

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 718 387**

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: **27.06.2016** **E 16382303 (2)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **09.01.2019** **EP 3264702**

54 Título: **Un 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 programa informático del mismo**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
01.07.2019

73 Titular/es:

TELEFÓNICA, S.A. (100.0%)

**Gran Vía, 28
28013 Madrid, ES**

72 Inventor/es:

LORCA HERNANDO, JAVIER

74 Agente/Representante:

ARIZTI ACHA, Monica

ES 2 718 387 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 generar una forma de onda inalámbrica para su uso en un sistema de comunicación inalámbrica, un sistema de comunicación inalámbrica y productos de programa informático del mismo

5

Campo técnico

La presente invención se refiere, en general, al campo de las comunicaciones inalámbricas. En particular, la invención se refiere a un método para generar una forma de onda inalámbrica para su uso en un sistema de comunicación inalámbrica caracterizada por una alta dispersión de Doppler, un ruido de fase, un desajuste de frecuencia, una trayectoria múltiple, y una baja eficiencia de potencia. La invención también se refiere a un sistema de comunicación inalámbrica para generar una forma de onda de este tipo y a los productos de programa informático de la misma.

10

15 **Antecedentes de la invención**

La multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) es una técnica de acceso probada para la multiplexación eficiente de usuarios y datos en el dominio de frecuencia. Un ejemplo de un sistema que emplea OFDM es la evolución a largo plazo (LTE). LTE es la siguiente etapa en los sistemas móviles de tercera generación (3G), lo que representa básicamente una evolución de las anteriores normas de comunicaciones móviles, tales como el sistema universal de telecomunicaciones móviles (UMTS) y el sistema global para comunicaciones móviles (GSM). Esta es una norma del proyecto de asociación de tercera generación (3GPP) que usa un ancho de banda escalable desde 1,4 hasta 20 MHz con el fin de acomodarse a las necesidades de los operadores de red que tienen diferentes asignaciones de ancho de banda. LTE mejora la eficiencia espectral en las redes, permitiendo a los transportistas proporcionar más servicios de datos y voz a través de un ancho de banda determinado. Otras normas inalámbricas como Wi-Fi (IEEE 802.11) o WiMAX (IEEE 802.16) también emplean OFDM.

20

25

Entre las desventajas de OFDM, su sensibilidad al efecto Doppler, el ruido de fase y los desajustes de frecuencia, así como su gran relación de potencia pico a promedio (PAPR) se encuentran entre los más difíciles de combatir. Las grandes señales de PAPR se traducen en una baja eficiencia de los amplificadores de potencia (PA), debido a que el punto de funcionamiento PA debería diseñarse en la región lineal, por lo tanto, requieren grandes valores de reducción de potencia (del orden de 10 dB o más) y en consecuencia bajas eficiencias de PA. Este inconveniente se acentúa a altas frecuencias debido a que el hardware de frecuencia de radio (RF) por encima de 6 GHz puede presentar una baja eficiencia de potencia. La sensibilidad a los desajustes de frecuencia también es crítica a altas frecuencias, así como la dispersión de Doppler provocada por los movimientos del usuario y/o el entorno que aumenta linealmente con la frecuencia de portadora. El ruido de fase provocado por los osciladores de RF es otro problema, ya que trae deficiencias no aditivas en el lado del receptor, que también crecen con la frecuencia.

30

35

El enfoque habitual para tratar con un gran ruido de fase y/o una gran dispersión de Doppler en las formas de onda multiportadoras es aumentar la anchura de la subportadora. Sin embargo, las grandes anchuras de subportadora conducen a que los canales pueden no ser planos dentro de cada sub-portadora, por lo tanto requieren una equalización intra-subportadora y complican el diseño del receptor. Por otro lado, la anchura de subportadora es inversamente proporcional a la duración del símbolo de OFDM y esto tiene un límite mínimo determinado por la duración mínima del intervalo de transmisión de tiempo básico (TTI), que a su vez afecta a la numerología del sistema de comunicaciones inalámbricas.

40

45

Algunas soluciones para reducir la PAPR implican unas formas de onda de portadora única (como el acceso múltiple por división de frecuencia de portadora única, SC-FDMA), que reducen la PAPR varios dB, específicamente con constelaciones de bajo orden [4]. Otros enfoques implican unas formas de onda de envolvente constante o de envolvente casi constante con una fase continua [5]. El enfoque en [1], [9] comprende una señal de OFDM que modula la fase de una señal de amplitud constante. Este enfoque es atractivo, ya que proporciona una mejor robustez contra las deficiencias de fase y frecuencia que OFDM. Sin embargo, se consideran solamente los canales de ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN). Los canales de radio móviles, o canales inalámbricos, por lo general presentan una serie de deficiencias altamente variables, incluyendo los efectos de trayectoria múltiple y dispersión de Doppler. Tales deficiencias exigen técnicas específicas en el receptor particularmente a frecuencias muy altas.

50

55

En [7] se estudia la idoneidad de la técnica de modulación de multiportadora de envolvente constante para la implementación de un enlace inalámbrico de 1 Gbps a 60 GHz. Esta técnica combina multiplexado de división de frecuencia ortogonal (OFDM) y modulación de fase (PM) en donde: (1) PM crea una señal de envolvente constante que permite que un amplificador de alta potencia funcione próximo a niveles de saturación, maximizando, por tanto, la eficacia de la potencia, (2) OFDM aumenta la robustez del deterioro de trayectoria múltiple. Como los símbolos OFDM-PM cumplen la propiedad de simetría, puede usarse un combinador de índice máximo (MRC) en el receptor. Las simulaciones muestran que en un canal de AWGN a un nivel de error de bit 10⁻³, la OFDM-PM tiene aproximadamente una pérdida de rendimiento de 0,8 dB en comparación con la OFDM o modulación por

60

desplazamiento de portador mínima (MSK). Para canales de atenuamiento Rician, se encuentra que OFDM-PM actúa de manera comparable con MSK y supera la OFDM sin codificar. Además, el presente documento muestra que tanto la OFDM como la OFDM-PM presentan características de distribución de error de bit similares, y, por tanto, el rendimiento de OFDM-PM puede mejorarse mediante el uso de técnicas de chorro de agua o de codificación.

[8] da a conocer que la OFDM de envolvente constante proporciona una solución al problema de la razón de potencia pico alto con respecto a media en OFDM usando modulación de ángulo para transformar la señal de OFDM a una señal de envolvente constante. Sin embargo, la OFDM de envolvente constante se basa en una modulación de ángulo no lineal y, por tanto, presenta su propio conjunto único de retos. Estos retos se estudian en la presente disertación y se dirigen a través de la aplicación de la recepción de señal, ecualización y técnicas de codificación de corrección de error para permitir la actuación de OFDM de envolvente constante. Se estudia el impacto del efecto umbral en la OFDM de envolvente constante. Más específicamente, se tiene en consideración el impacto del ruido de deslizamiento de ciclo, tanto debido al efecto umbral como a los problemas de envolvente de fase en la actuación de OFDM de envolvente constante. Se ha desarrollado una nueva técnica de alivio de deslizamiento de ciclo, lo que da como resultado una extensión de umbral significativa. También se han desarrollado receptores novedosos para la OFDM de envolvente constante, lo que permite una implementación de receptor menos compleja. Estos receptores mitigan la necesidad de emplear un desmodulador de fase en el receptor, dando también como resultado inmunidad frente al efecto umbral y a los problemas de envolvente de fase. El rendimiento de estos receptores lineales se estudia, además, en el ruido gaussiano blanco (AWGN) y canales de atenuamiento de trayectoria múltiple, y se muestra que actúan bien en comparación con el receptor basando en arcotangente convencional. En los canales de atenuamiento selectivos de frecuencia, se aplica un ecualizador de dominio de frecuencia a una OFDM de envolvente constante y se muestra que proporciona un buen rendimiento en todos los casos. Como el rendimiento del ecualizador de dominio de frecuencia depende de la calidad de la estimación de canal, se estudia el efecto de las no linealidades de amplificador sobre la estimación de canal para el caso de símbolos de entrenamiento de estimación de canal alternativos. Además, la aplicación de codificación de corrección de error a la OFDM de envolvente constante también se estudia para los receptores alternativos en canales de atenuamiento de trayectoria múltiple y AWGN. Finalmente, se estudia el impacto de la interferencia de banda estrecha en OFDM de envolvente constante. Se emplea un filtro de error de predicción (PEF) para mitigar la interferencia de banda estrecha, lo que da como resultado una mejora de rendimiento significativa en razones de señal baja con respecto a interferencia. Por tanto, son altamente deseables formas de onda más adecuadas con el fin de superar el impacto de la ineficacia de potencia, la dispersión de Doppler, el ruido de fase y la inestabilidad de frecuencia en canales inalámbricos móviles.

Descripción de la invención

A tal fin, la presente invención propone según un aspecto, un método para generar una nueva forma de onda para su aplicación en los sistemas de comunicaciones inalámbricas caracterizada por un ruido de fase, una dispersión de Doppler, una trayectoria múltiple, una inestabilidad de frecuencia, y/o una baja eficiencia de potencia significativos.

La invención se define y se limita por el alcance de las reivindicaciones adjuntas 1-10. En la siguiente descripción, cualquiera/cualesquiera realización/realizaciones a la(s) que se haga referencia y que no se encuentre(n) dentro del alcance de la reivindicaciones adjuntas, es/son simplemente ejemplo(s) útil(es) para la comprensión de la invención.

