

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 765 402**

51 Int. Cl.:

**H04L 27/26** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **03.09.2015** **E 15306355 (7)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **23.10.2019** **EP 3139557**

54 Título: **Método y aparato para reducir la interferencia entre señales de OFDM y de múltiples portadoras filtradas universales (UFMC)**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**09.06.2020**

73 Titular/es:

**ALCATEL LUCENT (100.0%)  
Site Nokia Paris Saclay, Route de Villejust  
91620 Nozay, FR**

72 Inventor/es:

**AHMED, RANA;  
WILD, THORSTEN y  
SCHAICH, FRANK**

74 Agente/Representante:

**VALLEJO LÓPEZ, Juan Pedro**

**ES 2 765 402 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

Método y aparato para reducir la interferencia entre señales de OFDM y de múltiples portadoras filtradas universales (UFMC)

5 Las realizaciones de la presente divulgación se refieren en general a sistemas de comunicación y, más particularmente, a sistemas de comunicación que emplean señales de múltiples portadoras.

**Antecedentes**

10 Cada pocos años, las comunicaciones celulares inalámbricas se renovaban. Aunque el movimiento a la 2ª Generación (2G) ha sido impulsado por la tecnología, es decir, el cambio al procesamiento de señal digital, el cambio a 3G (datos, acceso de internet) y 4G (vídeo) han sido impulsados por el servicio en gran medida. Las tasas de datos conseguibles han crecido significativamente empezando desde pocos kbit/s (los comienzos del Sistema Global para  
15 Comunicaciones Móviles, GSM) hasta unos pocos cientos de kbit/s (Tasas de datos Mejoradas para la Evolución de GSM, EDGE) para 2G. Los comienzos de 3G han alcanzado varios cientos de kbit/s aumentando hasta 42 Mbit/s (al menos teóricamente) con Acceso por Paquetes de Enlace Descendente de Alta Velocidad (HSDPA) la encarnación más moderna de 3G. 4G (Evolución a Largo Plazo, LTE) consigue hasta unos pocos cientos de Mbit/s usando técnicas de múltiples portadoras, acercándose su evolución LTE avanzada en el horizonte a la región de los Gbit/s.

20 Los formatos de señal de múltiples portadoras ofrecen una gran cantidad de flexibilidad. Esta flexibilidad es muy atractiva cuando tiene como objetivo una estructura de trama de radio escalable. También hay una explicación física natural por la que son deseables formatos de señal de múltiples portadoras. Los canales de propagación inalámbrica son lineales y - aproximadamente a través de la duración de un símbolo de múltiples portadoras - invariantes en el  
25 tiempo (LTI). Los sistemas LTI conservan sinusoides como funciones de eigen. Las sinusoides son un bloque de construcción básica de señales moduladas de múltiples portadoras. Esto conduce a buenas propiedades cuando se trata de demodulación y ecualización.

30 Una desventaja significativa de la modulación de múltiples portadoras es la Relación de Potencia de Pico a Media (PAPR), pero existen métodos como la precodificación de Transformada de Fourier Discreta (DFT) usada en conjunto con Multiplexación por División Ortogonal de Frecuencia (OFDM) para crear una Multiplexación por División de Frecuencia de Portadora Única (SC-FDMA), de señales de múltiples portadoras, que reduce la PAPR.

35 OFDM es la tecnología de múltiples portadoras dominante de hoy en día. Su Prefijo Cíclico (CP) permite transformar la convolución lineal del canal en una convolución cíclica, por lo tanto trata de manera muy elegante la propagación de múltiples rutas, al precio de carga adicional del CP, que varía normalmente de 5-25 %. Siempre que se use OFDM de una manera totalmente síncrona en tiempo y frecuencia esto es muy atractivo.

40 Los sistemas 5G traerán nuevas clases de dispositivo y nuevos tipos de tráfico, por ejemplo, impulsados del Internet de las Cosas (IoT). La sincronidad relajante permitirá reducir una carga dolorosa para números masivos de máquinas. Pueden usarse Tecnologías como Avance de Temporización Autónoma (ATA). ATA en este punto significa un enfoque de control de temporización de bucle abierto, donde un terminal móvil se sincroniza a sí mismo en una señal de recepción de enlace descendente por ejemplo usando símbolos piloto y/o secuencias de sincronización y corrige su temporización de manera autónoma, por ejemplo basándose en el conocimiento de tamaños de célula soportados,  
45 etc. Adicionalmente, los dispositivos de gama baja pueden fabricarse más económicos cuando pueden relajarse, por ejemplo, los requisitos del oscilador, que son muy estrictos, por ejemplo, LTE. En la gama superior, la tendencia hacia frecuencias de portadora superiores, como ondas milimétricas, provoca que los mismos requisitos del Oscilador de Frecuencia de Portadora (CFO) relativo conducirán a desplazamientos de frecuencia absoluta mucho mayores, fluctuaciones de fase, etc., observados en el procesamiento de banda base.

50 La demanda para robustez aumentada y para la relajación de alineaciones de tiempo y frecuencia estrictas no va bien junto con OFDM. En el enlace ascendente de OFDMA, cuando los dispositivos asignados a frecuencias vecinas tienen desplazamientos de temporización y frecuencia, se pierde ortogonalidad y se genera Interferencia Inter-Portadora (ICI), reduciendo el rendimiento del sistema global. Debido a la forma de dominio de tiempo en ventanas rectangulares de símbolos de OFDM, el espectro de la subportadora está formado de funciones seno que tienen comparativamente niveles de lóbulo lateral alto. Únicamente con alineaciones de tiempo y frecuencia estrictas, OFDM puede ser atractiva  
55 cuando los nulos de los niveles de subportadora espectrales caen junto con el máximo de otras subportadoras.

60 Las alternativas de múltiples portadoras existentes a OFDM tienen como objetivo niveles de lóbulo lateral espectral reducidos, haciéndolas más atractivas, por ejemplo, FDMA de enlace ascendente con usuarios asíncronos y operación en espectro fragmentado. Las Múltiples Portadoras de Banco de Filtros (FBMC) están usando filtros de conformación de pulso por subportadora adicionales, normalmente con una longitud de más de un símbolo de múltiples portadoras. En un sistema de FBMC puede expresarse un símbolo de datos continuo de tiempo de la subportadora  $k$  como

$$s_k(t) = \sum_n s_k[n] \delta(t - nT), \quad (1)$$

donde  $s_k[n]$  son símbolos de datos de subportadora discretos,  $k$  es un índice de subportadora, y  $T$  es un espaciado de tiempo de símbolo. La diferencia entre OFDM y FBMC radica en la elección de  $T$  y los filtros de prototipo de transmisor y receptor  $p_T(t)$  y  $p_R(t)$ , respectivamente (véase a continuación). En una OFDM convencional,  $p_T(t)$  es un pulso rectangular de altura uno y anchura  $T$ . El filtro de prototipo de receptor  $p_R(t)$  también es un pulso rectangular de altura uno, pero su anchura se reduce a  $T_{FFT} < T$ , donde  $T_{FFT} = 1/B$ , y  $B$  es el espaciado de frecuencia entre subportadoras. En la presencia de un canal, cada tono transmitido experimentará un transitorio antes de alcanzar un estado estable. Para adaptar el periodo transitorio, se amplía la duración de  $p_T(t)$  en un intervalo mayor que la duración de la respuesta de impulso de canal, y en el receptor,  $p_R(t)$  se alinea el tiempo con el tono transmitido después de que haya alcanzado estado estacionario. En OFDM se amplía la duración de  $p_T(t)$  por el proceso de adición de un prefijo cíclico (CP) a cada símbolo de OFDM.

En sistemas de FBMC que pueden designarse para eficacia de ancho de banda máxima,  $T = T_{FFT} = 1/B$ , sin embargo, las duraciones de  $p_T(t)$  y  $p_R(t)$  son mayores que  $T$  (normalmente, un múltiplo entero de  $T$ ). Por lo tanto, en FBMC, solapan sucesivos símbolos de datos; no se requiere prefijo cíclico. Para resumir, en FBMC, se transmite un conjunto de símbolos de datos paralelos  $s_k[n]$  a través de un banco de filtros modulado, y, por lo tanto, puede sintetizarse una señal de transmisión  $x(t)$  de acuerdo con

$$x(t) = \sum_n \sum_{k \in \mathcal{K}} s_k[n] p_T(t - nT) e^{j2\pi(t - nT)f_k}, \quad (2)$$

La diferencia entre OFDM y FBMC radica en la elección de los filtros de prototipo  $p_T(t)$  y  $p_R(t)$ .

Los filtros de FBMC proporcionan supresión de lóbulo lateral muy intensa y pueden implementarse de manera eficaz en bancos de filtros de poli-fase. La carga de CP puede evitarse. Debido a las longitudes de filtro largas, se usa mejor FBMC en conjunto con desplazamiento-QAM (OQAM) con posteriores símbolos solapantes, pero ortogonalizándose usando la parte real e imaginaria del símbolo como alternativa. Las desventajas de FBMC son que - debido a OQAM - por ejemplo, no es compatible a todas las clases de Múltiple Entrada Múltiple Salida (MIMO). Adicionalmente, las longitudes de filtro largas hacen la ráfaga corta ineficaz, debido al tiempo de "aumento" y "reducción" de filtro. Las ráfagas cortas serán importantes para MTC de energía eficaz.

Múltiples Portadoras Filtradas Universales (UFMC) - también conocido como OFDM filtrada universal (UF-OFDM) - es una técnica recientemente introducida que generaliza OFDM filtrada, donde la filtración se hace a través de toda la banda de frecuencia, y FBMC (Multi-Tono a Etapas, SMT), donde la filtración se hace en un nivel de subportadora. Uno de los criterios de diseño de UFMC es recopilar las ventajas de OFDM y FBMC filtradas mientras se evitan las respectivas desventajas, equilibrando de esta manera la funcionalidad de filtración entre las dos técnicas. Normalmente, la filtración de UFMC se realiza por subbanda que comprende múltiples subportadoras, por ejemplo, por Bloque de Recurso Físico (PRB), que suprime los niveles de lóbulo lateral espectrales y por lo tanto la ICI entre diferentes bloques de recursos derivados de, es decir, carecen de sincronismo o Desplazamientos de Frecuencia Portadora (CFO). Otro efecto ventajoso de filtración por subbanda en lugar de por subportadora es que la duración de filtro debe ser significativamente más corta que la de FBMC debido al ancho de banda de subbanda mayor (por ejemplo, en el orden del prefijo cíclico de OFDM). Por lo tanto, la forma de onda de UFMC también es una técnica atractiva para comunicación con ráfagas cortas, como en MTC. Adicionalmente, puede usarse eficazmente Modulación por Amplitud en Cuadratura (QAM) en lugar de QAM de desplazamiento, adoptada de manera compulsiva por FBMC. UFMC se describe por ejemplo, por Schaich Frank et al.: "Relaxed synchronization support of universal filtered multicarrier including autonomous timing advance", 11th international symposium on wireless communications systems, 2014, Wunder Gerhard et al.; "5GNOW: non-orthogonal, asynchronous waveforms for future mobile applications" IEEE communications magazine, vol. 52, n.º 2, 2014, o Schaich Frank et al.: "Waveform contenders for 5G - Suitability for short packet and low latency transmissions", IEEE 79th vehicular technology conference, 2014.

En caso de despliegue de UFMC para comunicaciones de 5G, los dispositivos heredados que usan CP-OFDM sufrirán de ICI puesto que las subportadoras de las dos formas de onda diferentes no son ortogonales. Por lo tanto, es deseable proporcionar conceptos para reducción de interferencia.

## 55 Sumario

De acuerdo con un primer aspecto de la presente divulgación, las realizaciones proporcionan un método para reducir interferencia entre una señal de OFDM y una señal de UFMC. La señal de UFMC comprende un primer bloque de frecuencia o subbanda y al menos un segundo bloque de frecuencia o subbanda. El primer bloque de frecuencia (subbanda) comprende un primer grupo de subportadoras. La primera subbanda de frecuencia se filtra con un primer

5 filtro de supresión de banda lateral específico de subbanda de frecuencia para supresión de banda lateral fuera de dicha primera subbanda de frecuencia. El segundo bloque de frecuencia (subbanda) de la señal de UFMC comprende un segundo grupo de subportadoras. La segunda subbanda de frecuencia se filtra con un segundo filtro de supresión de banda lateral específico de subbanda de frecuencia para supresión de banda lateral de dicha segunda subbanda de frecuencia. El método incluye proporcionar, por ejemplo, transmitir o recibir, la señal de OFDM y la señal de UFMC con un retardo relativo entre sí.

10 Las realizaciones de la presente divulgación pueden ser útiles en situaciones donde hay diafonía no insignificante entre la señal de OFDM y la señal de UFMC. Este puede ser el caso, por ejemplo, cuando ambas señales de múltiples portadoras se aplican en la misma banda de frecuencia, por ejemplo usando la misma frecuencia portadora de RF, pero usando subbandas disjuntas para respectivas subportadoras. Son posibles también otros escenarios de interferencia que conducen a diafonía sustancial entre las dos formas de onda. Las realizaciones de la presente divulgación pueden reducir la interferencia sin sacrificar la eficacia espectral y sin coste significativo adicional. Una idea subyacente es transmitir la señal de UFMC con un retardo relativo en comparación con la señal de OFDM.

15 En algunas realizaciones, el método comprende obtener la señal de UFMC, obtener la señal de OFDM, y reenviar (por ejemplo, transmitir) la señal de OFDM y la señal de UFMC con un retardo relativo entre sí. En este punto, la expresión "obtener" puede incluir generar o recibir la respectiva señal, por ejemplo.

20 En algunas realizaciones, la señal de UFMC y la señal de OFDM pueden obtenerse en o proporcionarse por los mismos aparatos transceptores, que pueden ser una estación base o un terminal móvil. En otras realizaciones, la señal de UFMC y la señal de OFDM pueden obtenerse en o proporcionarse por diferentes aparatos transceptores, respectivamente.

25 En algunas realizaciones, puede haber una relación de temporización predeterminada entre las dos formas de onda diferentes, por ejemplo debido a sincronización entre la señal de UFMC y la señal de OFDM. En tales casos el retardo relativo puede ser un retardo relativo predeterminado.

30 En algunas realizaciones, puede haber una relación de temporización fijada entre las dos formas de onda diferentes, por ejemplo debido a sincronización entre la señal de UFMC y la señal de OFDM. En tales casos el retardo relativo puede ser un retardo relativo fijo.

35 En algunas realizaciones, al menos la señal de OFDM usa un prefijo cíclico. Transmitir la señal de OFDM y la señal de UFMC con el retardo relativo puede realizarse para provocar un retardo relativo entre un símbolo transmitido (por ejemplo un símbolo de múltiples portadoras) de la señal de UFMC y un símbolo transmitido (por ejemplo un símbolo de múltiples portadoras) de la señal de OFDM menor que una duración del prefijo cíclico de la señal de OFDM.

40 En algunas realizaciones, también la señal de UFMC puede usar un prefijo cíclico. Este prefijo cíclico de UFMC puede usarse además de los filtros de supresión de banda lateral específicos de subbanda de frecuencia y puede ser más corto que el prefijo cíclico de la señal de OFDM.

45 En algunas realizaciones, el retardo relativo entre el símbolo transmitido de la señal de UFMC y el símbolo transmitido de la señal de OFDM corresponde sustancialmente a una mitad de la duración del prefijo cíclico. En este punto, la expresión "sustancialmente" indica que el retardo relativo no necesita ser exactamente la mitad de la duración del prefijo cíclico. Las realizaciones también cubren un retardo relativo en el intervalo de 0.4 - 0,6 de la duración del prefijo cíclico, por ejemplo.

50 En algunas realizaciones, un orden/longitud de filtro del primer y/o el segundo filtros de supresión de banda lateral específicos de subbanda de frecuencia corresponde a la duración del prefijo cíclico. Esto significa que la extensión temporal de la respuesta de impulso del primer y/o el filtro de supresión de banda lateral específico de subbanda de frecuencia a la duración del prefijo cíclico. Por ejemplo, la subbandas de la señal de UFMC pueden conformarse por respectivos filtros de Respuesta de Impulso Finito (FIR) Dolph-Chebyshev.

55 En algunas realizaciones, la señal de OFDM usa una o más subbandas de frecuencia espectralmente adyacentes a la primera y/o la segunda primera subbanda de frecuencia de la señal de UFMC. En tales casos puede haber interferencia significativa entre las subbandas de OFDM adyacentes a las subbandas de UFMC.

60 En algunas realizaciones, un espaciado de recursos de radio físicos usados por la señal de UFMC y OFDM puede ser igual o al menos similar. Es decir, el método puede incluir generar adicionalmente símbolos de OFDM de la señal de OFDM con una tasa de símbolos de OFDM predefinida y generar símbolos de múltiples portadoras de la señal de UFMC con una tasa de símbolo de múltiples portadoras igual a la tasa de símbolos de OFDM predefinida. También, el método puede incluir adicionalmente convertir una versión de dominio de frecuencia de la señal de OFDM a una versión de dominio de tiempo usando una transformada de Fourier discreta inversa de una longitud predefinida, donde la longitud predefinida corresponde a un número máximo de subportadoras de la señal de OFDM, y convertir una versión de dominio de frecuencia de la señal de UFMC a una versión de dominio de tiempo usando una transformada de Fourier discreta inversa de dicha longitud predefinida.

En algunas realizaciones, las diferentes formas de onda, es decir, la señal de OFDM y la señal de UFMC, pueden estar asociadas con diferentes señales de portadora y/o con diferentes sistemas de acceso por radio, respectivamente. Por lo tanto, la transmisión puede comprender transmitir la señal de OFDM usando una primera señal portadora de Frecuencia de Radio (RF) y transmitir la señal de UFMC usando una segunda señal de portadora de RF.

En algunas realizaciones, las diferentes formas de onda, es decir, la señal de OFDM y la señal de UFMC, pueden modularse en la portadora de señales de RF con la misma frecuencia portadora de RF, respectivamente. En tales realizaciones, sin embargo, la señal de OFDM y la señal de UFMC pueden usar subbandas disjuntas dentro del mismo ancho de banda de sistema.

