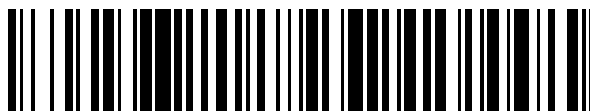


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 811 453**

51 Int. Cl.:

H04L 27/20 (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)

H04L 27/36 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **04.08.2017 E 17382550 (6)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **03.06.2020 EP 3439255**

54 Título: **Un método para proporcionar una mayor robustez contra ruido e interferencia en comunicaciones inalámbricas, un transmisor y productos de programas informáticos de los mismos**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
12.03.2021

73 Titular/es:

**TELEFONICA, S.A. (100.0%)
Gran Vía, 28
28013 Madrid, ES**

72 Inventor/es:

**LORCA HERNANDO, JAVIER y
GONZÁLEZ SÁNCHEZ, CARLOS**

74 Agente/Representante:

ARIZTI ACHA, Monica

ES 2 811 453 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

Un método para proporcionar una mayor robustez contra ruido e interferencia en comunicaciones inalámbricas, un transmisor y productos de programas informáticos de los mismos

5

Campo técnico

La presente invención se dirige, en general, al campo de las comunicaciones inalámbricas. En particular, la invención se refiere a un método para proporcionar una mayor robustez contra ruido e interferencia en comunicaciones inalámbricas caracterizadas por ruido gaussiano aditivo significativo, dispersión Doppler elevada, ruido de fase, falta de coincidencia de frecuencia y/o baja eficiencia de los amplificadores de potencia. La invención se refiere también a un transmisor y a productos de programas informáticos.

En el presente documento, por subportadora de corte debe entenderse el índice de subportadora por encima del cual se mapean las componentes espectrales de la señal de frecuencia instantánea, de tal manera que no hay deterioro Doppler, de ruido de fase y/o CFO significativos en la señal recibida anterior a ella. Por factor de reducción de ruido debe entenderse un término que multiplica la SNR de las subportadoras que tiene en cuenta la potencia de ruido efectiva experimentada por las subportadoras de la señal de frecuencia instantánea, en presencia de ruido AWGN.

20 **Antecedentes de la invención**

La multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) es una técnica de acceso probada para el uso y multiplexación eficiente de datos en el dominio de la frecuencia. Un ejemplo de un sistema que emplea OFDM es la Evolución a Largo Plazo (LTE). LTE es el siguiente paso en los sistemas celulares de tercera generación (3G), que básicamente representa una evolución de las normas de comunicaciones móviles anteriores, como el Sistema de Telecomunicación Móvil Universal (UMTS) y el Sistema Global para Comunicaciones Móviles (GSM). Es una norma del Proyecto de Asociación de Tercera Generación (3GPP) que proporciona rendimientos específicos de hasta 50 Mbps en enlace ascendente y hasta 100 Mbps en enlace descendente. Utiliza un ancho de banda escalable de 1,4 a 20 MHz para satisfacer las necesidades de los operadores de red que tienen asignaciones de ancho de banda diferentes.

Los recientes esfuerzos de normalización en 3GPP hacia los sistemas celulares 5G también se centran en OFDM para la llamada Nueva Radio (NR), incluyendo soporte a frecuencias portadoras de hasta 100 GHz. NR soportará las denominadas Comunicaciones de Baja Latencia Ultra-Fiables (URLLC), caracterizadas por altas confiabilidades y latencias bajas para aplicaciones críticas como emergencias, salud o incluso Internet táctil. Otras normas inalámbricas como WiFi (valores desconectados de IEEE (normalmente superiores a 10 dB, a menos que se apliquen técnicas de recorte). Este inconveniente se agrava en las frecuencias altas debido a la eficiencia de potencia inherentemente menor del hardware de radiofrecuencia (RF) por encima de 6 GHz. La sensibilidad a los desajustes de frecuencia también es crítica en las frecuencias altas, así como la propagación Doppler causada por los movimientos del usuario y/o el entorno, ambos aumentando linealmente con la frecuencia portadora. Por último, el ruido de fase introducido por los osciladores de RF es otra cuestión que puede ser muy importante más allá de 6 GHz, por lo tanto, la introducción de deterioros no aditivos en el lado del receptor que, a excepción del llamado error de fase común (CPE), puede ser muy difícil de superar.

Hay un gran cuerpo de investigación que estudia alternativas al OFDM con el objetivo de superar algunas de las limitaciones anteriores. En [1], los autores proponen una forma de onda envolvente constante basada en la modulación de la frecuencia instantánea de la señal portadora con una señal de modulación de OFDM. Tal forma de onda se ve que es particularmente robusta a trayecto múltiple, ruido de fase y compensaciones de frecuencia, pero la robustez adicional al Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (AWGN) todavía no se ha estudiado. Las comunicaciones críticas a menudo deben asegurar una fiabilidad muy alta en la interfaz radio, incluso en condiciones de baja relación señal a ruido, exigiendo por lo tanto técnicas especializadas para superar el ruido y la interferencia sin comprometer el rendimiento.

El 3GPP también ha propuesto modificaciones adecuadas a las formas de onda de OFDM existentes en las denominadas interfaces aéreas de NB-IoT (IoT de banda estrecha) y LTE-M, con el objetivo de mejorar la cobertura y abordar escenarios tradicionalmente difíciles (como entornos interiores profundos). Sin embargo, estas variantes de interfaz aérea no ofrecen una buena protección contra Doppler, ruido de fase o compensaciones de frecuencia. Ambos NB-IoT y LTE-M se basan en la forma de onda de OFDM, por lo tanto, sufren las mismas limitaciones que el impacto de la compensación de frecuencia, ruido de fase y Doppler en el rendimiento.

La normalización continua de la NR en 3GPP se centra en las denominadas Señales de Referencia de Seguimiento de Fase (PTRS), destinadas a compensar el impacto de CPE en formas de onda de OFDM. Sin embargo, generalmente no es posible compensar los errores de fase no constantes mediante señales de referencia, y se supone que las subportadoras son suficientemente anchas (según la numerología escalable en NR) para hacer que el ruido

de fase sea menos dañino. Sin embargo, un espaciado de subportadora demasiado amplio puede conducir a condiciones de canal no plano en las subportadoras, exigiendo por tanto una ecualización intra-subportadora en canales selectivos de frecuencia, con la complejidad consecuente.

5 En resumen, el estado actual de la técnica no puede proporcionar una fiabilidad mejorada y protección simultánea
 contra Doppler, ruido de fase e inestabilidad de frecuencia con formas de onda convencionales. Por lo tanto, se
 requieren formas de onda más adecuadas para proporcionar suficiente robustez a esos deterioros, al mismo tiempo
 que se supera el impacto de la baja eficiencia de potencia en la PA. El documento científico GUERREIRO JOÃO ET
 10 AL: "CE-OFDM Schemes: Spectral Characterization and Optimum Performance", WIRELESS PERSONAL
 COMMUNICATIONS, SPRINGER, vol. 96, n.º 2, 17 de mayo de 2017, desvela expresiones precisas para la densidad
 espectral de potencia promedio de señales de CE-OFDM. Haciendo uso de resultados recientes que indican ganancias
 de rendimiento asociadas a la detección óptima de señales de múltiples portadoras distorsionadas no linealmente,
 este documento científico también investiga la detección óptima de señales de CE-OFDM considerando tanto los
 15 canales de ruido gaussiano blanco aditivo como los canales de frecuencia selectiva con desvanecimiento de Rayleigh,
 que proporciona expresiones teóricas para las ganancias asintóticas así como los correspondientes resultados de tasa
 de error de bits aproximados.

El documento científico "Constant Envelope ODFM" describe una técnica de transformación que tiene como objetivo
 20 resolver el problema de relación de potencia de pico a media (PAPR) asociado con OFDM. OFDM de envolvente
 constante (CE-OFDM) transforma la señal de OFDM, por medio de modulación de fase, a una señal designada para
 amplificación de potencia eficiente. En el receptor, se aplica la transformación inversa - demodulación de fase - antes
 del demodulador de OFDM convencional. El rendimiento de CE-OFDM se analiza en los canales de ruido gaussiano
 blanco aditivo (AWGN) y de desvanecimiento. Se muestra CE-OFDM para conseguir buen rendimiento en trayecto
 25 múltiple denso con el uso de transmisión de prefijo cíclico en conjunto con el ecualizador del dominio de la frecuencia
 (FDE).

El documento científico "Constant Envelope Multicarrier Modulation Performance Evaluation in AWGN and Fading
 Channels" estudia la capacidad de adecuación de la técnica de modulación de múltiples portadoras de envolvente
 30 constante para la implementación de enlace inalámbrico de 1 Gbps a 60 GHz. Esta técnica combina OFDM y
 modulación de fase (PM) donde: (1) PM crea una señal de envolvente constante que permite que el amplificador de
 alta potencia opere cerca de niveles de saturación maximizando por lo tanto la eficiencia de potencia, (2) OFDM
 aumenta la robustez al desvanecimiento de trayecto múltiple. Puesto que los símbolos de OFDM-PM satisfacen la
 propiedad de simetría, puede usarse un combinador de relación máxima (MRC) en el receptor.