La forma de onda propuesta, generada por un transmisor, tiene una amplitud constante en la representación de banda base compleja de tiempo discreto:

$$s[n] = \exp \{j\phi[n]\}.$$

La señal de fase instantánea de tiempo discreto $\phi[n]$ puede obtenerse como una suma de la señal de frecuencia instantánea de tiempo discreto en la forma:

$$\phi[n] = \phi_{-1} + 2\pi \sum_{n'=0}^n f[n'],$$

en donde ϕ_{-1} es un valor de fase inicial y la frecuencia instantánea $f[n]$ tiene la forma de una señal de OFDM en donde la parte útil del símbolo $\tilde{f}[n]$ (excluyendo un prefijo cíclico) está construida a partir de los símbolos a transmitir $x[k]$ después de evitar la primera y la última k_0 subportadoras:

$$\tilde{f}[n] = m \cdot \sum_{k=k_0}^{N-k_0-1} x[k] \exp\left(j \frac{2\pi kn}{N}\right); n = 0, 1, \dots, N-1.$$

- Las subportadoras reservadas para la estimación de desplazamiento de tiempo, que llevan símbolos complejos conocidos por un receptor, deben intercalarse entre las subportadoras reservadas para los datos con el fin de compensar cualquier error de sincronización de tiempo en el receptor. También se añade un prefijo cíclico (CP) al comienzo de la señal de frecuencia instantánea para hacer frente a tales errores de sincronización. Además, se añade una señal de autocorrelación de amplitud cero constante (CAZAC) al comienzo de la forma de onda para la estimación y la detección de trayectoria múltiple.
- Esta forma de onda tiene una robustez significativa contra las deficiencias provocadas por el ruido de fase, el efecto Doppler, y los desplazamientos de frecuencia de portadora. Estas deficiencias pueden rechazarse por el receptor, siempre que la subportadora de corte k_0 sea mayor que la componente de frecuencia máxima de las frecuencias instantáneas asociadas a las deficiencias anteriores.
- El receptor estima primero las amplitudes complejas y los retrasos asociados con las diferentes componentes de trayectoria múltiple y, a continuación, obtiene la señal de fase instantánea. Después de obtener la señal de frecuencia instantánea, se elimina el prefijo cíclico, y al tomar la transformada de Fourier discreta (DFT), es posible que el receptor estime y compense cualquier error de sincronización de tiempo eventual resultante de la detección de trayectoria múltiple. El examen de las componentes de frecuencia de la señal de frecuencia instantánea permitirá que el receptor rechace las deficiencias que se localizan por debajo de la subportadora de corte k_0 .

Por subportadora de corte k_0 ha de entenderse un índice de subportadora mínimo de las componentes espectrales de la señal de frecuencia instantánea por encima del cual no están presentes unas deficiencias de Doppler, de ruido de fase y/o de desplazamiento de tiempo de portadora (CFO) significativas en la señal recibida.

La subportadora de corte k_0 puede estimarse pasando una señal de envolvente constante no modulada a través de un canal inalámbrico que contiene las deficiencias previstas, obteniendo los contenidos de frecuencia de la señal de frecuencia instantánea de tiempo discreto, y eligiendo un valor por encima de la subportadora más alta que tiene unos contenidos de señal no despreciables en las peores condiciones de funcionamiento (por ejemplo, la velocidad de usuario, el CFO o el ruido de fase máximos).

La forma de onda propuesta tiene unas ventajas cuando un ruido de fase, un efecto Doppler, y/o unos desplazamientos de frecuencia de portadora significativos están presentes en el sistema. El valor de k_0 determina la extensión en que la forma de onda propuesta puede hacer frente a las deficiencias. También está especialmente indicado con las frecuencias de portadoras por encima de 6 GHz, cuando la velocidad de usuario es muy alta, o cuando el ruido de fase procedente de los osciladores locales es significativo.

Otros aspectos que se dan a conocer en el presente documento también incluyen un sistema de comunicación inalámbrica, y unos programas de software para realizar el método, las etapas de realización y las operaciones resumidos anteriormente y descritos en detalle a continuación. Más específicamente, un producto de programa informático es una realización que tiene un medio legible por ordenador que incluye unas 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 en el presente documento como realizaciones de la invención.

Incluso, otros aspectos de la presente invención también pueden incluir un transmisor que comprende una unidad de generación de forma de onda, configurada para generar la forma de onda propuesta recibiendo la señal desde una unidad de CAZAC y desde una unidad de inserción CP más la generación de frecuencia, entregando ambas elementos necesarios para la creación de la forma de onda propuesta, y un receptor, caracterizado por algunos CFO y ruido de fase, entre otras deficiencias, que incluye diferentes unidades configuradas para implementar un procedimiento para recuperar la información transmitida.

Breve descripción de los dibujos

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

La figura 1 es un ejemplo esquemático del sistema de comunicación inalámbrica propuesto para implementar un método para generar una forma de onda inalámbrica para su uso en un sistema de comunicación inalámbrica de este tipo.

5 La figura 2 es una ilustración de las componentes espectrales de la señal de frecuencia instantánea que muestran las subportadoras que están en blanco para absorber las deficiencias de Doppler, ruido de fase, CFO y trayectoria múltiple.

La figura 1 es una ilustración de la elección de la subportadora de corte k_0 con el fin de evitar las deficiencias de ruido de fase, de efecto Doppler y de CFO. La forma de las diferentes componentes del espectro se representa arbitrariamente por conveniencia.

La figura 4 es una ilustración de la señal de CAZAC añadida al comienzo de la forma de onda, con una longitud L_{CP} igual a la longitud del prefijo cíclico.

15 La figura 5 muestra subportadoras incluidas para la estimación y la compensación del desplazamiento de tiempo en el lado del receptor.

La figura 6 ilustra una realización a modo de ejemplo del sistema de comunicación inalámbrica propuesto que muestra los diferentes elementos incluidos en el transmisor y el receptor para implementar la invención propuesta.

Descripción detallada de las realizaciones preferidas

Con referencia a la figura 1, el sistema de comunicación inalámbrica propuesto comprende un transmisor inalámbrico no ideal 611, un canal inalámbrico 615 que presenta una serie de deficiencias en una señal inalámbrica transmitida por el transmisor 611 y un receptor inalámbrico no ideal 616. La no idealidad del transmisor 611 y del receptor 616 se traduce en múltiples deficiencias de señal tras la recepción de la señal, entre las que la presente invención se centrará en: el ruido de fase, provocado por la modulación no deseada de la señal de portadora de RF ideal con un ruido aleatorio; y el desplazamiento de tiempo de portadora (CFO), provocado por cualquier desajuste de frecuencia entre los osciladores de transmisión y recepción.

Al mismo tiempo, el canal inalámbrico 615 presenta al menos las siguientes deficiencias: la dispersión de Doppler, provocada por la superposición de múltiples componentes de señal en el receptor 616, cada uno con diferentes desplazamientos de Doppler como el provocado por el movimiento de un usuario y/o el entorno; la dispersión trayectoria múltiple, provocada por la reflexión, la difracción y la dispersión que conduce a múltiples copias de la señal transmitida en el receptor 616, cada una con diferentes amplitudes, fases y retrasos; y los AWGN, una fuente inevitable de errores aleatorios provocados por los movimientos aleatorios de electrones en cualquier circuito electrónico.

40 Algunas de las deficiencias anteriores pueden ser más importantes al subir en frecuencia de portadora, tales como la dispersión de Doppler y el ruido de fase. Sin embargo, la presente invención no se limita a cualquier frecuencia de portadora específica.

Definición de forma de onda

45 La forma de onda propuesta tiene una amplitud constante en la representación de señal de paso bajo equivalente. Las señales de amplitud constante pueden beneficiarse del uso de amplificadores de potencia (PA) en el transmisor 611 que funcionan en su región no lineal, aumentando por lo tanto la eficiencia en comparación con el caso lineal ya que no se requiere (o se requiere muy poca) reducción de potencia del PA.

50 La siguiente expresión representa una señal de amplitud constante genérica en donde la información está contenida en la fase en lugar de en la amplitud:

$$s(t) = A \cos\{2\pi f_c t + \phi(t)\},$$

55 en donde A es una constante de normalización que da cuenta de la potencia de transmisión deseada, f_c es la frecuencia de portadora, $\phi(t)$ indica una señal real que transporta la información, y $j \equiv \sqrt{-1}$ representa la componente imaginaria en el plano complejo. La señal de paso bajo equivalente tiene la forma $s(t) = A \exp\{j\phi(t)\}$ y por lo tanto tiene una envolvente constante. El PAPR de la señal de RF es entonces igual a 3 dB, mientras que el PAPR de la señal de banda base compleja es igual a 0 dB.

El enfoque seguido en la llamada OFDM de fase modulada (PM-OFDM) de la técnica anterior, para la que la expresión anterior es aplicable, es dejar que $\phi(t)$ sea proporcional a una señal de OFDM en el dominio de tiempo real. El inconveniente de este enfoque es que la señal resultante es muy sensible al ruido de fase, al efecto Doppler y a otras deficiencias que afectan a la fase.

En esta invención, y contrariamente a la técnica anterior, la forma de onda está diseñada para una mayor robustez contra la dispersión de Doppler, el ruido de fase, y los desplazamientos de frecuencia de portadora. La forma de onda propuesta tiene una amplitud constante y también puede escribirse de la forma anterior, pero la fase se obtiene ahora a partir de la integración de una señal de frecuencia instantánea que se hace dependiente de la señal deseada. Cambiando a la representación de la señal de tiempo discreto después de la conversión analógica a digital (ADC), puede escribirse:

$$s[n] = \exp\{j\phi[n]\},$$

$$\phi[n] = \phi_{-1} + 2\pi \sum_{n'=0}^n f[n'],$$

$$f[n] = \begin{cases} \tilde{f}[N - L_{CP} + n], & n = 0, \dots, L_{CP} - 1 \\ \tilde{f}[n - L_{CP}], & n = L_{CP}, \dots, N + L_{CP} - 1 \end{cases},$$

$$\tilde{f}[n] = m \cdot \sum_{k=k_0}^{N-k_0-1} x[k] \exp\left(j \frac{2\pi kn}{N}\right); n = 0, 1, \dots, N - 1,$$

en donde $s[n]$ es la señal de banda base compleja de tiempo discreto; ϕ_{-1} es un valor de fase inicial (arbitrario); $f[n]$ es la frecuencia instantánea de tiempo discreto que tiene la forma de una señal de OFDM; $\tilde{f}[n]$ es la parte útil de $f[n]$ después de excluir el prefijo cíclico; $\phi[n]$ es la fase instantánea de tiempo discreto; N es la longitud del símbolo de OFDM; L_{CP} es la longitud del prefijo cíclico; k_0 es un número entero que cumple $0 < k_0 < N/2$; m es un índice de modulación (en Hz por unidad de amplitud); y $x[k]$ indica el símbolo de constelación compleja que lleva la información en la k -ésima subportadora.

La frecuencia instantánea de tiempo discreto $f[n]$ está relacionada con la fase instantánea de tiempo discreto $\phi[n]$ mediante la aplicación de un operador de diferencia discreta. Hay varias definiciones para el operador de diferencia discreta, pero el método propuesto se adhiere al llamado operador de diferencia hacia atrás ∇ que produce:

$$f[n] = \frac{1}{2\pi} \nabla \phi[n] = \frac{1}{2\pi} (\phi[n] - \phi[n-1]), n = 1, \dots, N - 1,$$

con el valor inicial $f[0] = (\phi[0] - \phi_{-1}) / 2\pi$.