De acuerdo con un aspecto adicional más, las realizaciones proporcionan un aparato o un sistema para reducir interferencia entre una señal de OFDM y una señal de UFMC. La señal de UFMC comprende una primera subbanda de frecuencia y al menos una segunda subbanda de frecuencia. La primera subbanda de frecuencia comprende un primer grupo de subportadoras, filtrándose la primera subbanda de frecuencia con un primer filtro de supresión de banda lateral específico de subbanda de frecuencia para supresión de banda lateral fuera de dicha primera subbanda de frecuencia. La segunda subbanda de frecuencia comprende un segundo grupo de subportadoras, filtrándose la segunda subbanda de frecuencia con un segundo filtro de supresión de banda lateral específico de subbanda de frecuencia para supresión de banda lateral fuera de dicha segunda subbanda de frecuencia. El aparato comprende un transmisor configurado para transmitir la señal de OFDM y la señal de UFMC con un retardo relativo entre sí. De esta manera el transmisor puede entenderse como circuitería eléctrica digital y analógica que, con la ayuda de amplificadores de potencia y una o más antenas, produce ondas de radio que llevan las señales de OFDM y UFMC, respectivamente.

En algunas realizaciones, el aparato/sistema puede comprender un módulo de señal de UFMC configurado para obtener (por ejemplo, para generar) la señal de UFMC, un módulo de señal de OFDM configurado para obtener (por ejemplo, para generar) la señal de OFDM, y un transmisor configurado para transmitir la señal de OFDM y/o la señal de UFMC con un retardo relativo a la respectiva otra señal.

En algunas realizaciones, el aparato/sistema puede implementarse en o acoplarse a una estación base de un sistema de comunicaciones celular, por ejemplo. La estación base puede estar configurada para transmitir y recibir tanto señales de OFDM como señales de UFMC, por ejemplo. En otras realizaciones, el aparato o sistema para reducir la interferencia puede comprender también más de un transceptor. Por ejemplo, un sistema para reducir la interferencia puede comprender una estación base para la señal de UFMC y otra estación base (adyacente) para la señal de OFDM.

Algunas realizaciones comprenden circuitería digital instalada dentro del aparato para reducir la interferencia. Una circuitería de control digital de este tipo, por ejemplo, un procesador de señales digitales (DSP), un Campo de Matriz de Puertas Programables (FPGA), un Circuito Integrado Específico de la Aplicación (ASIC), o un procesador de fin general, necesita programarse en consecuencia. Por lo tanto, realizaciones aún adicionales también proporcionan un programa informático que tiene un código de programa para realizar realizaciones del método, cuando el programa informático se ejecuta en un dispositivo programable de hardware.

Las realizaciones permiten una mejor co-existencia de las dos formas de onda de LTE usando OFDM heredada y sistemas de 5G propuestos y usando UFMC, que también se denomina como Multiplexación por División Ortogonal de Frecuencia Filtrada Universal (UF-OFDM) en algunas publicaciones. Las realizaciones no requieren sacrificar eficacia espectral.

**Breve descripción de las figuras**

Algunas realizaciones de aparatos y/o métodos se describirán a continuación a modo de ejemplo únicamente, y con referencia a las figuras adjuntas, en las que

- La Figura 1a ilustra un diagrama de bloques de un aparato de transmisor de UFMC de ejemplo de acuerdo con una realización;
- La Figura 1b ilustra el retardo relativo propuesto entre la señal de OFDM y UFMC coexistentes;
- La Figura 1c ilustra un diagrama de flujo de un método de ejemplo de acuerdo con una realización;
- La Figura 2 muestra la comparación de espectros relacionados con un único bloque de frecuencia para OFDM y UFMC;
- La Figura 3a ilustra un canal equivalente entre un receptor de OFDM y un transmisor de OFDM;
- La Figura 3b ilustra un canal equivalente entre un receptor de UFMC y un transmisor de UFMC;

	La Figura 4	ilustra un canal equivalente entre un receptor de OFDM y un transmisor de UFMC
	La Figura 5	muestra un diagrama que muestra tiempo de muestreo de señal de UFMC sincronizada frente a señal de UFMC retardada;
5	La Figura 6	muestra una respuesta de impulso de un filtro de canal de dominio de tiempo de ejemplo usado para acondicionar una señal de UFMC;
	La Figura 7	ilustra un canal equivalente entre un receptor de OFDM y un transmisor de UFMC con retardo $=0,5L$
10	La Figura 8	ilustra un canal equivalente entre un receptor de OFDM y una señal de CP-UFMC con retardo $=0,5L$ ;
	La Figura 9	muestra una potencia de interferencia total simulada de todas las subportadoras con/sin generación de ventanas de coseno elevado con $L = 73$ ;
15	La Figura 10	muestra una potencia de interferencia total simulada de todas las subportadoras con/sin generación de ventanas de coseno elevado con $L = 36$ ;
	La Figura 11	muestra una potencia de interferencia total simulada de todas las subportadoras con/sin generación de ventanas de coseno elevado con $L = 36$ y CP-UFMC;
20	La Figura 12	muestra una $ H(k, k + d) ^2$ simulada en dB para diferentes combinaciones de formato de señal/receptor con/sin generación de ventanas de coseno con $L = 73$ ;
	La Figura 13	muestra una $ H(k, k + d) ^2$ simulada en dB para diferentes combinaciones de formato de señal/receptor con/sin generación de ventanas de coseno con $L = 36$ ;
25	La Figura 14	muestra una potencia de interferencia total simulada de todas las subportadoras con/sin generación de ventanas de coseno con $L = 73$ para asignación de recursos no contigua de 3 PRB;
	La Figura 15	muestra una potencia de interferencia total simulada de todas las subportadoras con/sin generación de ventanas de coseno con $L = 36$ para asignación de recursos no contigua de 3 PRB;
30	La Figura 16	muestra una potencia de interferencia total simulada de todas las subportadoras con/sin generación de ventanas de coseno con $L = 73$ para asignación de recursos no contigua de 10 PRB;
	La Figura 17	muestra una potencia de interferencia total simulada de todas las subportadoras con/sin generación de ventanas de coseno con $L = 73$ para asignación de recursos no contigua de 20 PRB;
35	La Figura 18	muestra una potencia de interferencia total simulada de todas las subportadoras con/sin generación de ventanas de coseno con $L = 36$ para asignación de recursos no contigua de 20 PRB;
	La Figura 19	muestra una potencia de interferencia total simulada de todas las subportadoras con/sin generación de ventanas de coseno con $L = 73$ para asignación de recursos no contigua de 3 PRB con 10 subportadoras de guarda entre las dos formas de onda;
40	La Figura 20	ilustra un límite superior en potencia de ICI media por subportadora $FAR=-40$ dB;
	La Figura 21	muestra una potencia de interferencia total simulada de todas las subportadoras 1 PRB sin pre-ecualización $L = 36$ ;
45	La Figura 22	muestra una potencia de interferencia total simulada de todas las subportadoras 1 PRB sin pre-ecualización $L = 100$ ;
	La Figura 23	ilustra ganancia obtenida de supresión de ICI introduciendo retardo relativo en señal de UFMC para diferente $L$ y FAR;
50	La Figura 24	muestra una potencia de interferencia total simulada de todas las subportadoras 4 PRB sin pre-ecualización $L = 36$ ;
	La Figura 25	muestra una potencia de interferencia total simulada de todas las subportadoras 16 PRB sin pre-ecualización $L = 36$ ;
55	La Figura 26	muestra una potencia de interferencia total simulada de todas las subportadoras 64 PRB sin pre-ecualización $L = 36$ ;
60		
65		

La Figura 27 ilustra potencia de ICI por subportadora sin subportadoras de guarda;

La Figura 28 potencia de ICI por subportadora con subportadoras de guarda;

5 La Figura 29 ilustra dos asignaciones de usuario contiguas que comparten el mismo símbolo de múltiples portadoras usando las dos formas de onda diferentes: UFMC y CP-OFDM heredada; y

La Figura 30 muestra el mismo tamaño de ventana de receptor para ambas asignaciones (retardo relativo cero).

## 10 Descripción de las realizaciones

Diversas realizaciones de ejemplo se describirán ahora más completamente con referencia a los dibujos adjuntos en los que se ilustran algunas realizaciones de ejemplo. En las figuras, el espesor de las líneas, capas y/o regiones puede exagerarse por claridad.

15 Por consiguiente, mientras que las realizaciones de ejemplo son aptas de diversas modificaciones y formas alternativas, las realizaciones de las mismas se muestran a modo de ejemplo en las figuras y se describirán en el presente documento en detalle. Números de referencia similares se refieren a elementos análogos o similares a lo largo de toda la descripción de las figuras.

20 Se entenderá que cuando un elemento se hace referencia como que está "conectado" o "acoplado" a otro elemento, puede estar directamente conectado o acoplado al otro elemento o pueden estar presentes elementos intermedios. En contraste, cuando un elemento se hace referencia como que está "directamente conectado" o "directamente acoplado" a otro elemento, no hay elementos intermedios presentes. Otras palabras usadas para describir la relación  
25 entre elementos deberían interpretarse de una manera similar (por ejemplo, "entre" frente a "directamente entre", "adyacente" frente a "directamente adyacente", etc.).

30 La terminología usada en el presente documento es para el fin de describir realizaciones particulares únicamente y no se pretende que sea limitante de las realizaciones de ejemplo. Como se usa en el presente documento, las formas singulares "un", "una" y "el", "la" se pretende que incluyan las formas plurales también, a menos que el contexto lo indique claramente de otra manera. Se entenderá adicionalmente que los términos "comprende", "que comprende", "incluye" y/o "que incluye", cuando se usan en el presente documento, especifican la presencia de características establecidas, elementos integrantes, etapas, operaciones, elementos, y/o componentes, pero no excluyen la presencia o adición de una o más otras características, elementos integrantes, etapas, operaciones, elementos, componentes,  
35 y/o grupos de los mismos.

A menos que se defina de otra manera, todos los términos (incluyendo términos técnicos y científicos) usados en el presente documento tienen el mismo significado que se entiende comúnmente por un experto en la materia a la que pertenecen las realizaciones de ejemplo. Se entenderá adicionalmente que los términos, por ejemplo como aquellos  
40 definidos en diccionarios comúnmente usados, deberían interpretarse como que tienen un significado que es consistente con su significado en el contexto de la técnica pertinente y no se interpretarán de una manera idealizada o de sentido demasiado formal a menos que se definen así de manera expresa en el presente documento.

45 Para la interfaz aérea de sistemas celulares inalámbricos de 5G se analiza la introducción de nuevas formas de onda que tienen, por ejemplo, mejor localización espectral en comparación con el prefijo cíclico (CP)-OFDM, la forma de onda dominante de los sistemas de 4G actuales. UFMC es tecnología de forma de onda que usa filtración a nivel de subbanda y es una tecnología de forma de onda candidata de 5G. Un problema técnico se centra en la introducción de tecnología de forma de onda de 5G en la misma banda en paralelo a CP-OFDM ya existente. En el comienzo de despliegue de la nueva forma de onda de UFMC para dispositivos heredados de comunicaciones de 5G que usan CP-  
50 OFDM pueden sufrir de ICI puesto que las subportadoras de las dos formas de onda diferentes no son ortogonales.

Añadir subportadoras de guarda entre las dos bandas que llevan las dos formas de onda puede reducir ICI a coste de perder eficacia espectral. Aplicar unos Esquemas de Modulación y Codificación (MCS) más robustos, por ejemplo constelaciones de QAM de bajo orden, en el borde de las dos formas de onda (donde la interferencia es máxima)  
55 puede reducir las Tasas de Errores de Bits (BER) a coste de perder eficacia espectral.

En la **Figura 27** podemos observar la potencia de ICI por subportadora suponiendo que dos usuarios usan las dos formas de onda diferentes. Suponemos tres PRB por usuario, cada uno con 12 subportadoras, tamaño de FFT = 1024, se usa un filtro de paso bajo de Dolph-Chebyshev de ejemplo en el lado del transmisor de UFMC con orden de filtro L=74. Como se muestra la interferencia es máxima en el borde entre las dos formas de onda y se reduce de manera estática a medida que aumenta la distancia del borde. En la **Figura 28**, se añaden diez subportadoras de guarda entre las dos asignaciones. Puede observarse la reducción en la potencia de ICI en la Figura 28, a costa de perder eficacia espectral.

65 Las realizaciones proporcionan reducir la interferencia sin sacrificar eficacia espectral y sin coste significativo adicional. Una idea subyacente es transmitir la señal de UFMC con un retardo relativo en comparación con una señal de OFDM

heredada co-existente.

La **Figura 1a** ilustra esquemáticamente un diagrama de bloques de un aparato transmisor de ejemplo 100 para reducir la interferencia entre una señal de OFDM y una señal de UFMC de acuerdo con una realización. Obsérvese que en algunas realizaciones el aparato transmisor 100 puede estar también configurado para generar y transmitir adicionalmente señales de OFDM convencionales, por ejemplo.

El transmisor de UFMC de ejemplo 100 usa una IDFT a nivel de bloques de frecuencia (IDFT = Transformación de Fourier Discreta Inversa). Los símbolos de datos  $d_{i,j}$  ( $i = 1 \dots p; j = 1 \dots n$ ) se modulan en  $p$  grupos (o bloques de frecuencia) comprendiendo cada uno  $n$  subportadoras. Obsérvese que el número de subportadoras por bloque de frecuencia (también denominado como subbanda) puede desviarse uno del otro. Cada bloque de frecuencia  $i$  se convierte del dominio de frecuencia al dominio del tiempo por un módulo de IDFT específico de bloque de frecuencia 102-1, 102-2, ..., 102- $p$  para obtener  $p$  señales de dominio de tiempo 104-1, 104-2, ..., 104- $p$  que se filtran a continuación individualmente por filtros de supresión (paso banda) de lóbulo lateral específico de bloque de frecuencia 106-1, 106-2, ..., 106- $p$ . Las señales de dominio de tiempo filtradas 108-1, 108-2, ..., 108- $p$  se combinan a continuación a la señal de múltiples portadoras de UFMC 109. El aparato transmisor 100 comprende una unidad de retardo analógica o digital 110 que está configurada para retardar límites de trama o símbolo de la señal de múltiples portadoras de UFMC 109 por  $k$  muestras frente a los límites de trama o de símbolo de una señal de OFDM heredada coexistente, de manera que la señal de OFDM coexistente y la señal de UFMC 109 se transmiten con un retardo relativo entre sí, como se muestra en la **Figura 1b**. Para ese fin la unidad de retardo 110 puede usar una señal de sincronización (no mostrada) indicativa de límites de símbolo o de trama de la señal de OFDM heredada. El retardo relativo de la señal de UFMC puede ajustarse a continuación con respecto al símbolo o límites de trama de la señal de OFDM heredada. En algunas realizaciones, la unidad de retardo 110 puede comprender o puede estar incluida en uno o más filtro o filtros digitales.

En algunas realizaciones, el retardo relativo entre la señal de OFDM heredada y la señal de UFMC 109 es un retardo relativo predeterminado o incluso fijo. Sin embargo, el experto en la materia que tiene el beneficio de la presente divulgación apreciará que también pueden ser útiles retardos relativos variables o adaptativos en algunas realizaciones. Normalmente, la señal de OFDM heredada usa un prefijo cíclico (CP OFDM). Como se hará evidente a continuación, puede ser beneficioso ajustar el retardo relativo entre un símbolo transmitido de la señal de UFMC 109 y un símbolo transmitido de la señal de OFDM menor que una duración del prefijo cíclico de la señal de OFDM. Pueden ser particularmente útiles retardos relativos en el intervalo de 0,4 - 0,6 de la duración del prefijo cíclico de la señal de OFDM, por ejemplo.

Después de haber introducido el retardo relativo que corresponde a  $k$  muestras frente a una señal de OFDM heredada que usa la unidad de retardo 110, la señal de UFMC retardada puede convertirse de banda base a un dominio de Frecuencia de Radio (RF) de UFMC (véase el número de referencia 112), por ejemplo, mezclando la señal de banda base de UFMC 109 con una señal de portadora de RF de UFMC. Obsérvese que la señal portadora de RF de UFMC normalmente será diferente de una señal de portadora de RF de la señal de OFDM heredada.

Obsérvese que la división de las funciones de procesamiento a través de unidades de procesamiento mostradas en la Figura 1a no es crítica, y, como puede entenderse por los expertos en la materia, puede variar el número de unidades de procesamiento, el número de funciones de procesamiento y una asignación de las funciones de procesamiento a las unidades de procesamiento.

Las funciones de procesamiento del aparato transmisor 100 a modo de ejemplo pueden dividirse en un primer grupo de unidades de procesamiento 102-1, 102-2, ..., 102- $p$  y un segundo grupo de filtros de paso banda 106-1, 106-2, ..., 106- $p$ . Puede proporcionarse una descripción matemática de un vector de señal de dominio de tiempo con valor complejo transmitido  $\mathbf{X}$ , por ejemplo, siguiendo la ecuación:

$$\mathbf{x} = \sum_{i=1}^p \mathbf{F}_i \mathbf{V}_i \mathbf{d}_i \quad (1)$$

con

- $p$ : número de bloques de frecuencia (tal como un número de PRB de LTE),
- $\mathbf{F}_i$ : la denominada matriz Toeplitz para el número  $i$  de los bloques de frecuencia, que contiene un filtro FIR de paso banda (FIR = Respuesta de Impulso Finita) para filtrar el número  $i$  de los bloques de frecuencia,
- $\mathbf{V}_i$ : matriz con valor complejo para el número  $i$  de los bloques de frecuencia para aplicar una IDFT y para un vector de mapeo del símbolo de datos  $\mathbf{d}_i$ , por ejemplo en subportadoras sinusoidales,
- $\mathbf{d}_i$ : el vector de símbolo de datos para el número  $i$  de los  $p$  bloques de frecuencia (subbandas).

De acuerdo con la Figura 1a, un primer vector de símbolo de datos  $\mathbf{d}_i$  que comprende  $n_1$  símbolos de datos  $d_{i,j}$  ( $j = 1 \dots n_1$ ) se aplica a una primera 102-1 de un grupo de unidades de procesamiento de LTE 102-1, 102-2, ..., 102- $p$  para



realizar una primera IDFT en el primer vector de símbolo  $d_1$ . La IDFT puede incluir interpolación y conversión ascendente eligiendo respectivos vectores de IDFT de manera apropiada en términos de longitud y rotaciones de fase. La unidad de procesamiento de IDFT 102-1 genera una primera señal de dominio de tiempo 104-1, que contiene una pluralidad de subportadoras que forman un primer bloque de frecuencia. La IDFT puede tener una dimensión de  $n_1 \times N$ , siendo  $n_1$  un número de subportadoras para modularse para el primer bloque de frecuencia, y siendo  $N$  igual a un número total de subportadoras que se ajustan teóricamente para una distancia de subportadora predefinida en un intervalo (banda) de frecuencia predefinido total, cuando la totalidad del intervalo de frecuencia predefinido estuviera ocupado por subportadoras. De la misma manera, los vectores de símbolo de datos  $d_2, \dots, d_p$  pueden aplicarse a correspondientes unidades de procesamiento de IDFT adicionales 102-2, ..., 102-p para realizar IDFT adicionales que incluyen interpolación y conversión ascendente y para generar señales de dominio de tiempo adicionales 104-2, ..., 104-p, que cada una contiene los bloques de frecuencia de subportadoras. Las unidades de procesamiento 102-1, 102-2, ..., 102-p posibilitan una transformación de Fourier inversa separada para cada bloque de frecuencia, que podría ser una subbanda o un subconjunto de una subbanda. Es decir, para cada bloque de frecuencia o subbanda, indexado  $i$ ,  $n_i$  pueden transformarse  $d_{i,j}$  ( $i = 1 \dots p; j = 1 \dots n_i$ ) símbolos de datos de Modulación por Amplitud en Cuadratura (QAM) al dominio de tiempo usando la matriz de IDFT  $V_i$ . De esta manera  $V_i$  puede ser de dimensión  $N \times n_i$  e incluye las columnas relevantes de la matriz de Fourier inversa de acuerdo con la respectiva posición de subbanda dentro del intervalo de frecuencia disponible global.

