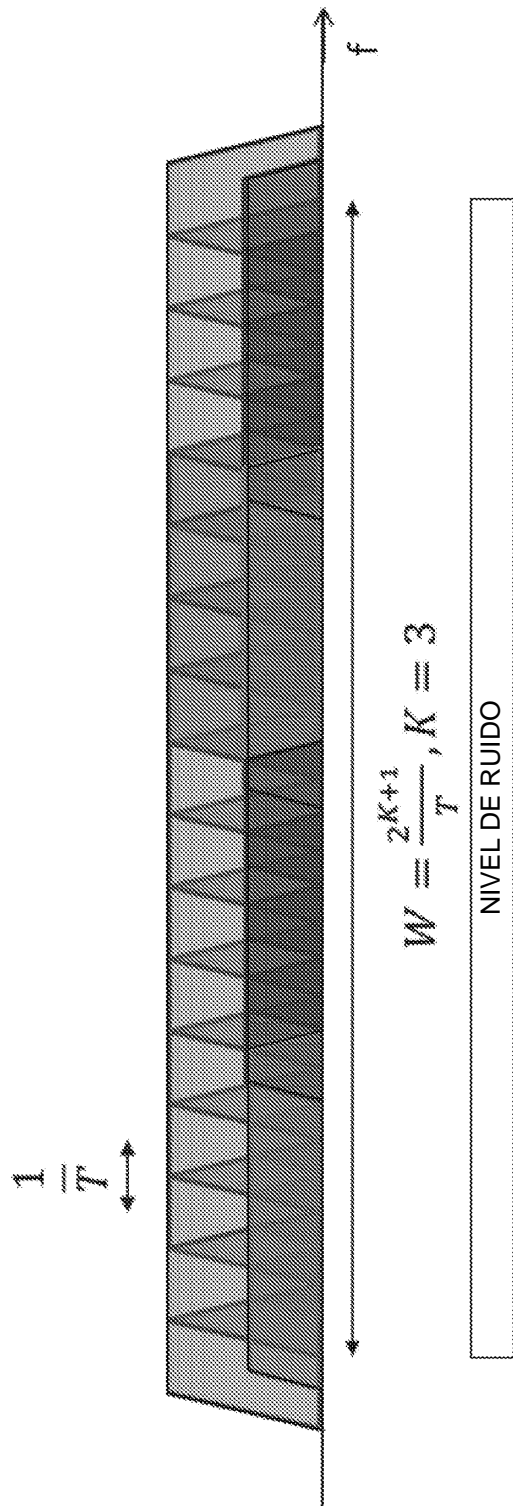


FIG. 19

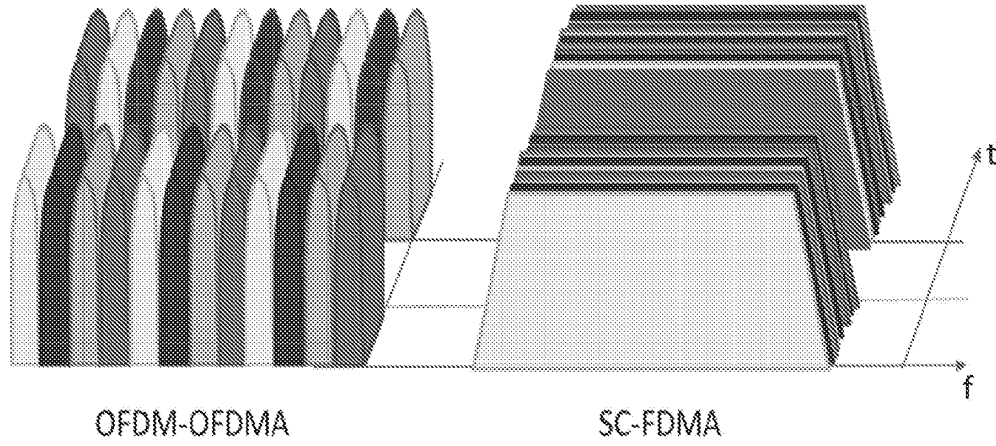


FIG. 20

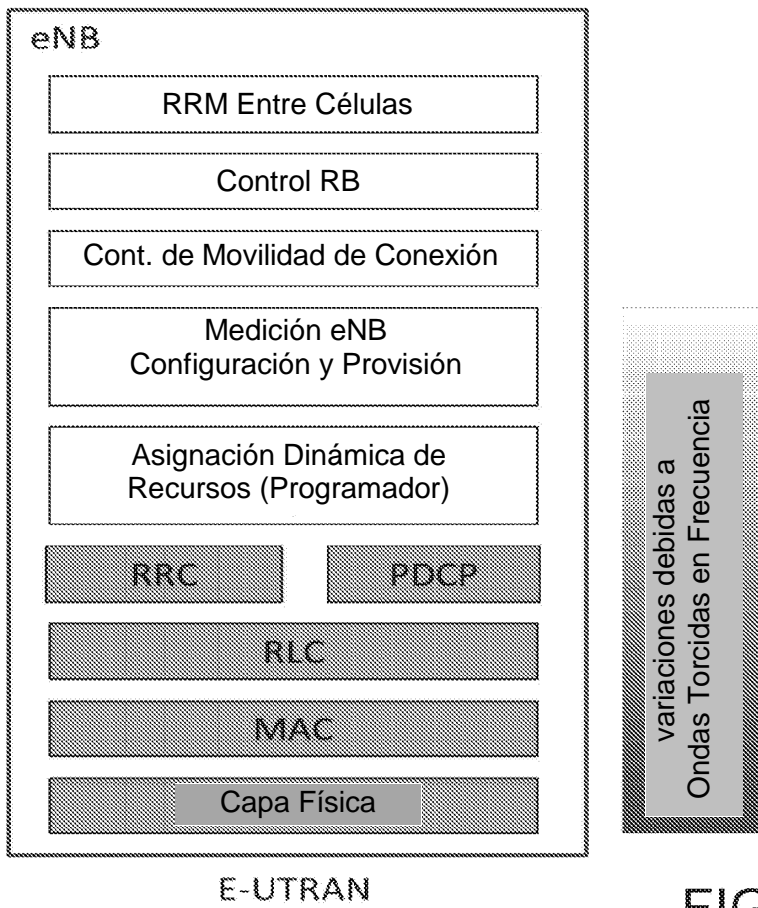


FIG. 21

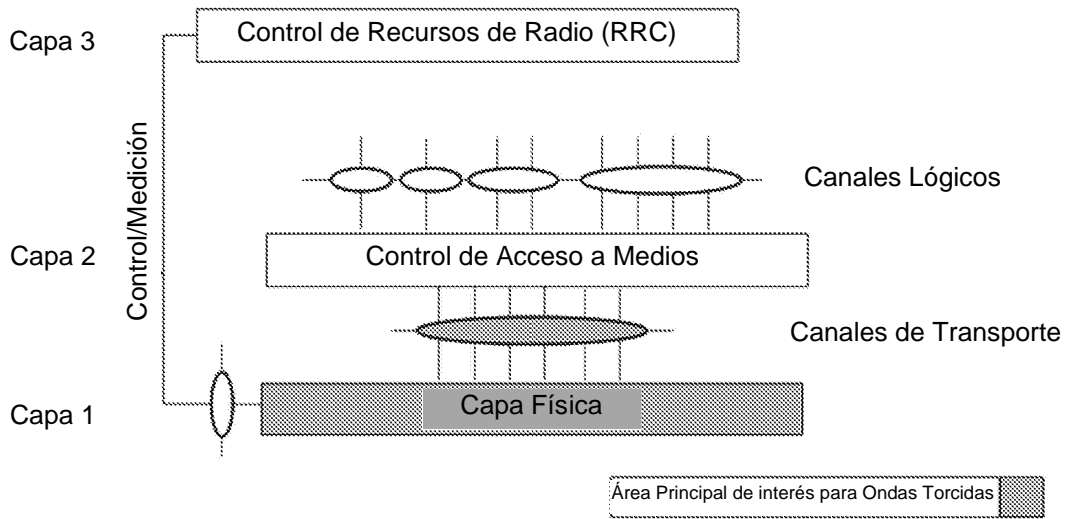


FIG. 22

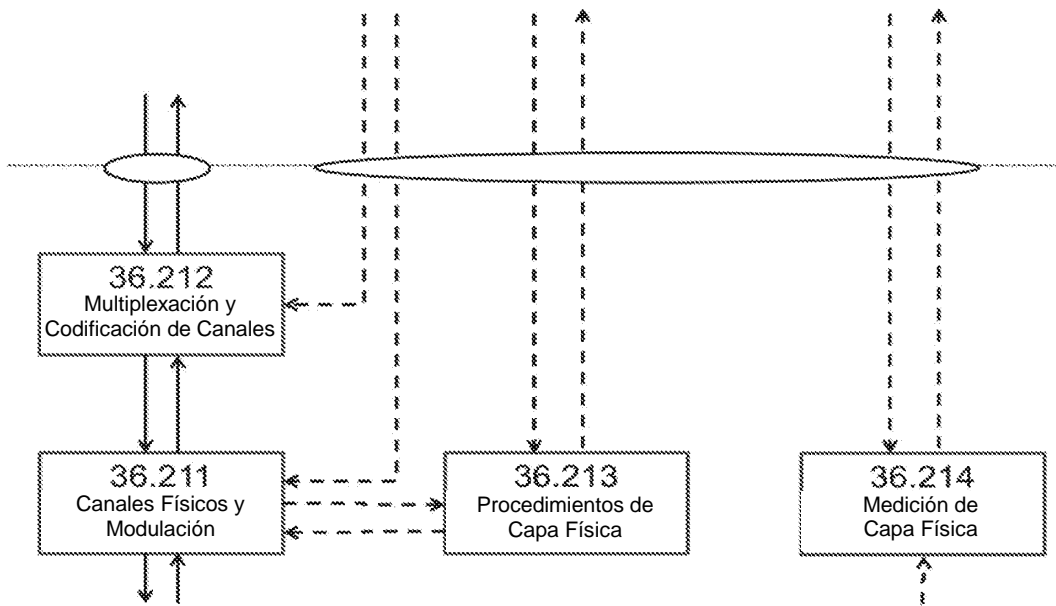


FIG. 23

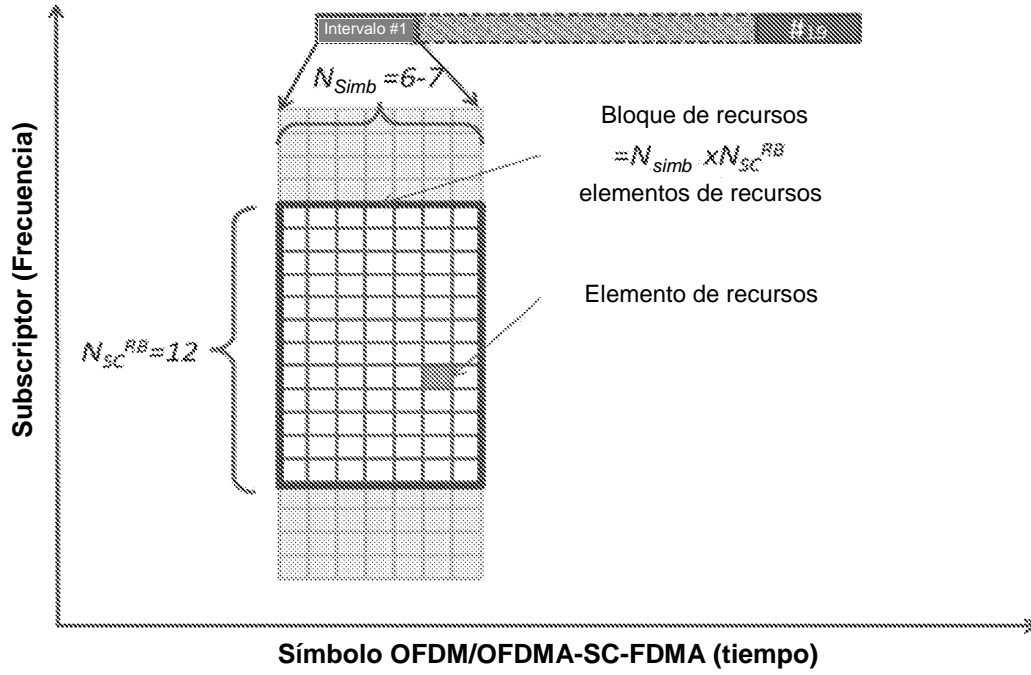


FIG. 24

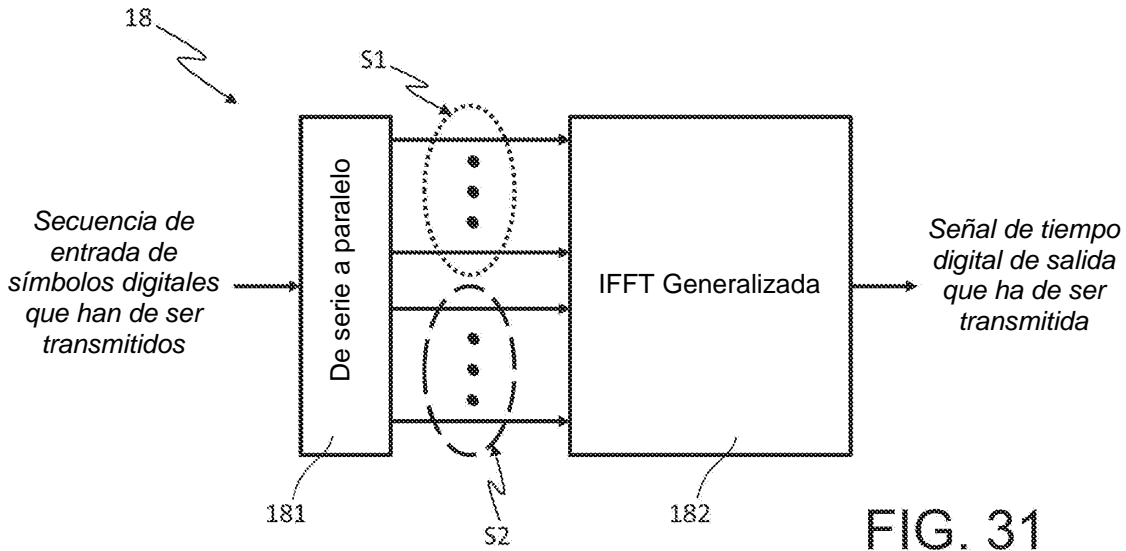
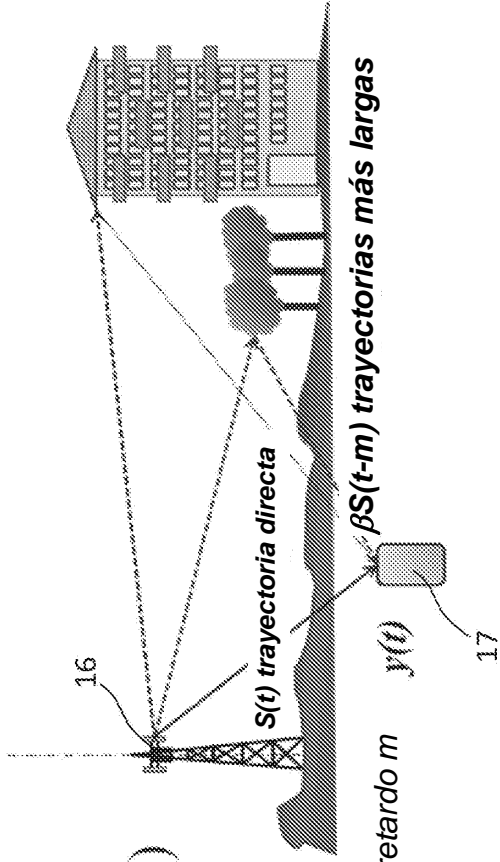


FIG. 31



$$y(t) = S(t) + \beta S(t - m) + n(t)$$

- $y(t)$: señal de salida
- $S(t)$: señal de entrada
- $S(t-m)$: señal de entrada de tiempo retardo m
- $n(t)$: ruido térmico