Obsérvese que la información está ahora contenida en la frecuencia instantánea en la forma de un símbolo de OFDM, con su prefijo cíclico correspondiente para facilitar la sincronización de tiempo, pero la suma de los exponenciales complejos (subportadoras) debe evitar el primero y el último k_0 término. Esto será crítico para garantizar la robustez frente al efecto Doppler, el ruido de fase y otras deficiencias de canal. La frecuencia instantánea debe ser real para que la forma de onda sea de amplitud constante, por lo tanto, $x[k]$ debe cumplir la propiedad hermitiana:

$$x[k] = x^*[(-k) \bmod N], k = 0, \dots, N - 1,$$

en donde $*$ indica el operador conjugado complejo, y $a \bmod b$ produce el resto de a/b de tal manera que $0 \leq a \bmod b \leq N - 1$. Esto limita el número de coeficientes que llevan información de carga útil a $\lceil N/2 \rceil$, en donde $\lceil \cdot \rceil$ indica el redondeo hacia la operación de infinito.

- 5 Una vez que se tiene la fase de tiempo discreto $\phi[n]$, es fácil obtener la señal compleja de banda base de tiempo discreto $s[n] = \exp j\{\phi[n]\}$ que después de la conversión de digital a analógico (DAC) y su traducción posterior a la frecuencia de portadora produce la forma de onda modulada $s(t) = A \cos\{2\pi f_c t + \phi(t)\}$.

- 10 La forma de onda propuesta puede mostrar una robustez significativa contra el efecto Doppler, el ruido de fase y el CFO, así como una eficiencia energética mejorada. Estas propiedades son específicamente beneficiosas a frecuencias más altas (como las ondas de mm), pero tienen el coste de una eficiencia espectral menor en comparación con las formas de onda de la técnica anterior como el OFDM convencional. Sin embargo, la eficiencia espectral no es un problema importante en las ondas de mm debido a los grandes anchos de banda disponibles (desde varios cientos de MHz a unos pocos GHz). En contraste, las comunicaciones de onda de mm pueden sufrir un efecto Doppler fuerte, un ruido de fase y un CFO significativos, así como unas potencias de transmisión bajas. En este contexto, la forma de onda propuesta puede presentar unos beneficios significativos si la pérdida de la eficiencia espectral no es una preocupación importante.

Robustez a las deficiencias de canal

- 20 En contraste con las técnicas de la técnica anterior, las siguientes deficiencias pueden rechazarse usando la forma de onda propuesta:

- La dispersión de Doppler: el espectro de Doppler será distinto de cero en el intervalo $[-f_D, f_D]$, en donde $f_D = c \cdot f_c / v$, es el máximo desplazamiento de Doppler. Por lo tanto, descartando las componentes de frecuencia entre $[0, k_0]$ y $[N-1-k_0, N-1]$ en la señal de frecuencia instantánea $f_i[n]$ se rechazará efectivamente el efecto Doppler siempre que $k_0 > k_D$, en donde k_D es la subportadora más alta con unos contenidos de señal no despreciables para la frecuencia instantánea del efecto Doppler.
- 30 • El ruido de fase: el espectro de ruido de fase comprende normalmente unos valores distintos de cero en un ancho de banda inversamente proporcional al factor Q del oscilador. Por lo tanto, si $k_0 > k_{PN}$, el efecto de ruido de fase será compensado idealmente en el receptor, en donde k_{PN} es la subportadora más alta con los contenidos de señal no despreciables para la frecuencia instantánea del ruido de fase.
- 35 • El CFO: esta deficiencia mostrará una componente espectral aguda en la diferencia entre las frecuencias de oscilador en el transmisor y en el receptor. Por lo tanto, si $k_0 > k_{CFO}$, los efectos del desajuste de frecuencia serán compensados idealmente en el receptor, en donde k_{CFO} es la subportadora más alta con los contenidos de señal no despreciables para la frecuencia instantánea del CFO.

- 40 Para demostrar los beneficios mencionados anteriormente, se supone que la señal transmitida pasa a través del canal inalámbrico 615 caracterizado por una componente de AWGN y un número L de componentes de trayectoria múltiple. Además, se supone que existe una dispersión de Doppler, un ruido de fase, y un CFO importantes provocados tanto por la movilidad del usuario como por las características del oscilador. La señal recibida de tiempo continuo $r(t)$ puede entonces escribirse como:

45

$$r(t) = a(t) \cdot \sum_{l=0}^{L-1} b_l(t) \exp j\{2\pi f_c(t - \tau_l) + \phi(t - \tau_l) + \alpha_l + \phi_{D,l}(t) + \phi_P(t) + \phi_C(t)\} + n_0(t),$$

en donde $a(t)$ es un factor de amplitud que cuenta con los efectos combinados de la pérdida de trayectoria y el atenuamiento a gran escala; f_c es la frecuencia de portadora; L es el número de trayectoria múltiples de canal (o

derivaciones); $b_l(t)$ es la amplitud de atenuamiento a pequeña escala de la l -ésima trayectoria múltiple; τ_l es el retraso asociado a la l -ésima trayectoria múltiple; α_l es la fase de la l -ésima trayectoria múltiple; $\phi_{D,l}(t)$ es la fase de la componente de Doppler asociado a la l -ésima trayectoria múltiple; $\phi_P(t)$ es la componente de ruido de fase; $\phi_C(t)$ es la fase de la componente CFO; y $n_0(t)$ es una componente de AWGN compleja.

5 Se supone que en la expresión anterior la componente de ruido de fase $\phi_P(t)$ y la componente de CFO $\phi_C(t)$ tienen el mismo impacto sobre todas las señales de trayectoria múltiple. Esto es razonable ya que el ruido de fase y el CFO dependen solo del rendimiento de oscilador del receptor.

10 La fase $\phi_{D,l}(t)$ está asociada a una componente de Doppler caracterizado por un espectro de Doppler que, para un esparcimiento de Rayleigh uniforme y una recepción omnidireccional, es el espectro de Jakes clásico dado por [6]:

$$S(f_d) = \frac{1}{\pi f_D \sqrt{1 - (f_d / f_D)^2}},$$

15 en donde $S(f_d)$ es la densidad espectral de potencia de Doppler como una función del desplazamiento de tiempo de Doppler f_d (en relación con la frecuencia de portadora); $f_D = c \cdot f_c / v$ es el desplazamiento de Doppler máximo; v es la velocidad del usuario; y c es la velocidad de la luz. A altas frecuencias, la presencia de la formación de haz puede influir en el espectro de Doppler resultante asemejándose de este modo a un desplazamiento de Doppler cuando las ganancias de formación de haz son significativas [2]. En cualquier caso, el espectro de Doppler
20 no puede extenderse más allá del intervalo $[-f_D, f_D]$.

Cambiando a la representación de banda base de tiempo discreto, la forma de onda de banda base compleja de tiempo discreto se puede escribir como:

$$25 \quad r[n] = a[n] \cdot \sum_{l=0}^{L-1} b_l[n] \exp j\{-2\pi f_c \tau_l + \phi[n - \tau_l] + \alpha_l + \phi_{D,l}[n] + \phi_P[n] + \phi_C[n]\} + n_0[n].$$

Absorbiendo los términos de fase constante así como los términos variables en tiempo juntos en dos componentes diferentes, puede escribirse la siguiente expresión:

$$30 \quad r[n] = a[n] \cdot \sum_{l=0}^{L-1} b_l[n] \exp j\{\phi'_l[n] + \alpha'_l\} + n_0[n],$$

en donde α'_l es un término de fase constante y $\phi'_l[n]$ es un término variable en tiempo que contiene la información, la dispersión de Doppler, el ruido de fase, y las componentes de CFO para la trayectoria múltiple l :

$$35 \quad \begin{aligned} \phi'_l[n] &= \phi[n - \tau_l] + \phi_{D,l}[n] + \phi_P[n] + \phi_C[n] \\ \alpha'_l &= -2\pi f_c \tau_l + \alpha_l \end{aligned}$$

En el método propuesto también se asume que el receptor 616 es capaz de discriminar entre las diferentes componentes de trayectoria múltiple $r_l[n]$ y estimar sus retrasos asociados τ_l , amplitudes $a[n] \cdot b_l[n]$ y fases α'_l . Esto puede lograrse por medio de unas correlaciones cruzadas de la señal recibida con unas secuencias
40 predefinidas añadidas al comienzo de la forma de onda, lo que permite la estimación de las amplitudes complejas y los retrasos de las componentes de trayectoria múltiple. Suponiendo que los términos de fase del Doppler, el ruido de fase y las deficiencias de CFO presentan unas variaciones mucho más lentas que $\phi[n]$, y que las diferentes componentes de Doppler difieren aproximadamente en algunas fases constantes, es decir, $\phi_{D,l}[n] \cong \phi_D[n] + \phi_{0,l}$, puede escribirse:

$$r[n] \cong \sum_{l=0}^{L-1} A_l[n] \cdot \exp j\{\Phi[n - \tau_l]\} + n_0[n],$$

en donde $A_l[n] = a[n] \cdot b_l[n] \cdot \exp j(\alpha'_l + \phi_{0,l})$ es la amplitud compleja de la l -ésima trayectoria múltiple que incluye la fase constante $\phi_{0,l}$ asociada al efecto Doppler, y el término de fase global $\Phi[n]$ contiene la señal deseada así como las deficiencias variables en tiempo más algo de ruido aleatorio $\phi_0[n]$:

$$\Phi[n] \equiv \phi[n] + \phi_D[n] + \phi_P[n] + \phi_C[n] + \phi_0[n].$$

La aproximación anterior proviene del hecho de que el efecto Doppler, el ruido de fase y el CFO presentarán variaciones mucho más lentas que la señal deseada. Por lo tanto, despreciando la componente de ruido aleatorio por fines ilustrativos, el retraso de la fase general tiene aproximadamente el mismo efecto que el retraso solo del término de fase de portadora de información $\phi[n]$, debido a que los otros términos permanecen aproximadamente constantes en la escala de tiempo corto de la dispersión de retraso:

$$\begin{aligned} \Phi[n - \tau_l] &= \phi[n - \tau_l] + \phi_D[n - \tau_l] + \phi_P[n - \tau_l] + \phi_C[n - \tau_l] \\ &\cong \phi[n - \tau_l] + \phi_D[n] + \phi_P[n] + \phi_C[n] \end{aligned}$$

A continuación, suponiendo que los valores de las amplitudes complejas $A_l[n]$ y los retrasos τ_l son conocidos, será posible derivar $\Phi[n]$ resolviendo la ecuación de diferencia anterior, por ejemplo, por medio de un filtro de respuesta de impulso infinito (IIR) a lo largo de la señal recibida $r[n]$.