La primera señal de dominio de tiempo 104-1 se proporciona a uno primero 106-1 del grupo de filtros de paso banda 106-1, 106-2, ..., 106-p, que genera una primera señal de dominio de tiempo filtrada 108-1 que corresponde a la primera frecuencia o bloque de subportadora que incluye  $n_1$  subportadoras. Un ancho de banda del primer filtro de paso banda 106-1 puede adaptarse de modo que el primer filtro de paso banda 106-1 puede bloquear y atenuar todos los componentes de frecuencia fuera de un intervalo de frecuencia del primer bloque de frecuencia. De una manera similar, las señales de dominio de tiempo adicionales 104-2, ..., 104-p pueden proporcionarse a correspondientes filtros de paso banda adicionales 106-2, ..., 106-p para generar las señales de dominio de tiempo filtradas adicionales 108-2, ..., 108-p. Los filtros de paso banda 106- $i$  ( $i = 1, \dots, p$ ) puede representarse cada uno por una matriz de Toeplitz  $F_i$  con dimensión  $(N+N_{\text{filtro}}-1) \times N$ , compuesto de la respectiva respuesta de impulso de filtro, que posibilita la convolución.

Las señales de dominio de tiempo filtradas 108-1, 108-2, ..., 108-p pueden retardarse con relación a una señal de OFDM (véase el número de referencia 110) y a continuación proporcionarse a una unidad de procesamiento de extremo trasero 112 que puede configurarse para realizar una conversión de banda base a RF de las señales de dominio de tiempo filtradas combinadas y retardadas 108-2, ..., 108-p.

Una señal de transmisión de UPMC tiene una característica de dominio de tiempo en la que los filtros generan símbolos de múltiples portadoras con un aumento y reducción de energía flexible, de acuerdo con la ecuación (1). El símbolo de múltiples portadoras posterior de nuevo empieza a continuación con aumento y finaliza con una reducción. Por lo tanto, un pulso rectangular en cada subportadora de un sistema de OFDMA se sustituye por un pulso con transiciones flexibles que conducen a filtros que tienen una longitud más corta en el dominio del tiempo y en consecuencia una tasa de símbolo más corta. La filtración a nivel de frecuencia-bloque de UPMC proporciona flexibilidad adicional y puede usarse para evitar las desventajas de FBMC. La filtración por bloque de subportadoras (por ejemplo "bloque de recurso físico" o "subbanda" en la terminología de LTE) puede dar como resultado filtros de paso banda 106- $i$  ( $i = 1, \dots, p$ ) que son espectralmente más amplios en el paso banda que FBMC y por lo tanto más corto en tiempo. Este tiempo acortado puede usarse a continuación para proporcionar la longitud de filtro, por ejemplo, en el orden del prefijo cíclico (CP) de OFDM. Pueden soportarse ráfagas cortas bien con eso, así como con la operación en bandas fragmentadas. La supresión de lóbulo lateral ahora funciona entre bloques de recursos (frecuencia), en lugar de entre subportadoras. El aumento y reducción de filtro en el dominio del tiempo puede proporcionar una forma de símbolo que tiene protección flexible inherente contra interferencia inter-símbolo (ISI), así como robustez para soportar múltiples usuarios de acceso que no están perfectamente alineados en tiempo, como por ejemplo con ATA.

La **Figura 2** ilustra una comparación del espectro de un único bloque de recurso físico (PRB) o bloque de frecuencia entre OFDM (véase el número de referencia 202) frente al formato de señal de UPMC propuesto (véase el número de referencia 204). La reducción de los niveles de lóbulo lateral es evidente.

El experto en la materia apreciará que el aparato 100 está configurado para realizar un método para reducir la interferencia entre una señal de OFDM y una señal de UPMC, en el que la señal de UPMC comprende un primer bloque de frecuencia y al menos un segundo bloque de frecuencia. El primer bloque de frecuencia comprende un primer grupo de subportadoras que está filtrado con un primer filtro de supresión de banda lateral específico de bloque de frecuencia para supresión de banda lateral fuera de dicho primer bloque de frecuencia. El segundo bloque de frecuencia comprende un segundo grupo de subportadoras que está filtrado con un segundo filtro de supresión de banda lateral específico de bloque de frecuencia para supresión de banda lateral fuera de dicho segundo bloque de frecuencia. El método comprende transmitir la señal de OFDM y la señal de UPMC con un retardo relativo entre sí.

Una realización de ejemplo de un método de este tipo 150 se muestra en la **Figura 1c**.

El método 150 comprende obtener 152 la señal de UPMC y obtener 154 la señal de OFDM. De esta manera la señal

de UFMC y la señal de OFDM obtenidas pueden corresponder al mismo índice de símbolo de múltiples portadoras. En algunas realizaciones, obtener la respectiva señal puede incluir generar la respectiva señal. Como alternativa, obtener la respectiva señal puede incluir recibir la respectiva señal, por ejemplo. En la realización de ejemplo de la Figura 1c, la señal de UFMC se retarda 156 con relación a la señal de OFDM. Por lo tanto, los límites de símbolo de símbolos de múltiples portadoras de UFMC pueden retardarse con relación a los límites de símbolos de múltiples portadoras de OFDM. El experto en la materia apreciará que de manera similar la señal de OFDM podría retardarse en otras realizaciones. El método 150 incluye adicionalmente reenviar 160 (por ejemplo transmitir) la señal de OFDM y reenviar 158 (por ejemplo transmitir) la señal de UFMC con un retardo relativo entre sí. De esta manera los actos 158 y 160 podrían realizarse en la misma entidad transceptora (por ejemplo estación base) o a diferentes entidades transceptoras, dependiendo de la implementación.

En la Figura 1c, los números de referencia 152 y 154 podrían entenderse también como respectivos módulos de obtención de señal de UFMC/OFDM. Un ejemplo de un módulo de obtención de UFMC que usa transformadas de señal de IFFT/FFT ya se ha explicado con respecto a la Figura 1a. Análogamente, el número de referencia 156 podría entenderse como un módulo de retardo, similar a la unidad de retardo 110. Los números de referencia 158 y 160 podrían entenderse también como respectivos transmisores de UFMC/OFDM.

En el comienzo de despliegue de 5G, ambas formas de onda de OFDM y UFMC pueden coexistir dentro de la misma red. Por lo tanto, es importante determinar la diafonía entre las dos formas de onda especialmente, por ejemplo, cuando dos usuarios que usan las dos formas heterogéneas están asignados vecinos a o adyacentes a subbandas como se muestra en la **Figura 29**. Aunque un receptor de OFDM puede proporcionar de manera ideal transmisión ortogonal de símbolos de QAM transmitidos de un transmisor de OFDM, no está diseñado para ser ortogonal a un transmisor de UFMC, por lo tanto tiene lugar ICI en el lado del receptor de OFDM cuando procesa una señal de UFMC. De manera similar, el receptor de UFMC no está diseñado para ser ortogonal a un transmisor de OFDM, y por lo tanto ICI tiene lugar en el lado del receptor de UFMC cuando procesa una señal de OFDM. La interferencia es máxima en el borde entre las dos asignaciones, como se muestra en la **Figura 27**.

En esta divulgación se deriva un modelo general para estudiar la interferencia de la forma de onda de UFMC en la OFDM de Prefijo Cíclico (CP-OFDM) heredado en el dominio de la frecuencia. Siguiendo el modelo se realizan las suposiciones:

1. dos asignaciones (usando las dos formas de onda) que comparten el mismo símbolo de múltiples portadoras en el dominio del tiempo (es decir transmitidos simultáneamente). Por lo tanto:

- a) el mismo tamaño de IFFT/FFT se usa en ambas formas de onda (UMFC y CP-OFDM).
- b) ambas asignaciones usan la misma tasa de símbolo (por ejemplo, mismo tamaño de ventana de receptor como se muestra en la **Figura 30**. Es decir, dado que los símbolos de OFDM de la señal de OFDM se generan con una cierta tasa de símbolo de OFDM, los símbolos de múltiples portadoras de la señal de UFMC pueden generarse a continuación con una tasa de símbolo de múltiples portadoras igual a la tasa de símbolo de OFDM.

2. por razones de simplicidad únicamente, un canal de comunicación de desvanecimiento plano y caso de no ruido.

El experto en la materia que tiene el beneficio de la presente divulgación apreciará que las suposiciones anteriores se realizan principalmente por razones explicativas. Las realizaciones de la presente divulgación, sin embargo, no están limitadas a estas suposiciones de ejemplo. El experto en la materia apreciará que pueden obtenerse también diversos beneficios cuando se aleja de las siguientes suposiciones de ejemplo.

Básicamente derivamos un canal de extremo a extremo equivalente entre símbolos de QAM transmitidos  $S_y$  y símbolos no ecualizados demodulados recibidos  $R_{x-y}$ . Cuando se usa el receptor de forma de onda  $W_x$  para recibir una señal de forma de onda  $r'$ , el vector no ecualizado demodulado recibido puede escribirse como:

$$\begin{aligned} R_{x-y} &= W_x r'^y \\ &= W_x v_y S_y \\ &= H_{x-y}^{eq} S_y \end{aligned} \tag{2}$$

donde  $v_y$  es la matriz de modulación de forma de onda  $y$  y el canal equivalente  $H_{x-y}^{eq}$  formado de las matrices de modulación y receptora puede escribirse como:

$$H_{x-y}^{eq} = W_x v_y \tag{3}$$

En el extremo, la señal recibida en el dominio de la frecuencia  $R$  antes de la ecualización puede escribirse como

$$R_{x-y}(k) = H_{x-y}^{eq}(k, k) S(k) + \sum_{k \neq k'} H_{x-y}^{eq}(k, k') S(k') \quad (4)$$

$H_{x-y}^{eq}(k, k')$  a continuación representa la interferencia de subportadora  $k'$  en la subportadora  $k$ . En un esquema ortogonal (señal de UFMC → receptor de UFMC o señal de OFDM → receptor de OFDM), el canal equivalente es una matriz diagonal y por lo tanto  $H_{x-y}^{eq}(k, k') = 0 \forall k \neq k'$ . También es evidente a partir de las **Figuras 3a y 3b**, donde se representan los respectivos canales equivalentes de OFDM y UFMC. Como podemos observar, la energía total está concentrada en la diagonal principal, que indica que cada subportadora recibida está relacionada a la correspondiente subportadora enviada con coeficiente de canal de desvanecimiento de una derivación.

10 Una notación de ejemplo de matrices de modulación y receptor de OFDM y UFMC usada en la presente divulgación se enumera en la Tabla 1.1

Tabla 1.1: Matrices de modulación y receptor de OFDM y UFMC

Matriz	Valor
$W_{ofdm}$	$[0_{N \times L} \mathbf{F}_N]$
$W_{ufmc}$	$[\mathbf{F}_N \mathbf{F}_N, 1:L]$
$V_{ofdm}$	$\begin{bmatrix} \mathbf{F}_{cp}^H \\ \mathbf{F}_N^H \end{bmatrix}$
$V_{ufmc}$	$t_{N+L \times N} \mathbf{F}_N^H$
$V_{cp-ufmc}$	$t_{N+L \times N+0,5L} \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{cp}^H \\ \mathbf{F}_N^H \end{bmatrix}$

15 donde  $L$  indica la longitud de CP de OFDM,  $\mathbf{F}_{cp}$  es una matriz que consiste en las últimas  $L$  columnas de la matriz  $N \times N$  FFT  $\mathbf{F}_N$ . La matriz de filtración de UFMC  $t_{N+L \times N}$  puede escribirse como

$$t_{N+L \times N} = \begin{bmatrix} t(0) & \dots & 0 & \dots & \dots \\ \vdots & \ddots & & \ddots & \\ t(L) & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & & \ddots & \\ & 0 & t(L) & & t(0) \\ 0 & \ddots & & \ddots & \vdots \\ & 0 & \dots & & t(L) \end{bmatrix} \quad (5)$$

20 En este punto,  $L$  indica el orden del filtro de paso bajo usado en el lado del transmisor.

A continuación, usamos el modelo de ejemplo anterior para determinar la interferencia de señal de UFMC en el receptor de OFDM. Examinamos la estructura del canal equivalente para deducir mejoras que han probado ser eficaces en el caso del peor escenario así como en escenario realista donde las dos formas de onda ocupan subbandas contiguas separadas.

25 A partir de la Tabla 1.1 y Ec. (2) la señal de UFMC recibida usando un receptor de OFDM puede escribirse como

$$\begin{aligned}
 \mathbf{R}_{O-U} &= [\mathbf{0}_{N \times L} \mathbf{F}_N] \mathbf{t}_{N+L \times N} \mathbf{F}_N^H \mathbf{S}_{N \times 1} \\
 &= \mathbf{F}_N \begin{bmatrix} t(L) & \dots & t(0) & 0 & \dots \\ 0 & \ddots & & \ddots & \\ \vdots & 0 & t(L) & \dots & t(0) \\ \vdots & \ddots & & \ddots & \\ 0 & \ddots & & \ddots & t(L) \end{bmatrix} \mathbf{F}_N^H \mathbf{S}_{N \times 1} \\
 &= \mathbf{F}_N \mathbf{t}_{O-U}^{eq} \mathbf{F}_N^H \mathbf{S}_{N \times 1}
 \end{aligned} \tag{6}$$

Es evidente que

$$\mathbf{t}_{O-U}^{eq} = \begin{bmatrix} t(L) & \dots & t(0) & 0 & \dots \\ 0 & \ddots & & \ddots & \\ \vdots & 0 & t(L) & \dots & t(0) \\ \vdots & \ddots & & \ddots & \\ 0 & \ddots & & \ddots & t(L) \end{bmatrix} \tag{7}$$

5

es una matriz no circulante y por lo tanto su canal equivalente  $\mathbf{H}_{O-U}^{eq} = \mathbf{F}_N \mathbf{t}_{O-U}^{eq} \mathbf{F}_N^H$  no es una matriz diagonal que conduce a ICI como se muestra en la Figura 4. En la **Figura 4**, podemos observar el canal equivalente de un caso de forma de onda heterogénea: receptor de OFDM + señal de UFMC. En comparación con las Figuras 3a, b, podemos observar la pérdida de ortogonalidad mediante la energía perdida a los coeficientes fuera de diagonal. Podemos observar cómo se concentra la energía en las diagonales fuera alrededor de la diagonal principal, que es satisfactorio de manera intuitiva puesto que las subportadoras más cercanas perderán más energía que las subportadoras lejanas. Además, podemos observar la concentración de energía en las partes superior-derecha e inferior-izquierda de la matriz de canal equivalente, debido a la naturaleza circular de la operación de FFT. Esto significa que la subportadora 0 tendrá interferencia significativa en las subportadoras 1 y  $N-1$ . Una estructura de matriz de este tipo también es común en sistemas de OFDM con ICI debido a un canal que varía en el tiempo.

10

15

Con una señal de UFMC retardada de, por ejemplo,  $0,5L$  muestras (o de manera equivalente un receptor de OFDM con retardo de muestreo  $-0,5L$ ) (suponemos que  $L$  es par por simplicidad), como se muestra en la **Figura 5**, la señal recibida puede escribirse como

20

$$\begin{aligned}
 \mathbf{H}_{O-U}^{eq,0,5L} &= [\mathbf{0}_{N \times L} \mathbf{F}_N] \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{t}}_{L,0,5L+1:L \times N} \\ \mathbf{t}_{1,N \times N} \\ \tilde{\mathbf{t}}_{L,1:0,5L \times N} \end{bmatrix} \mathbf{F}_N^H \\
 &= \mathbf{F}_N \begin{bmatrix} t(0,5L) & \dots & \dots & t(0) & & & & \\ \vdots & \ddots & & \ddots & & & & \\ \vdots & & & & & & & \\ t(L) & \dots & & & & t(0) & & \\ & \ddots & & & & \ddots & & \\ & & & & & & & t(0) \\ & & & & & & & \vdots \\ & & & & & & & \vdots \\ & & & & & & & t(L) & \dots & \dots & t(0,5L) \end{bmatrix} \mathbf{F}_N^H
 \end{aligned} \tag{8}$$



$$= \begin{bmatrix} t(0,5L) & \dots & \dots & t(0) \\ \vdots & \ddots & & \ddots \\ e^{(j\gamma)}t^*(0) & \dots & & t(0) \\ & \ddots & \ddots & \ddots \\ & & \ddots & \ddots \\ & & & e^{(j\gamma)}t^*(0) & \dots & \dots & t(0,5L) \end{bmatrix} \quad (14)$$

5 donde  $\gamma = 2\pi pL/N$ . El canal equivalente  $\mathbf{H}_{0-U}^{eq,0,5L} = \mathbf{F}_N \mathbf{t}_{0-U}^{eq,0,5L} \mathbf{F}_N^H$  posee mucha potencia inferior en los coeficientes fuera de la diagonal en comparación con la versión no retardada en (7), como podemos observar a partir de la comparación de la **Figura 7** a la Figura 4, donde podemos observar la reducción en la energía fugada a los coeficientes fuera de la diagonal.