35 En el documento científico "Analysis of Radar Performance in CE-OFDM Signal" se han introducido señales de radar
 de múltiples portadoras para conseguir resolución de alcance alta en sistemas de radar controlando la gran relación
 de potencia de envolvente pico a media y las fluctuaciones de potencia grandes que son sensibles a no linealidades
 en el sistema debido al amplificador de potencia. El esquema dado basado en OFDM y modulación de fase
 40 combinados (OFDM-PM) o modulación de frecuencia (OFDM-FM) alivia los efectos indeseables debido a relación de
 potencia pico a envolvente promedio alta de señales de OFDM. Se estudia la fiabilidad de esta señalización como una
 compresión de pulso de radar y también se introducen algunos códigos para señales de radar de CE-OFDM con
 funciones de autocorrelación favorable. Se muestra que para el sistema de radar bajo análisis, el rendimiento de
 relación de potencia pico promedio conseguido es razonable a usar únicamente formas de onda de OFDM.

45 **Descripción de la invención**

La normalización en curso de NR en 3GPP se está centrando en las denominadas Señales de Referencia de
 Seguimiento de Fase (PTRS), que tienen como objetivo compensar el impacto de CPE en formas de onda de OFDM.
 Los errores de fase no constante, sin embargo, en general no es posible que se compensen por medio de señales de
 50 referencia, y las subportadoras se supone que son suficientemente anchas (en cuanto a la numerología escalable en
 NR) para hacer el ruido de fase menos dañino. Sin embargo, un espaciado de subportadora demasiado ancho, puede
 conducir a condiciones de canal no planas en las subportadoras, demandando por lo tanto ecualización intra-
 subportadora en canales de frecuencia selectiva, con la consecuente complejidad.

55 En resumen, el estado actual de la técnica no puede proporcionar fiabilidad mejorada y protección simultánea contra
 Doppler, ruido de fase e inestabilidad de frecuencia con formas de onda convencionales. Por lo tanto se requieren
 formas de onda más adecuadas para proporcionar suficiente robustez a estos deterioros, al mismo tiempo que también
 se supere el impacto de eficiencia de baja potencia en la PA.

60 **Descripción de la invención**

Para ello, la presente invención propone según un primer aspecto un método de acuerdo con la reivindicación 1.

Según el método propuesto, dicho canal inalámbrico tiene un componente de Ruido Gaussiano Blanco Aditivo y

condiciones de desvanecimiento plano, es decir, al menos un componente de trayectos múltiples está presente en el lado del receptor (aparte del ruido gaussiano). Esto puede ser realista cuando el receptor es capaz de discriminar espacialmente aquellas componentes de señal que no se reciben dentro de un ancho de haz estrecho, como es característico de la formación de haces en frecuencias más altas.

5

A diferencia de las propuestas conocidas en el campo, en el método propuesto el transmisor calcula la longitud FFT, N , y el número de subportadoras positivas activas, $N_{a,FM}^+$ que se necesitan para tener una mejora dada en la relación señal a ruido en las subportadoras positivas activas del espectro de frecuencias instantáneo que contiene la información; calcula la subportadora de corte k_0 que se necesita para superar Doppler, ruido de fase y desviaciones de desplazamiento de la frecuencia portadora en el lado del receptor; y genera una forma de onda de señal de banda base compleja de la forma $s[n] = A_c \exp\{j\phi[n]\}$ que lleva la información deseada con la longitud de FFT elegida, número de subportadoras positivas activas y subportadora de corte.

10

En una realización, la relación señal a ruido en las subportadoras positivas activas del espectro de frecuencias instantáneo, cuando se tienen en cuenta errores de fase desenrollada, $SNR_{sc,freq,FM}^{desenrollada}$, sigue la expresión:

15

$$\left(SNR_{sc,freq,FM}^{desenrollada}\right)^{-1} = \left(SNR_{sc,freq,FM}\right)^{-1} + \frac{P[desenrollada]}{m_{norm}^2 E\left[\frac{1}{|x[n]_{max}|^2}\right]},$$

donde la relación señal a ruido en las subportadoras positivas activas del espectro de frecuencias instantáneo sin tener en cuenta los errores de fase desenrollada, $SNR_{sc,freq,FM}$, está dada por:

20

$$SNR_{sc,freq,FM} = 2\pi^2 m_{norm}^2 \frac{E\left[\frac{1}{|x[n]_{max}|^2}\right]}{E\left[\arctan^2 \frac{n_{0,\theta}[n]}{A_c[n] + n_{0,r}[n]}\right]} \frac{1}{\eta(N_{a,FM}^+)},$$

$$\eta(N_{a,FM}^+) = \frac{1}{N_{a,FM}^+} \sum_{k=k_0+1}^{k_0+N_{a,FM}^+} \left(1 - \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right)\right),$$

25

donde $n_{0,r}[n]$ y $n_{0,\theta}[n]$ son componentes de ruido Gaussiano blanco aditivo a lo largo de las direcciones radial y normal con respecto a un fasor que representa la señal FM-OFDM recibida, según la expresión:

$$r[n] = (A_c[n] + n_{0,r}[n])\hat{u}_r + n_{0,\theta}[n]\hat{u}_\theta,$$

30

donde $r[n]$ es la representación en banda base compleja de la señal FM-OFDM recibida; \hat{u}_r , \hat{u}_θ son fasores unitarios en el plano complejo que siguen las direcciones radial y normal respectivamente; $A_c[n]$ es la amplitud recibida de la señal FM-OFDM; m_{norm} es el índice de modulación de la señal FM-OFDM; y $P[desenrollada]$ es la probabilidad de que se produzca un error de fase desenrollada en cualquier muestra instantánea del símbolo FM-OFDM recibido.

35

Los dos operadores de valor esperados pueden calcularse numéricamente o mediante simulación. El valor esperado

en el numerador $E\left[\frac{1}{|x[n]_{max}|^2}\right]$ puede obtenerse mediante simulación como una función de $N_{a,FM}^+$ y el orden de modulación de las subportadoras en la frecuencia instantánea, simplemente mediante la obtención del promedio del

término entre corchetes después de un número suficientemente alto de símbolos OFDM transmitidos con amplitudes de subportadoras aleatorias $x[k]$. En una realización, el valor esperado en el denominador

$E \left[\arctan^2 \frac{n_{0,\theta}[n]}{A_c[n] + n_{0,r}[n]} \right]$ puede calcularse como una función de la relación señal a ruido del símbolo,

$SNR_{simb,FM} = \frac{A_c^2}{N_0 B}$, en presencia de Ruido Gaussiano Blanco Aditivo sin deterioros de desvanecimiento de

5 Rayleigh, utilizando la expresión:

$$E \left[\arctan^2 \frac{n_{0,\theta}[n]}{A_c[n] + n_{0,r}[n]} \right] = \frac{1}{\pi N_0 B} \iint \arctan^2 \frac{n_{0,\theta}}{A_c + n_{0,r}} \exp\left(-\frac{n_{0,\theta}^2}{N_0 B}\right) \exp\left(-\frac{n_{0,r}^2}{N_0 B}\right) dn_{0,\theta} dn_{0,r},$$

donde N_0 es la densidad espectral de potencia de ruido y B el ancho de banda de la señal.

10 En otra realización, dicha magnitud en el denominador $E \left[\arctan^2 \frac{n_{0,\theta}[n]}{A_c[n] + n_{0,r}[n]} \right]$ puede calcularse como una

función de la relación señal a ruido del símbolo, $SNR_{simb,FM} = \frac{A_c^2}{N_0 B}$, en presencia de un canal de Rayleigh de desvanecimiento plano utilizando la expresión:

$$E \left[\arctan^2 \frac{n_{0,\theta}[n]}{A_c[n] + n_{0,r}[n]} \right] = \frac{1}{\pi N_0 B \sigma^2} \iiint \arctan^2 \frac{n_{0,\theta}}{A_c + n_{0,r}} \exp\left(-\frac{n_{0,\theta}^2}{N_0 B}\right) \exp\left(-\frac{n_{0,r}^2}{N_0 B}\right) A_c \exp\left(-\frac{A_c^2}{2\sigma^2}\right) dn_{0,\theta} dn_{0,r} dA_c,$$

15 donde σ^2 es la potencia recibida promedio de la amplitud de la señal $A_c[n]$.

Las integrales anteriores pueden determinarse a su vez por medio de integración numérica o simulaciones de Monte Carlo.

20 El término $\eta(N_{a,FM}^+)$ es un factor de reducción de ruido que depende únicamente en el número de subportadoras activas $N_{a,FM}^+$ y de la subportadora de corte k_0 . De este modo es posible calcular el número máximo de subportadoras activas en la frecuencia instantánea de tal manera que se pueda conseguir una SNR dada. Cuanto menor sea el número de subportadoras activas, y cuanto más cerca estén de la subportadora de corte, mejor será la protección contra el ruido. La robustez de ruido mejorada conduce a mejores características de tasa de error de bit y por lo tanto

25 mejor fiabilidad como se requiere en URLLC.

En una realización, la probabilidad de errores de fase desenrollada, $P[\text{desenrollada}]$, se expresa como la probabilidad de que la magnitud absoluta de la señal de frecuencia instantánea recibida sea superior a 0,5:

30
$$P[\text{desenrollada}] = P[|f + \Delta f| \geq 0,5],$$

donde f es la señal de frecuencia instantánea recibida idealmente sin ruido, y Δf es la componente de ruido correspondiente.