La frecuencia instantánea de tiempo discreto $f[n]$ puede obtenerse por medio del operador de diferencia hacia atrás discreto aplicado a la fase (análogo al operador derivado en el caso continuo):

$$f[n] \equiv \frac{1}{2\pi} \nabla \Phi[n] = \frac{1}{2\pi} (\nabla \phi[n - \tau_l] + \nabla \phi_D[n] + \nabla \phi_P[n] + \nabla \phi_C[n] + \nabla \phi_0[n]),$$

en donde $\nabla x[n] \equiv x[n] - x[n-1]$. Los términos en la ecuación anterior son proporcionales a las *frecuencias instantáneas* de la señal deseada ($\nabla \phi[n - \tau_l]$), la componente de Doppler ($\nabla \phi_D$), la componente de ruido de fase ($\nabla \phi_P$), y el CFO ($\nabla \phi_C$). También puede emplearse el operador de diferencia hacia delante, definido como $\Delta x[n] \equiv x[n+1] - x[n]$, pero produce unos resultados ligeramente diferentes. El método propuesto se adherirá al uso del operador de diferencia hacia atrás.

Es evidente que, aparte del término de ruido $\nabla \phi_0[n]$, las deficiencias restantes pueden rechazarse descartando todos los componentes de frecuencia de $\nabla f[n]$ que están por debajo de un determinado índice de subportadora. Tanto los términos de Doppler como los de ruido de fase mostrarán unas componentes de frecuencia cero por encima de cierta subportadora, y el CFO también mostrará una línea espectral aguda. Mapeando los datos de carga útil a las subportadoras por encima de tal índice de subportadora, será posible que el receptor rechace eficazmente las deficiencias mencionadas anteriormente.

Para probar esto y recordando la regla del ancho de banda de Carson para las señales moduladas en frecuencia analógicas que indica que alrededor del 98% de la energía de onda está confinada dentro de un ancho de banda BW_{FM} dado por:

$$BW_{FM} \cong 2(\Delta f + f_m),$$

en donde f_m es la frecuencia más alta en la señal de modulación, y Δf es la desviación de frecuencia pico para la excursión de señal máxima, es evidente que el ancho de banda de la señal modulada en frecuencia BW_{FM} siempre

es mayor que el ancho de banda de la señal de modulación f_m . Por lo tanto, las componentes espectrales de las frecuencias instantáneas de los términos de Doppler ($\nabla\phi_D$), el ruido de fase ($\nabla\phi_p$) y el CFO ($\nabla\phi_c$) estarán contenidas dentro del ancho de banda de Doppler, el ancho de banda de ruido de fase y el CFO, respectivamente. A continuación, la *subportadora de corte* k_0 puede establecerse de manera segura como igual al máximo de las subportadoras más altas que tienen unos contenidos de señal no despreciables de los términos de Doppler, de ruido de fase y de CFO. Las implementaciones reales pueden establecer distintos valores para k_0 en función del intervalo de deficiencias que va a tratarse.

Matemáticamente, después de realizar la DFT inversa de la frecuencia instantánea de tiempo discreto se obtiene la siguiente expresión:

$$f[n] = \sum_{k \in [k_0, N-k_0-1]} x[k] \exp\left(j \frac{2\pi kn}{N}\right) + \sum_{k \notin [k_0, N-k_0-1]} \varepsilon[k] \exp\left(j \frac{2\pi kn}{N}\right) + \sum_{k=0}^{N-1} n[k] \exp\left(j \frac{2\pi kn}{N}\right)$$

en donde $\varepsilon[k]$ indica las componentes de frecuencia de la señal de frecuencia instantánea que combinan los efectos Doppler, ruido de fase y CFO; y $n[k]$ son las componentes de frecuencia del ruido aleatorio. Aparte de este último término, es posible rechazar las anteriores deficiencias escogiendo las componentes de frecuencia dentro del intervalo $[k_0, N-k_0-1]$ (véase la figura 2).

Las ventajas anteriores se producen a costa de un mayor ancho de banda para una velocidad de datos dada. Esto no es una desventaja importante en ondas de mm cuando se prevé que el ancho de banda será muy grande debido a dos razones. En primer lugar, se espera que las bandas que van a liberarse por encima de 6 GHz tengan grandes anchos de banda, del orden de varios cientos de MHz (o incluso algunos GHz).

En segundo lugar, probablemente se necesitará la formación de haz para superar la pérdida de trayectoria aumentada, y probablemente se explorarán las soluciones de transceptor de RF híbrido que comprenden tanto la formación de haz digital como analógico. La formación de haz analógico implica una serie de cambiadores de fase de RF (uno por elemento de antena) para dirigir los haces, mientras que la formación de haz digital comprende una serie menor de cadenas de RF para multiplexar digitalmente las capas espaciales que van a transmitirse. En consecuencia, los usuarios separados espacialmente programarán la totalidad del ancho de banda de portadora, ocupando diferentes regiones de frecuencia solo cuando comparten la misma dirección del haz. Como consecuencia, los usuarios probablemente disfrutarán de anchos de banda muy grandes a altas frecuencias.

En contraste con la eficiencia espectral, consideraciones como la eficiencia energética y la robustez frente a deficiencias de canal obtienen una mayor importancia a frecuencias altas. El mal comportamiento de los osciladores de RF, las grandes dispersiones de Doppler, y la baja eficiencia de los amplificadores de potencia demandan una gran robustez de forma de onda en contra de estas deficiencias. La forma de onda propuesta puede beneficiarse del uso de amplificadores no lineales en el transmisor 611 gracias a su envolvente constante. Solo se requiere una buena sincronización de tiempo y detección de trayectoria múltiple en el receptor 616 con el fin de realizar un seguimiento de los múltiples ecos de la señal, con idealmente ningún impacto de Doppler, deficiencias de ruido de fase o CFO, siempre que la subportadora de corte k_0 se elija de manera apropiada. La formación de haz en el lado de recepción también puede reducir el número de trayectoria múltiples recibidas de manera efectiva facilitando por lo tanto la detección.

Elección de la subportadora de corte k_0

La subportadora de corte k_0 es fundamental para proporcionar robustez. Una forma de estimar k_0 es haciendo pasar una señal de envolvente constante modulada a través de un canal inalámbrico que contiene las deficiencias previstas:

$$s(t) = A \cos(2\pi f_c t),$$

cuya representación de banda de base es una delta de Dirac en el origen $s[n] = \delta[n]$. La señal de banda base compleja en la salida del canal $r[n] \cong \sum_l A_l[n] \exp\{j\Phi[n - \tau_l]\} + n_0[n]$ permite obtener el contenido de

frecuencia de la señal de frecuencia instantánea de tiempo discreto $f[n]$, en donde $\Phi[n] \cong \phi_D[n] + \phi_P[n] + \phi_C[n]$ es el término de fase global que contiene las deficiencias. Dado que las amplitudes complejas $A_l[n]$ serán aproximadamente constantes a lo largo de una duración de símbolo, y que $\Phi[n - \tau_l] \cong \Phi[n]$, la suma también tendrá una envolvente aproximadamente constante. Despreciando la amplitud y tomando la fase general $\Phi[n]$ puede obtenerse la siguiente señal de frecuencia instantánea:

$$f[n] = \frac{1}{2\pi} \nabla \Phi[n],$$

$$f[k] = \sum_{n=0}^{N-1} f[n] \exp\left(-j \frac{2\pi kn}{N}\right)$$

k_0 debe elegirse a continuación por encima de la subportadora más alta $f[k]$ con el contenido de la señal no despreciable en las peores condiciones de funcionamiento (por ejemplo, la velocidad de usuario, el CFO o el ruido de fase máximos). La figura 3 ilustra este procedimiento. En la figura, k_{PN} , k_D y k_{CFO} indican la subportadora más alta correspondiente al ruido de fase, el efecto Doppler y el CFO, respectivamente, y $k_0 > \max(k_{PN}, k_D, k_{CFO})$.

Obsérvese que el espectro está representado de 0 a $N-1$ (como es habitual en las DFT), por lo tanto, las componentes negativas de los espectros correspondientes se localizan cerca de la N -ésima subportadora. Esto es porque la información útil debe estar contenida en el intervalo $[k_0, N - k_0 - 1]$.

Generación de la forma de onda propuesta en el transmisor

Pueden existir múltiples estrategias para generar la forma de onda propuesta. Como una posibilidad, y que no se opone a otros enfoques, el método propuesto comprende, para un símbolo de OFDM dado, y suponiendo que se conocen los símbolos complejos para transmitir $x[k]$ como un resultado de un proceso de mapeo de constelación, la construcción de la señal de frecuencia instantánea de tiempo discreto $\tilde{f}[n]$ por medio de una DFT inversa que se salta las subportadoras por debajo de k_0 y por encima de $N - k_0 - 1$:

$$\tilde{f}[n] = m \cdot \sum_{k=k_0}^{N-k_0-1} x[k] \exp\left(j \frac{2\pi kn}{N}\right); n = 0, 1, \dots, N - 1, \text{ en donde } m \text{ es un índice de modulación (en Hz por unidad de}$$

amplitud). Las subportadoras para la estimación de desplazamiento de tiempo, que llevan símbolos complejos conocidos, también se intercalan entre las subportadoras para datos. Los símbolos $x[k]$ deben cumplir la propiedad hermitiana: $x[k] = x^*[-k \bmod N], k = 0, \dots, N - 1$, en donde $*$ indica el operador complejo conjugado, y $a \bmod b$ produce el resto de a/b de tal manera que $0 \leq a \bmod b \leq N - 1$.

A continuación, un prefijo cíclico con una longitud de L_{CP} se añade al comienzo de la señal de frecuencia instantánea de tiempo discreto $\tilde{f}[n]$, repitiendo las últimas muestras L_{CP} de $\tilde{f}[n]$ para producir la señal de OFDM

$$f[n]: f[n] = \begin{cases} \tilde{f}[N - L_{CP} + n], n = 0, \dots, L_{CP} - 1 \\ \tilde{f}[n - L_{CP}], n = L_{CP}, \dots, N + L_{CP} - 1 \end{cases}. \text{ El prefijo cíclico necesita incluirse con el fin de facilitar la}$$

sincronización de tiempo de las diferentes componentes de trayectoria múltiple, tal como se explicará a continuación.

A continuación, se construye la fase instantánea de desempaqueado de tiempo discreto sumando la señal de frecuencia instantánea a lo largo del tiempo: $\phi[n] = \phi_{-1} + 2\pi \sum_{n'=0}^n f[n']$, $n = 0, \dots, N + L_{CP} - 1$, en donde ϕ_{-1} es un

término de fase arbitrario. Además, se construye la señal de banda base compleja de tiempo discreto $s[n] = \exp\{j\phi[n]\}$, y al comienzo se añade la señal de autocorrelación de amplitud cero constante (CAZAC) de la longitud L_{CP} . La señal de CAZAC será necesaria para la sincronización de tiempo y la estimación de canal de las componentes de trayectoria múltiple.