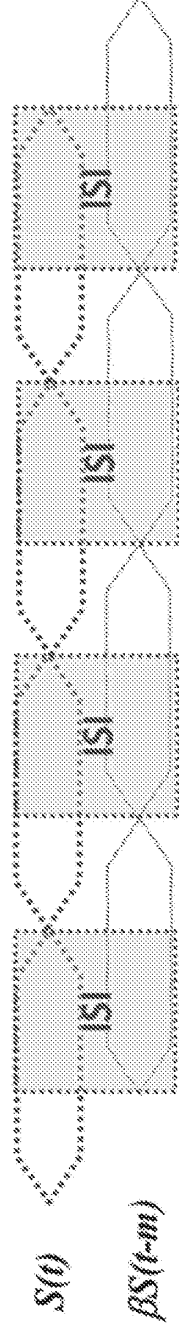


FIG. 25

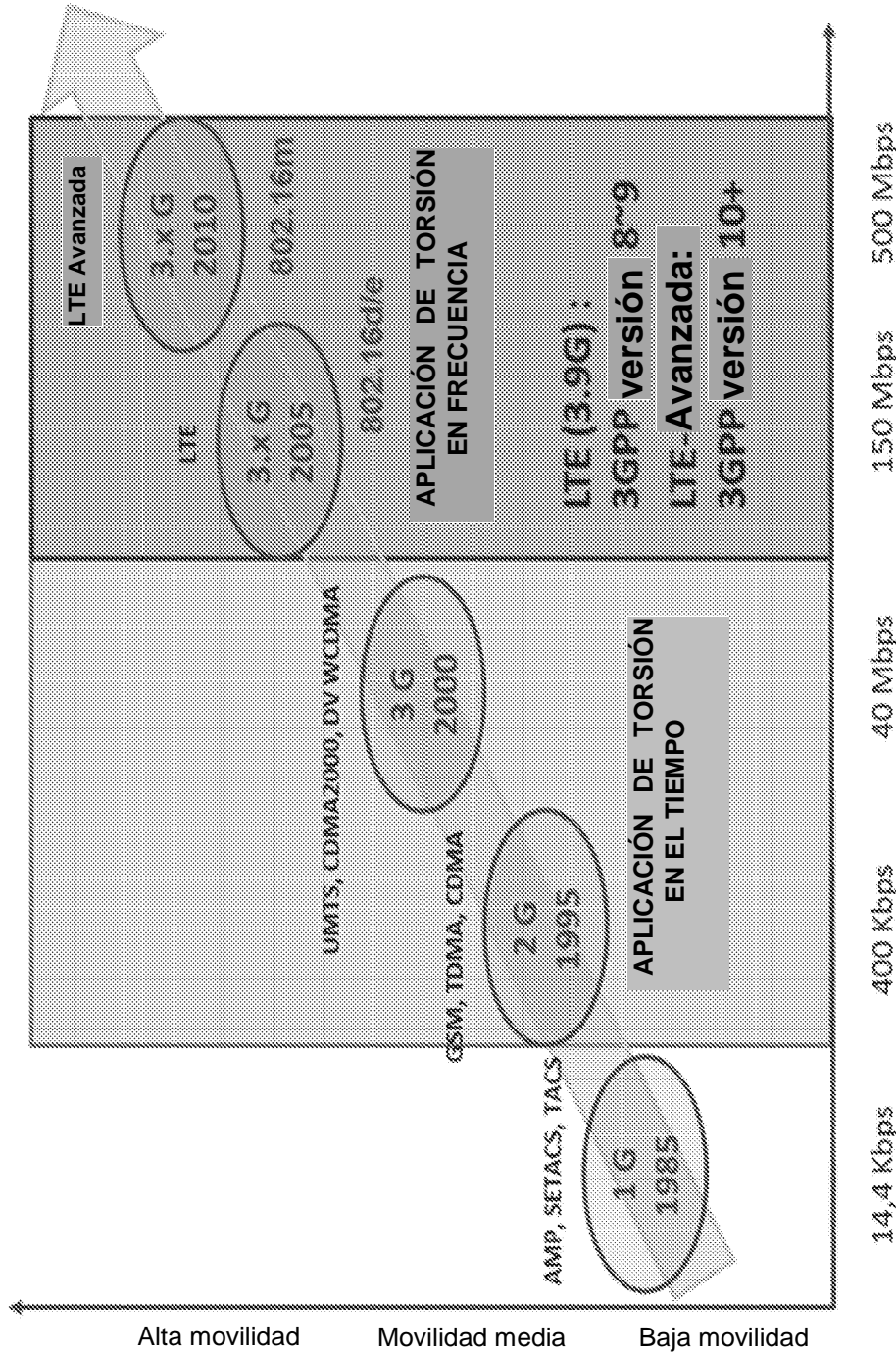


FIG. 26

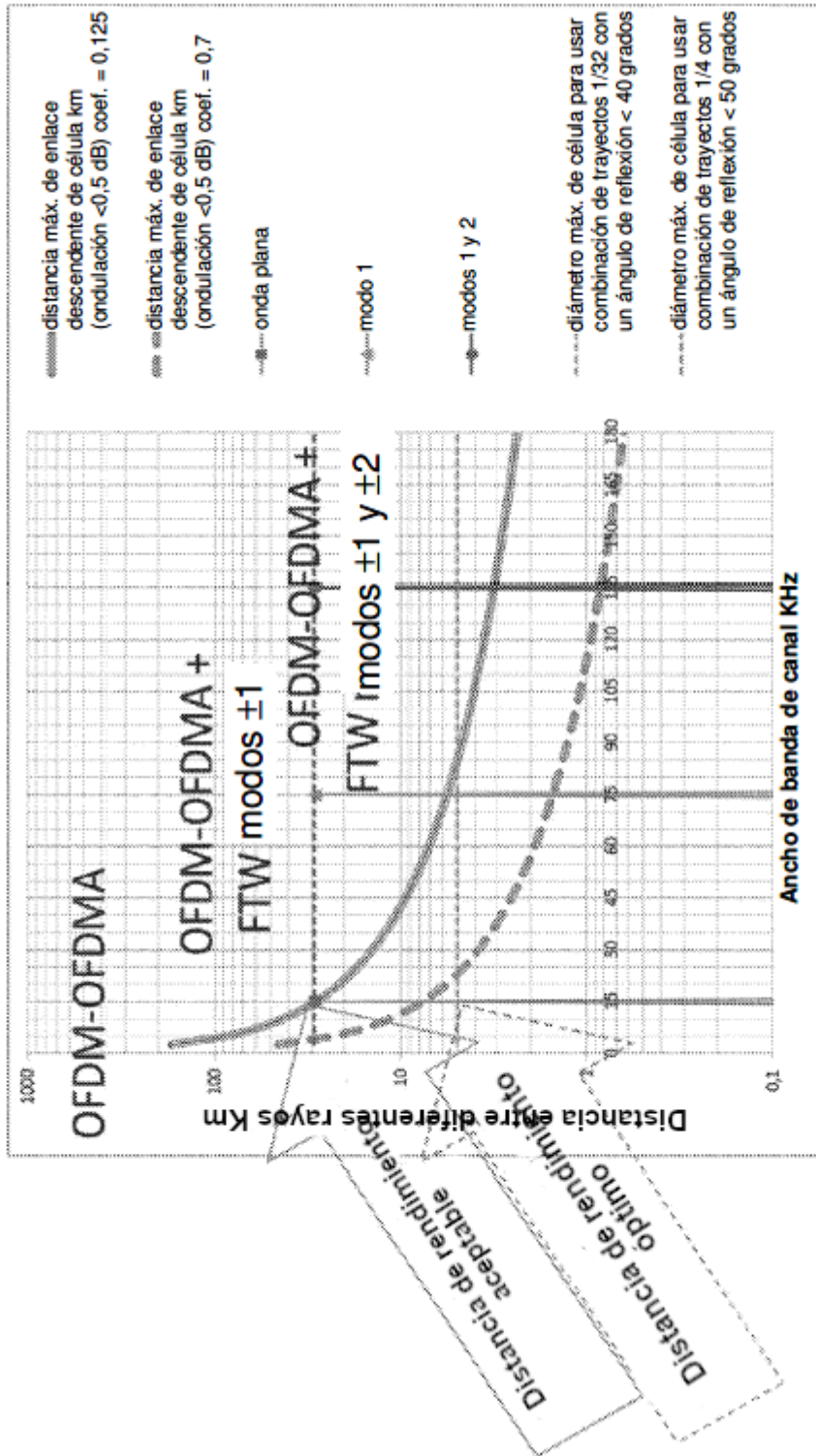


FIG. 27

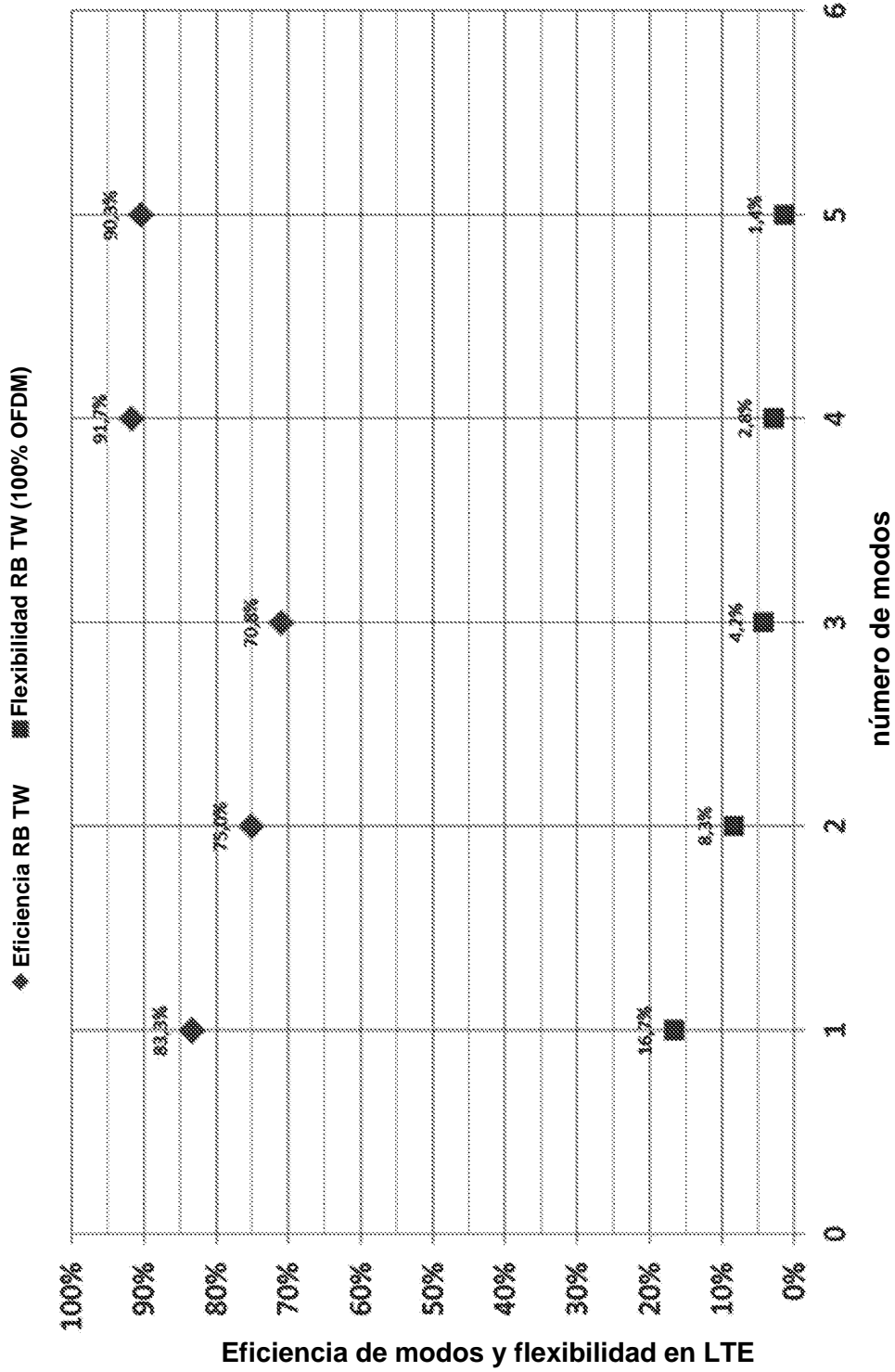


FIG. 28

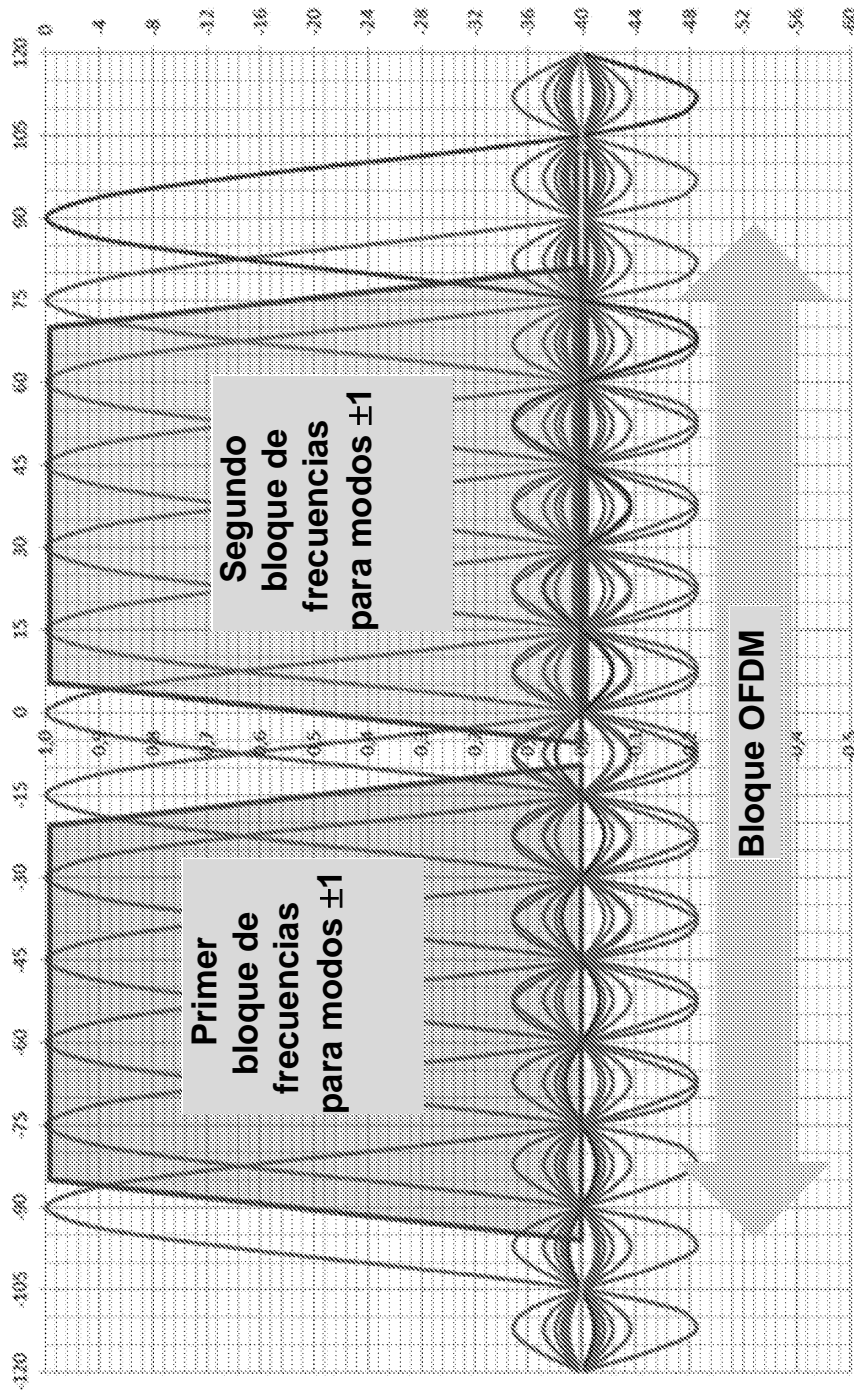


FIG. 29

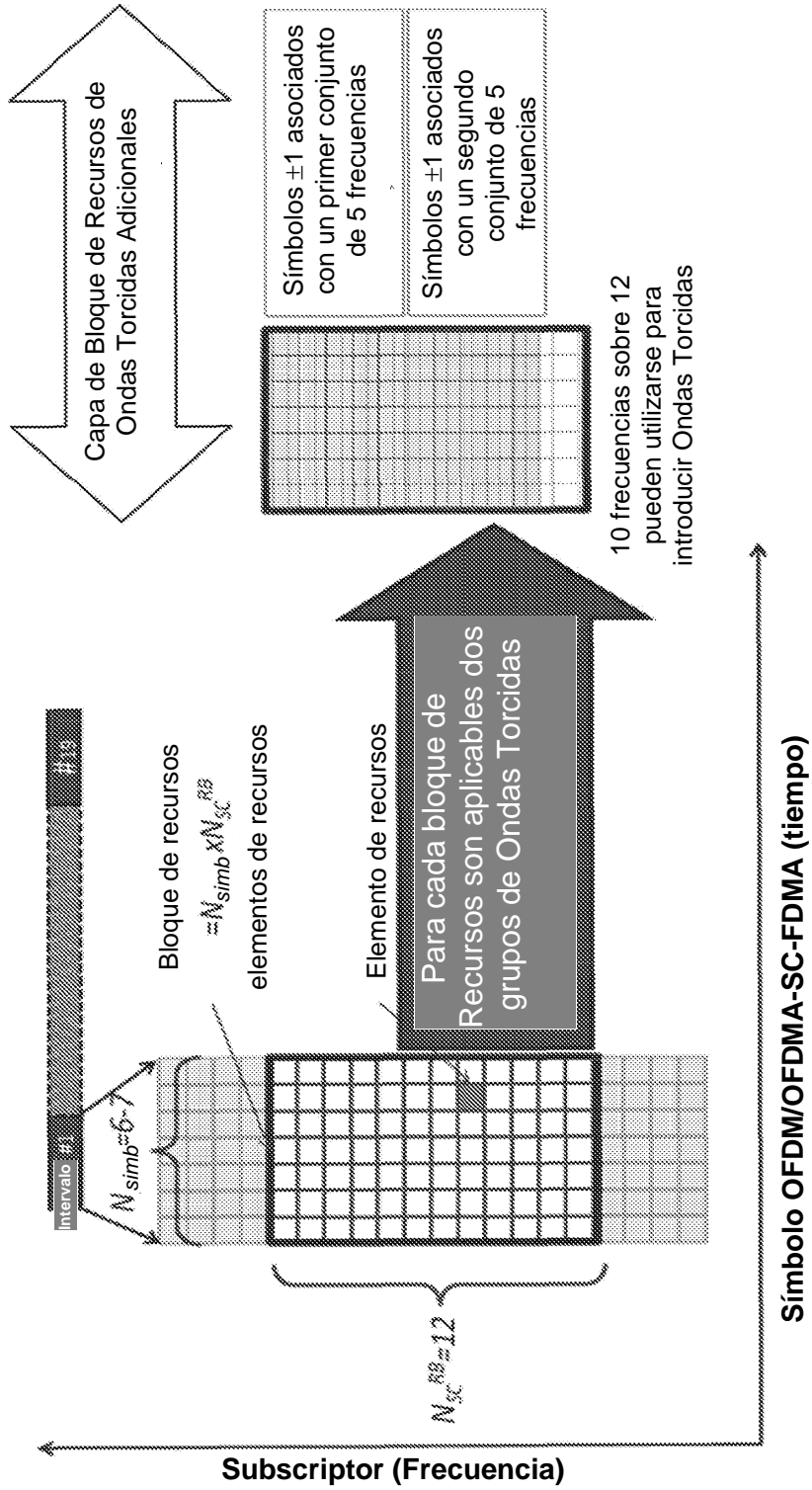


FIG. 30

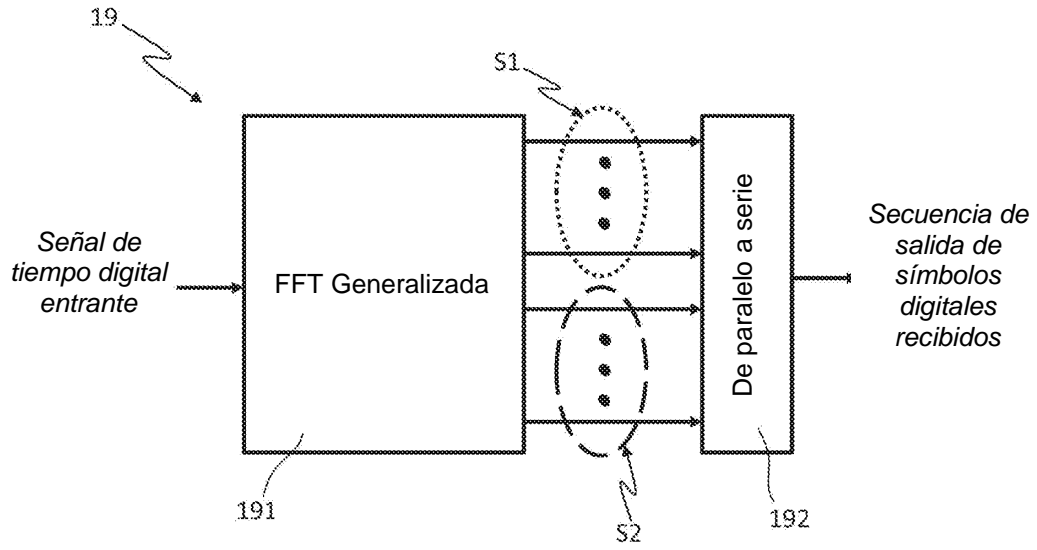


FIG. 32

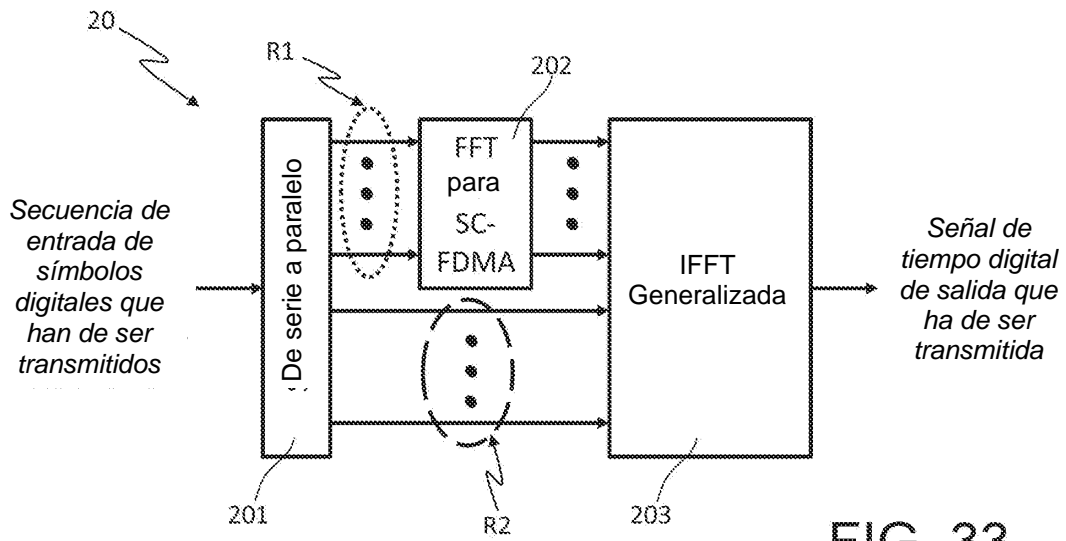