35 En otra realización, dicha probabilidad de errores de fase desenrollada se calcula mediante:

$$P[\text{desenrollada}] = \int_{0.5}^1 [p_f(f) * p_{\Delta f}(f)] df + \int_{-1}^{-0.5} [p_f(f) * p_{\Delta f}(f)] df,$$

donde $p_{\Delta f}(\cdot)$ indica la función de densidad de probabilidad, pdf, de la componente de ruido de frecuencia instantánea Δf , y $p_{\Delta f}(\cdot)$ indica la pdf de la señal de frecuencia instantánea f recibida idealmente sin ruido, según la expresión:

$$f[n] = \frac{m_{norm}}{|x[n]|_{max}} \cdot \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x[k] \exp\left(j \frac{2\pi kn}{N}\right), n = 0, \dots, N-1,$$

donde $x[k]$ son las amplitudes complejas de las subportadoras que contienen la información; m_{norm} es el índice de modulación; y $|x[n]|_{max}$ es la amplitud absoluta pico de la señal OFDM constituyente $x[n]$ que contiene la información.

Además, dicha pdf de la componente de ruido de frecuencia instantánea $p_{\Delta f}(\cdot)$ puede calcularse como la pdf de una transformación de los procesos aleatorios $n_{0,r}[n]$, $n_{0,\theta}[n]$, y $A_c[n]$, según la expresión:

$$\Delta f[n] = \frac{1}{2\pi} \left[\arctan \frac{n_{0,\theta}[n]}{A_c[n] + n_{0,r}[n]} - \arctan \frac{n_{0,\theta}[n-1]}{A_c[n] + n_{0,r}[n-1]} \right]$$

Otros aspectos que se describen aquí incluyen también un transmisor que incluye una unidad de generación de forma de onda, configurada para implementar el método del primer aspecto de la invención, según la reivindicación 9.

Incluso, otros aspectos de la presente invención incluyen programas de software para llevar a cabo el método, las etapas de realización y las operaciones resumidas anteriormente y descritas en detalle a continuación. Más particularmente, un producto de programa informático según la reivindicación 10 es una realización que tiene un medio legible por ordenador que incluye instrucciones de programa informático codificadas en el mismo que cuando se ejecutan en al menos un procesador en un elemento informático hace que el procesador realice las operaciones indicadas como realizaciones de la invención. Por lo tanto, la presente invención aprovecha la forma de onda propuesta en [1] proponiendo un método para generar una forma de onda FM-OFDM con una robustez adicional deseada al ruido y a la interferencia, especificada mediante una ganancia de SNR sobre OFDM, para un orden de modulación dado. Siempre que se cumplan las condiciones de desvanecimiento plano, la presente propuesta describe un método para proporcionar protección adicional contra el ruido en términos de una ganancia de SNR, utilizando una señal de envolvente constante descrita en la técnica anterior cuya señal de frecuencia instantánea transporta la información de carga útil.

Dicha forma de onda se puede diseñar para compensar la tasa de transmisión de datos frente a la robustez al ruido, seleccionando el número de subportadoras activas en el espectro de frecuencias instantáneo que proporciona una protección deseada contra el ruido.

El procedimiento descrito conserva la robustez ya descrita de tal forma de onda contra Doppler, ruido de fase y deterioros CFO, seleccionando el valor apropiado de la subportadora de corte.

40 Breve descripción de los dibujos

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

45 La figura 1 es una ilustración esquemática de un sistema para la aplicación de la invención propuesta.

La figura 2 ilustra la descomposición de la señal recibida en componentes radiales y normales, y del error de fase resultante.

50 La figura 3 ilustra la función de autocorrelación del ruido en la frecuencia instantánea.

La figura 4 ilustra el espectro de potencia de ruido teórico en la frecuencia instantánea, con $N = 2048$.

La figura 5 ilustra el espectro de potencia de ruido obtenido por simulación para una SNR de símbolo igual a 0 dB, como una función del índice de subportadora.

5 La figura 6 ilustra el factor de reducción de ruido como una función del número de subportadoras activas positivas, para $k_0 = 1$.

La figura 7 ilustra otra ilustración esquemática del sistema para implementar la invención propuesta.

10 Descripción detallada de las realizaciones preferidas

Con referencia a la figura 1, en ella se ilustra un sistema básico para la aplicabilidad del método propuesto con el fin de mejorar la fiabilidad de las formas de onda FM-OFDM. El sistema comprende un transmisor inalámbrico no ideal (110), un canal no ideal (120) que introduce un número de deterioros en una señal inalámbrica, y un receptor inalámbrico no ideal (130) que también introduce otros deterioros. Los deterioros de señal en el receptor (130) pueden comprender una o múltiples fuentes de AWGN, ensanchamiento Doppler, ruido de fase y/o desplazamiento de frecuencia portadora (CFO).

20 El sistema inalámbrico está diseñado para entregar un paquete de datos dentro de un tiempo determinado con una probabilidad muy alta de éxito, según los llamados casos de uso de URLLC. Esto requiere unas curvas de rendimiento BER/BLER significativamente mejoradas en comparación con las técnicas de la técnica anterior, incluso en presencia de deterioros causados por la implementación tanto del canal (120) como del receptor (130).

25 La presente invención supone que la señal recibida no está sometida a trayectos múltiples, sino a una combinación de AWGN, Doppler, ruido de fase y desplazamiento de frecuencia portadora. Esto se denomina a veces como condiciones de desvanecimiento plano y puede ser realista en entornos en los que la formación de haces en el lado de recepción (130) es capaz de rechazar la mayor parte de las componentes de trayectos múltiples fuera del ancho de haz del receptor. La formación de haces permite asumir la presencia de una única réplica de la señal transmitida en el receptor (130) con muy buena aproximación, corrompida aún más por una combinación de AWGN, Doppler, ruido de fase y CFO. La formación de haces a frecuencias portadoras por encima de 6 GHz se considera esencial debido a las pérdidas de propagación en exceso en comparación con las frecuencias más bajas, particularmente por encima de 30 GHz (llamadas oficialmente ondas milimétricas u ondas mm). Las bandas por encima de 6 GHz se conocen comúnmente como ondas mm, en contraste con las frecuencias celulares más bajas que van desde muy pocos centenares de MHz hasta 6 GHz.

35 La robustez de la forma de onda FM-OFDM a Doppler, ruido de fase y deterioros de CFO se ha descrito en la técnica anterior [1]. Sin embargo, no se hacen consideraciones sobre cómo proporcionar protección adicional contra el ruido gaussiano, que se considera esencial para la URLLC y constituye la base de la presente invención.

40 En primer lugar escribamos la expresión de una señal FM-OFDM de envolvente constante después de pasar por un canal AWGN, sin otros deterioros adicionales:

$$r[n] = A_c \exp j\phi[n] + n_0[n],$$

45 donde la potencia de la señal en banda base está dada por A_c^2 y la potencia de ruido en banda base es N_0B , indicando B el ancho de banda de señal. $n_0[n] = n_{0,x}[n] + jn_{0,y}[n]$ es un complejo proceso de ruido Gaussiano blanco circular cuyas partes reales e imaginarias son también blancas y gaussianas, con potencias iguales dadas por $N_0B/2$.

50 La señal recibida también se puede escribir, después de la descomposición adicional del ruido en componentes ortogonales según $n_0[n] = n_{0,r}[n]\hat{u}_r + n_{0,\theta}[n]\hat{u}_\theta$, como: $r[n] = (A_c + n_{0,r}[n])\hat{u}_r + n_{0,\theta}[n]\hat{u}_\theta$, donde \hat{u}_r , \hat{u}_θ son fasores unitarios en el plano complejo que siguen direcciones radial y normal respectivamente, y \hat{u}_r presenta un ángulo dado por $\phi[n]$ con respecto a los semiejes real y positivo. $n_{0,r}[n]$, $n_{0,\theta}[n]$ son las componentes de ruido radial y normal, respectivamente. Ambas se asumen que son procesos Gaussianos blancos con potencias iguales dadas por $N_0B/2$. La figura 2 ilustra los conceptos anteriores junto con el error de fase introducido como resultado de AWGN.

Según la figura 2, el ruido introducido sobre la fase de la señal recibida $\phi[n]$ es:

$$\Delta\phi[n] = \arctan \frac{n_{0,\theta}[n]}{A_c + n_{0,r}[n]}$$

- 5 Es evidente que el AWGN altera la fase en forma de una componente de ruido no gaussiano, según una función no trivial tanto de la amplitud de la señal como del ruido. El ruido introducido sobre la señal de frecuencia instantánea es, por lo tanto:

$$\Delta f[n] \equiv \frac{1}{2\pi} \nabla(\Delta\phi[n]) = \frac{1}{2\pi} \left[\arctan \frac{n_{0,\theta}[n]}{A_c + n_{0,r}[n]} - \arctan \frac{n_{0,\theta}[n-1]}{A_c + n_{0,r}[n-1]} \right]$$

10

La presencia de dos instantes de tiempo consecutivos en la expresión anterior sugiere que el ruido en la señal de frecuencia instantánea no es blanco, porque la función de autocorrelación no es cero para diferencias de tiempo iguales a ± 1 :

$$\begin{aligned} R_{\Delta f}[1] &= E[\Delta f[n] \cdot \Delta f[n+1]] \\ &= \frac{1}{4\pi^2} E \left[\arctan n_0'[n] \arctan n_0'[n+1] - \arctan n_0'[n-1] \arctan n_0'[n+1] \right. \\ &\quad \left. - \arctan^2 n_0'[n] + \arctan n_0'[n-1] \arctan n_0'[n] \right] \end{aligned}$$

15

donde por conveniencia la magnitud $n_0'[n]$ se define como:

$$n_0'[n] \equiv \frac{n_{0,\theta}[n]}{A_c + n_{0,r}[n]}$$

20

Dado que \arctan es una función impar de este argumento, y que $n_0'[n]$ toma valores simétricamente distribuidos alrededor de 0, todos los productos cruzados en la función de autocorrelación son cero:

$$E[\arctan n_0'[n] \arctan n_0'[m]] = 0, \forall n \neq m$$

25

y, por lo tanto:

$$R_{\Delta f}[1] = -\frac{1}{4\pi^2} E[\arctan^2 n_0'[n]] \neq 0$$

30

Como resultado, el ruido en la frecuencia instantánea no es blanco (ni gaussiano). Incluso la simetría de la función de autocorrelación para procesos reales estacionarios de sentido amplio conduce al mismo resultado para una diferencia de tiempo igual a -1.