10 Como se muestra en la Figura 5, retardar la señal de UFMC con relación a la señal de OFDM produce una parte de señal útil que está más cerca de la estructura de la señal de OFDM. Puede observarse también que la generación de ventanas de la señal de OFDM recibida en un receptor de UFMC, produce una señal de OFDM más similar en estructura a la señal de UFMC. En ambos casos, se suprimió la interferencia cuando la forma de onda heterogénea interferente se modificó para que fuera más 'similar' al tipo de señal del receptor dado. Los canales de dominio de tiempo equivalente  $\mathbf{t}_{0-U}^{eq,0,5L}$  y  $\mathbf{t}_{0-U}^{eq}$  pueden escribirse como

15 
$$\mathbf{t}_{0-U}^{eq,0,5L} = \mathbf{t}^{c,0,5L} - \mathbf{t}^{int,0,5L} \quad (15)$$

$$\mathbf{t}_{0-U}^{eq} = \mathbf{t}^c - \mathbf{t}^{int} \quad (16)$$

20 donde  $\mathbf{t}^c$  y  $\mathbf{t}^{c,0,5L}$  son matrices circulantes (y por lo tanto no contribuyen a la ICI). Las matrices complementarias  $\mathbf{t}^{int,0,5L}$  y  $\mathbf{t}^{int}$  pueden escribirse como

$$\mathbf{t}^{int,0,5L} = \begin{bmatrix} & \dots & & t(L) & \dots & t(0,5L + 1) \\ \vdots & & \ddots & & \ddots & \vdots \\ & \dots & \dots & & & t(L) \\ \mathbf{0}_{N \times 1} & \dots & \dots & & \dots & \mathbf{0}_{N \times 1} \\ t(0) & \dots & & & & \\ \vdots & \ddots & & & & \\ t(0,5L - 1) & \dots & t(0) & & & \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (17)$$

$$\mathbf{t}^{int} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N \times 1} & \dots & \dots & \mathbf{0}_{N \times 1} \\ t(0) & & & \\ \vdots & \ddots & & \\ \vdots & & \ddots & \\ t(L - 1) & \dots & \dots & t(0) \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (18)$$

25 Puede observarse que  $\mathbf{t}_{0-U}^{eq,0,5L}$  es la submatriz  $N \times N$  más densa de la matriz alta  $(N + L) \times N$   $\mathbf{t}_{N+L \times N}$ . Por lo tanto, su matriz complementaria requerida para satisfacer la circularidad tiene energía inferior que la matriz complementaria requerida para satisfacer la circularidad de  $\mathbf{t}_{0-U}^{eq}$ . La potencia de ICI puede calcularse usando las matrices complementarias  $\mathbf{t}^{int,0,5L}$  y  $\mathbf{t}^{int}$  respectivamente como

30

$$P_{ici} = (N - 1) \sum_{r=0}^{L-1} \sum_{c=L-r}^L |t(c)|^2 \quad (19)$$

$$\begin{aligned} P_{ici,0,5L} &\stackrel{\text{(B.2)}}{=} (N - 1) \operatorname{tr} \{ \mathbf{t} \mathbf{t}^H \} \\ &= (N - 1) \operatorname{tr} \{ (\mathbf{t}_1 + \mathbf{t}_2) (\mathbf{t}_1 + \mathbf{t}_2)^H \} \end{aligned} \quad (20)$$

5 donde  $\mathbf{t}_1$  y  $\mathbf{t}_2$  son matrices Toeplitz triangulares superiores a  $\mathbf{t}$ , respectivamente. Debido a razones de simetría, podemos mostrar que

$$\begin{aligned} P_{ici,0,5L} &= (N - 1) \operatorname{tr} \{ (\mathbf{t}_1 \mathbf{t}_1^H + \mathbf{t}_2 \mathbf{t}_2^H) \} \\ &= (N - 1) \left( \sum_{r=0}^{0,5L-1} \sum_{c=L-r}^L |t(c)|^2 + \sum_{r=0}^{0,5L-1} \sum_{c=L-r}^L |t(L-c)|^2 \right) \\ &\stackrel{\text{(2.8)}}{=} 2(N - 1) \left( \sum_{r=0}^{0,5L-1} \sum_{c=L-r}^L |t(c)|^2 \right) \end{aligned} \quad (21)$$

10 La ecuación (19) se puede escribir como

$$\begin{aligned} P_{ici} &= (N - 1) \left( \sum_{r=0}^{0,5L-1} \sum_{c=L-r}^L |t(c)|^2 + \underbrace{\sum_{r=0,5L}^{L-1} \sum_{c=L-r}^L |t(c)|^2}_{\frac{1}{N-1} P_{ici,sub}} \right) \\ &= 0,5 P_{ici,0,5L} + P_{ici,sub} \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} P_{ici,sub} &= (N - 1) \sum_{r=0,5L}^{L-1} \sum_{c=L-r}^L |t(c)|^2 \\ &= (N - 1) \sum_{r=0}^{0,5L-1} \sum_{c=L-r-0,5L}^L |t(c)|^2 \\ &= (N - 1) \sum_{r=0}^{0,5L-1} \sum_{c=L-r-0,5L}^{L-r-1} |t(c)|^2 + (N - 1) \sum_{r=0}^{0,5L-1} \sum_{c=L-r}^L |t(c)|^2 \\ &= (N - 1) \sum_{r=0}^{0,5L-1} \sum_{c=0,5L-r}^{L-r-1} |t(c)|^2 + 0,5 P_{ici,0,5L} \end{aligned} \quad (23)$$

15 La ecuación (22) puede a continuación escribirse como

$$P_{ici} \stackrel{\text{(A.9)}, \text{(A.10)}}{=} P_{ici,0,5L} + \underbrace{(N - 1) \sum_{r=0}^{0,5L-1} \sum_{c=0,5L-r}^{L-r-1} |t(c)|^2}_{P_{ici,ext}} \quad (24)$$

20 Puede mostrarse que  $P_{ici,ext} > 0,5 P_{ici,0,5L}$  si  $|t(L)| < |t(0,5L + 1)|$ . Oor lo tanto puede obtenerse el siguiente límite inferior para la reducción de interferencia conseguida retardando la señal de UPMC

$$P_{ici} > 1,5P_{ici,0,5L} \quad (25)$$

Por lo tanto esperamos al menos una ganancia de  $10 \cdot \log_{10}(1,5) = 1,7$  dB si  $|t(L)| < |t(0,5L + 1)|$ . En la Figura 20, el límite superior en la potencia de ICI promedio por subportadora se representa usando (19) y (21) para diferentes longitudes de filtro. Como puede observarse, a medida que  $L$  aumenta aumenta la potencia de ICI promedio, lo que es intuitivamente satisfactorio. El resultado en la Figura 20 es consistente con los resultados calculados en las Figuras 21 y 22 con la fecha total asignada en un PRB y la excitación de ancho de banda completa, como se observa a partir de comparar los números obtenidos. Los resultados en las Figuras 20 a 22 representan un límite superior en la potencia de ICI promedio puesto que supone el escenario de peor caso donde cada subportadora  $k$  recibe interferencia del resto de las  $N$  subportadoras que llevan una forma de onda diferente. Cuando ambas formas de onda están asignadas en bandas separadas, se espera que ICI se reduzca de manera significativa, como se muestra en las Figuras 14 a 19. En investigaciones adicionales, la ICI puede modelarse en este caso con asignación de frecuencia no contigua. En la Figura 23, podemos observar la variación de la ganancia obtenida del retardo relativo de la señal de UFMC como una función de  $L$  y la relación de atenuación de filtro (FAR). Como podemos observar, a medida que la FAR se reduce, la ganancia se reduce puesto que  $\frac{|t(L)|}{|t(0,5L+1)|}$  aumenta como se ha explicado anteriormente. Para FAR < 30dB, la relación  $\frac{|t(L)|}{|t(0,5L+1)|} > 1$ , sin embargo, la ganancia obtenida es superior al límite inferior calculado anteriormente, 1,7 dB, que indica que este límite puede relajarse adicionalmente. Como se muestra, la ganancia siempre es positiva para una amplia gama de FAR, entre 5 dB y 80 dB. A medida que el número de PRB aumenta en excitación de banda completa, el límite superior en la potencia de ICI promedio se reduce ligeramente como puede observarse a partir de comparar la Figura 21 con las Figuras 24 a 26. Además, a medida que aumenta el número de PRB (o como alternativa se reduce el número de subportadoras por PRB) se reduce las variaciones de la potencia de ICI a través de las diferentes subportadoras, como es evidente a partir de la comparación de la Figura 21 con la Figura 26.

El canal equivalente de una señal de UFMC retardada y una matriz receptora de CP-OFDM es idénticamente de manera natural al canal equivalente de una señal de UFMC y una matriz de recepción de CP-OFDM avanzada. Suponiendo que la señal de UFMC transmitida incluye un CP, donde se asignan  $0,5L$  muestras de un símbolo de múltiples portadoras al CP y se asignan  $0,5L$  muestras a la parte de filtro de UFMC, el canal equivalente de una señal de UFMC retardada con CP + matriz de recepción de OFDM puede escribirse como

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{O-cU}^{eq,0,5L} &= \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N \times 0,5L} & \mathbf{F}_N & \mathbf{0}_{N \times 0,5L} \end{bmatrix} \mathbf{t}_{N+L \times N+0,5L} \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{cp}^H \\ \mathbf{F}_N^H \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{F}_N \begin{bmatrix} t(0,5L) & \dots & t(0) & 0 & \dots \\ 0 & \ddots & & \ddots & \\ \vdots & 0 & t(0,5L) & \dots & t(0) \end{bmatrix}_{N \times N+0,5L} \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{cp}^H \\ \mathbf{F}_N^H \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (26)$$

Observando que el canal equivalente de una señal de CP-OFDM + matriz de recepción de CP-OFDM en la presencia de un canal de múltiples portadoras  $\mathbf{g}_{N \times N+L}$  puede escribirse como

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{OFDM}^{eq} &= \mathbf{F}_N \mathbf{g}_{N \times N+L} \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{cp}^H \\ \mathbf{F}_N^H \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{F}_N \begin{bmatrix} h(L_c) & \dots & h(0) & 0 & \dots \\ 0 & \ddots & & \ddots & \\ \vdots & \dots & h(L_c) & \dots & h(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{cp}^H \\ \mathbf{F}_N^H \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (27)$$

Por lo tanto, podemos concluir que retardar la señal de UFMC con CP en  $0,5L$  muestras, completamente anula la interferencia de la señal de CP-UFMC en la señal de CP-OFDM en un canal de desvanecimiento plano, como puede observarse en la Figura 8.

En la Figura 9, la interferencia total por subportadora se muestra para diferentes estructuras de señal y ajustes de receptor. En la Figura 11, podemos observar la interferencia total por subportadora usando CP-UFMC con generación de ventanas de coseno elevado. Podemos observar que el receptor de CP-UFMC es ortogonal a una señal de OFDM, mientras que una señal de CP-UFMC no impone interferencia en el receptor de CP-OFDM cuando se retarda con  $0,5L$  muestras. Estas representaciones son pesimistas, puesto que asumen que la banda total (excepto para la subportadora de interés) está ocupada con la forma de onda interferente o como alternativa se está procesando una forma de onda con el receptor de la otra forma de onda.



- En la **Figura 12**, representamos la potencia de interferencia en la subportadora en la posición 0,5N de sus subportadoras vecinas, como una función de la distancia fuera de la diagonal a la de la subportadora. Como se espera, la potencia de interferencia se reduce a medida que aumenta la distancia fuera de la diagonal, es decir, las subportadoras más cerca imponen más potencia de interferencia en comparación con subportadoras adicionales. En las **Figuras 13 y 10**, representamos la potencia de interferencia total y la potencia de interferencia frente a distancia fuera de la diagonal, usando respectivamente  $L = 36$ . Como puede observarse, en comparación con las Figuras 9 y 12, usar un orden de filtro menor, se observa potencia de interferencia inferior, a costa de inmunidad inferior contra canales con ensanchamiento de retardo.
- 10 En las **Figuras 14 a 17**, mostramos la interferencia total por subportadora para el caso cuando las dos formas de onda ocupan diferentes subbandas. Los ajustes de simulación se resumen en la siguiente tabla:

Ajuste	Valor
canal	desvanecimiento plano, sin ruido, $h = 1$ ( $L_c = 0$ )
tamaño de FFT	1024
nº de PRB/forma de onda	3,10,20
UFMC	PRBS 1:3,1:10,1:20
OFDM	PRBS 4:6,11.20,21:40
nº de SC por PRB	12
parámetros de filtro	$L = 36, 73$ y 40 dB atenuación
Pre-ecualización	activada

Podemos observar que la potencia de interferencia es máxima en el borde de interferencia entre las dos formas de onda, lo que es intuitivamente satisfactorio. Por lo tanto, como se espera, a medida que aumenta el nº de PRB de 3 a 20, la potencia de interferencia promedio se reduce puesto que se reduce el porcentaje de subportadoras que sufren distorsión significativa. En la **Figura 19**, se aplicó una banda de guarda de 10 subportadoras entre las dos formas de onda. Como se espera, esto redujo la señal de UFMC en el receptor de OFDM y viceversa. La ganancia en reducción de interferencia usando 10 subportadoras como una banda de guarda era 5,5 dB.

El resultado de la presente divulgación puede resumirse en los siguientes puntos:

Suponiendo que dos usuarios usan las dos formas de onda diferentes en subbandas vecinas, puede alcanzarse una asignación de 20 PRB por usuario, una SIR promedio  $> 30$ dB, sin mejoras especiales o uso de banda de guarda. Por lo tanto, permitiendo la transmisión a constelaciones de QAM de alto orden (por ejemplo 64QAM). Retardar la señal de UFMC preferentemente en 0,5L muestras con relación a la señal de OFDM, puede reducir la interferencia en un receptor de OFDM de una señal de UFMC de manera significativa. El receptor de CP-UFMC es ortogonal a una señal de CP-OFDM, dependiendo de la parte no corrupta del CP. De manera similar, una señal de CP-UFMC retardada preferentemente en 0,5L muestras no plantea ICI en un receptor de CP-OFDM.

Aunque el presente estudio se hizo usando una única IFFT en el lado del transmisor y una única FFT en el lado del receptor esperamos que se mantengan las mismas conclusiones para que se mantengan con la adición de una DFT y IDFT basada en  $N$  ensanchada en el lado de transmisor y receptor respectivamente.

Para resumir, se propone reducir la interferencia entre OFDM y UFMC sin sacrificar la eficacia espectral y sin ningún coste significativo adicional. Se sugiere transmitir la señal de UFMC con un retardo relativo en comparación con la señal de OFDM. Nuestro estudio revela que un retardo de muestreo de  $L/2$  muestras, donde  $L$  es el orden de filtro de UFMC y la longitud del prefijo cíclico de OFDM, puede ser óptimo para suprimir la potencia de ICI en el receptor de OFDM. En lado del receptor de UFMC, la sincronización apropiada que introduce retardo relativo en el lado del transmisor no debería influenciar la calidad de la señal de UFMC demodulada, puesto que el receptor de UFMC se alineará a sí mismo a la señal retardada. Sin embargo, en una subbanda vecina que usa una forma de onda de OFDM, que no es ortogonal a la forma de onda de UFMC y por lo tanto sufre de interferencia, el retardo relativo de la señal de UFMC da como resultado potencia de ICI menos significativa en el lado del receptor de OFDM. El retardo relativo de la señal de UFMC en el receptor de OFDM, da como resultado un canal equivalente con mejores propiedades circulares en el dominio del tiempo y por lo tanto pérdida de potencia de ICI inferior en el dominio de la frecuencia. Además, el retardo relativo de la señal de OFDM en el receptor de UFMC no tiene efecto en la pérdida de potencia de ICI inducida de la señal de OFDM en el receptor de UFMC.

Los bloques funcionales deberán entenderse como bloques funcionales que comprenden circuitería que está adaptada para realizar una cierta función, respectivamente. Por lo tanto, un "medio para algo" puede entenderse bien como un

"medio que está adaptado o es adecuado para algo". Un medio que está adaptado para realizar una cierta función, por lo tanto, no implica que tal medio necesariamente esté realizando dicha función (en un instante de tiempo dado).

5 Las funciones de diversos elementos mostrados en las figuras, que incluyen cualesquiera bloques funcionales pueden proporcionarse a través del uso de hardware especializado, tal como "un procesador", "un controlador", etc., así como hardware que puede ejecutar software en asociación con software apropiado. Además, cualquier entidad descrita en el presente documento como bloque funcional, puede corresponder a o implementarse como "uno o más módulos", "uno o más dispositivos", "una o más unidades", etc. Cuando se proporcionan por un procesador, las funciones pueden proporcionarse por un único procesador especializado, por un único procesador compartido, o por una pluralidad de  
10 procesadores individuales, algunos de los cuales pueden compartirse. Además, el uso explícito del término "procesador" o "controlador" no debería interpretarse para hacer referencia a hardware que puede ejecutar software, y puede incluir implícitamente, sin limitación, hardware de Procesador de Señales Digitales (DSP), procesador de red, circuito integrado específico de la aplicación (ASIC), campo de matriz de puertas programables (FPGA), memoria de sólo lectura (ROM) para almacenar software, memoria de acceso aleatorio (RAM), y almacenamiento no volátil.  
15 También puede incluirse otro hardware, convencional y/o personalizado.