FIG. 33

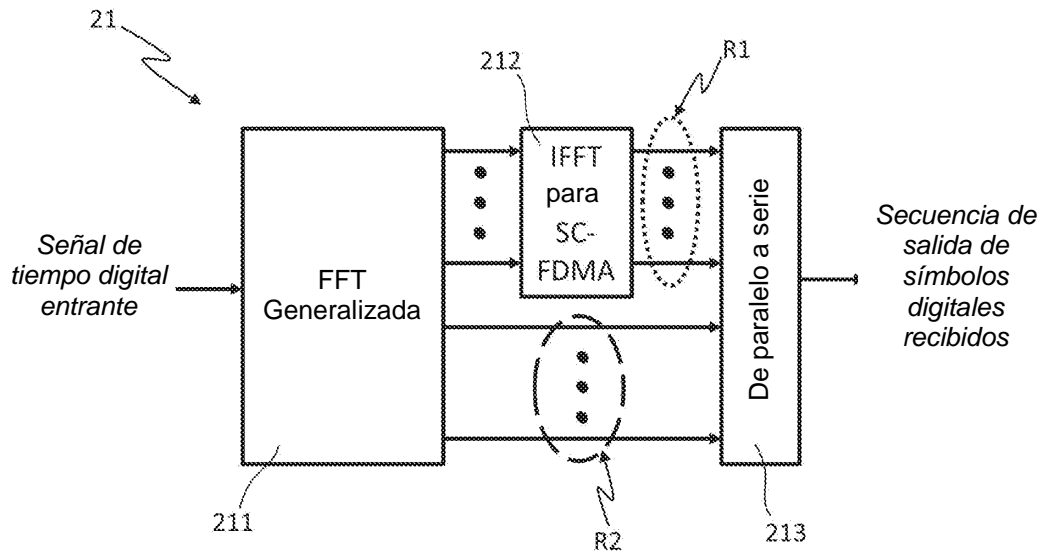


FIG. 34

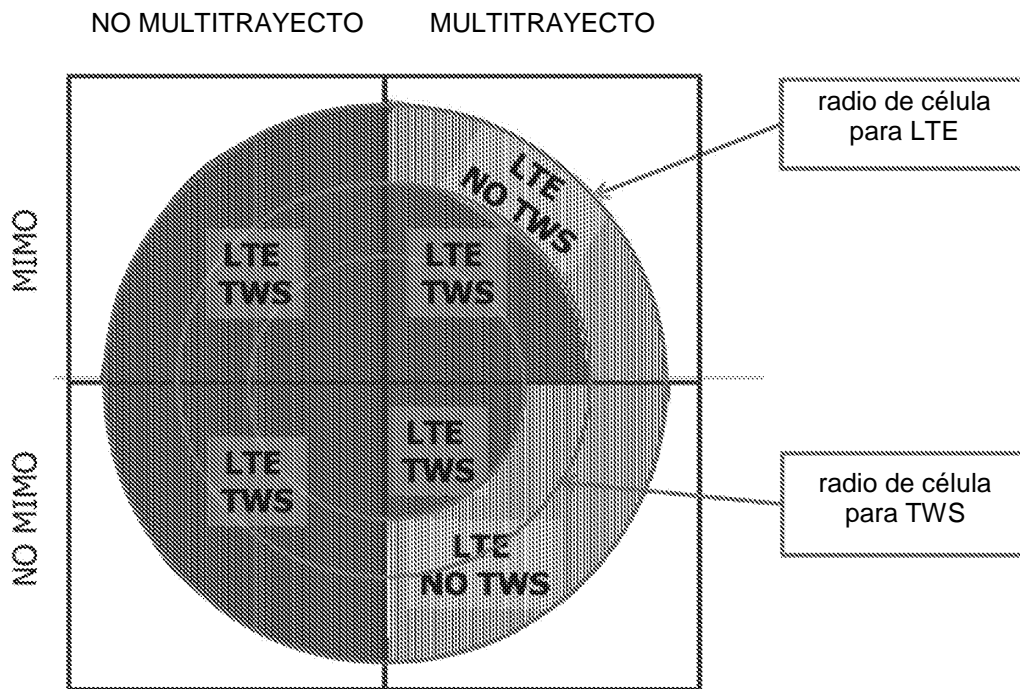


FIG. 44

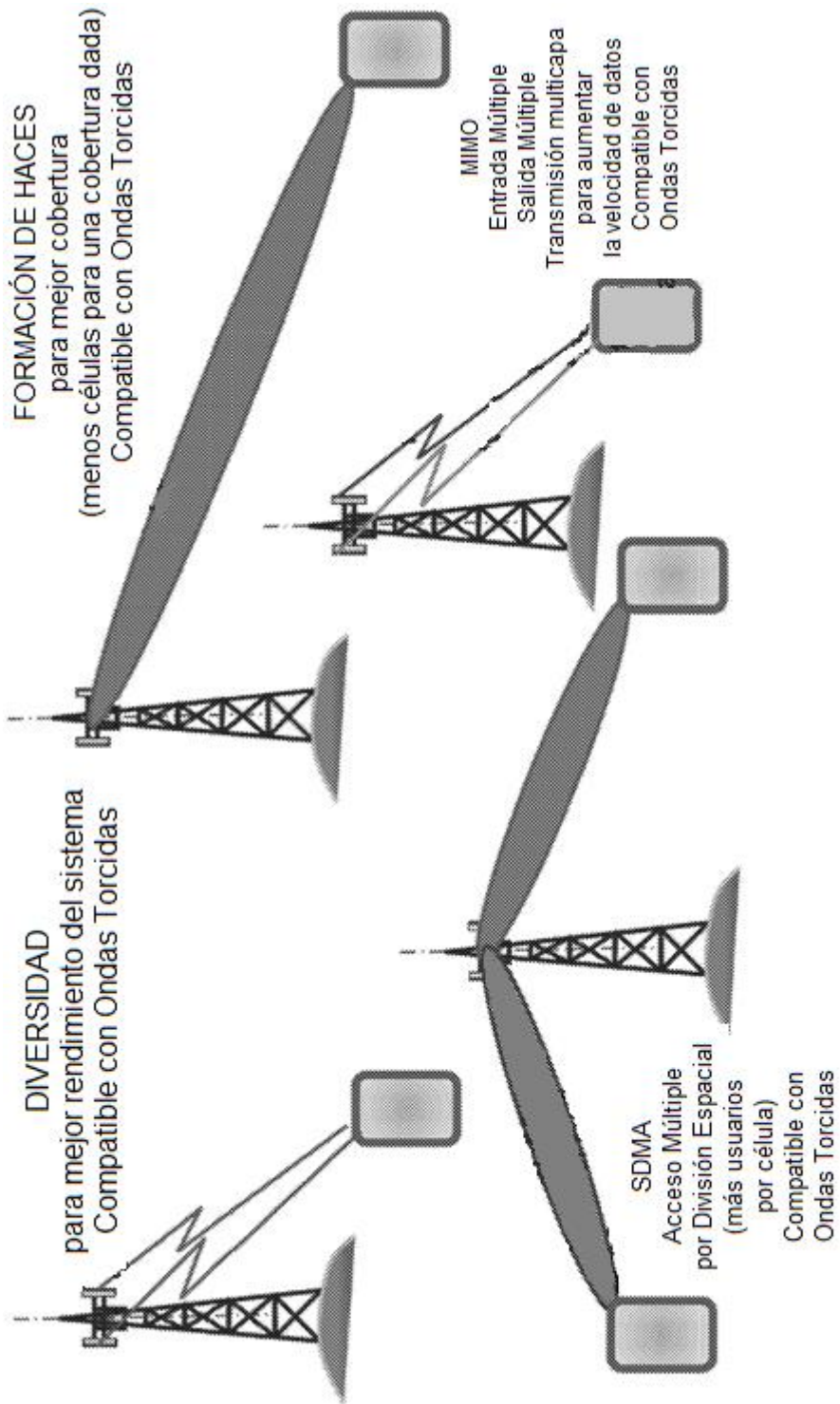


FIG. 35

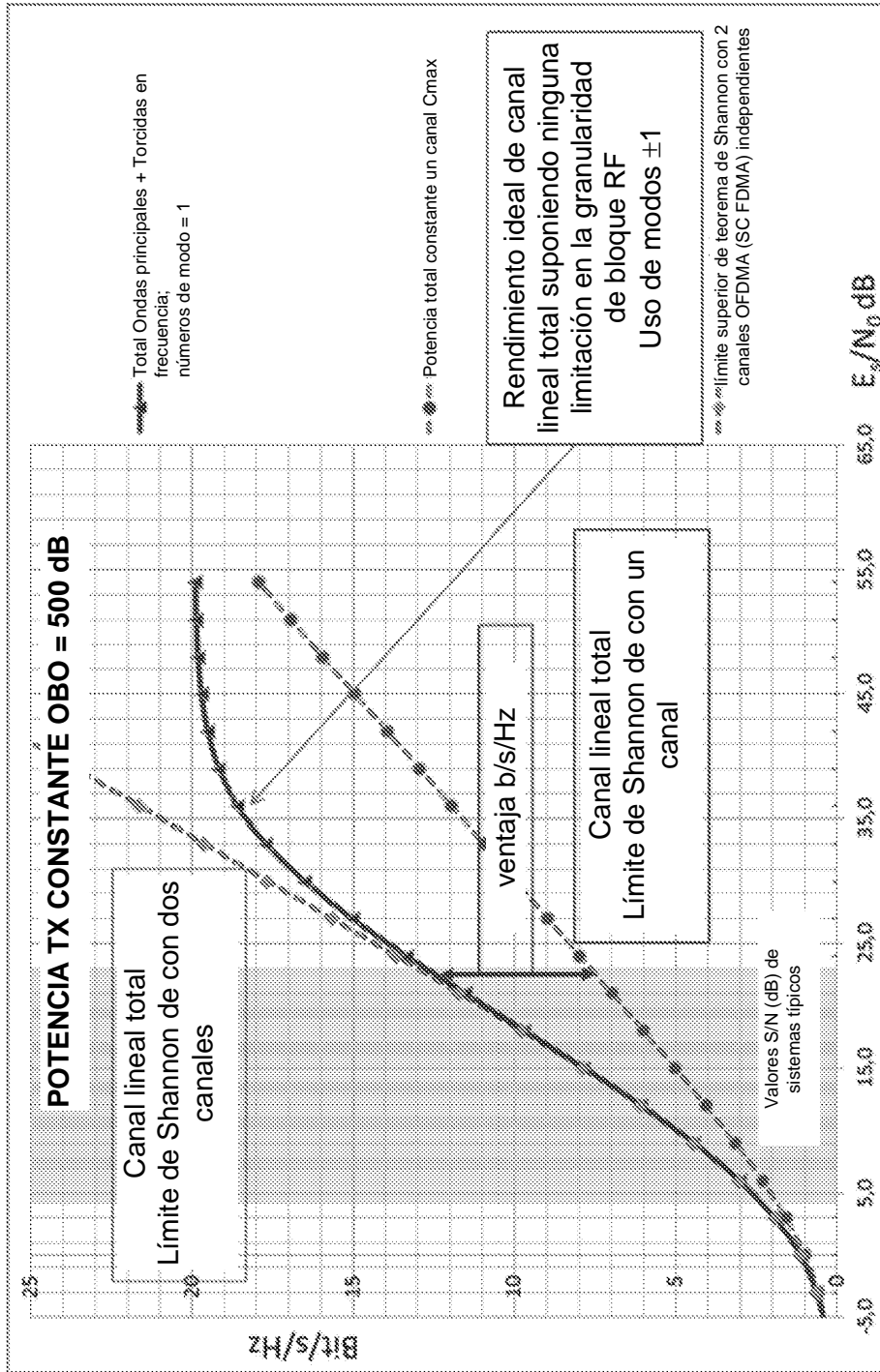


FIG. 36

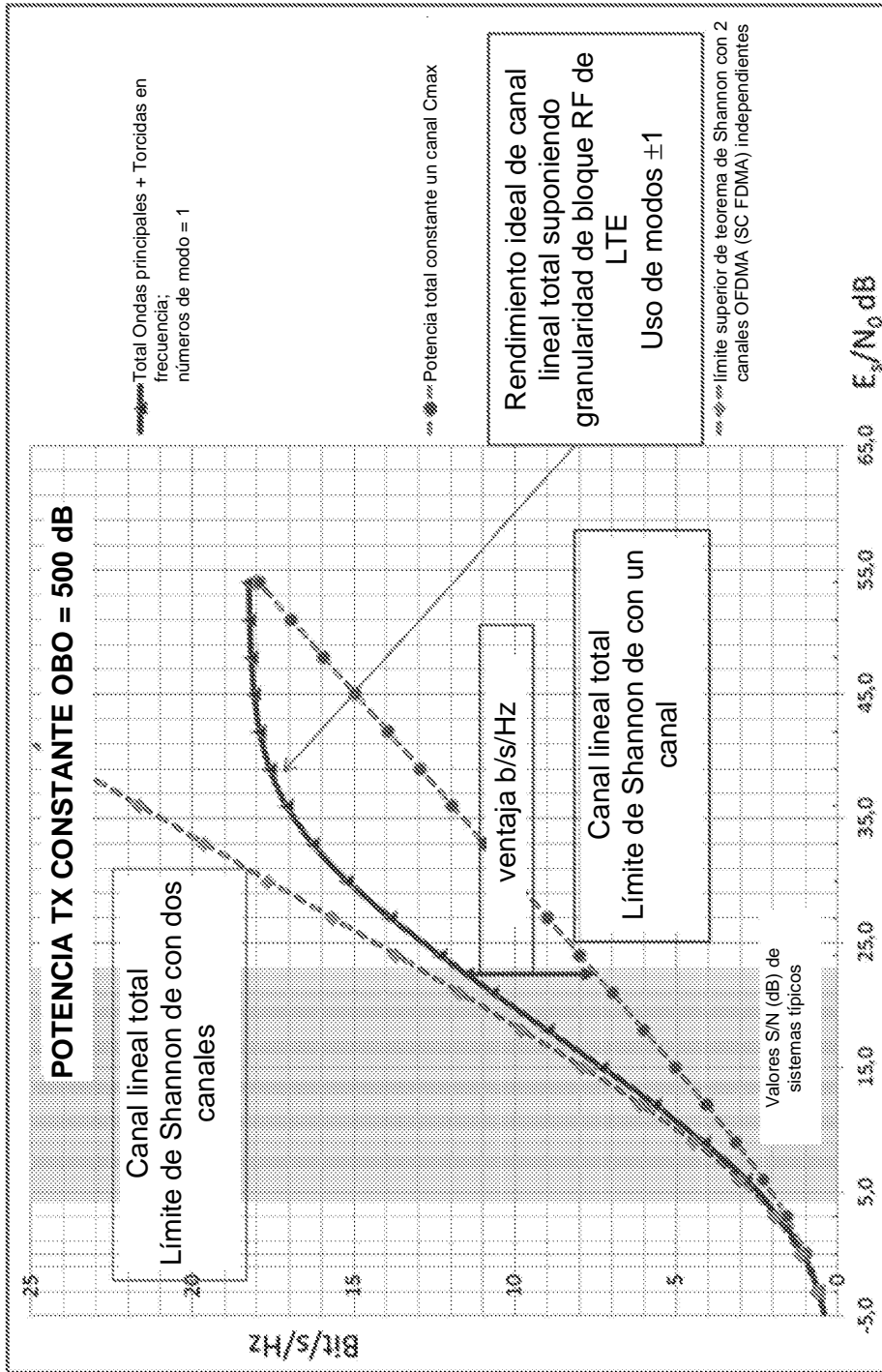


FIG. 37

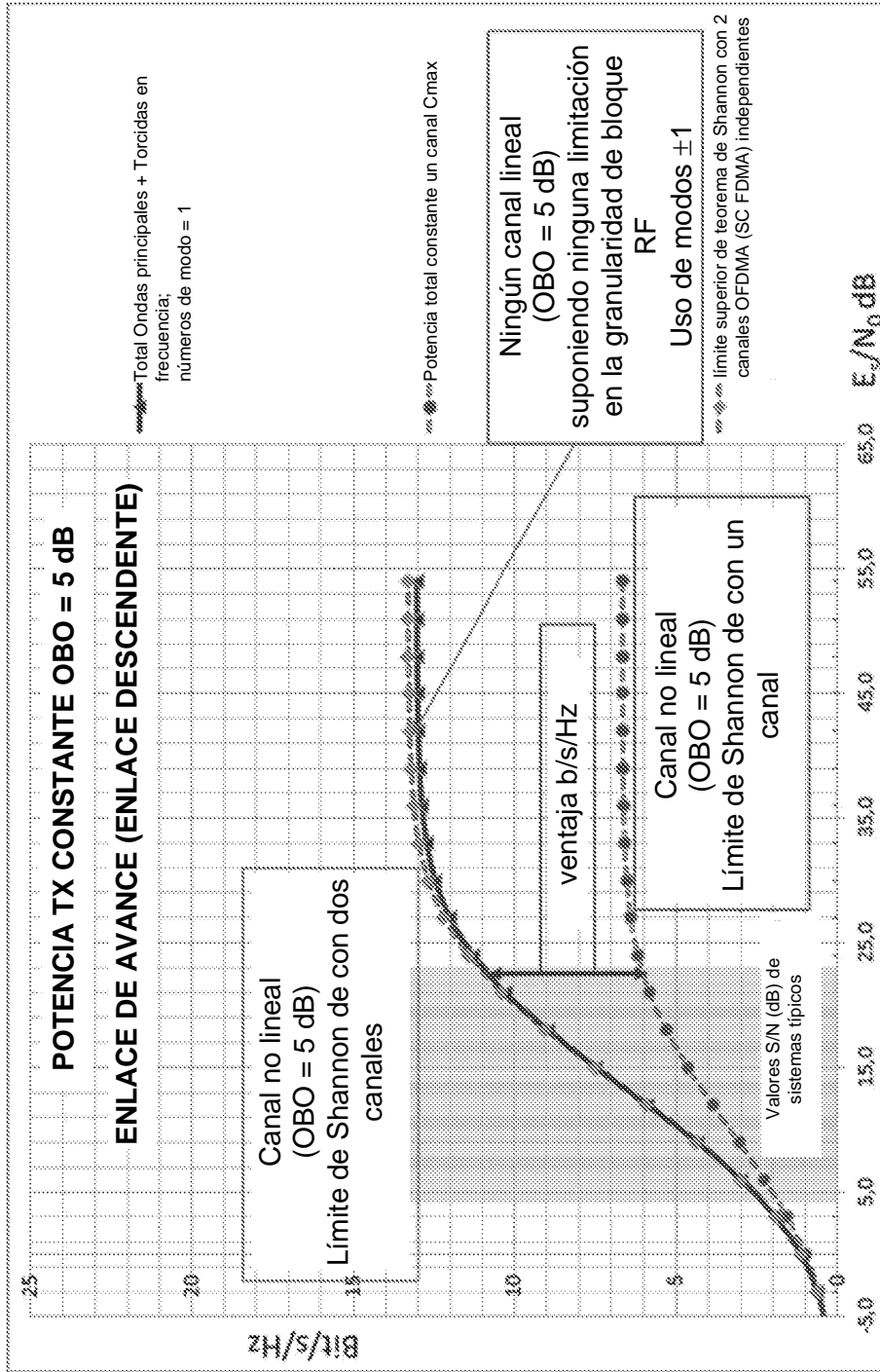


FIG. 38

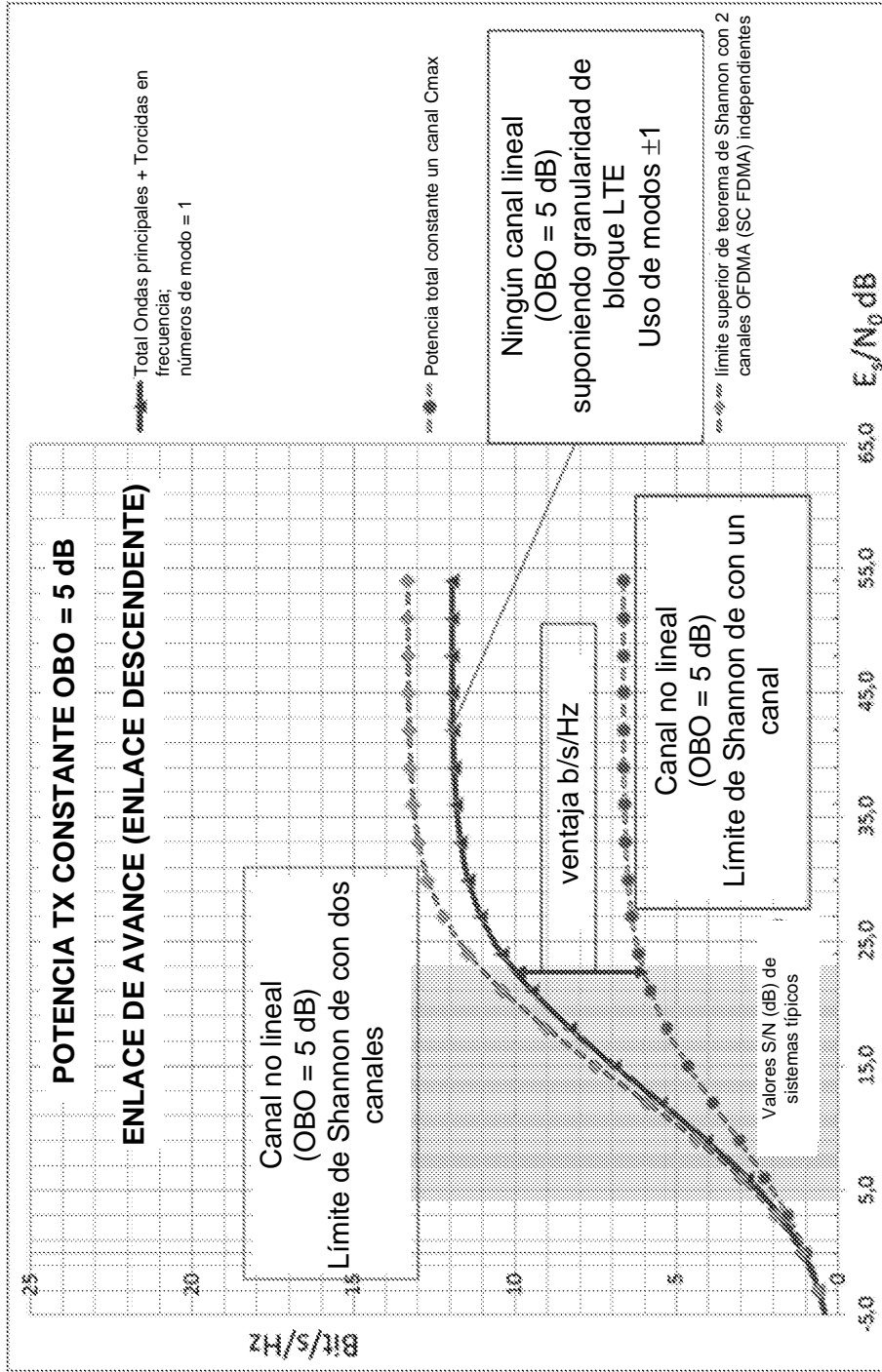