35

Sin embargo, la función de autocorrelación es cero para todos los instantes de tiempo más allá de ± 1 . La figura 3 ilustra los resultados después de calcularlos para diferentes instantes de tiempo, según las siguientes expresiones (donde el índice n dentro de los operadores de expectativa se sustituye por m para evitar confusión):

$$\begin{aligned} R_{\Delta f}[0] &= \frac{1}{2\pi^2} E[\arctan^2 n_0'[m]] \\ R_{\Delta f}[\pm 1] &= -\frac{1}{4\pi^2} E[\arctan^2 n_0'[m]] \\ R_{\Delta f}[n] &= 0, \forall n \neq 0, +1, -1 \end{aligned}$$

Esta expresión tiene importantes implicaciones en el rendimiento. El espectro de potencia del ruido en la frecuencia instantánea viene dado por la Transformada de Fourier Discreta (DFT) de la función de autocorrelación. Teniendo en cuenta que las señales son implícitamente periódicas (con el período N) cuando se trata de DFT, una descripción más adecuada para la función de autocorrelación en el intervalo puede darse por:

$$R_{yy}[n] = \begin{cases} \frac{1}{2\pi^2} E[\arctan^2 n_0'[m]], n = 0 \\ -\frac{1}{4\pi^2} E[\arctan^2 n_0'[m]], n = 1, N-1 \\ 0, n \neq 0, 1, N-1 \end{cases}$$

El espectro de potencia de ruido en la frecuencia instantánea es, por lo tanto:

$$S_{yy}[k] = \frac{E[\arctan^2 n_0'[m]]}{2\pi^2} \left\{ 1 - \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right) \right\}, k = 0, 1, \dots, N-1.$$

El espectro de potencia de ruido tiene un máximo en $N/2$ con un valor que depende de la SNR de símbolo, según el valor esperado del término entre paréntesis, con un cero en el origen (figura 4). Por lo tanto, las subportadoras cercanas al origen sufrirán un ruido menor que las más próximas a $N/2$ y, al concentrar la información de carga útil en la primera parte del espectro, es posible minimizar el impacto del ruido. La figura 5 muestra el espectro de potencia de ruido obtenido por simulaciones de nivel de enlace para SNR = 0 dB (con unidades arbitrarias en el eje vertical), donde la forma espectral de coseno es aparente. El valor de $E[\arctan^2 n_0'[m]]$ se puede obtener mediante Monte Carlo o integración numérica, en función de la SNR de símbolo que, para los canales AWGN, toma el valor:

$$SNR_{simb,FM} = \frac{A_c^2}{N_0 B}.$$

SNR teórica en forma de onda FM-OFDM despreciando los errores de fase desenrollada

La señal de frecuencia instantánea en el receptor (130) se puede escribir como:

$$\frac{1}{2\pi} \nabla \Phi[n] = \underbrace{f[n]}_{señal} + \underbrace{\Delta f[n]}_{ruido}.$$

El término más a la izquierda contiene la información de carga útil transportada por las subportadoras, con amplitudes dadas por $x[k]$ según la siguiente expresión:

$$f[n] = \frac{m_{norm}}{|x[n]_{max}|} \cdot \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x[k] \exp\left(j \frac{2\pi kn}{N}\right), n = 0, \dots, N-1$$

$|x[n]_{max}|$ es el valor máximo absoluto de $x[n]$ dentro del símbolo (que cambia en una base por símbolo dependiendo del contenido de las subportadoras), y m_{norm} es una constante de normalización. Este procedimiento hace que la frecuencia instantánea esté siempre en el rango $[-m_{norm}, m_{norm}]$, limitando así el ancho de banda instantáneo máximo de la señal (que depende de la excursión de frecuencia máxima). m_{norm} puede considerarse como un índice de modulación similar al de las señales FM analógicas. Debe elegirse preferentemente de modo que no supere un ancho de banda máximo dado, con un límite definitivo dado por 0,5 para evitar cambios de fase más allá del intervalo $[-\pi, \pi]$ entre dos instantes consecutivos de tiempo (lo que causaría ambigüedades en la etapa de desenrollamiento en el receptor [1]).

El análisis aproximado del ancho de banda en las señales moduladas en fase [2] produce un ancho de banda del 90% dado por: $BW \cong 2(|\Delta f_{\max}| + B)$, donde $|\Delta f_{\max}|$ indica la excursión de frecuencia máxima, y B es el ancho de banda de banda base de la señal de modulación. En FM-OFDM, $|\Delta f_{\max}| = m_{norm}$ y B representan el contenido de frecuencia más alta en el espectro de frecuencias instantáneo. El número de subportadoras positivas activas (subportadoras

5 activas en la mitad positiva del espectro), indicado por $N_{a,FM}^+ = N_{a,FM} / 2$, determina el valor de B . Por lo tanto, se puede obtener la siguiente expresión:

$$BW_{FM-OFDM} \cong 2 \left(m_{norm} + \frac{N_{a,FM}^+ + k_0}{N} \right).$$

10 El ancho de banda se da en unidades normalizadas entre 0 y 1, según la convención usual en Transformadas Discretas de Fourier, de ahí el término N en el denominador.

Suponiendo que la potencia media de las subportadoras $x[k]$ es igual a uno (como es habitual en las técnicas de mapeo de modulación, como QPSK o M-QAM), la potencia de las subportadoras activas en el espectro de frecuencias instantáneas $S_{sc, \text{frec}, FM}$ se dará por:

15

$$S_{sc, \text{frec}, FM} = m_{norm}^2 E \left[\frac{1}{|x[n]_{\max}|^2} \right].$$

Cuanto mayor sea la potencia de señal pico $|x[n]_{\max}|^2$, menor será el valor de $S_{sc, \text{frec}, FM}$. Por lo tanto, es conveniente

20 minimizar $|x[n]_{\max}|^2$ por medio de, por ejemplo, una operación de aleatorización aplicada a la carga útil $x[k]$ (con el fin de aleatorizar el contenido de las subportadoras), o una DFT adicional que también puede reducir la potencia de señal de pico a media.

La potencia de ruido en el espectro de frecuencias instantáneo toma el valor:

25

$$N_{\text{frec}, FM} = \frac{1}{2\pi^2} E \left[\arctan^2 \frac{n_{0,\theta}[n]}{A_c + n_{0,r}[n]} \right].$$

Como se ha mostrado anteriormente, esta potencia no está uniformemente distribuida en el espectro de la frecuencia instantánea, pero la potencia de ruido experimentada por las subportadoras seguirá la forma del espectro de potencia de ruido $S_{\Delta f}[k]$:

30

$$N_{sc, \text{frec}, FM}[k] = \frac{1}{2\pi^2} E \left[\arctan^2 \frac{n_{0,\theta}[n]}{A_c + n_{0,r}[n]} \right] \left(1 - \cos \left(\frac{2\pi k}{N} \right) \right), k = 0, \dots, N-1,$$

La potencia de ruido media calculada sobre las subportadoras activas positivas que contienen la información se da por:

35

$$N_{sc, \text{frec}, FM} = \frac{1}{2\pi^2} E \left[\arctan^2 \frac{n_{0,\theta}[n]}{A_c + n_{0,r}[n]} \right] \eta(N_{a,FM}^+),$$

40 Donde se ha definido un factor de reducción de ruido sobre las subportadoras positivas activas $N_{a,FM}^+$ (el ruido en las subportadoras negativas es idéntico en virtud de la hermeticidad del espectro). Al omitir las primeras subportadoras k_0 que se reservaron para superar Doppler, se puede escribir:

$$\eta(N_{a,FM}^+) \equiv \frac{1}{N_{a,FM}^+} \sum_{k=k_0+1}^{k_0+N_{a,FM}^+} \left(1 - \cos \left(\frac{2\pi k}{N} \right) \right).$$

Para los canales de AWGN con valores de SNR suficientemente altos la función \arctan puede aproximarse por su argumento, así como despreciar la componente de ruido radial $n_{0,r}$ cuando se compara con la amplitud de la señal A_c , por lo tanto:

5

$$N_{sc, \text{freq}, FM} \cong \frac{1}{2\pi^2} E \left[\left(\frac{n_{0,\theta}[n]}{A_c} \right)^2 \right] \eta(N_{a,FM}^+) = \frac{N_0 B}{4\pi^2 A_c^2} \eta(N_{a,FM}^+).$$

Cabe señalar que la potencia de ruido depende de la potencia de la señal a través de A_c .