Finalmente, la señal de banda base compleja resultante se pasa a través de un DAC con el fin de producir la forma de onda de RF de tiempo continuo $s(t)$ después de la conversión a la frecuencia de portadora: $s(t) = A \cos\{2\pi f_c t + \phi(t)\}$.

Debe observarse que el período de muestreo debe elegirse según el ancho de banda ocupado, que será más alto que el ancho de banda de la señal de OFDM que modula la frecuencia instantánea. La frecuencia de muestreo debe diseñarse con el fin de obedecer el criterio de Nyquist, y la longitud de símbolo de OFDM (excluyendo el prefijo cíclico) debe ser igual a la inversa de la separación de subportadora deseada.

5 Detección de las componentes de trayectoria múltiple

La forma de onda propuesta requiere que el receptor 616 discrimine las diferentes componentes de trayectoria múltiple con el fin de estimar sus retrasos, amplitudes y fases.

10 Debe existir un mecanismo para facilitar la sincronización de tiempo del receptor 616 para los múltiples ecos recibidos provocados por la trayectoria múltiple, y para separarlos de manera efectiva. Cada uno de estos ecos contiene la señal original con las variaciones en amplitud y fase correspondientes a las deficiencias ya mencionadas (respuesta de canal, efecto Doppler, ruido de fase, CFO, y AWGN). Una forma de lograr la detección de trayectoria múltiple es añadir una señal que cumpla una propiedad de CAZAC [3], tal como una secuencia de Zadoff-Chu. Dado que estas secuencias muestran la autocorrelación cero con cualquier versión circularmente desplazada de las mismas, presentan unas propiedades de correlación ideales. Por otra parte, la correlación cruzada cíclica entre dos secuencias de Zadoff-Chu es una constante, la DFT de una secuencia de Zadoff-Chu también es Zadoff-Chu, y presentan una baja sensibilidad a los desplazamientos de frecuencia. Estas propiedades las hacen ideales para la detección de las amplitudes trayectoria múltiple, los retrasos y las fases.

La figura 4 muestra una ilustración esquemática de una secuencia de CAZAC a modo de ejemplo añadida al comienzo de la forma de onda propuesta, que no lleva información de carga útil y destinada a permitir una buena estimación y seguimiento de las componentes de trayectoria múltiple en el receptor. En general, no serán necesarias unas secuencias largas ya que la sincronización tiempo/frecuencia anterior puede asumirse en una fase de establecimiento de enlace inicial. El prefijo cíclico puede incluirse al comienzo de la señal de frecuencia instantánea de tiempo discreto, tal como en un OFDM convencional, con el fin de absorber cualquier error de sincronización de tiempo hasta la longitud del prefijo cíclico. En este caso, el prefijo cíclico, obviamente, no está destinado a mitigar la interferencia entre símbolos (ISI), sino para absorber las desviaciones de tiempo provocadas por los errores de sincronización de tiempo.

Gracias a las buenas propiedades de correlación de la señal de CAZAC, el receptor 616 será capaz de correlacionarla con la señal recibida con el fin de estimar las amplitudes complejas y retrasos. Tales amplitudes complejas pueden variar durante la duración de un símbolo (por lo general lentamente), pero los retrasos suelen ser constantes durante periodos de tiempo más largos, ya que dependen de la naturaleza a gran escala de los objetos circundantes.

La estimación de los retrasos de trayectoria múltiple es crítica ya que cualquier desplazamiento de tiempo puede introducir errores en la fase detectada que podrían distorsionar la información de frecuencia. Para aliviar esto, el prefijo cíclico será capaz de absorber cualquier desplazamiento de tiempo hasta la longitud del prefijo cíclico. Por lo tanto, la longitud del prefijo cíclico puede hacerse igual a la longitud de la secuencia de sincronización. Un desplazamiento de tiempo n_0 será visto como un desplazamiento de tiempo circular en la frecuencia instantánea detectada $f[n]$, que después de la DFT producirá un factor $\exp(-j2\pi n_0 k)$ que multiplica las subportadoras $f[k]$ de la señal de frecuencia instantánea. Este factor puede resolverse reservando las subportadoras especiales para la estimación de desplazamiento de tiempo que lleva algunos símbolos conocidos. A continuación, el receptor 616 puede comprobar el contenido de estas subportadoras con el fin de estimar n_0 y compensar los desplazamientos de fase resultantes (véase la figura 5). No son necesarias muchas subportadoras para la estimación de desplazamiento de tiempo ya que el término de fase $(-2\pi n_0 k)$ puede obtenerse mediante una simple estimación de mínimos cuadrados en la única presencia de AWGN.

50 Recuperación de la información

De manera similar a lo que ocurre en la transmisión, la recuperación de la información puede seguir varias estrategias en función de las necesidades de implementación. No oponiéndose a otros enfoques, el siguiente es un procedimiento de detección preferido en el receptor 616. Suponiendo que la presencia de una secuencia añadida al comienzo de la forma de onda para la detección de trayectoria múltiple, y después de la conversión de la banda base y el muestreo, el receptor 616 estima los L retrasos y las amplitudes complejas de las componentes de trayectoria múltiple de tiempo discreto de la señal recibida $r[n]$, que tiene la forma:

$$r[n] \cong \sum_{l=0}^{L-1} A_l[n] \cdot \exp j\{\Phi[n - \tau_l]\} + n_0[n], \text{ en donde } A_l[n] = a_l[n] \cdot b_l[n] \cdot \exp j(\alpha'_l + \phi_{0,l}) \text{ es la amplitud compleja}$$

de la l -ésima trayectoria múltiple que incluye la fase constante $\phi_{0,l}$ asociada al efecto Doppler, y el término de fase global $\Phi[n]$ contiene la señal deseada, así como las deficiencias variables en el tiempo: $\Phi[n] \equiv \phi[n] + \phi_D[n] + \phi_P[n] + \phi_C[n] + \phi_0[n]$.

5 A continuación, se obtiene $\Phi[n]$ resolviendo la ecuación de diferencia anterior, suponiendo que se conocen los valores de las amplitudes complejas $A_l[n]$ y los retrasos τ_l , por medio de, por ejemplo, un filtro de IIR con respecto a la señal recibida $r[n]$. La fase de desempaqueado debe obtenerse de tal manera que no presente discontinuidades que pudieran derivarse de la restricción a cualquier intervalo, tales como $(-\pi, \pi]$ o $[0, 2\pi)$.

10 A continuación, la señal de frecuencia instantánea $f[n]$ se obtiene por medio del operador de diferencia discreta:

$$f[n] \equiv \frac{1}{2\pi} \nabla \Phi[n] = \frac{1}{2\pi} (\nabla \phi[n - \tau_l] + \nabla \phi_D[n] + \nabla \phi_P[n] + \nabla \phi_C[n] + \nabla \phi_0[n]).$$

A continuación, el receptor 616 realiza la DFT inversa de la señal de frecuencia instantánea $f[n]$ y comprueba los contenidos de las subportadoras $f[k]$ reservados para la estimación de desplazamiento de tiempo. A continuación, se estima tal desplazamiento de tiempo n_0 y se multiplican las componentes de frecuencia por un factor igual a $\exp(j2\pi n_0 k)$ para compensarlo.

20 Por último, examinando la DFT inversa de la señal de frecuencia instantánea, que puede escribirse como:

$$f[n] = \sum_{k \in [k_0, N-k_0-1]} x[k] \exp\left(j \frac{2\pi kn}{N}\right) + \sum_{k \in [k_0, N-k_0-1]} \varepsilon[k] \exp\left(j \frac{2\pi kn}{N}\right) + \sum_{k=0}^{N-1} n[k] \exp\left(j \frac{2\pi kn}{N}\right),$$

es posible descartar las componentes de frecuencia fuera del intervalo $[k_0, N-1-k_0]$, y obtener las estimaciones de los símbolos complejos transmitidos $\hat{x}[k] = x[k] + n[k]$, de manera ideal, sin deficiencias de trayectoria múltiple, efecto Doppler, ruido de fase y CFO.

25 Es importante enfatizar la necesidad de adquirir la fase de desempaqueado. La fase de desempaqueado de tiempo discreto puede obtenerse con la ayuda de unos algoritmos que evitan la presencia de discontinuidades de fase más grandes que 2π . Estos algoritmos buscan la continuidad de las fases, y las señales OFDM son un reto en este sentido debido a sus grandes variaciones en el dominio de tiempo. Sin embargo, en la forma de onda propuesta el mayor ancho de banda de la señal modulada en frecuencia es beneficioso: dado que el ancho de banda total será mayor que el ancho de banda de la señal de modulación de OFDM $x[n]$, la frecuencia de muestreo también tendrá que ser más grande, y esto dará lugar a unas variaciones más suaves en la señal de fase de tiempo discreto que facilitarán evitar las discontinuidades de fase en el detector.

35 Con referencia ahora a la figura 6, en la que se ilustra una realización a modo de ejemplo para la aplicación de la invención propuesta. Haciendo referencia a los elementos de la figura, el transmisor inalámbrico 611 comprende el módulo de generación de forma de onda 612 que recibe tanto la señal de una unidad de CAZAC 613 como de la unidad de inserción CP más la generación de frecuencia 614, entregando ambas los elementos necesarios para la creación de la forma de onda propuesta. La forma de onda resultante pasa a través del canal inalámbrico 615, tal como se ha dicho anteriormente caracterizada al menos por la dispersión de trayectoria múltiple, la dispersión de Doppler, y el AWGN, entre otras deficiencias, y alcanza el receptor 616. El receptor 616 también se caracteriza por algo de ruido de fase y CFO, entre otras deficiencias. La primera unidad de recepción, o bloque de detección de trayectoria múltiple, 617 es capaz de detectar las diferentes componentes de trayectoria múltiple y sincronizar cada una de las mismas, y la segunda unidad de recepción, o unidad de compensación de desplazamiento de tiempo, 618 compensa cualquier desplazamiento de tiempo que resulta de la detección (con la ayuda de las subportadoras reservadas para la estimación de desplazamiento de tiempo). Una tercera unidad de recepción 619 adquiere a continuación las componentes de frecuencia de la señal de frecuencia instantánea después de descartar las subportadoras localizadas por debajo de k_0 y por encima de $N-1-k_0$ y una cuarta unidad de recepción 620, finalmente, extrae la información.

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

Los medios legibles por ordenador incluyen los medios de almacenamiento informáticos. Los medios de almacenamiento pueden ser cualquier medio disponible al que pueda accederse por un ordenador. A modo de ejemplo, y no de 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 usarse para llevar o almacenar un código de programa deseado en forma de instrucciones o de estructuras de datos y que pueden accederse por un ordenador. Un disco (magnético) y un disco (óptico), tal como se usa en el presente documento, incluyen discos compactos (CD), discos láser, discos ópticos, discos versátiles digitales (DVD), disquetes y discos Blu-ray en donde los discos magnéticos, en general, reproducen datos de manera magnética, mientras que los discos ópticos reproducen datos de manera óptica con láseres. Las combinaciones de los anteriores también pueden 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. En una alternativa, el procesador y el medio de almacenamiento pueden residir como componentes específicos en un terminal de usuario.