FIG. 39

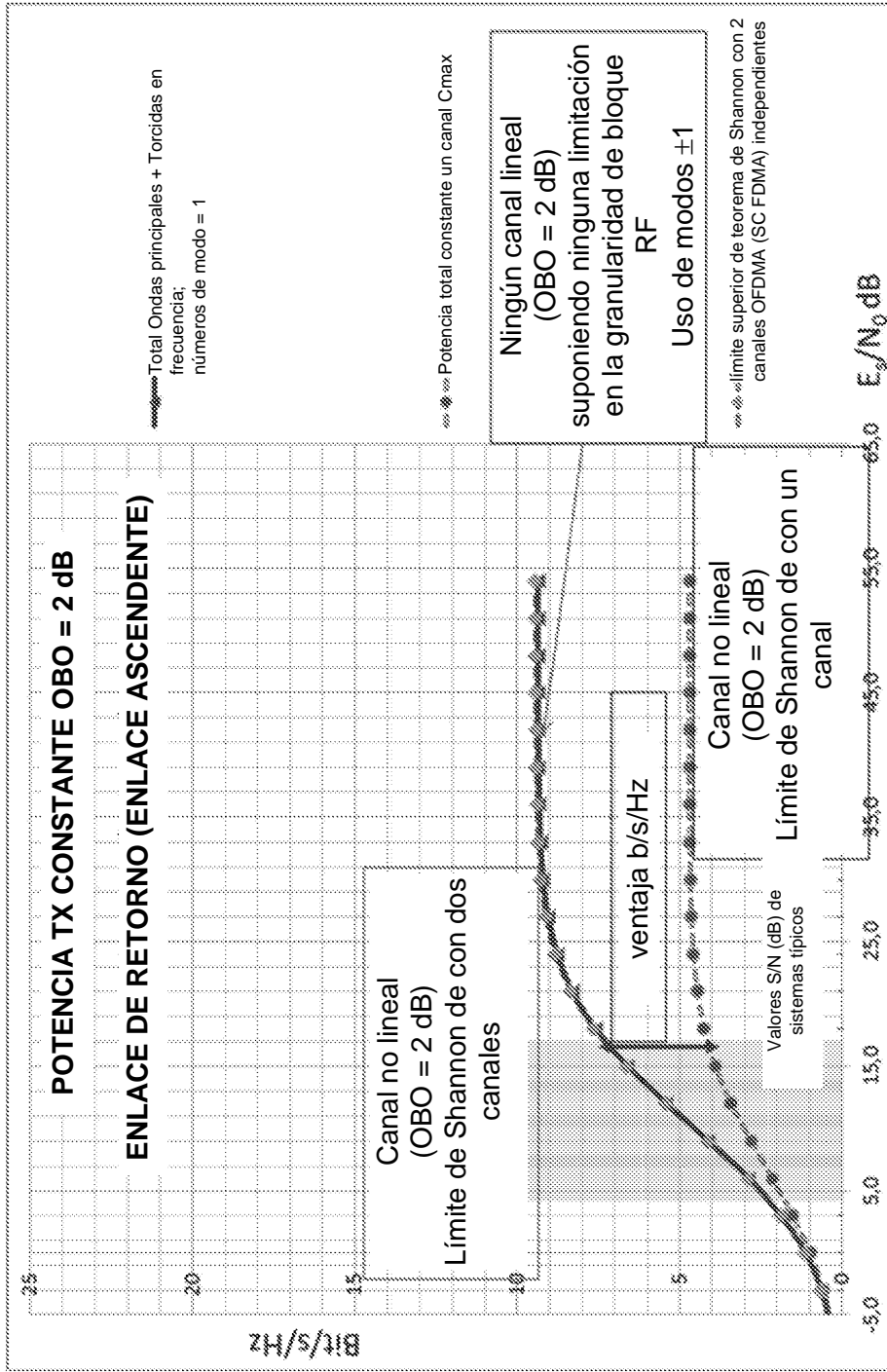


FIG. 40

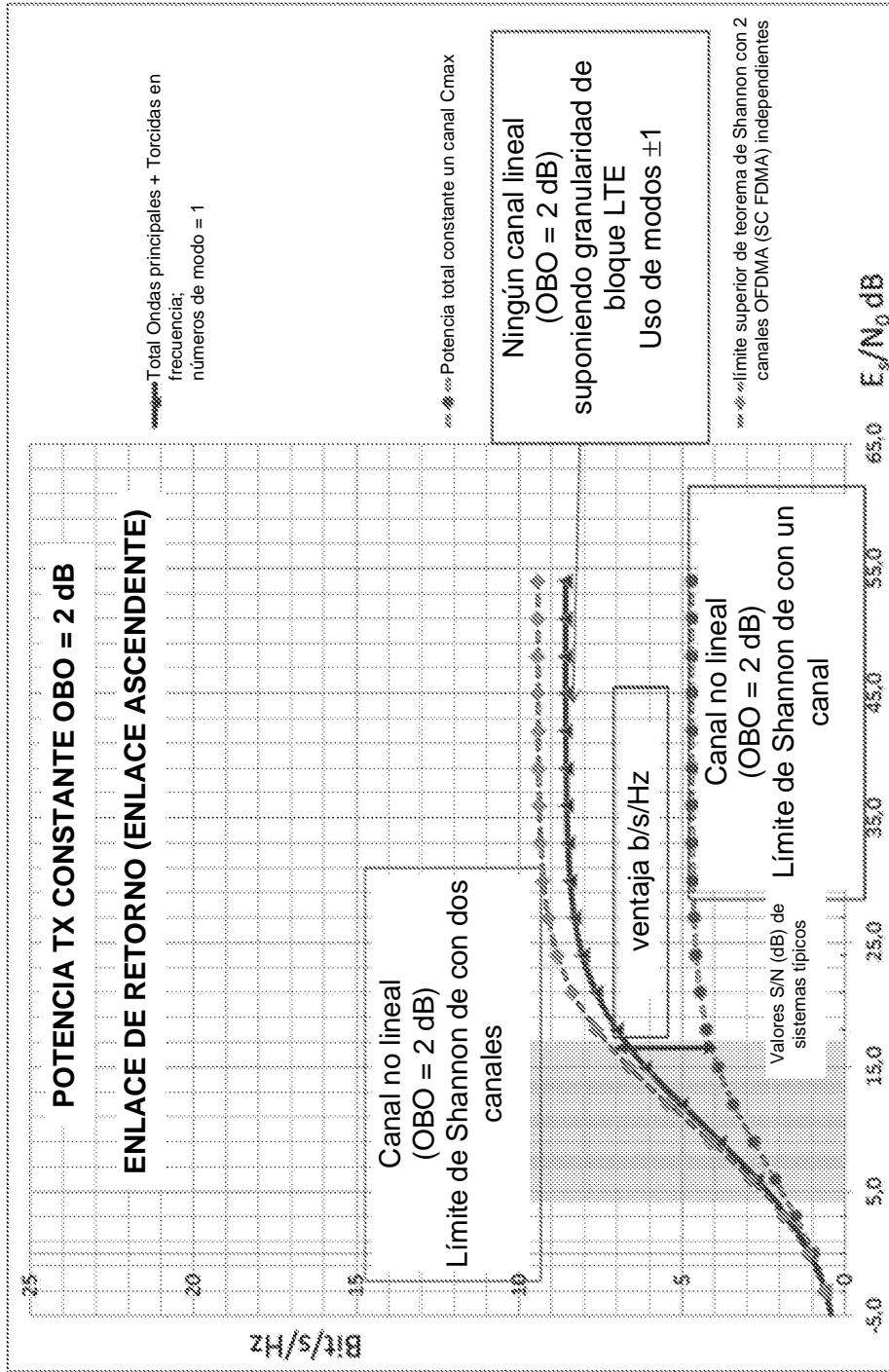


FIG. 41

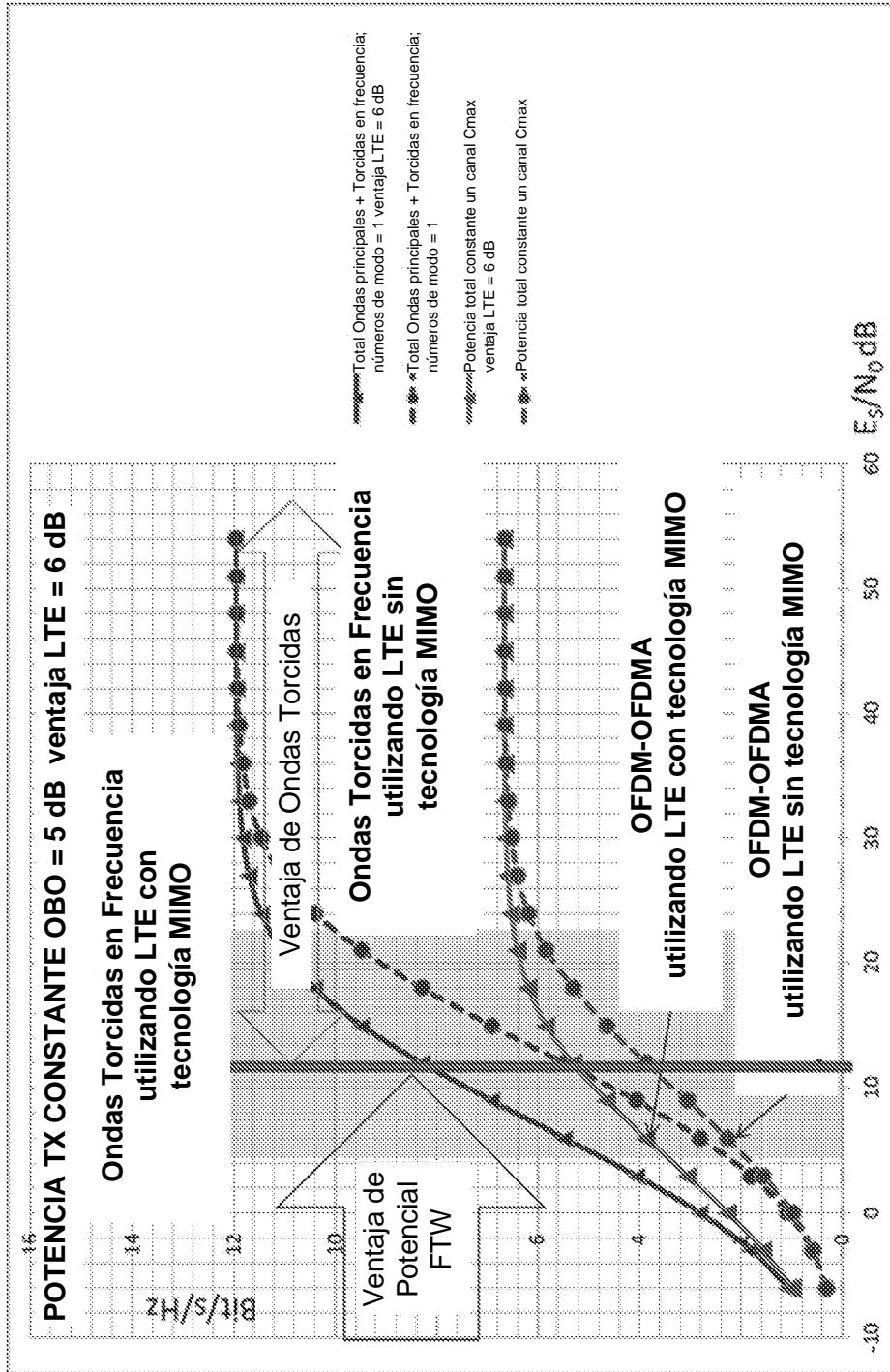


FIG. 42

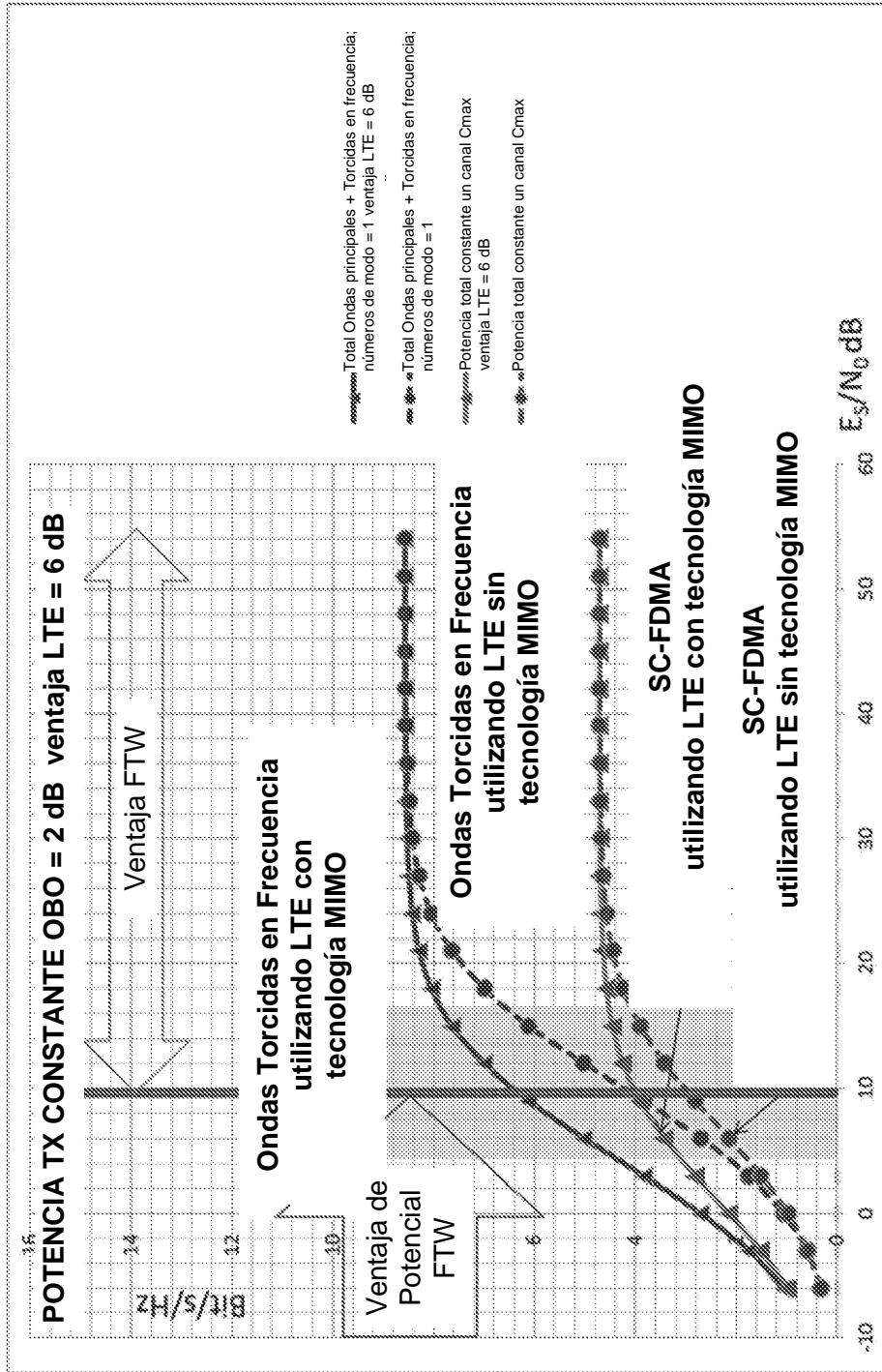


FIG. 43

	distancia (<7 km)		distancia (<1.5 km)		
	Reutilización Torsión en Frecuencia @ S/N = 6 dB	Reutilización Torsión en Frecuencia @ S/N = 21 dB	Reutilización Torsión en Frecuencia @ S/N = 6 dB	Reutilización Torsión en Frecuencia @ S/N = 21 dB	
ONDAS NO TORCIDAS	Modo LTE Convencional sin Multitrayecto MB bit/s a 20 MHz	45	117	45	117
	Modo LTE Convencional con multitrayecto constructivo MB bit/s a 20 MHz	78	128	78	128
	Modo LTE convencional con MIMO con Multitrayecto limitado a 20 MHz	73	186	73	186
ONDAS TORCIDAS	LTE Convencional con Ondas Torcidas sin Multitrayecto MB bit/s a 20 MHz	56	190	56	190
	LTE Convencional con Ondas Torcidas con multitrayecto constructivo MB bit/s a 20 MHz			110	221
	LTE Convencional con Ondas Torcidas con MIMO con Multitrayecto limitado MB bit/s a 20 MHz	90	303	90	303

FIG. 45

	distancia (<7 km)		distancia (<1.5 km)	
	Reutilización Torsión en Frecuencia @ S/N = 6 dB	Reutilización Torsión en Frecuencia @ S/N = 15 dB	Reutilización Torsión en Frecuencia @ S/N = 6 dB	Reutilización Torsión en Frecuencia @ S/N = 15 dB
ONDAS NO TORCIDAS				
Modo LTE Convencional sin Multitrayecto MB bit/s a 20 MHz	43	78	43	78
Modo LTE Convencional con multitrayecto constructivo MB bit/s a 20 MHz	68	89	68	89
Modo LTE convencional con MIMO con Multitrayecto limitado a 20 MHz	69	125	69	125
ONDAS TORCIDAS				