10 La SNR de la subportadora en el espectro de frecuencias instantáneo es, por lo tanto:

$$SNR_{sc, \text{freq}, FM} \cong \frac{S_{sc, \text{freq}, FM}}{N_{sc, \text{freq}, FM}} = 2\pi^2 m_{norm}^2 \frac{E \left[\frac{1}{|x[n]_{\max}|^2} \right]}{E \left[\arctan^2 \frac{n_{0,\theta}[n]}{A_c + n_{0,r}[n]} \right]} \eta(N_{a,FM}^+).$$

El término $E \left[\arctan^2 \frac{n_{0,\theta}[n]}{A_c + n_{0,r}[n]} \right]$ puede obtenerse utilizando técnicas de Monte Carlo o de integración numérica,

15 asumiendo que A_c es constante en los canales de AWGN, mediante la expresión:

$$\begin{aligned} E \left[\arctan^2 \frac{n_{0,\theta}[n]}{A_c + n_{0,r}[n]} \right] &= \\ &= \iint \arctan^2 \frac{n_{0,\theta}}{A_c + n_{0,r}} f_{n_{0,\theta}}(n_{0,\theta}) f_{n_{0,r}}(n_{0,r}) dn_{0,\theta} dn_{0,r} \\ &= \frac{1}{\pi N_0 B} \iint \arctan^2 \frac{n_{0,\theta}}{A_c + n_{0,r}} \exp \left(-\frac{n_{0,\theta}^2}{N_0 B} \right) \exp \left(-\frac{n_{0,r}^2}{N_0 B} \right) dn_{0,\theta} dn_{0,r}. \end{aligned}$$

El término $E \left[\frac{1}{|x[n]_{\max}|^2} \right]$ puede obtenerse por simulación como una función de $N_{a,FM}^+$ y el orden de modulación de

20 las subportadoras en la frecuencia instantánea, simplemente obteniendo el promedio del término entre paréntesis después de un número suficientemente alto de símbolos OFDM transmitidos con amplitudes subportadoras aleatorias $x[k]$.

25 El término $\eta(N_{a,FM}^+)$ proporciona robustez adicional contra ruido para valores inferiores de $N_{a,FM}^+$, como se ilustra en la figura 6. La expresión anterior permite determinar el número de subportadoras activas requeridas para producir una ganancia de SNR deseada sobre el caso de OFDM, para un orden de modulación dado.

30 Es importante señalar que la longitud de FFT, N debe ser lo suficientemente alta (por ejemplo, 2048 o un valor similar), porque solo se puede lograr una buena protección en la parte más baja del espectro. Si el número real de subportadoras activas $N_{a,FM}^+$ es pequeño, el ancho de banda ocupado también será pequeño, pero tanto N como la frecuencia de muestreo deben ser lo suficientemente altas como para permitir trabajar en la región de ruido bajo del espectro de frecuencias instantáneo. Para un valor dado de $N_{a,FM}^+$, que a su vez determina la tasa máxima de bits,

es evidente que cuanto mayor sea el valor de N , mejor será el rendimiento.

Para una SNR suficientemente alta se puede obtener la siguiente expresión:

$$5 \quad SNR_{sc, freq, FM} \cong 4\pi^2 m_{norm}^2 E \left[\frac{1}{|x[n]_{max}|^2} \right] \frac{1}{\eta(N_{a, FM}^+)} SNR_{simb, FM}.$$

SNR mejora con el índice de modulación m_{norm} , aunque este último está limitado por el diseño del ancho de banda de señal permitido máximo. Sin embargo, la SNR puede mejorar significativamente reduciendo el número de subportadoras activas a través de $\eta(N_{a, FM}^+)$. Esto debe elegirse como una compensación entre la tasa de
10 transmisión de datos y las capacidades de rechazo de ruido de la forma de onda designada.

A modo de comparación, la SNR de la subportadora en OFDM para canales de AWGN, asumiendo A_c como amplitud de subportadora, se da por:

$$15 \quad SNR_{sc, OFDM} = \frac{A_c^2}{N_0 B} = SNR_{simb, FM}$$

Por lo tanto, la relación entre la SNR subportadora en FM-OFDM y OFDM a SNR alta puede darse por:

$$20 \quad SNR_{sc, freq, FM} \cong 4\pi^2 m_{norm}^2 E \left[\frac{1}{|x[n]_{max}|^2} \right] \frac{1}{\eta(N_{a, FM}^+)} SNR_{sc, OFDM}.$$

Cuando el canal no es AWGN pero sigue una distribución de Rayleigh de desvanecimiento plano, las expresiones anteriores deben cambiarse para tener en cuenta las variaciones estadísticas de la amplitud de la señal. La SNR de la subportadora puede escribirse como

$$25 \quad SNR_{sc, freq, FM} = 2\pi^2 m_{norm}^2 \frac{E \left[\frac{1}{|x[n]_{max}|^2} \right]}{E \left[\arctan^2 \frac{n_{0,\theta}[n]}{A_c[n] + n_{0,r}[n]} \right]} \frac{1}{\eta(N_{a, FM}^+)}.$$

Teniendo en cuenta que la amplitud A_c sigue ahora una distribución de Rayleigh:

$$30 \quad p(A_c) = \frac{A_c}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{A_c}{2\sigma^2}\right),$$

donde σ^2 es la potencia promedio de la amplitud de la señal, es posible calcular el término en el denominador por medio de la expresión:

$$35 \quad E \left[\arctan^2 \frac{n_{0,\theta}[n]}{A_c[n] + n_{0,r}[n]} \right] =$$

$$= \frac{1}{\pi N_0 B \sigma^2} \iiint \arctan^2 \frac{n_{0,\theta}}{A_c + n_{0,r}} \exp\left(-\frac{n_{0,\theta}^2}{N_0 B}\right) \exp\left(-\frac{n_{0,r}^2}{N_0 B}\right) A_c \exp\left(-\frac{A_c^2}{2\sigma^2}\right) dn_{0,\theta} dn_{0,r} dA_c.$$

Esta expresión también se puede obtener por medio de Monte Carlo o integración numérica, en función de la SNR de símbolo.

5 Sin embargo, se debe tener en cuenta la presencia de errores de fase desenrollada, ya que pueden estar presentes en un número significativo de símbolos de FM-OFDM.

SNR teórica en forma de onda de FM-OFDM considerando los errores de fase desenrollada

10 Los errores de fase desenrollada son causados por ambigüedades en la fase de la señal recibida causadas por deterioros del canal. Asumiendo que dos muestras de señal consecutivas tienen una diferencia de fase $\Delta\varphi$, la ambigüedad de fase tendrá lugar en la recepción siempre que el ruido fuerce que $\Delta\varphi$ pase de $-\pi$ a π o viceversa.

En el espectro de frecuencias instantáneo, suponiendo que n_0 es el instante de tiempo en el que se produce un error de fase desenrollada, da lugar a un término aditivo de la forma:

15
$$\pm \frac{1}{\sqrt{N}} \exp(-j2\pi kn_0 / N),$$

que se añade a la información compleja de la subportadora. Matemáticamente, los errores de fase desenrollada son causados por la presencia de múltiples ramificaciones en la función \arctan compleja.

20 Este error podría detectarse idealmente en el receptor (130) estimando la presencia de un término de fase progresiva en las subportadoras no utilizadas, en concreto aquellas con índices por encima de $k_0 + N_{a,FM}^+$. La estimación de la pendiente en esta fase progresiva permitiría la reconstrucción apropiada y la posterior sustracción del término de error de fase desenrollada, sometido a ruido térmico y errores de estimación.

25 Dado que la potencia del término de error de fase desenrollada es $1/N$, dicho error aumenta la potencia de ruido total en las subportadoras de la señal de frecuencia instantánea. En cada muestra de FM-OFDM existe una probabilidad de que la frecuencia instantánea produzca un error de fase desenrollada, $P[\text{desenrollada}]$, dado por:

30
$$P[\text{desenrollada}] = P[|f + \Delta f| \geq 0,5].$$

Esta es la probabilidad de que la frecuencia instantánea recibida (que incluye el término de error Δf introducido por el ruido) supere 0,5. El número promedio de instantes de tiempo en los que se produce un error de fase desenrollada dentro de un símbolo FM-OFDM es igual a $N \cdot P[\text{desenrollada}]$, y la potencia media de los errores de fase desenrollada, $N \cdot P[\text{desenrollada}]/N$. Por lo tanto, la potencia de ruido que incluye el efecto de los errores de fase desenrollada puede escribirse como:

35
$$N_{sc,frec,FM}^{desenrollada} = \frac{1}{2\pi^2} E \left[\arctan^2 \frac{n_{0,\theta}[n]}{A_c[n] + n_{0,r}[n]} \right] \eta(N_{a,FM}^+) + P[\text{desenrollada}].$$

40 $P[\text{desenrollada}]$ puede obtenerse numéricamente a partir de la función de densidad de probabilidad de la frecuencia instantánea $(f + \Delta f)[n]$, teniendo en cuenta que $p_{f+\Delta f}(f) = (p_f * p_{\Delta f})(f)$, y la distribución de probabilidad $p_{\Delta f}(\cdot)$ puede obtenerse como una transformación de $n_{0,\theta}$, $n_{0,r}$ y A_c . Por lo tanto:

$$P[\text{desenrollada}] = \int_{0,5}^1 [p_f(f) * p_{\Delta f}(f)] df + \int_{-1}^{-0,5} [p_f(f) * p_{\Delta f}(f)] df.$$

45 La SNR de la subportadora, teniendo en cuenta los errores de fase desenrollada, se dará por la expresión:

$$(SNR_{sc,frec,FM}^{desenrollada})^{-1} \equiv \frac{N_{sc,frec,FM}^{desenrollada}}{S_{sc,frec,FM}} = (SNR_{sc,frec,FM})^{-1} + \frac{P[\text{desenrollada}]}{m_{norm}^2 E \left[\frac{1}{|x[n]|_{max}^2} \right]}.$$

50 Esto permite determinar el número exacto de subportadoras activas requeridas para una ganancia de SNR dada sobre el caso OFDM, para un orden de modulación dado.