Tal como se usa en el presente documento, los productos de programa informático comprenden unos medios legibles por ordenador que incluyen todas las formas de medios legible por ordenador excepto, en la medida en que se considere que tales medios son unas señales de propagación transitorias no estatutarias.

La presente invención puede aplicarse a las comunicaciones inalámbricas en donde unas deficiencias de Doppler y/o de fase ruido pueden ser muy significativas, tales como las aplicaciones inalámbricas de alta velocidad o a frecuencias muy altas, en donde los osciladores pueden presentar un ruido de fase grande. La estimación adecuada de la subportadora de corte k_0 para las condiciones de funcionamiento deseadas puede garantizar que unas deficiencias de Doppler, de ruido de fase y de CFO significativas no corromperán la información. La estimación de canal y la sincronización de tiempo para las componentes de trayectoria múltiple pueden lograrse a través de unas secuencias de CAZAC con buenas propiedades de correlación. Las subportadoras para la estimación de desplazamiento de tiempo, y un prefijo cíclico añadido a la señal de frecuencia instantánea, también se incluyen para hacer frente a los errores de sincronización de tiempo. La naturaleza envolvente constante de la señal de banda base compleja hace que sea ideal para su uso en transmisores que tienen amplificadores de potencia no lineales con ninguna o muy poca reducción de potencia.

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

Referencias:

[1] S. C. Thompson, A. U. Ahmed, J. G. Proakis, y J. R. Zeidler, "Constant Envelope OFDM Phase Modulation: Spectral Containment, Signal Space Properties and Performance", 2004 IEEE Military Communications Conference, págs. 1129-1135, Octubre 2004 (MILCOM 2004).

[2] Z. Pi y F. Khan, "An Introduction to Millimeter-Wave Mobile Broadband Systems", IEEE Communications Magazine, Junio 2011.

[3] S. Sesia, I. Toufik, M. Baker (editors), "LTE, the UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice" (segunda edición), John Wiley & Sons, 2011, pág. 155.

[4] H. G. Myung, J. Lim, y D. J. Goodman, "Peak-to-Average Power Ratio of Single Carrier FDMA Signals with Pulse Shaping", 17th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 11-14 Septiembre 2006 (Helsinki).

[5] T. Svensson y A. Svensson, "Constrained Envelope Continuous Phase Modulation", 57th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), 22-25 Abril 2003.

[6] J. G. Proakis y M. Salehi, "Digital Communications", 5ª edición, McGraw-Hill, 2007, pág. 885.

[7] Kiviranta M *et al.* "Constant Envelope Multicarrier Modulation: Performance Evaluation in Awgn and Fading Channels", MILITARY COMMUNICATIONS CONFERENCE, 2005. MILCOM 2005. IEEE ATLANTIC CITY, NJ, EE. UU 17-20 OCT. 2005, PISCATAWAY, NJ, EE. UU, IEEE, PISCATAWAY, NJ, EE. UU, 17 de octubre de 2005 (2005-10-17), páginas 1-7.

[8] Ahsen U Ahmed: "Reception and Performance Enhancement Techniques for Constant Envelope OFDM", PhD Thesis, UC San Diego Electronic Theses and Dissertations, 2014.

[9] THOMPSON S. C. *ET AL*: "Constant Envelope OFDM", IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, IEEE SERVICE CENTER, PISCATAWAY, NJ. EE. UU, vol. 56, n.º 8, 1 de agosto de 2008 (2008-08-01), páginas 1300-1312, ISSN: 0090-6778, DOI: 10.1109/TCOMM.2008.070043.

REIVINDICACIONES

1. Método para generar una forma de onda inalámbrica para su uso en un sistema de comunicación inalámbrica, comprendiendo dicho sistema de comunicación inalámbrica un transmisor (611), un canal inalámbrico (615) y un receptor (616), introduciendo dicho canal inalámbrico (615) al menos una dispersión de Doppler, un ruido Gaussiano blanco aditivo y unas deficiencias de dispersión por trayectoria múltiple en una señal transmitida por el transmisor, e introduciendo dicho receptor (616) al menos un ruido de fase y un desplazamiento de tiempo de portadora, un CFO, unas deficiencias en la señal recibida, caracterizado por que el método comprende que el transmisor (611) realice las etapas siguientes:

- crear una señal de frecuencia instantánea de tiempo discreto $\tilde{f}[n]$ por medio de la realización de una transformada de Fourier discreta inversa, IDFT, de los símbolos complejos incluidos en la señal transmitida saltando las subportadoras por debajo de k_0 y por encima de $N - k_0 - 1$:

$$\tilde{f}[n] = m \cdot \sum_{k=k_0}^{N-k_0-1} x[k] \exp\left(j \frac{2\pi kn}{N}\right); n = 0, 1, \dots, N-1,$$

en la que m es un índice de modulación, en Hz por unidad de amplitud; k_0 es un número entero que cumple $0 < k_0 < N/2$, indicado como una subportadora de corte; que es un índice de subportadora mínimo de componentes espectrales de dicha señal de frecuencia instantánea que es mayor que la componente de frecuencia máxima de las frecuencias instantáneas asociadas con las deficiencias del efecto Doppler, el ruido de fase y/o de CFO; N es la longitud del símbolo de OFDM; $j \equiv \sqrt{-1}$ representa la componente imaginaria en el plano complejo; y $x[k]$ son símbolos complejos que cumplen la propiedad hermitiana:

$$x[k] = x^*[(-k) \bmod N], k = 0, \dots, N-1,$$

en donde $*$ indica el operador complejo conjugado, y $a \bmod b$ produce el resto de a/b de tal manera que $0 \leq a \bmod b \leq N-1$;

- añadir un prefijo cíclico con una longitud L_{CP} al comienzo de la señal de frecuencia instantánea de tiempo discreto $\tilde{f}[n]$, repitiendo las últimas muestras L_{CP} de $\tilde{f}[n]$ para producir la señal de OFDM $f[n]$

$$f[n] = \begin{cases} \tilde{f}[N - L_{CP} + n], n = 0, \dots, L_{CP} - 1 ; \\ \tilde{f}[n - L_{CP}], n = L_{CP}, \dots, N + L_{CP} - 1 \end{cases}$$

- construir una fase instantánea de desempaqueo de tiempo discreto $\phi[n]$ sumando la señal de frecuencia instantánea a lo largo del tiempo:

$$\phi[n] = \phi_{-1} + 2\pi \sum_{n'=0}^n f[n'], n = 0, \dots, N + L_{CP} - 1,$$

en la que ϕ_{-1} es un término de fase arbitraria;

- construir una señal de banda base compleja de tiempo discreto $s[n] = \exp\{j\phi[n]\}$, y añadir al comienzo una autocorrelación de amplitud cero constante, CAZAC, una señal de longitud L_{CP} para la detección de trayectoria múltiple; y

- pasar la señal de banda base compleja de tiempo discreto construida a través de un convertidor digital a analógico, DAC, para producir la señal de frecuencia de radio de tiempo continuo $s(t)$ después de la conversión a la frecuencia de portadora:

$$s(t) = A \cos\{2\pi f_c t + \phi(t)\},$$

en la que $\phi(t)$ es la fase de tiempo continuo y f_c es la frecuencia de portadora.

2. Método según la reivindicación 1, en el que dichos símbolos complejos $x[k]$ comprenden tanto símbolos que portan información como símbolos adicionales conocidos en el lado del receptor e incluidos para la estimación de desplazamiento de tiempo.

3. Método según cualquiera de las reivindicaciones 1 o 2, en el que dicho valor de la subportadora de corte k_0 se determina:

- pasando una señal de envolvente constante modulada de la forma $s(t) = A \cos(2\pi f_c t)$, con una representación compleja de banda base $s[n] = \delta[n]$, a través del canal inalámbrico (615), obteniendo en una salida del canal inalámbrico (615) la señal compleja de banda base $r[n] \cong \sum_l A_l[n] \exp\{j\Phi[n - \tau_l]\} + n_0[n]$, y a continuación desprestigiar las variaciones de amplitud y realizar la fase de desempaqueado $\Phi[n]$;

- obteniendo la señal de frecuencia instantánea de tiempo discreto $f[n]$ en la salida del canal inalámbrico (615):

$$f[n] = \frac{1}{2\pi} \nabla \Phi[n] = \frac{1}{2\pi} (\Phi[n] - \Phi[n-1]), n = 1, \dots, N-1,$$

en la que ∇ es el operador de diferencia hacia atrás, $\Phi[n]$ es la fase instantánea de tiempo discreto de la señal recibida, y $f[0] = (\Phi[0] - \phi_{-1}) / 2\pi$;

- obteniendo unos contenidos de frecuencia de la señal de frecuencia instantánea de tiempo discreto $f[n]$ por medio de la realización de una DFT:

$$f[k] = \sum_{n=0}^{N-1} f[n] \exp\left(-j \frac{2\pi kn}{N}\right); \text{ y}$$

- seleccionando un valor de k_0 por encima de la subportadora más alta $f[k]$ con los contenidos de señal no despreciables en las peores condiciones de funcionamiento incluyendo la velocidad de usuario máxima, el CFO máximo, y el ruido de fase máximo, por medio de la ecuación:

$$k_0 > \max(k_{PN}, k_D, k_{CFO}),$$

en la que k_{PN} , k_D y k_{CFO} indican las subportadoras más altas que contienen ruido de fase, efecto Doppler y CFO, respectivamente.