Debería apreciarse por los expertos en la materia que cualquier diagrama de bloque en este documento representa vistas conceptuales de circuitería ilustrativa que incorpora los principios de la invención. De manera similar, se apreciará que cualesquiera gráficos de flujo, diagramas de flujo, diagramas de transición de estado, pseudo código y similares representan diversos procesos que pueden representarse sustancialmente en medio legible por ordenador y de esta forma ejecutarse por un ordenador o procesador, tanto si se muestra explícitamente tal ordenador o procesador como si no.  
20

**REIVINDICACIONES**

1. Método para reducir la interferencia entre una señal de Multiplexación por División Ortogonal de Frecuencia, OFDM, de Prefijo Cíclico y una señal de Múltiples Portadoras Filtrada Universal, UFMC, comprendiendo la señal de UFMC  
 5 una primera subbanda de frecuencia y al menos una segunda subbanda de frecuencia, comprendiendo la primera subbanda de frecuencia un primer grupo de subportadoras, filtrándose la primera subbanda de frecuencia con un primer filtro de supresión de banda lateral específico de subbanda de frecuencia (106-1) para supresión de banda lateral fuera de dicha primera subbanda de frecuencia, comprendiendo la segunda subbanda de frecuencia un segundo grupo de subportadoras, filtrándose la segunda  
 10 subbanda de frecuencia con un segundo filtro de supresión de banda lateral específico de subbanda de frecuencia (106-1) para supresión de banda lateral fuera de dicha segunda subbanda de frecuencia, comprendiendo el método:  
 transmitir la señal de OFDM y la señal de UFMC con un retardo relativo entre sí.
- 15 2. El método de la reivindicación 1, en el que el retardo relativo es un retardo relativo fijo.
3. El método de la reivindicación 1, en el que la señal de OFDM usa un prefijo cíclico y en donde transmitir la señal de OFDM y la señal de UFMC con el retardo relativo provoca un retardo relativo entre un símbolo transmitido de la señal de UFMC y un símbolo transmitido de la señal de OFDM menor que una duración del prefijo cíclico.  
 20
4. El método de la reivindicación 3, en el que el retardo relativo entre el símbolo transmitido de la señal de UFMC y el símbolo transmitido de la señal de OFDM corresponde a 0,4 a 0,6 de la duración del prefijo cíclico.
5. El método de la reivindicación 3, en el que una longitud de filtro del primer y/o del segundo filtro de supresión de banda lateral específico de subbanda de frecuencia corresponde a la duración del prefijo cíclico.  
 25
6. El método de la reivindicación 1, en el que la señal de OFDM usa una o más subbandas de frecuencia espectralmente adyacentes a la primera y/o la segunda subbanda de frecuencia de la señal de UFMC.
- 30 7. El método de la reivindicación 1, que comprende adicionalmente:  
 generar símbolos de OFDM de la señal de OFDM con una tasa de símbolo de OFDM;  
 y  
 generar símbolos de múltiples portadoras de la señal de UFMC con una tasa de símbolo de múltiples portadoras  
 35 igual a la tasa de símbolo de OFDM.
8. El método de la reivindicación 1, que comprende adicionalmente:  
 40 convertir una versión de dominio de frecuencia de la señal de OFDM en una versión de dominio de tiempo usando una transformada de Fourier inversa discreta de una longitud predefinida, correspondiendo la longitud predefinida a un número máximo de subportadoras de la señal de OFDM; y  
 convertir una versión de dominio de frecuencia de la señal de UFMC en una versión de dominio de tiempo usando una transformada de Fourier inversa discreta de la longitud predefinida.
- 45 9. El método de la reivindicación 1, en el que la transmisión comprende transmitir la señal de OFDM usando una primera señal de portadora de Frecuencia de Radio, RF, y transmitir la señal de UFMC usando una segunda señal de portadora de RF.
- 50 10. Aparato (100) para reducir la interferencia entre una señal de Multiplexación por División Ortogonal de Frecuencia, OFDM, de Prefijo Cíclico y una señal de Múltiples Portadoras Filtrada Universal, UFMC, comprendiendo la señal de UFMC una primera subbanda de frecuencia y al menos una segunda subbanda de frecuencia,  
 comprendiendo la primera subbanda de frecuencia un primer grupo de subportadoras, estando filtrada la primera subbanda de frecuencia con un primer filtro de supresión de banda lateral específico de subbanda de frecuencia (106-  
 55 1) para supresión de banda lateral fuera de dicha primera subbanda de frecuencia, comprendiendo la segunda subbanda de frecuencia un segundo grupo de subportadoras, estando la segunda subbanda de frecuencia con un segundo filtro de supresión de banda lateral específico de subbanda de frecuencia (106-2) para supresión de banda lateral fuera de dicha segunda subbanda de frecuencia, comprendiendo el aparato (100):  
 60 un transmisor configurado para transmitir la señal de OFDM y la señal de UFMC con un retardo relativo entre ellas.

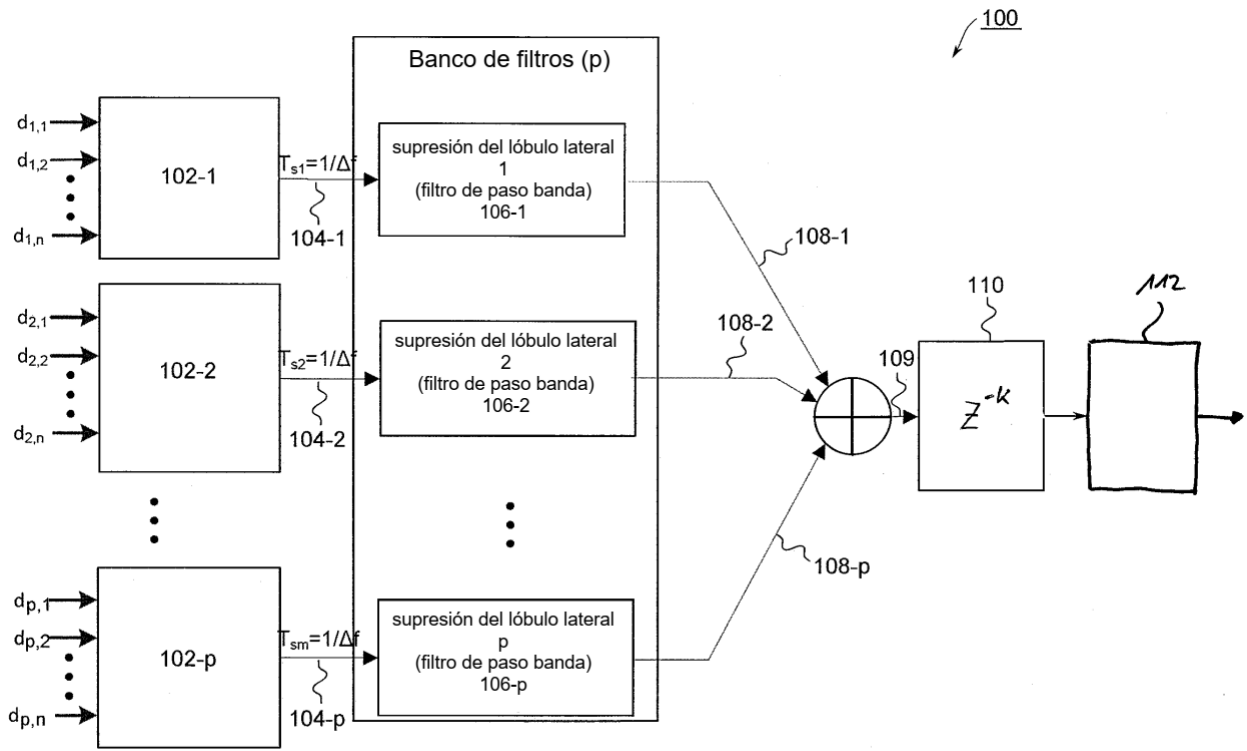


Fig. 1

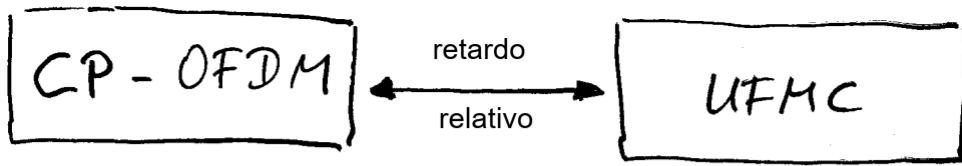


Fig. 16

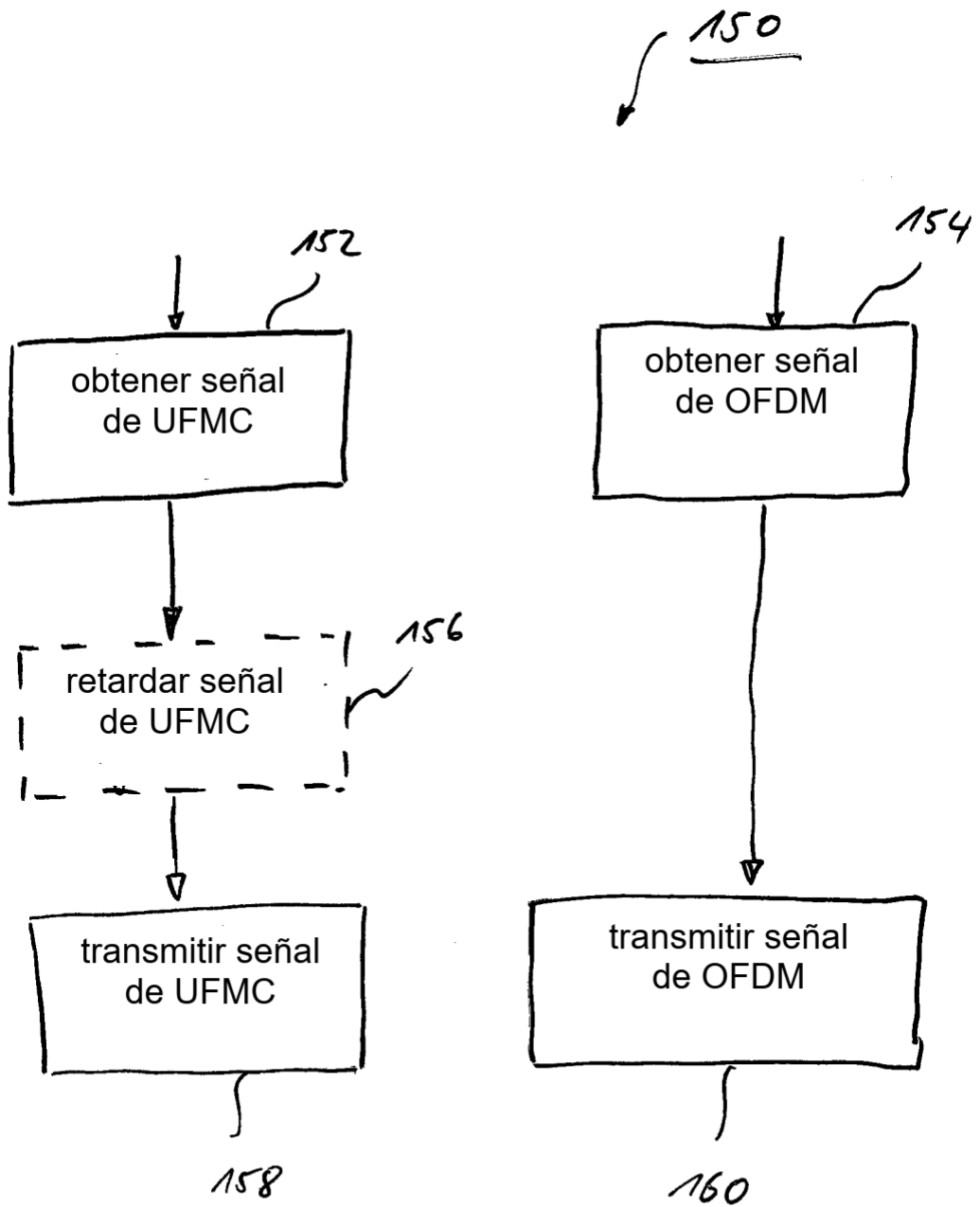


Fig. 1c

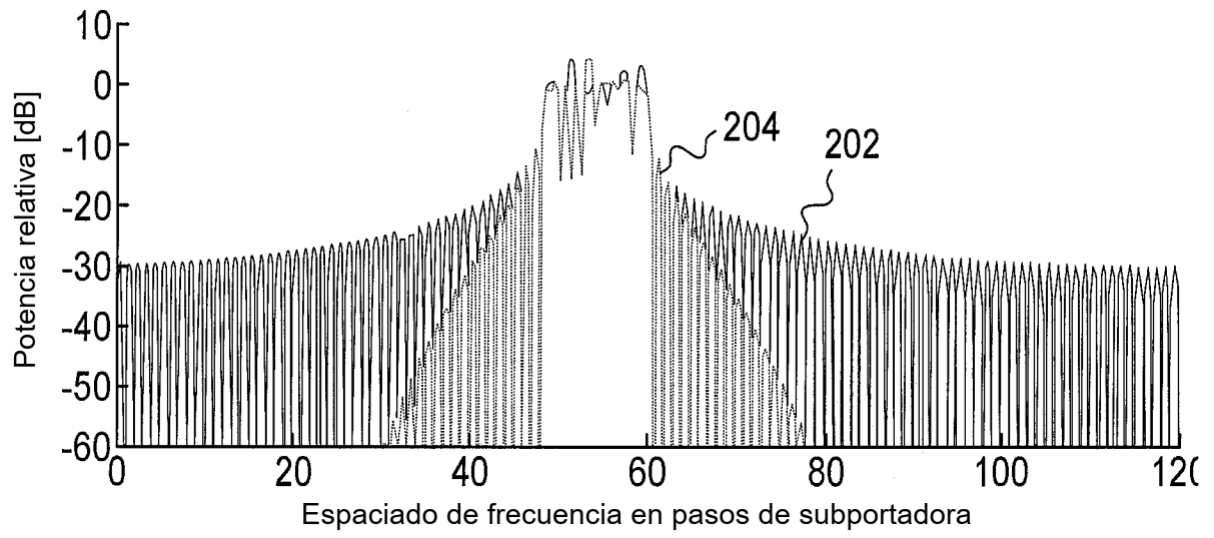
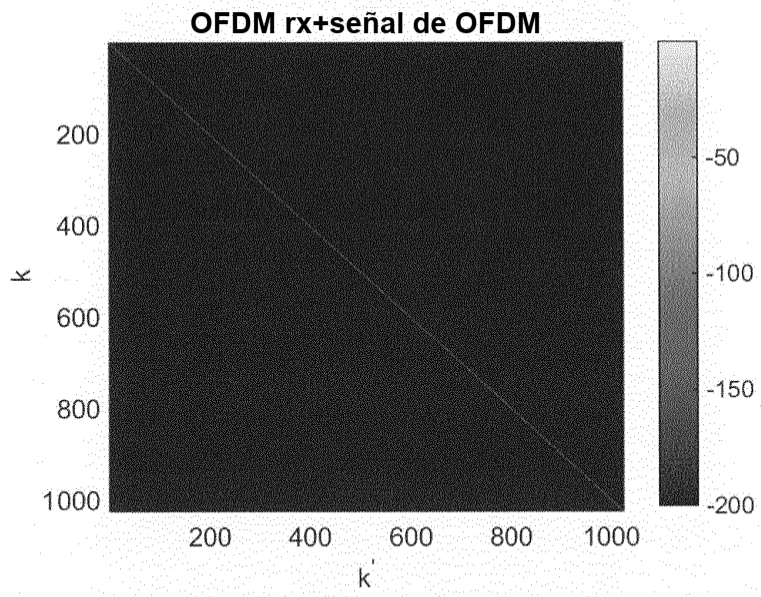
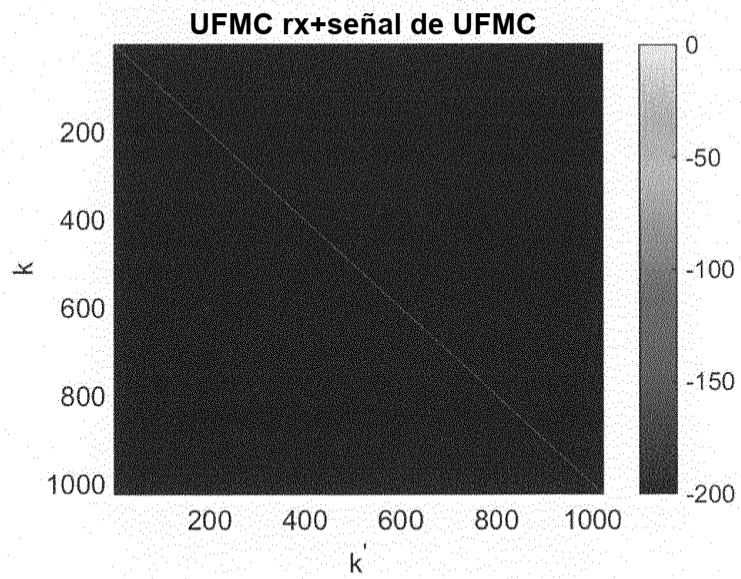