Todos los cálculos teóricos anteriores pueden complementarse por simulaciones de nivel de enlace en las que pueden estar presentes todos los efectos mencionados de manera que produzcan curvas de rendimiento BER/BLER. Estas curvas se pueden utilizar para seleccionar los parámetros de forma de onda que producen una ganancia de SNR

deseada por encima de las técnicas de la técnica anterior.

5 Con referencia ahora a la figura 7, en ella se ilustra otra realización del sistema para la aplicación del método propuesto. El transmisor (110) determina en primer lugar el número de subportadoras activas (bloque 111) a partir de la ganancia de SNR esperada que se requiere por el servicio de URLLC considerado. El bloque 112 genera entonces la señal de frecuencia instantánea que, junto con el prefijo cíclico, constituye la base del bloque de generación de forma de onda (113). La señal de FM-OFDM resultante pasa a través del canal (120), que se supone que tiene condiciones de desvanecimiento plano, y llega al receptor (130). Un bloque de compensación de compensación de tiempo (133) hace frente a cualquier error de sincronización de tiempo resultante del proceso de detección, y el bloque 10 (131) adquiere la señal de frecuencia instantánea que transporta la información. Finalmente, el bloque (132) es capaz de extraer la información de las subportadoras activas.

15 La invención propuesta se puede implementar por medio de elementos de software, elementos de hardware, elementos de firmware, o cualquier combinación adecuada de los mismos. Si se implementa en software, las funciones pueden almacenarse o codificarse como una o más instrucciones o código en un medio legible por ordenador.

20 Los medios legibles por ordenador incluyen medios de almacenamiento informático. Los medios de almacenamiento pueden ser cualquier medio disponible al que pueda acceder una computadora. A modo de ejemplo, y sin limitación, tales medios legibles por ordenador pueden comprender RAM, ROM, EEPROM, CD-ROM u otro almacenamiento en disco óptico, almacenamiento en disco magnético u otros dispositivos de almacenamiento magnético, o cualquier otro medio que pueda utilizarse para transportar o almacenar el código de programa deseado en forma de instrucciones o estructuras de datos y al que puede acceder un ordenador. El disco (disk) y el disco (disc), como se usan aquí, incluyen disco compacto (CD), disco láser, disco óptico, disco versátil digital (DVD), disquete y disco Blu-ray donde los discos (disk) suelen reproducir datos magnéticamente, mientras que los discos (disc) reproducen datos ópticamente con láseres. Las combinaciones de lo anterior también deben incluirse dentro del alcance de los medios legibles por ordenador. Cualquier procesador y el medio de almacenamiento pueden residir en un ASIC. El ASIC puede residir en un terminal de usuario. Como alternativa, el procesador y el medio de almacenamiento pueden residir como componentes discretos en un terminal de usuario.

30 Tal como se utilizan en el presente documento, los productos de programas informáticos que comprenden medios legibles por ordenador que incluyen todas las formas de medio legible por ordenador, excepto, en la medida en que tales medios se consideren no estatutarios, señales de propagación transitoria.

35 La presente invención puede ser aplicable para comunicaciones inalámbricas en las que el Doppler y/o los deterioros de ruido de fase pueden ser muy significativos, tales como aquellas en aplicaciones inalámbricas de alta velocidad o en frecuencias muy altas, donde los osciladores pueden presentar ruido de fase grande. Una estimación adecuada de la subportadora de corte k_0 para las condiciones de funcionamiento deseadas puede asegurar que ningún Doppler significativo, ruido de fase y deterioros de CFO corromperán la información. La estimación de canales y la sincronización de tiempo a las componentes de trayectos múltiples se pueden conseguir a través de secuencias CAZAC con buenas propiedades de correlación. También se pueden incluir subportadoras para la estimación del desplazamiento de tiempo y un prefijo cíclico añadido a la señal de banda base compleja para permitir la ecualización y hacer frente a cualquier error de sincronización de tiempo. La naturaleza de envolvente constante de la señal de banda de base compleja lo hace ideal para su uso en transmisores que tienen amplificadores de potencia no lineales sin o muy poco retroceso.

45 El alcance de la presente invención se define en el siguiente conjunto de reivindicaciones.

Referencias:

50 [1] Solicitud de Patente EP16382303.2, "Método para generar una forma de onda inalámbrica para su uso en un sistema de comunicación inalámbrica, un sistema de comunicación inalámbrica y productos de programas informáticos de los mismos", junio de 2016.
[2] Notas de la conferencia de la Universidad de Stanford sobre la modulación de ángulo, II, disponible para la descarga directa en: <http://web.stanford.edu/class/ee179/restricted/slides09.pdf>

55

REIVINDICACIONES

1. Un método para proporcionar una mayor robustez contra ruido e interferencia en comunicaciones inalámbricas, que comprende:

5

enviar, por un transmisor (110), a un receptor (130), a través de un canal inalámbrico (120), información utilizando una forma de onda de envolvente constante con una representación de banda base compleja de la forma $s[n] = A_c \exp\{j\phi[n]\}$, indicada como forma de onda de FM-OFDM, dicha fase $\phi[n]$ siguiendo la expresión

$$(\phi[n] - \phi[n-1]) = 2\pi m \cdot \sum_{k=k_0+1}^{k_0+N_{a,FM}^+-1} x[k] \exp\left(j \frac{2\pi k n}{N}\right),$$

donde N es la longitud de FFT, k_0 es una subportadora

10

de corte por encima de la cual se mapea la información $x[k]$, $N_{a,FM}^+$ es el número de subportadoras positivas activas, y A_c y m son constantes reales, destinadas a proteger la información contra ruido, Doppler, ruido de fase y deterioros de desplazamiento de frecuencia portadora, en donde dicho canal inalámbrico (120) tiene una componente de Ruido Gaussiano Blanco Aditivo y condiciones de desvanecimiento plano, en donde antes del envío, el método comprende adicionalmente:

15

calcular, por el transmisor (110), la subportadora de corte k_0 que es necesaria para superar Doppler, ruido de fase y deterioros de desplazamiento de frecuencia en el lado receptor;

elegir, por el transmisor (110), la longitud FFT, N , suficientemente altos para permitir trabajar en la región de ruido bajo del espectro de frecuencias instantáneo;

20

calcular, por el transmisor (110), para la longitud de FFT elegida, N , el número de subportadoras positivas activas, $N_{a,FM}^+$, que son necesarias para tener una mejora dada en la relación señal a ruido en las subportadoras positivas activas del espectro de frecuencias instantáneo que contiene la información, basándose en la siguiente reducción de ruido

$$\eta(N_{a,FM}^+) = \frac{1}{N_{a,FM}^+} \sum_{k=k_0+1}^{k_0+N_{a,FM}^+} \left(1 - \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right)\right),$$

25

y

generar, por el transmisor (110), la representación de banda base compleja de la forma $s[n] = A_c \exp\{j\phi[n]\}$ que lleva la información deseada con la longitud de FFT elegida, el número de subportadoras positivas activas y la subportadora de corte.

30

2. El método de la reivindicación 1, en donde dicha relación señal a ruido en las subportadoras positivas activas del espectro de frecuencias instantáneo, cuando se tienen en cuenta errores de fase desenrollada, $SNR_{sc,frec,FM}^{desenrollada}$, sigue la expresión:

35

$$(SNR_{sc,frec,FM}^{desenrollada})^{-1} = (SNR_{sc,frec,FM})^{-1} + \frac{P[desenrollada]}{m_{norm}^2 E\left[\frac{1}{|x[n]|_{max}^2}\right]},$$

donde la relación señal a ruido en las subportadoras positivas activas del espectro de frecuencias instantáneo sin tener en cuenta los errores de fase desenrollada, $SNR_{sc,frec,FM}$, se da por

$$SNR_{sc,frec,FM} = 2\pi^2 m_{norm}^2 \frac{E\left[\frac{1}{|x[n]|_{max}^2}\right]}{E\left[\arctan^2 \frac{n_{0,\theta}[n]}{A_c[n] + n_{0,r}[n]}\right]} \frac{1}{\eta(N_{a,FM}^+)},$$

40

$$\eta(N_{a,FM}^+) = \frac{1}{N_{a,FM}^+} \sum_{k=k_0+1}^{k_0+N_{a,FM}^+} \left(1 - \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right)\right),$$

donde $n_{0,r}[n]$ y $n_{0,\theta}[n]$ son componentes de ruido Blanco Gaussiano aditivo a lo largo de las direcciones radial y

normal con respecto a un fasor que representa la señal de FM-OFDM recibida, según la expresión:

$$r[n] = (A_c[n] + n_{0,r}[n])\hat{u}_r + n_{0,\theta}[n]\hat{u}_\theta,$$

- 5 donde $r[n]$ es la representación de banda base compleja de la señal de FM-OFDM recibida; $\hat{u}_r, \hat{u}_\theta$ son fasores unitarios en el plano complejo que siguen direcciones radial y normal respectivamente; $A_c[n]$ es la amplitud recibida de la señal de FM-OFDM; m_{norm} es el índice de modulación de la señal de FM-OFDM que obedece a la expresión $m = m_{norm} / (|x[n]|_{\max} \cdot \sqrt{N})$, donde $|x[n]|_{\max}$ es el valor pico absoluto de la señal de OFDM $x[n]$ construido tomando $x[k]$ como las amplitudes de las subportadoras; y $P[desenrollada]$ es la probabilidad de que se produzca un error de fase desenrollada en cualquier muestra instantánea del símbolo de FM-OFDM recibido.