4. Método según cualquiera de las reivindicaciones 1 o 2, en el que la detección de la señal recibida en el lado de receptor (616) comprende las siguientes etapas:

- estimar las amplitudes complejas y retrasos de las L componentes de trayectoria múltiple de tiempo discreto de la señal recibida $r[n]$, que tiene la forma:

$$r[n] \cong \sum_{l=0}^{L-1} A_l[n] \cdot \exp j\{\Phi[n - \tau_l]\} + n_0[n],$$

en la que $A_l[n]$ indica la amplitud compleja de la l -ésima componente de trayectoria múltiple; $\Phi[n]$ es la fase variable en tiempo; $n_0[n]$ es una componente de ruido aditivo; y τ_l es el retraso asociado al l -ésimo trayecto múltiple;

- obtener una fase de desempaquetado $\Phi[n]$ resolviendo la ecuación de diferencia en la etapa anterior, suponiendo que se conocen los valores de las amplitudes complejas $A_l[n]$ y los retrasos τ_l , en la que dicha fase de desempaquetado no debe presentar discontinuidades que pudieran derivarse de una restricción a cualquier intervalo, tales como $(-\pi, \pi]$ o $[0, 2\pi)$;

5

- obtener una señal de frecuencia instantánea $f[n]$ por medio del operador de diferencia discreta:

$$f[n] \equiv \frac{1}{2\pi} \nabla \Phi[n] = \frac{1}{2\pi} (\nabla \phi[n - \tau_l] + \nabla \phi_D[n] + \nabla \phi_P[n] + \nabla \phi_C[n] + \nabla \phi_0[n]);$$

10 - realizar la DFT de la señal de frecuencia instantánea $f[n]$ para producir los contenidos de frecuencia $f[k], k = 0, \dots, N - 1$, y compensar cualquier desplazamiento de sincronización de tiempo; y

- descartar las componentes de frecuencia fuera del intervalo $[k_0, N - 1 - k_0]$, y obtener unas estimaciones de los símbolos complejos transmitidos $\hat{x}[k] = x[k] + n[k]$ idealmente sin deficiencias de Doppler, ruido de fase o CFO, en la que $n[k]$ indica las componentes de frecuencia del ruido aleatorio.

15

5. Método según la reivindicación 4, cuando depende de la reivindicación 2, en el que dicha compensación del desplazamiento de sincronización de tiempo de la señal de frecuencia instantánea $f[n]$ comprende:

20

- estimar dicho desplazamiento de sincronización de tiempo n_0 examinando dichos símbolos para la estimación de desplazamiento de tiempo, que son a priori conocidos por el receptor (616), a partir de las subportadoras $f[k]$ de la señal de frecuencia instantánea $f[n]$; y

- multiplicar las subportadoras $f[k]$ por un factor $\exp(j2\pi n_0 k), k = k_0, \dots, N - 1 - k_0$, para compensar dichos desplazamientos de tiempo.

25

6. Método según la reivindicación 4, en el que la estimación de las amplitudes complejas y los retrasos de las L componentes de trayectoria múltiple de tiempo discreto comprende realizar unas correlaciones cruzadas de la señal recibida con las versiones retrasadas de dichas señales de CAZAC.

30

7. Método según la reivindicación 4, en el que obtener la fase de desempaquetado $\Phi[n]$ se realiza por medio de un filtro de respuesta de impulso infinito, IIR, con respecto a la señal recibida $r[n]$.

8. Sistema de comunicación inalámbrica, comprendiendo dicho sistema de comunicación inalámbrica:

35

- un transmisor (611);

- un canal inalámbrico (615); y

40

- un receptor (616),

en el que dicho canal inalámbrico (615) presenta al menos una dispersión de Doppler, un ruido Gaussiano blanco aditivo y unas deficiencias de dispersión por trayectoria múltiple en una señal transmitida por el transmisor (611) y dicho receptor (616) presenta al menos un ruido de fase y un desplazamiento de tiempo de portadora, un CFO, unas deficiencias en la señal recibida, comprendiendo el transmisor (611) una unidad de generación de forma de onda (612) adaptada y configurada para generar una forma de onda inalámbrica que va a usarse en el sistema de comunicación inalámbrica:

45

50

- creando una señal de frecuencia instantánea de tiempo discreto $\tilde{f}[n]$ por medio de la realización de una transformada de Fourier discreta inversa, IDFT, de los símbolos complejos incluidos en la señal transmitida saltando las subportadoras por debajo de k_0 y por encima de $N - k_0 - 1$:

$$\tilde{f}[n] = m \cdot \sum_{k=k_0}^{N-k_0-1} x[k] \exp\left(j \frac{2\pi kn}{N}\right); n = 0, 1, \dots, N-1,$$

en donde m es un índice de modulación, en Hz por unidad de amplitud; k_0 es un número entero que cumple $0 < k_0 < N/2$, indicado como una subportadora de corte; que es un índice de subportadora mínimo de componentes espectrales de dicha señal de frecuencia instantánea que es mayor que la componente de frecuencia máxima de las frecuencias instantáneas asociadas con las deficiencias de Doppler, ruido de fase y/o de CFO; N es la longitud de símbolo de OFDM; $j \equiv \sqrt{-1}$ representa la componente imaginaria en el plano complejo; y $x[k]$ son símbolos complejos que cumplen la propiedad hermitiana:

$$x[k] = x^* [(-k) \bmod N], k = 0, \dots, N-1,$$

en donde $*$ indica el operador complejo conjugado, y $a \bmod b$ produce el resto de a/b de tal manera que $0 \leq a \bmod b \leq N-1$;

- añadiendo un prefijo cíclico con una longitud L_{CP} al comienzo de la señal de frecuencia instantánea de tiempo discreto $\tilde{f}[n]$, repitiendo las últimas muestras L_{CP} de $\tilde{f}[n]$ para producir la señal de OFDM $f[n]$:

$$f[n] = \begin{cases} \tilde{f}[N - L_{CP} + n], n = 0, \dots, L_{CP} - 1; \\ \tilde{f}[n - L_{CP}], n = L_{CP}, \dots, N + L_{CP} - 1 \end{cases}$$

- construyendo una fase instantánea de desempaqueto de tiempo discreto $\phi[n]$ sumando la señal de frecuencia instantánea a lo largo del tiempo:

$$\phi[n] = \phi_{-1} + 2\pi \sum_{n'=0}^n f[n'], n = 0, \dots, N + L_{CP} - 1,$$

en donde ϕ_{-1} es un término de fase arbitraria;

- construyendo una señal de banda base compleja de tiempo discreto $s[n] = \exp\{j\phi[n]\}$, y añadir al comienzo una autocorrelación de amplitud cero constante, CAZAC, una señal de longitud L_{CP} para la detección de trayectoria múltiple; y

- pasando la señal de banda base compleja de tiempo discreto construida a través de un convertidor digital a analógico, DAC, para producir la señal de frecuencia de radio de tiempo continuo $s(t)$ después de la conversión a la frecuencia de portadora:

$$s(t) = A \cos\{2\pi f_c t + \phi(t)\},$$

en donde $\phi(t)$ es la fase de tiempo continuo y f_c es la frecuencia de portadora.

9. Sistema inalámbrico de la reivindicación 8, en el que el receptor (616) comprende un conjunto de unidades (617, 618, 619, 620) adaptadas y configuradas para detectar la señal recibida:

- estimando, mediante una primera unidad de recepción (617), las amplitudes complejas y los retrasos de las L componentes de trayectoria múltiple de tiempo discreto de la señal recibida $r[n]$, que tiene la forma:

$$r[n] \equiv \sum_{l=0}^{L-1} A_l[n] \cdot \exp j\{\Phi[n - \tau_l]\} + n_0[n],$$

en la que $A_l[n]$ indica la amplitud compleja de la l -ésima componente de trayectoria múltiple; $\Phi[n]$ es la

fase variable en tiempo; $n_0[n]$ es una componente de ruido aditivo; y τ_l es el retraso asociado al l -ésimo trayecto múltiple;

5 - obteniendo, mediante una segunda unidad de recepción (618), una fase de desempaquetado $\Phi[n]$ resolviendo la ecuación de diferencia en la etapa anterior, suponiendo que se conocen los valores de las amplitudes complejas $A_l[n]$ y los retrasos τ_l , en la que dicha fase de desempaquetado no debe presentar discontinuidades que pudieran derivarse de una restricción a cualquier intervalo, tales como $(-\pi, \pi]$ o $[0, 2\pi)$;

10 - obteniendo, mediante una segunda unidad de recepción (618), una señal de frecuencia instantánea $f[n]$ por medio del operador de diferencia discreta:

$$f[n] \equiv \frac{1}{2\pi} \nabla \Phi[n] = \frac{1}{2\pi} (\nabla \phi[n - \tau_l] + \nabla \phi_D[n] + \nabla \phi_P[n] + \nabla \phi_C[n] + \nabla \phi_0[n]);$$

15 - realizando, mediante una segunda unidad de recepción (618), la DFT de la señal de frecuencia instantánea $f[n]$ para producir los contenidos de frecuencia $f[k], k = 0, \dots, N-1$, y compensar cualquier desplazamiento de sincronización de tiempo;

20 - descartando, mediante una tercera unidad de recepción (619), las componentes de frecuencia fuera del intervalo $[k_0, N-1-k_0]$, y

- obteniendo, mediante una cuarta unidad de recepción (620), unas estimaciones de los símbolos complejos transmitidos $\hat{x}[k] = x[k] + n[k]$ idealmente sin deficiencias de Doppler, ruido de fase o CFO, en la que $n[k]$ indica las componentes de frecuencia del ruido aleatorio.

25 10. Producto de programa informático que incluye unas instrucciones de código que cuando se ejecutan en un ordenador, hacen que el ordenador lleve a cabo las etapas del método según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7.