Fig. 2

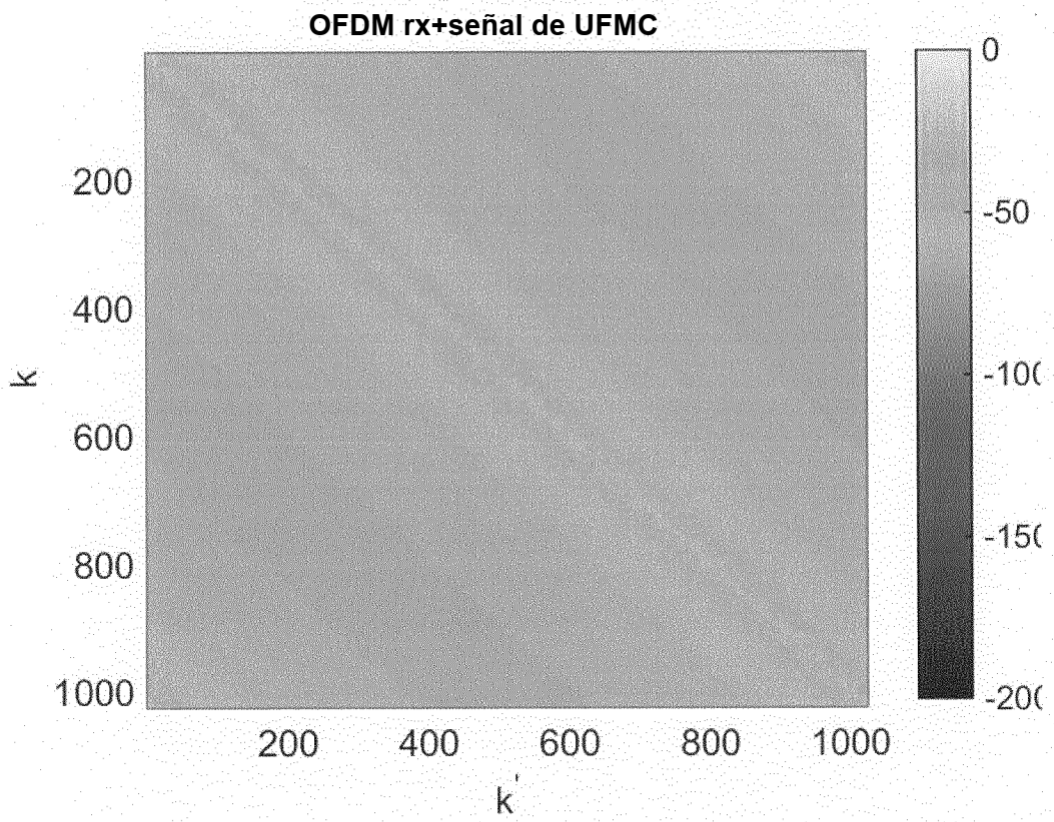


**Fig. 3a**



**Fig. 3b**





**Fig. 4**

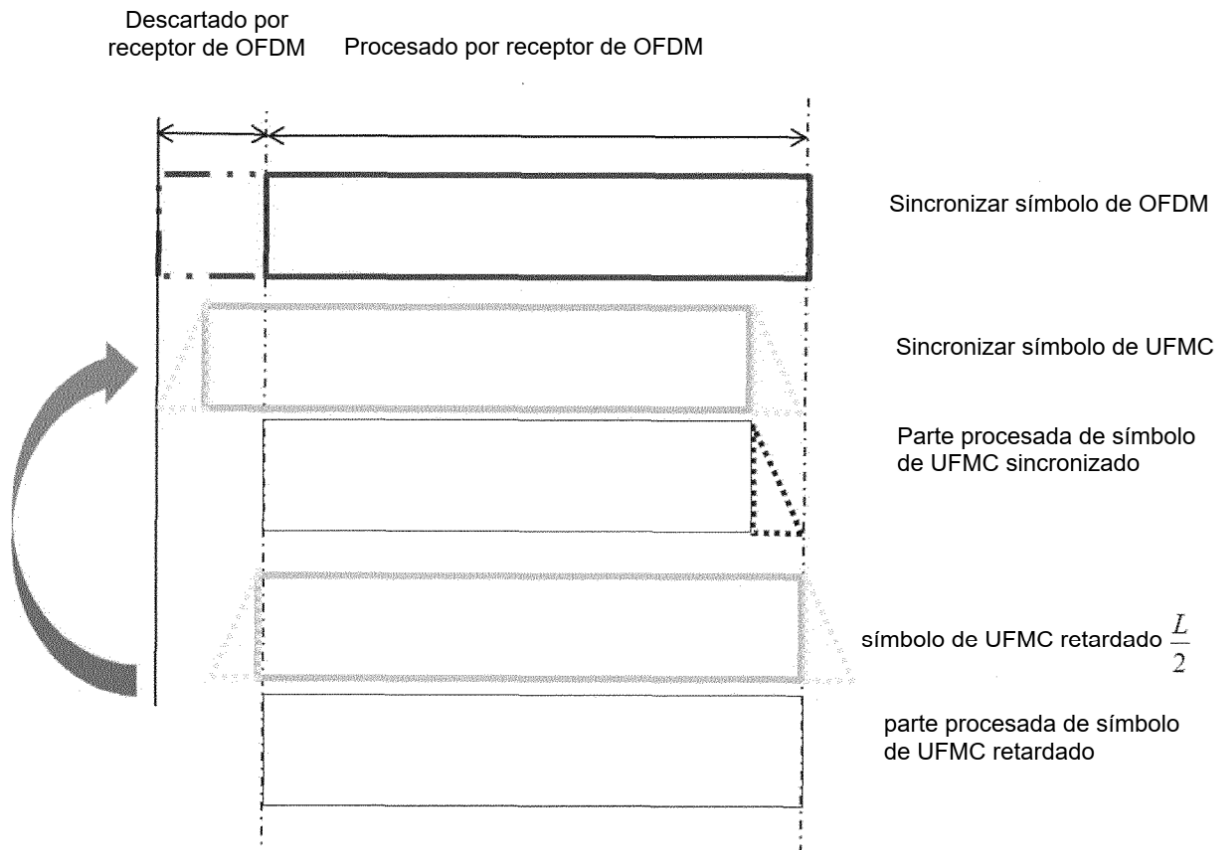


Fig. 5

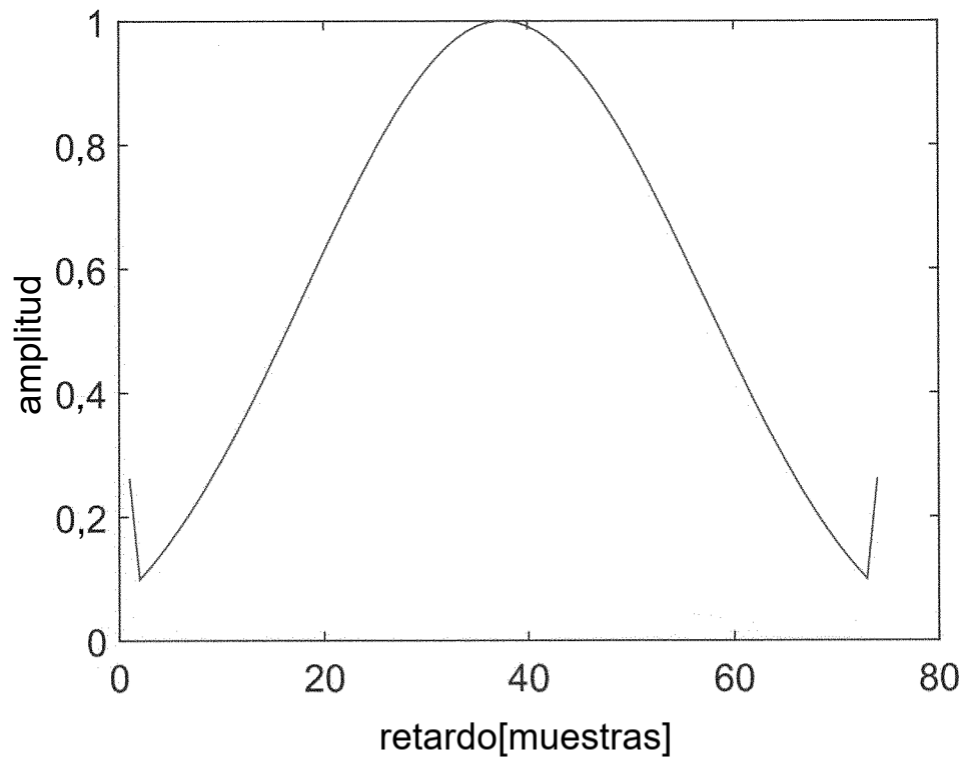
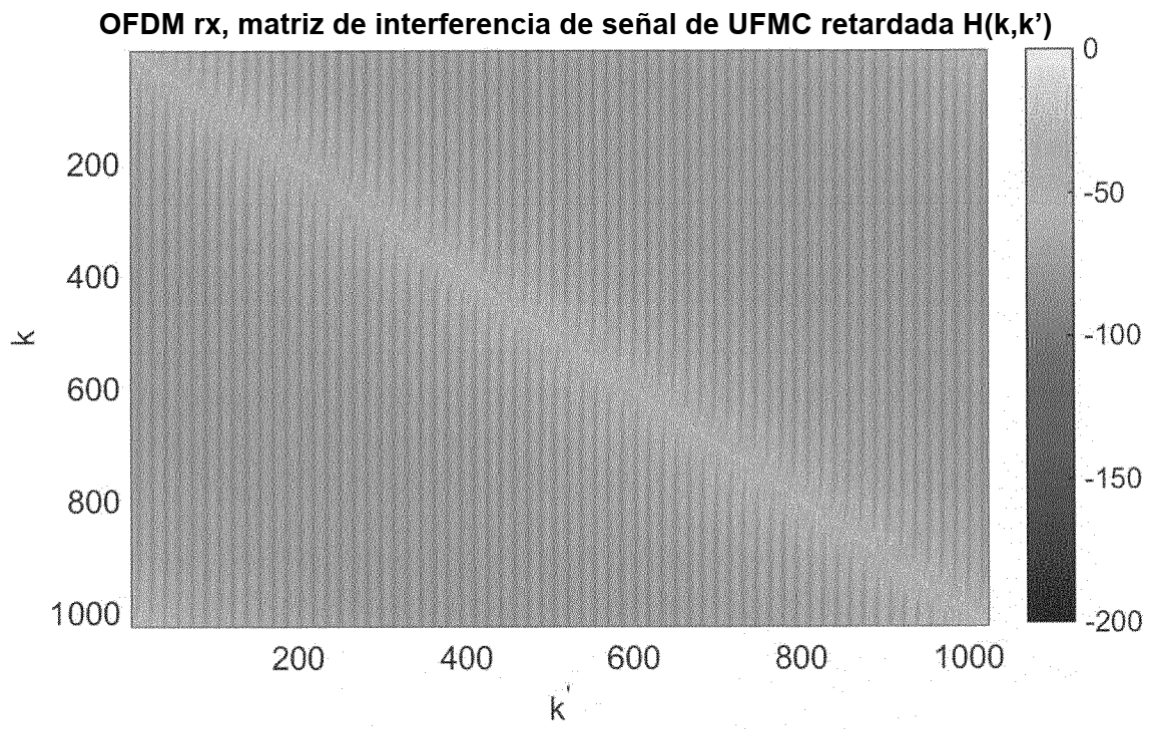
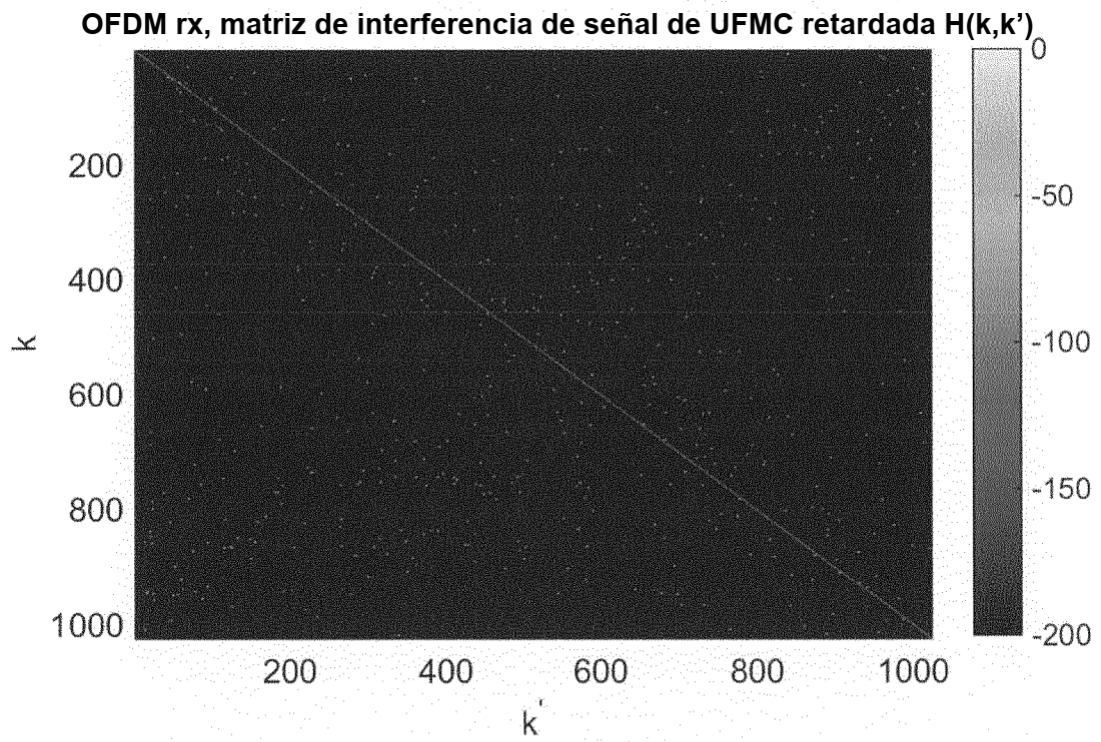