3. El método de la reivindicación 2, en donde la magnitud $E\left[\frac{1}{|x[n]|_{\max}^2}\right]$ se obtiene por simulación como una función de $N_{a,FM}^+$ y el orden de modulación de las subportadoras en la frecuencia instantánea, obteniendo el promedio del término entre paréntesis después de un número suficientemente elevado de símbolos de OFDM transmitidos con amplitudes de subportadora aleatorias $x[k]$.

4. El método de la reivindicación 2, en el que la magnitud $E\left[\arctan^2 \frac{n_{0,\theta}[n]}{A_c[n] + n_{0,r}[n]}\right]$ se calcula como una función de la relación señal a ruido de símbolo, $SNR_{simb,FM} = \frac{A_c^2}{N_0 B}$, en presencia de Ruido Gaussiano Blanco Aditivo sin deterioros de desvanecimiento de Rayleigh, utilizando la expresión:

$$E\left[\arctan^2 \frac{n_{0,\theta}[n]}{A_c[n] + n_{0,r}[n]}\right] = \frac{1}{\pi N_0 B} \iint \arctan^2 \frac{n_{0,\theta}}{A_c + n_{0,r}} \exp\left(-\frac{n_{0,\theta}^2}{N_0 B}\right) \exp\left(-\frac{n_{0,r}^2}{N_0 B}\right) dn_{0,\theta} dn_{0,r},$$

donde N_0 es la densidad espectral de potencia de ruido y B es el ancho de banda de señal.

5. El método de la reivindicación 2, en donde la magnitud $E\left[\arctan^2 \frac{n_{0,\theta}[n]}{A_c[n] + n_{0,r}[n]}\right]$ se calcula como una función de la relación señal a ruido de símbolo, $SNR_{simb,FM} = \frac{A_c^2}{N_0 B}$, en presencia de un canal Rayleigh de desvanecimiento plano utilizando la expresión:

$$E\left[\arctan^2 \frac{n_{0,\theta}[n]}{A_c[n] + n_{0,r}[n]}\right] = \frac{1}{\pi N_0 B \sigma^2} \iiint \arctan^2 \frac{n_{0,\theta}}{A_c + n_{0,r}} \exp\left(-\frac{n_{0,\theta}^2}{N_0 B}\right) \exp\left(-\frac{n_{0,r}^2}{N_0 B}\right) A_c \exp\left(-\frac{A_c^2}{2\sigma^2}\right) dn_{0,\theta} dn_{0,r} dA_c,$$

donde σ^2 es la potencia promedio recibida de la amplitud de la señal $A_c[n]$.

6. El método de la reivindicación 2, en donde dicha probabilidad de errores de fase desenrollada, $P[\text{desenrollada}]$, se expresa como la probabilidad de que la magnitud absoluta de la señal de frecuencia instantánea recibida sea superior a 0,5:

$$P[\text{desenrollada}] = P[|f + \Delta f| \geq 0,5]$$

- donde f es la señal de frecuencia instantánea recibida idealmente sin ruido, y Δf es la componente de ruido correspondiente.

7. El método de la reivindicación 6, en donde dicha probabilidad de errores de fase desenrollada se calcula mediante:

$$P[\text{desenrollada}] = \int_{0,5}^1 [p_f(f) * p_{\Delta f}(f)]df + \int_{-1}^{-0,5} [p_f(f) * p_{\Delta f}(f)]df$$

- donde $p_{\Delta f}(\cdot)$ indica la función de densidad de probabilidad, pdf, de la componente de ruido de frecuencia instantánea Δf , y $p_f(\cdot)$ indica la pdf de la señal de frecuencia instantánea f idealmente recibida sin ruido, de acuerdo con la expresión:

$$f[n] = \frac{m_{norm}}{|x[n]|_{\max}} \cdot \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x[k] \exp\left(j \frac{2\pi kn}{N}\right), n = 0, \dots, N-1,$$

- donde $x[k]$ son las amplitudes complejas de las subportadoras que contienen la información; m_{norm} es el índice de modulación; y $|x[n]|_{\max}$ es la amplitud absoluta pico de la señal de OFDM constitutiva $x[n]$ que contiene la información.

8. El método de la reivindicación 7, en el que dicha pdf de la componente de ruido de frecuencia instantánea $p_{\Delta f}(\cdot)$ puede calcularse como la pdf de una transformación de los procesos aleatorios $n_{0,r}[n]$, $n_{0,\theta}[n]$ y $A_c[n]$, según la expresión:

$$\Delta f[n] = \frac{1}{2\pi} \left[\arctan \frac{n_{0,\theta}[n]}{A_c[n] + n_{0,r}[n]} - \arctan \frac{n_{0,\theta}[n-1]}{A_c[n] + n_{0,r}[n-1]} \right].$$

9. Un transmisor para proporcionar mayor robustez contra ruido e interferencia en comunicaciones inalámbricas, estando configurado dicho transmisor (110) para:

- enviar a un receptor (130) a través de un canal inalámbrico (120), información que usa una forma de onda de envolvente constante con una representación de banda base compleja de la forma $s[n] = A_c \exp\{j\phi[n]\}$, indicada como forma de onda de FM-OFDM, dicha fase $\phi[n]$ siguiendo la expresión

$$(\phi[n] - \phi[n-1]) = 2\pi m \cdot \sum_{k=k_0+1}^{k_0+N_{a,FM}^+-1} x[k] \exp\left(j \frac{2\pi kn}{N}\right), \text{ donde } N \text{ es la longitud de FFT, } k_0 \text{ es una}$$

- subportadora de corte por encima de la cual se mapea la información $x[k]$, $N_{a,FM}^+$ es el número de subportadoras positivas activas, y A_c y m son constantes reales, destinadas a proteger la información contra ruido, Doppler, ruido de fase y deterioros de desplazamiento de frecuencia portadora, teniendo dicho canal inalámbrico (120) un componente de Ruido Gaussiano Blanco Aditivo y condiciones de desvanecimiento plano, en donde el transmisor (110) comprende una unidad de generación de forma de onda (113) adaptada y configurada para:

- calcular la subportadora de corte k_0 que es necesaria para superar Doppler, ruido de fase y deterioros de desplazamiento de frecuencia portadora en el lado receptor;
elegir la longitud de FFT, N , suficientemente altas para permitir trabajar en la región de ruido bajo del espectro

- de frecuencias instantáneo;
 calcular, para la longitud de FFT elegida, N , el número de subportadoras positivas activas $N_{a,FM}^+$, que son necesarias para tener una mejora dada en la relación señal a ruido en las subportadoras positivas activas del espectro de frecuencias instantáneo que contiene la información, basándose en el siguiente factor de reducción de ruido:

$$\eta(N_{a,FM}^+) = \frac{1}{N_{a,FM}^+} \sum_{k=k_0+1}^{k_0+N_{a,FM}^+} \left(1 - \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right) \right),$$

- y
- 10 generar la representación de banda base compleja de la forma $s[n] = A_c \exp\{j\phi[n]\}$ que lleva la información deseada con la longitud de FFT elegida, el número de subportadoras positivas activas y subportadora de corte.
- 15 10. Un producto de programa informático que incluye instrucciones de código que cuando se ejecutan en un ordenador implementan las etapas del método de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8.