30

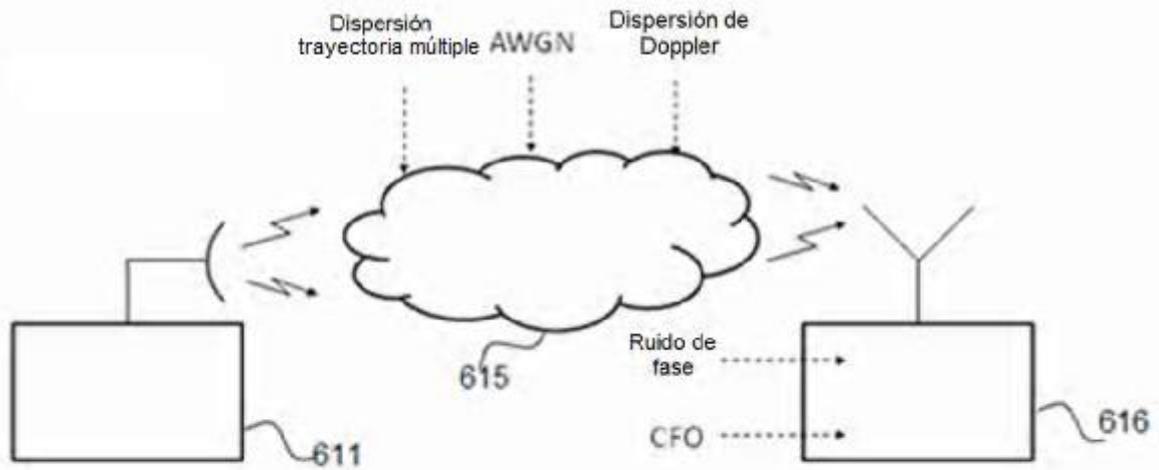


Fig.1

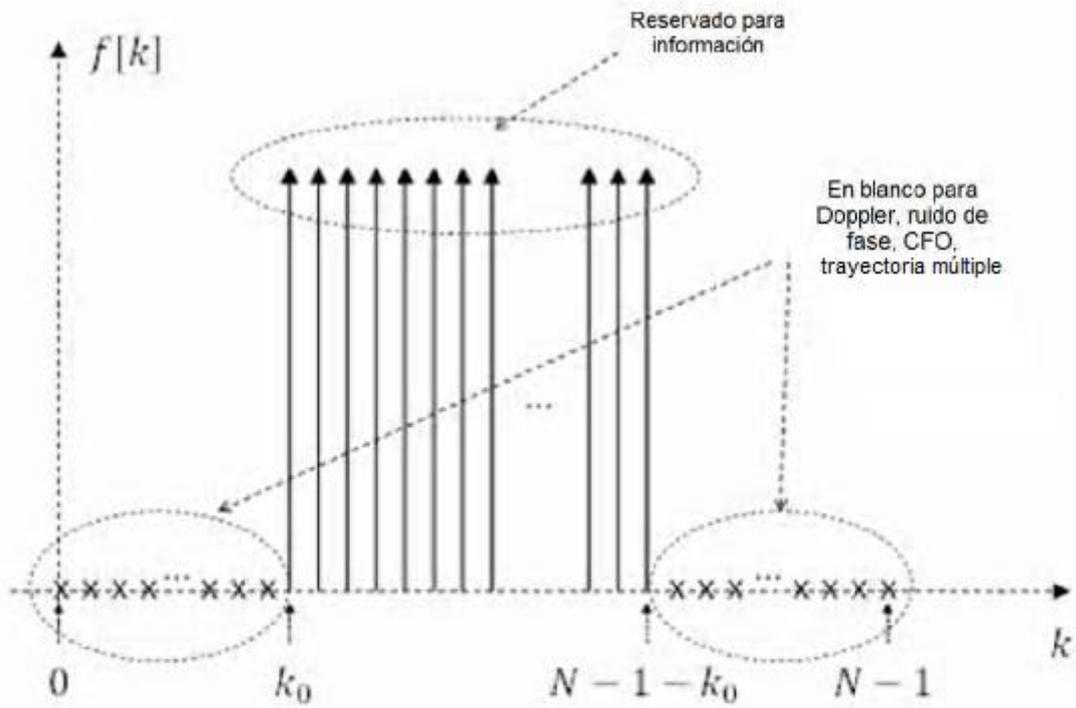


Fig.2

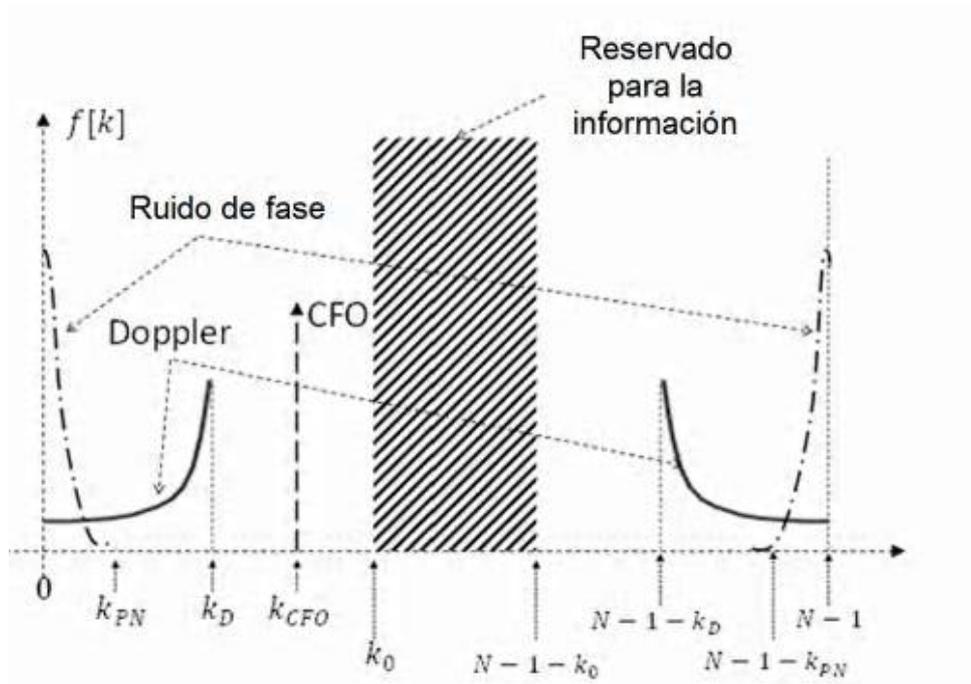


Fig.3

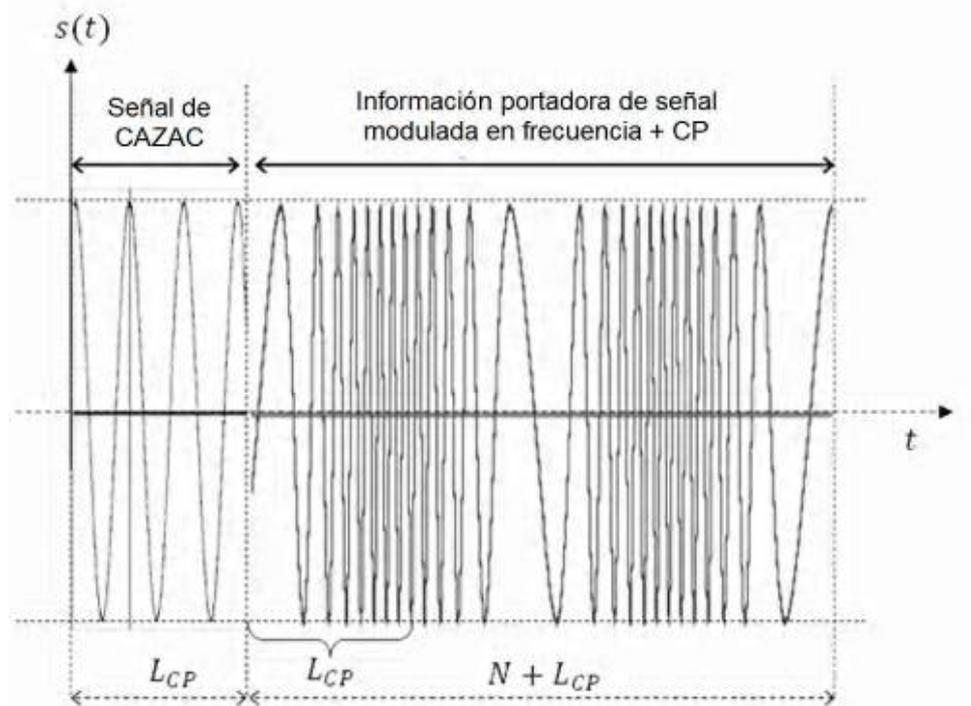


Fig.4

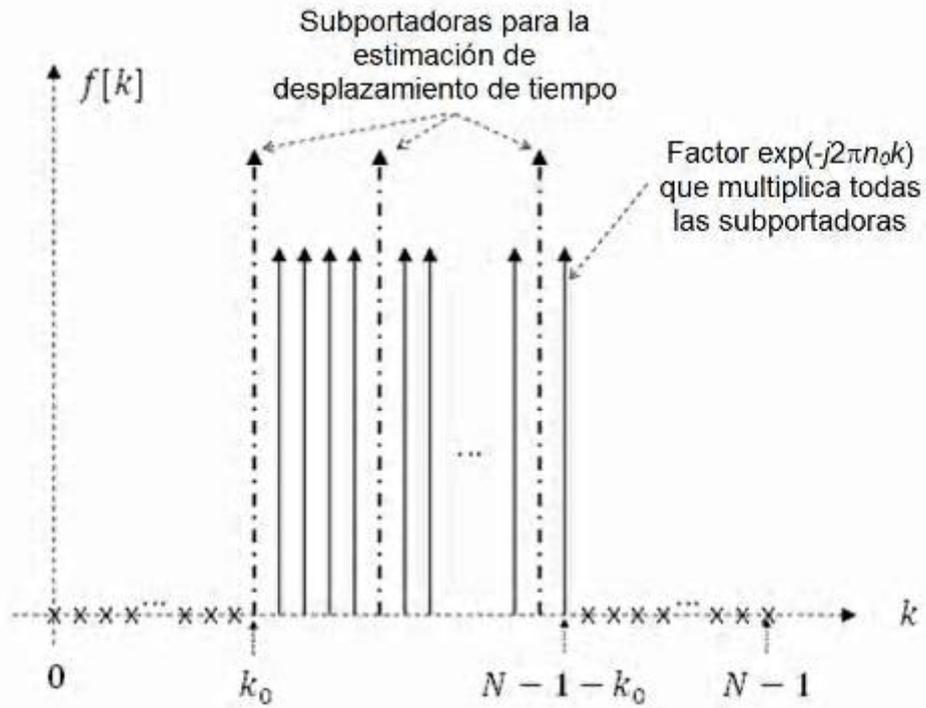


Fig.5

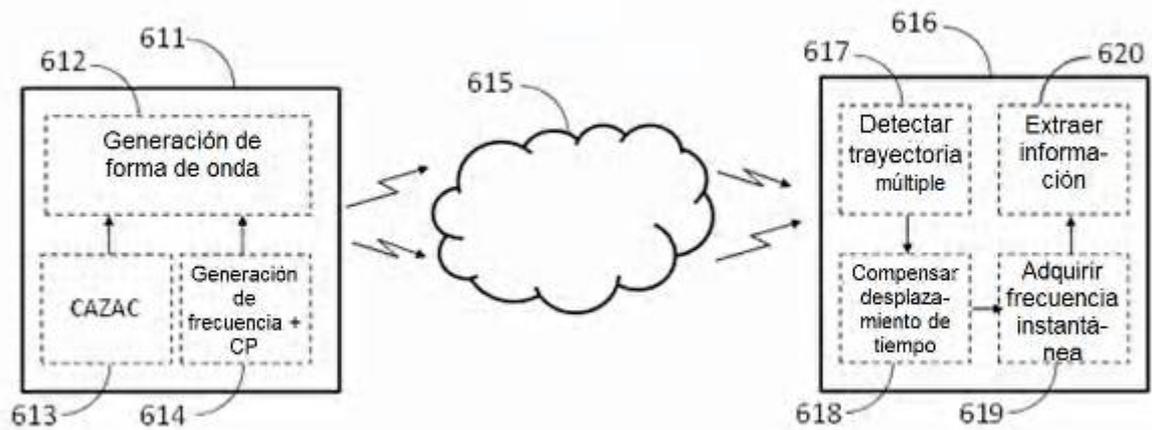


Fig.6