Fig. 6



**Fig. 7**



**Fig. 8**

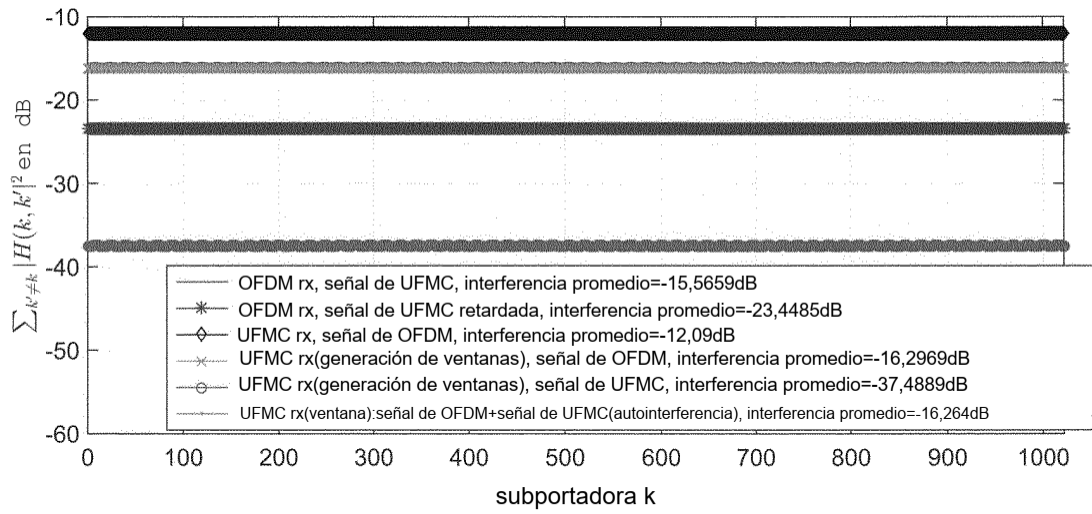


Fig. 9

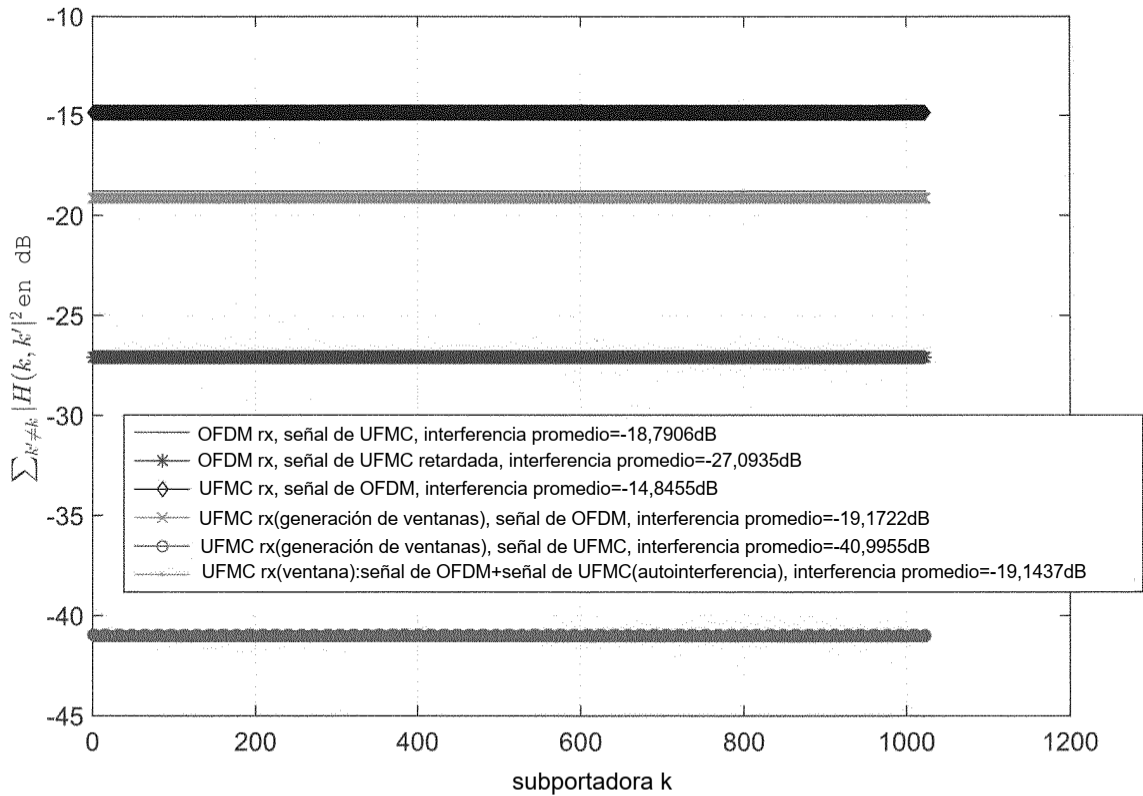


Fig. 10

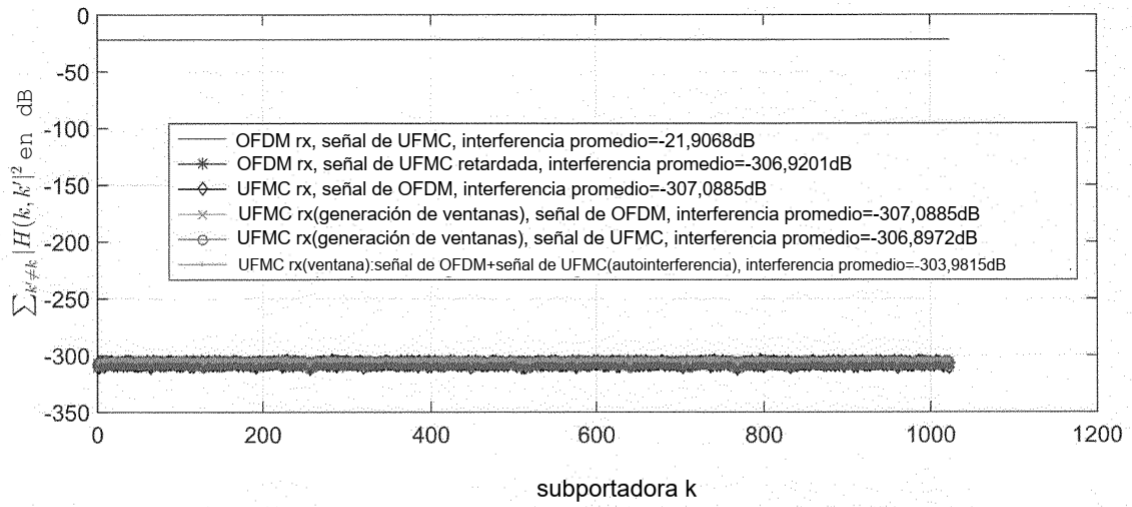


Fig. 11

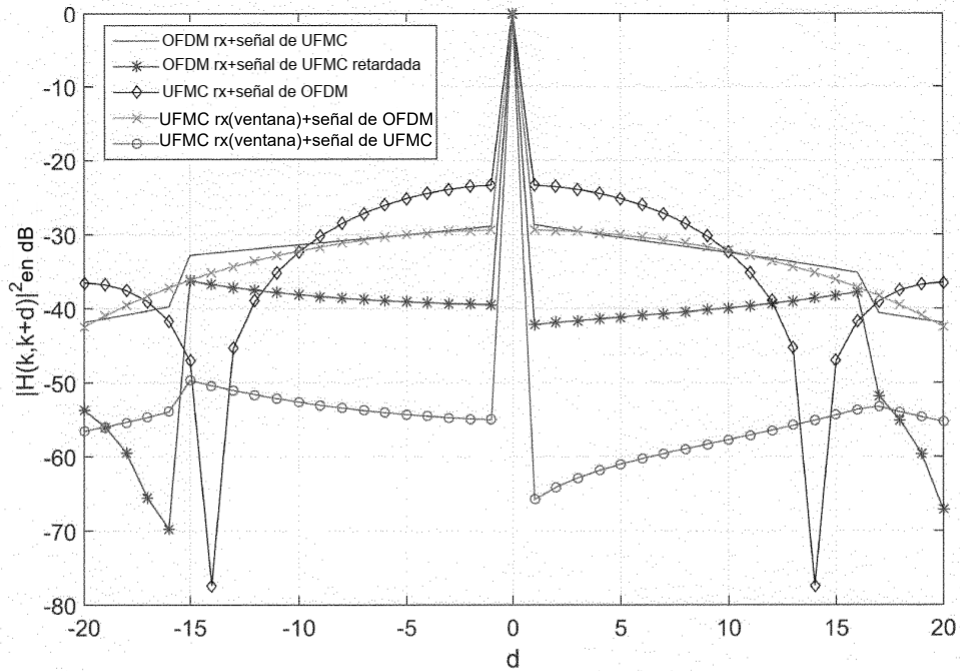


Fig. 12

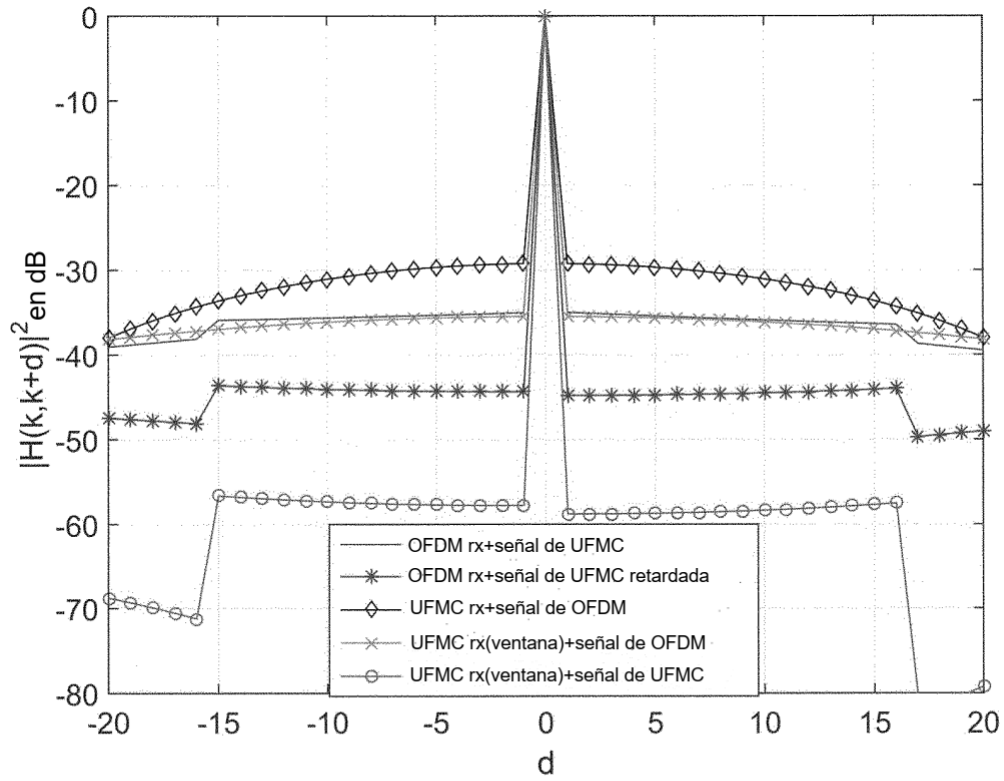


Fig. 13

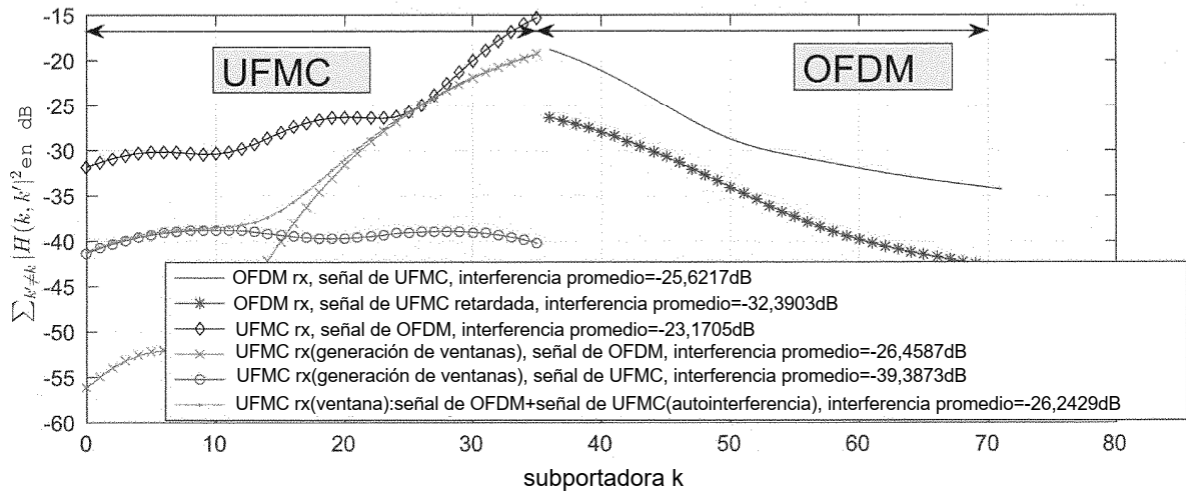


Fig. 14



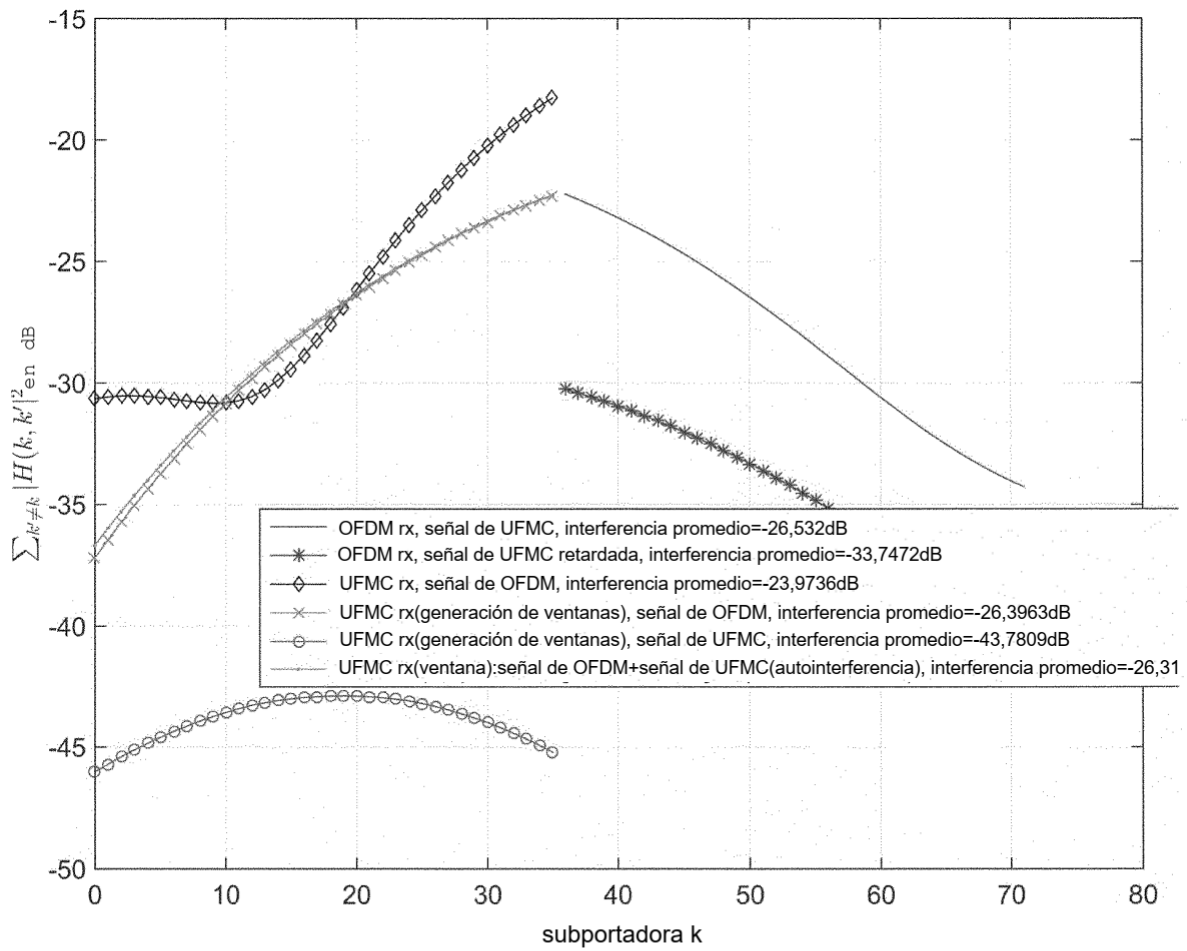


Fig. 15

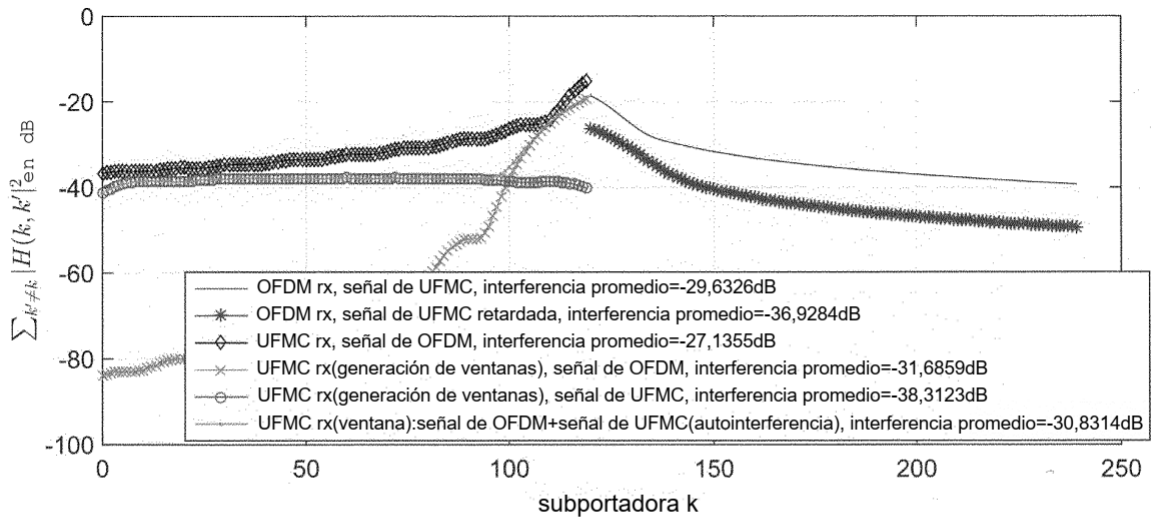


Fig. 16

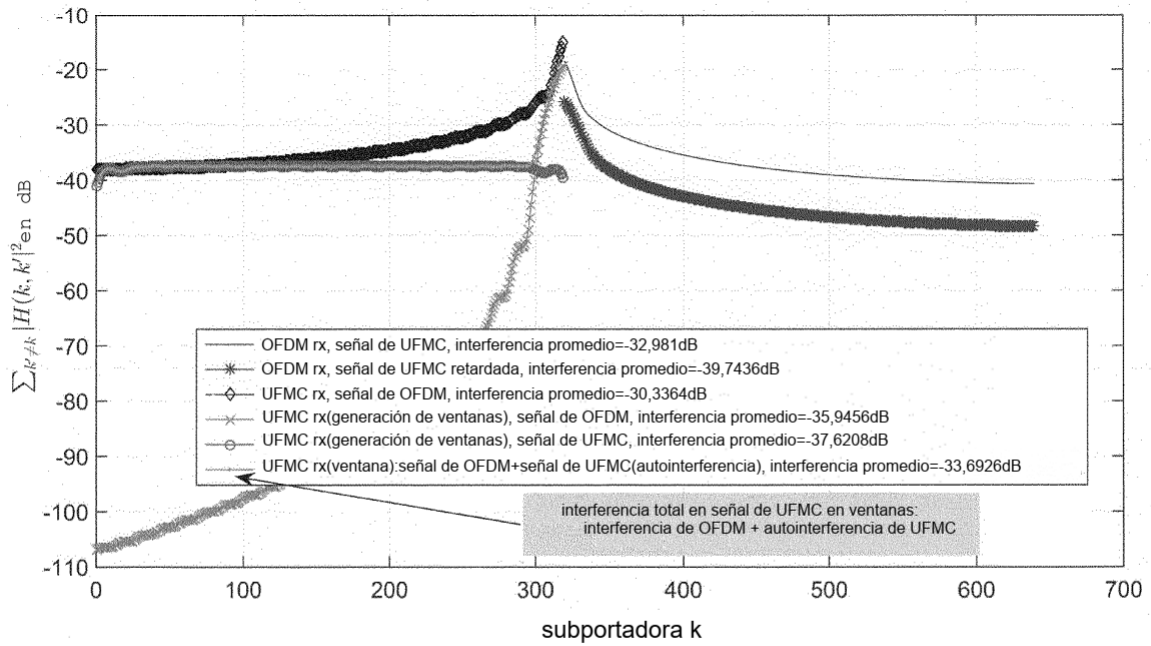


Fig. 17

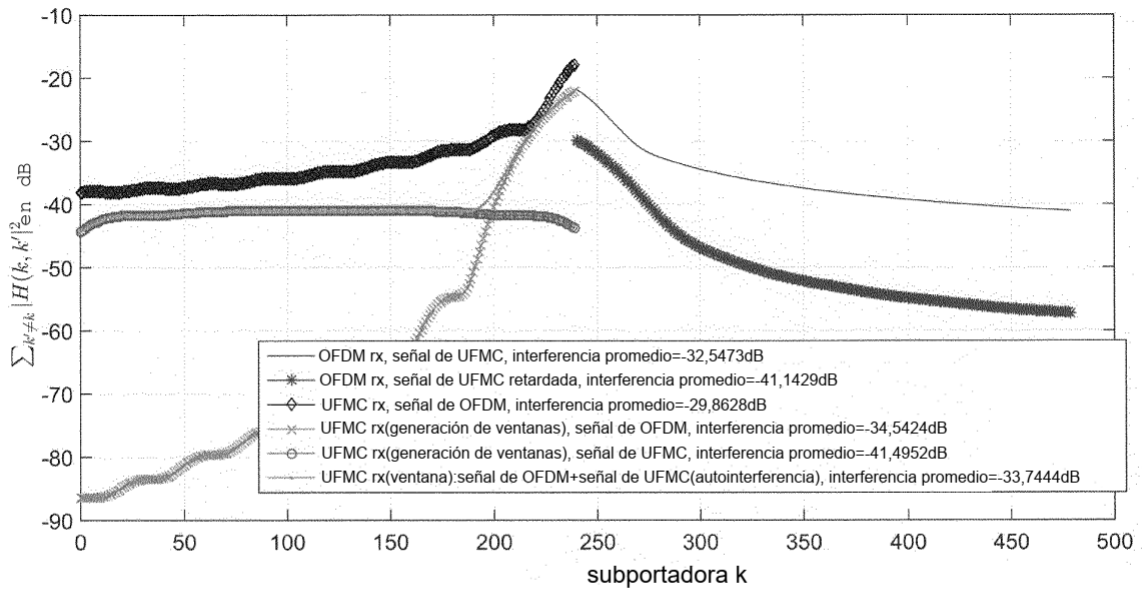