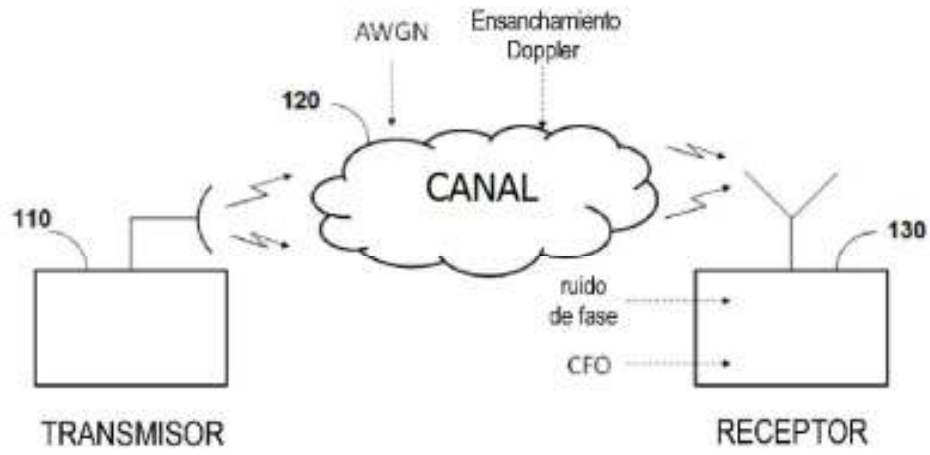


Fig.1

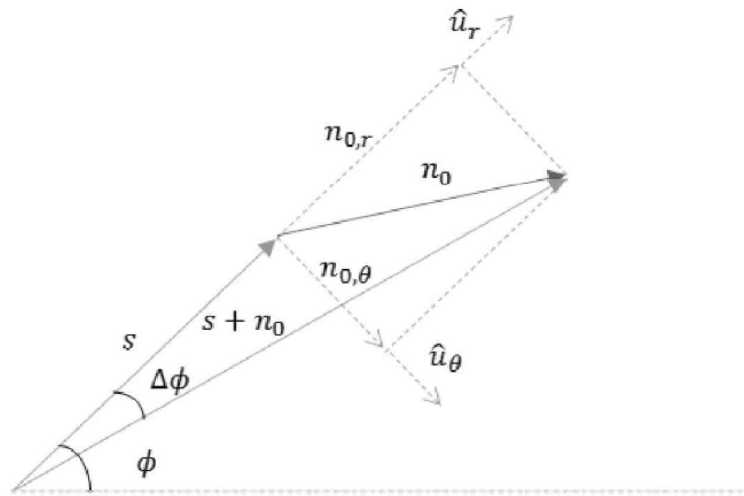


Fig.2

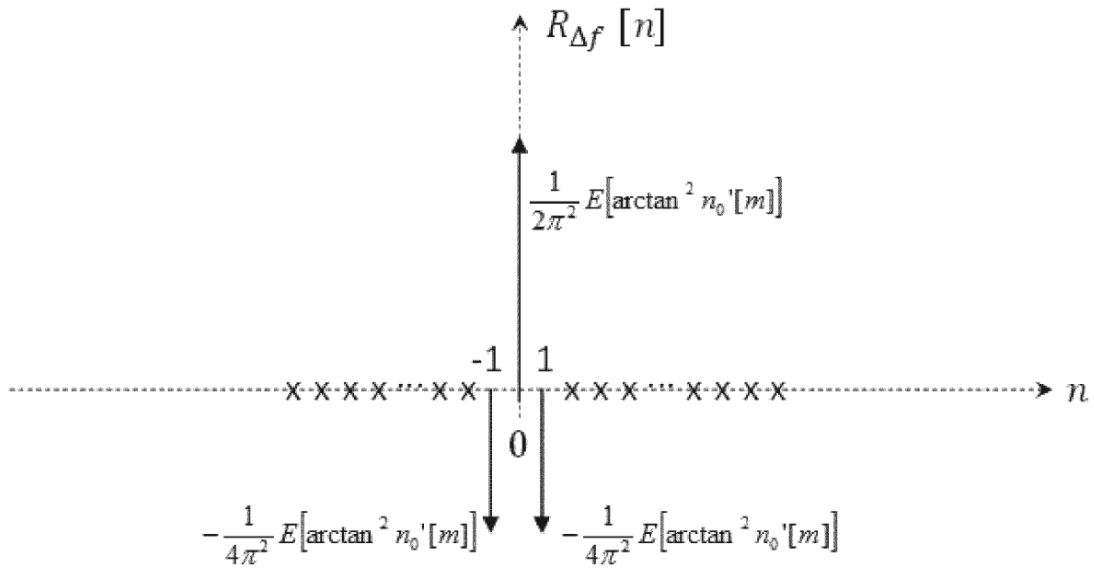


Fig. 3

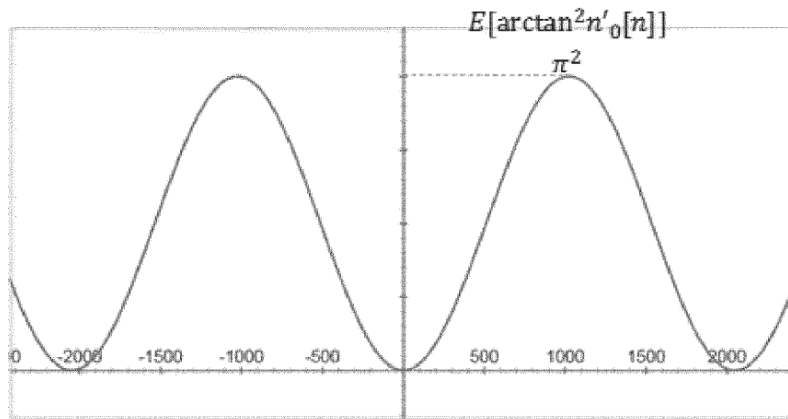


Fig. 4

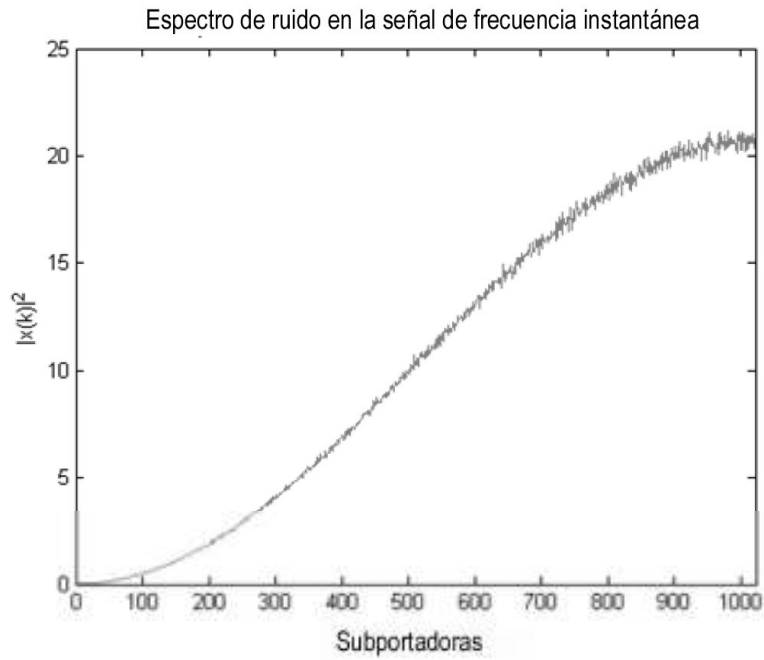


Fig. 5

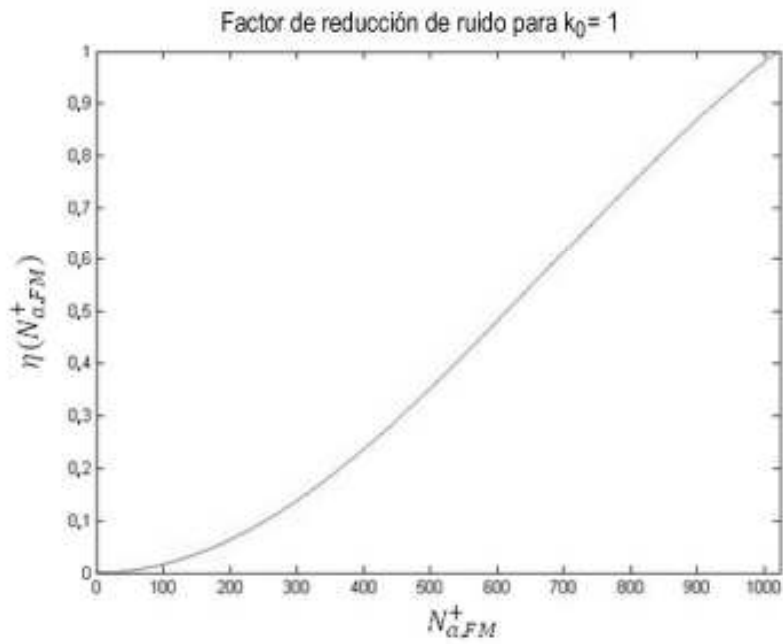


Fig. 6

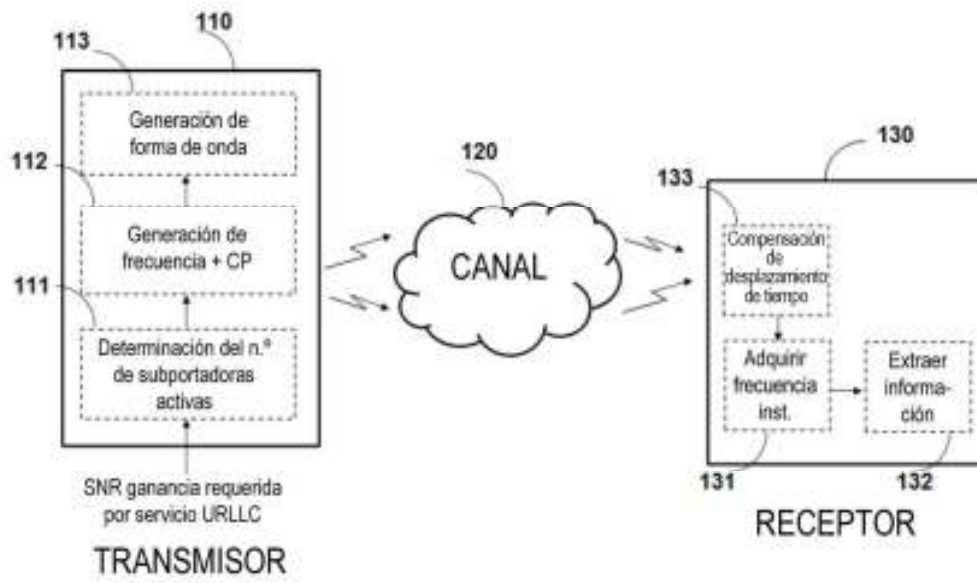


Fig. 7