LTE Convencional con Ondas Torcidas sin Multitrayecto MB bit/s a 20 MHz	54	122	54	122
LTE Convencional con Ondas Torcidas con multitrayecto constructivo MB bit/s a 20 MHz			100	153
LTE Convencional con Ondas Torcidas con MIMO con Multitrayecto limitado MB bit/s a 20 MHz	87	196	87	196

FIG. 46

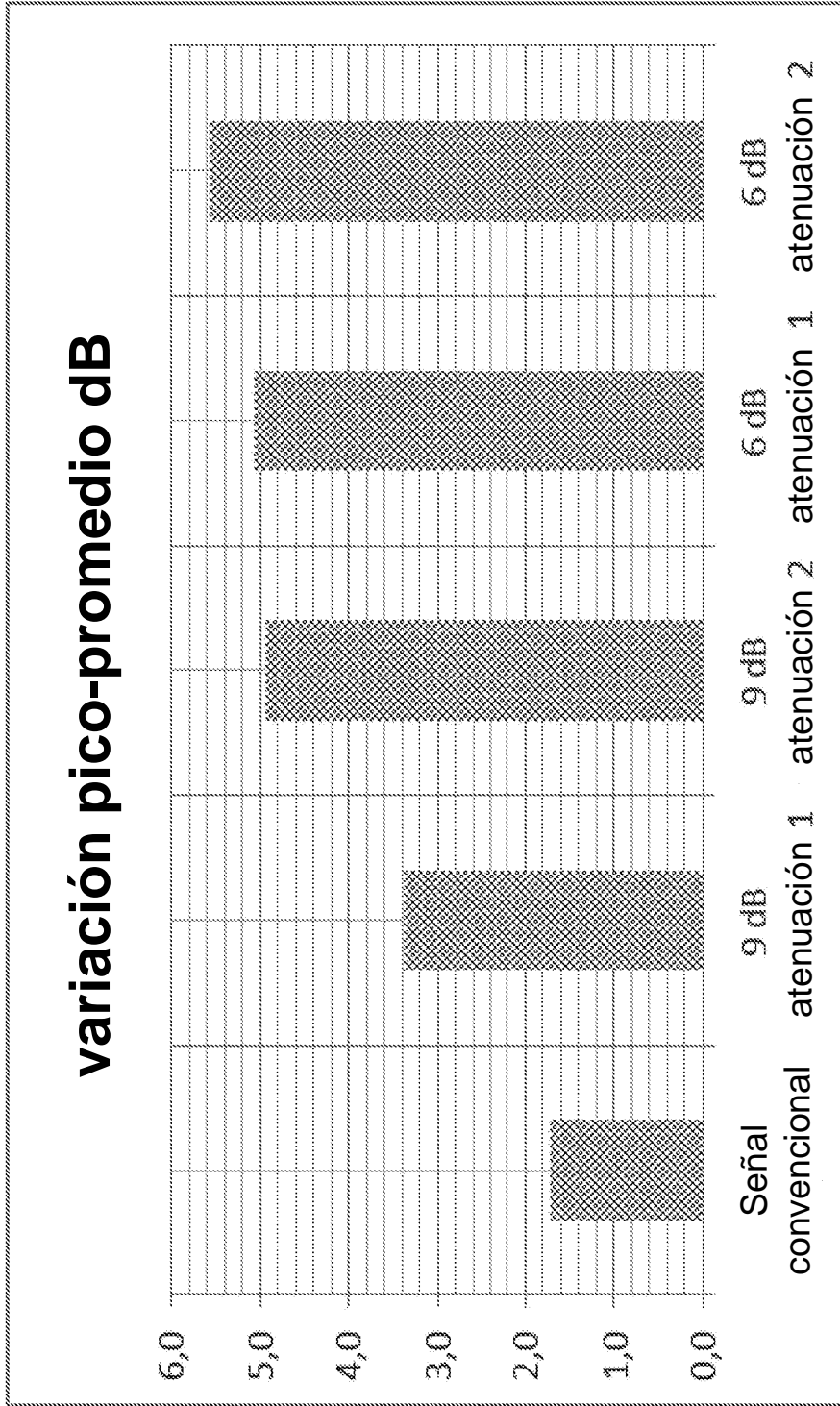


FIG. 47

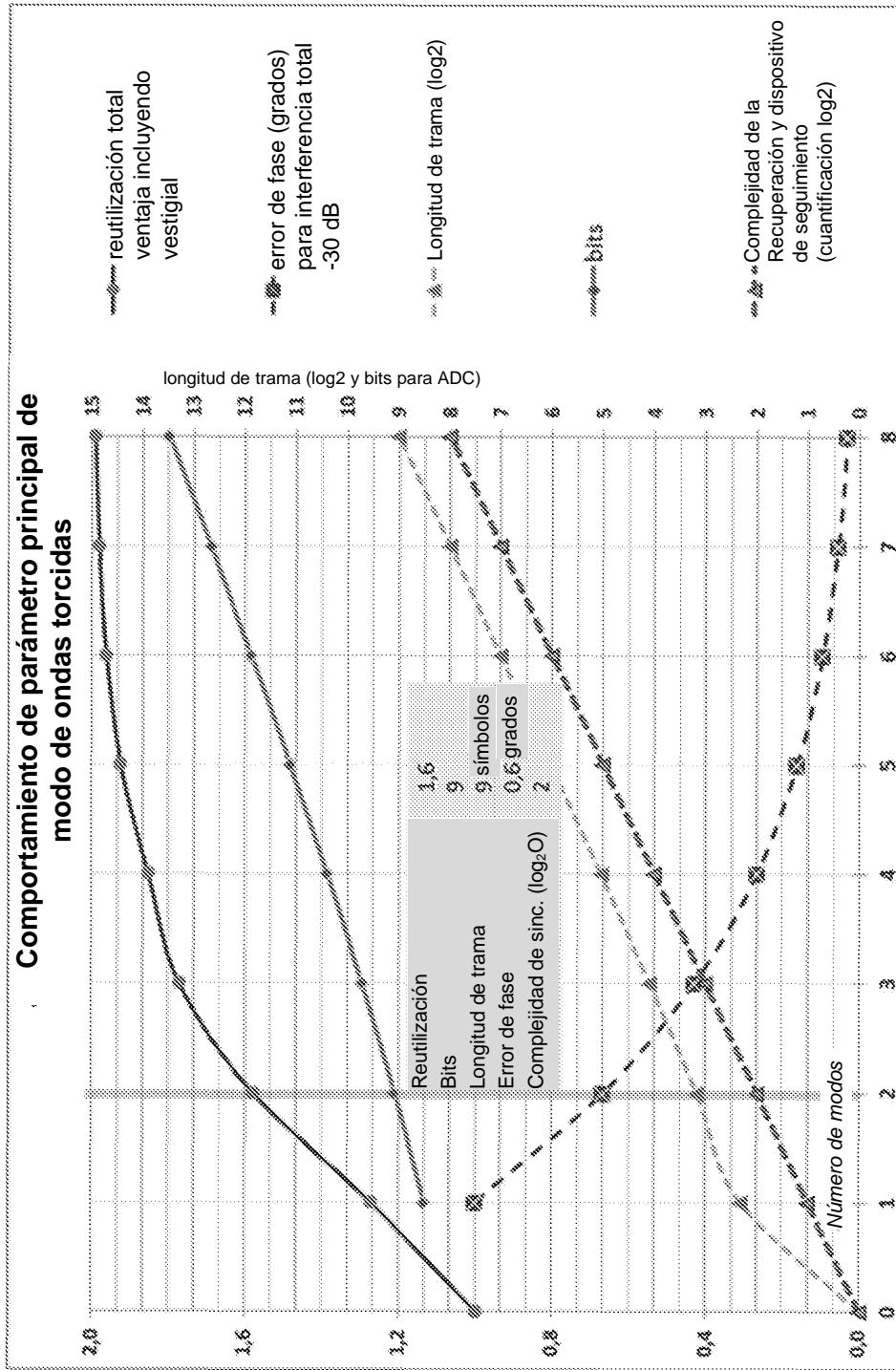


FIG. 48