Fig. 18

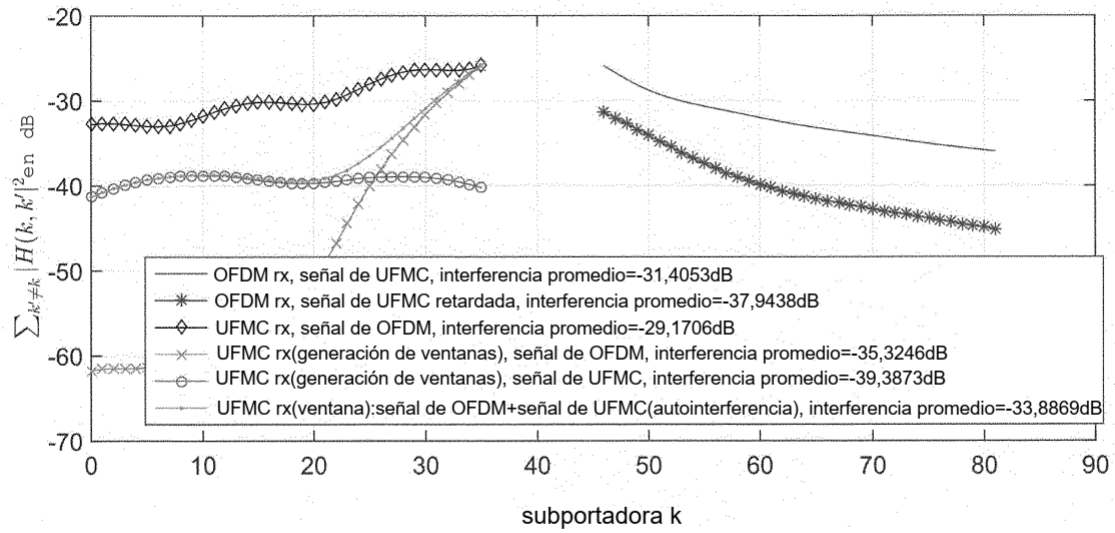


Fig. 19

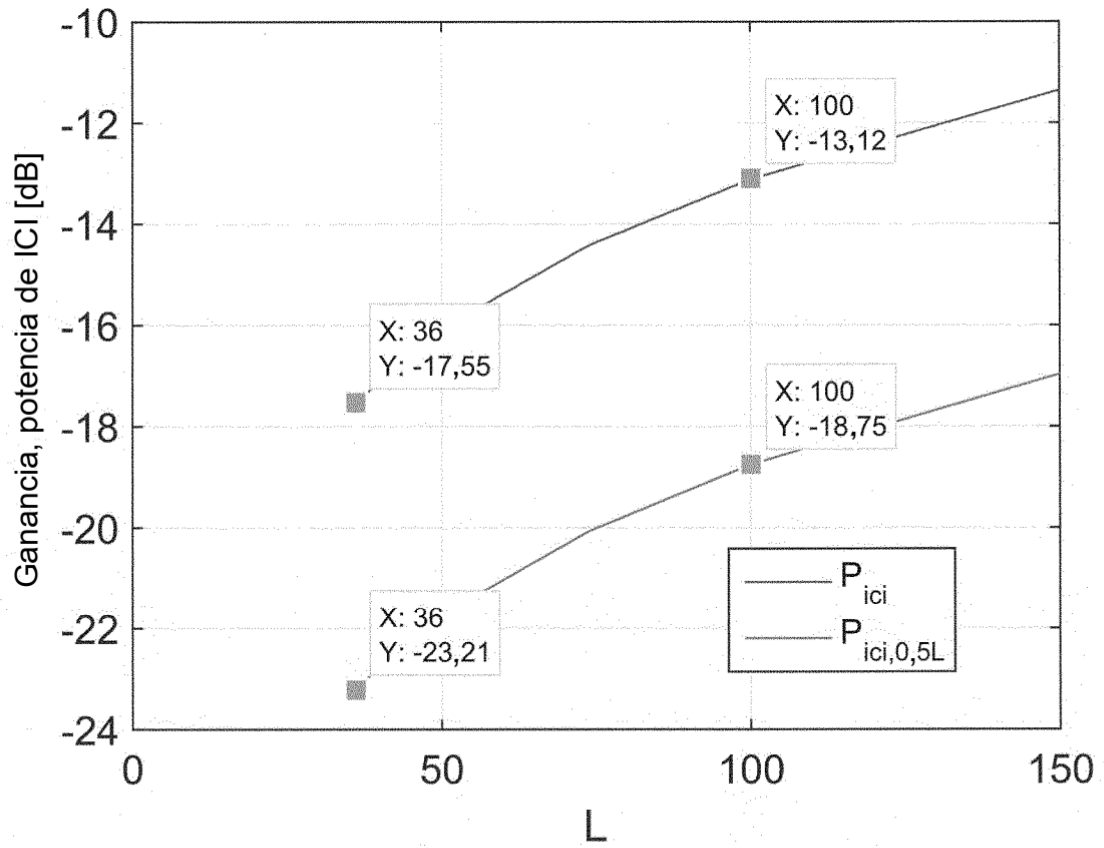


Fig. 20

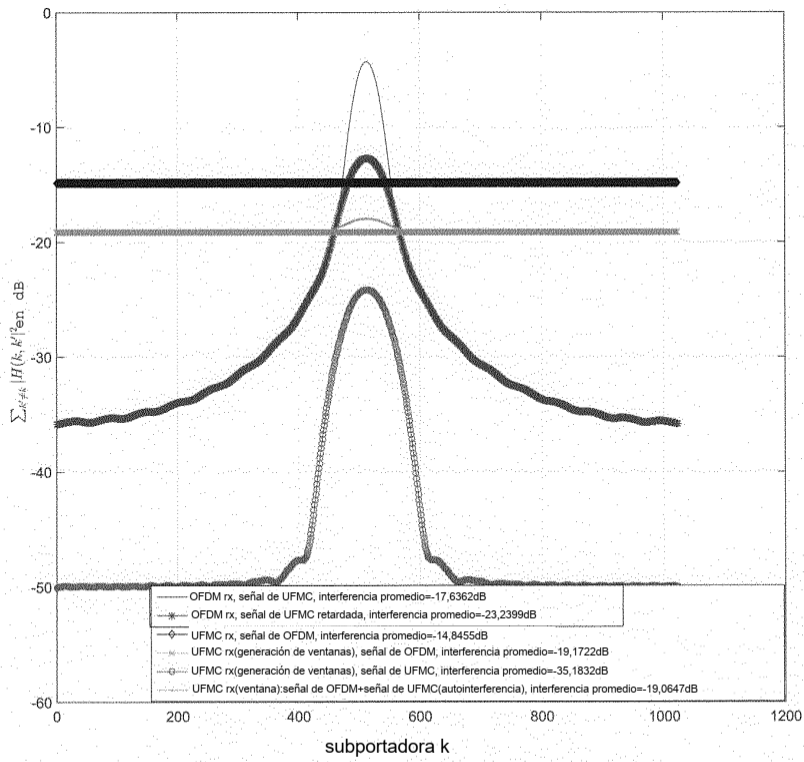


Fig. 21

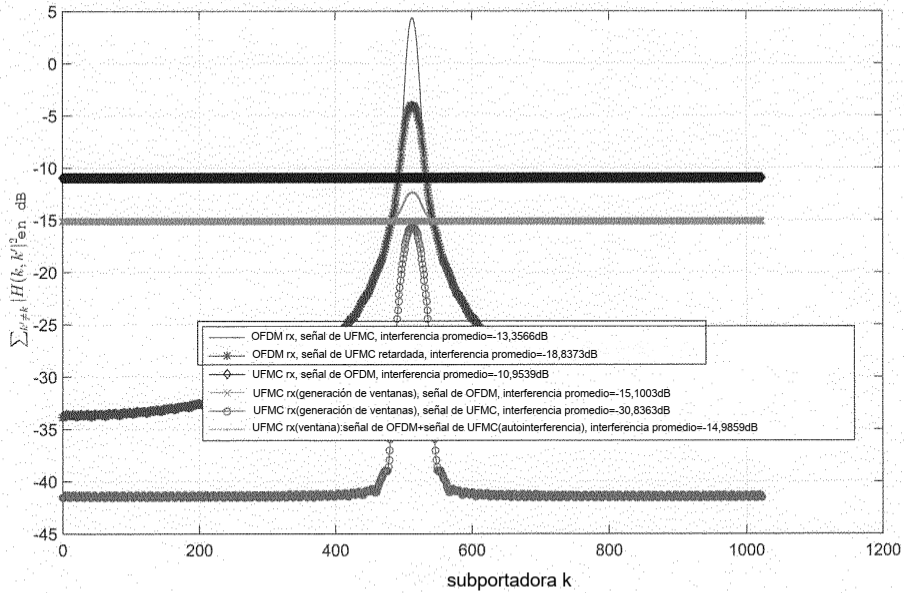


Fig. 22

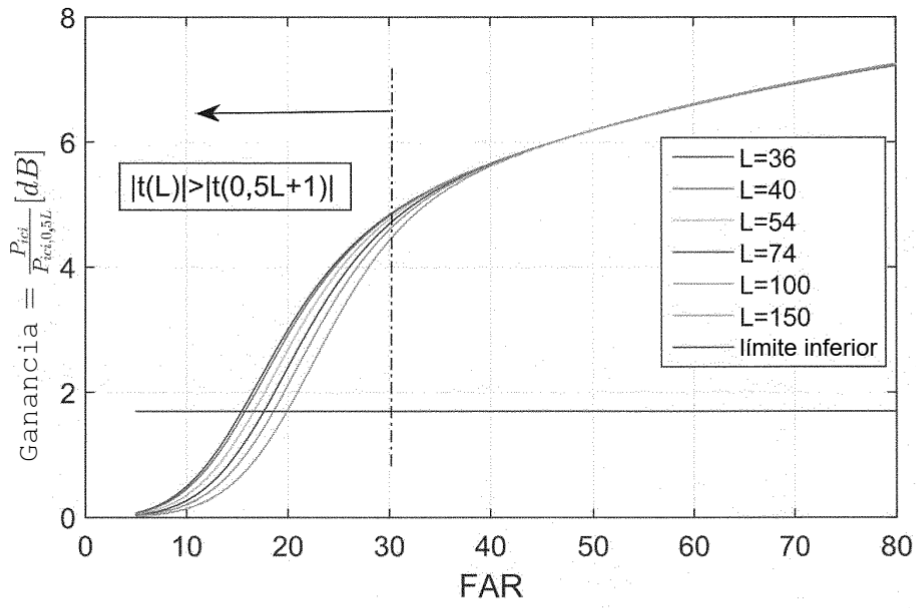


Fig. 23

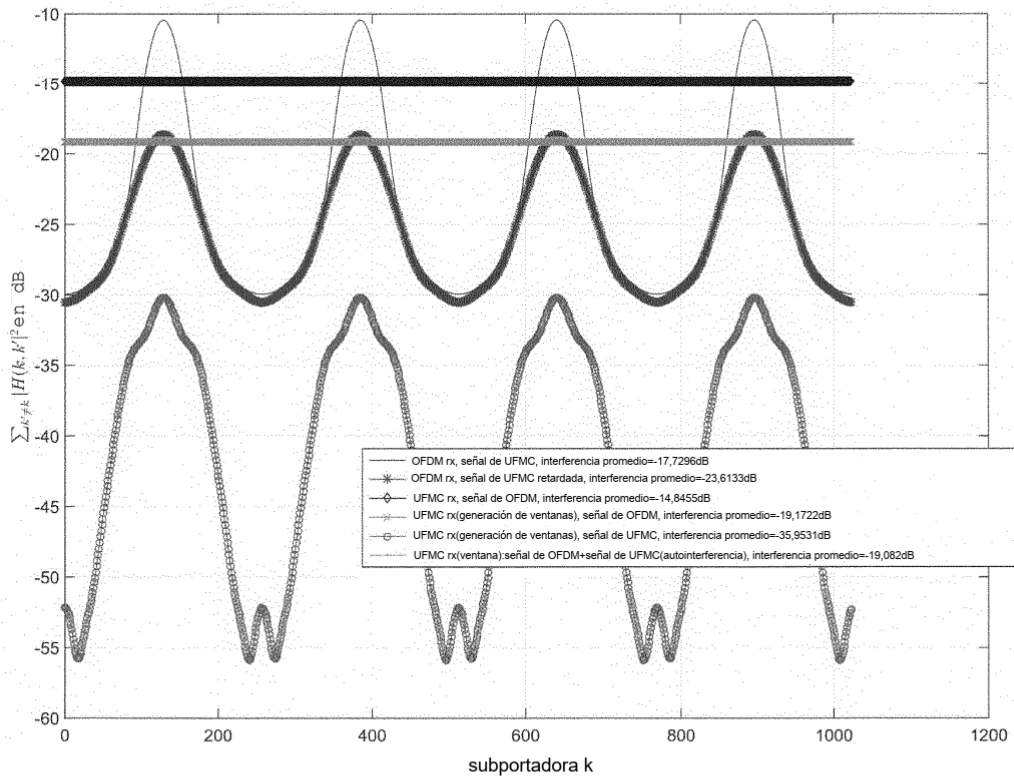


Fig. 24

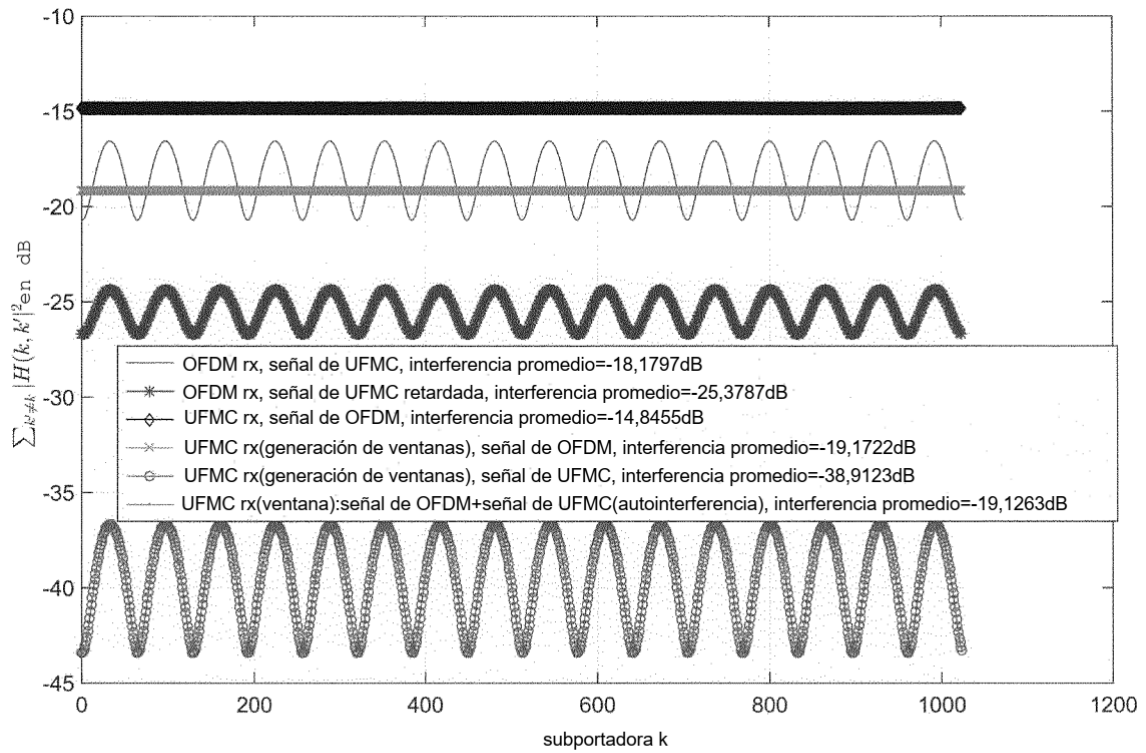


Fig. 25

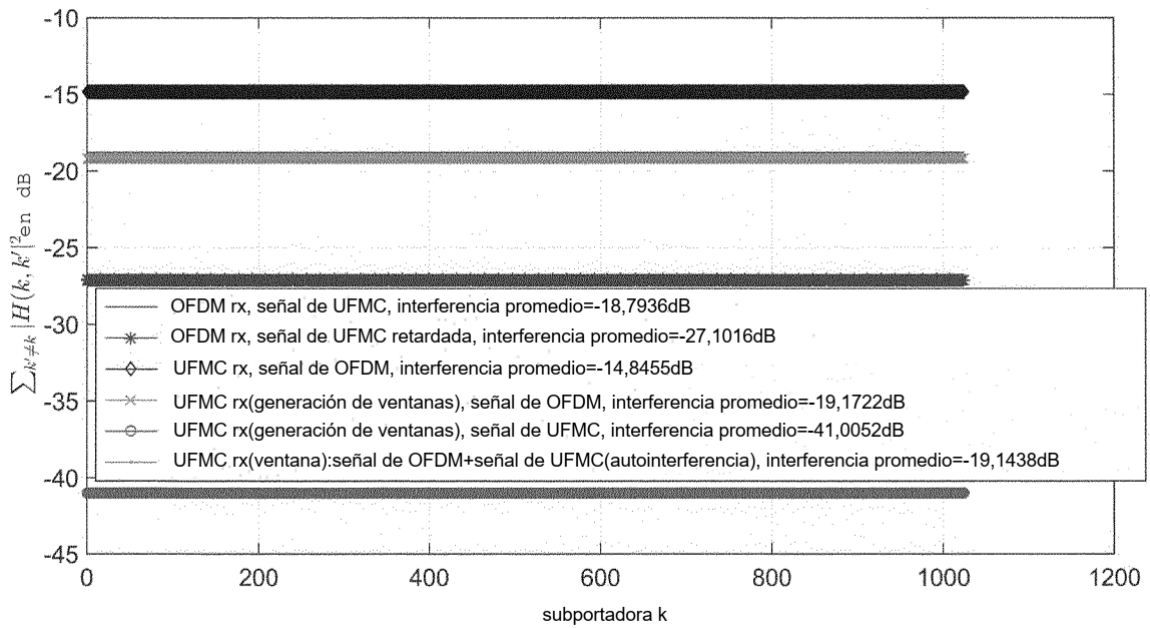


Fig. 26

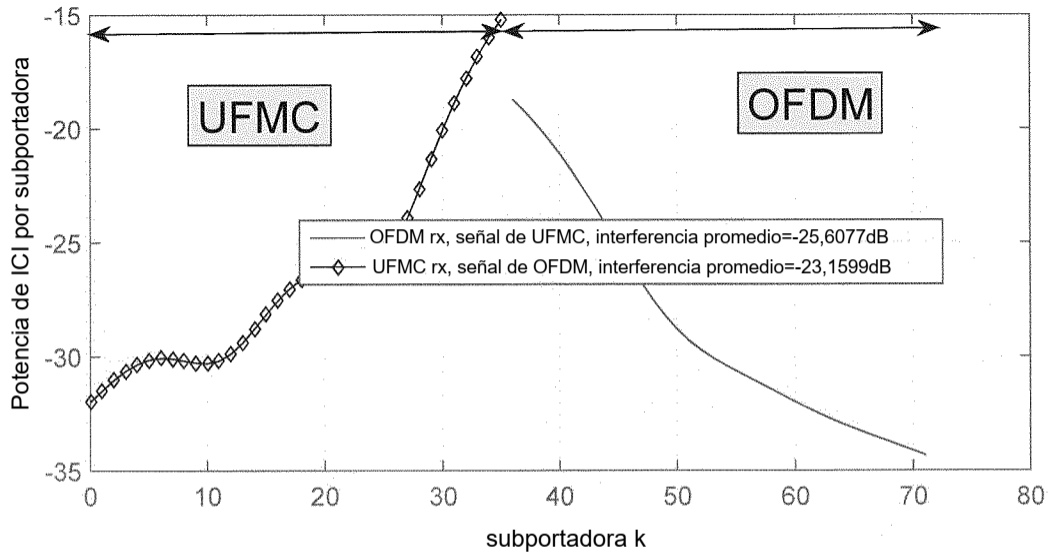


Fig. 27

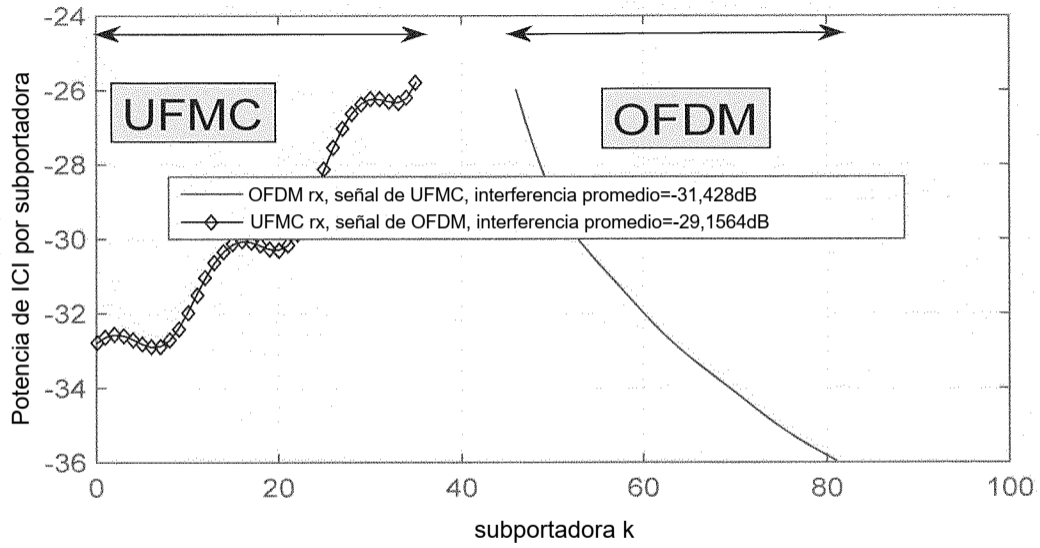


Fig. 28



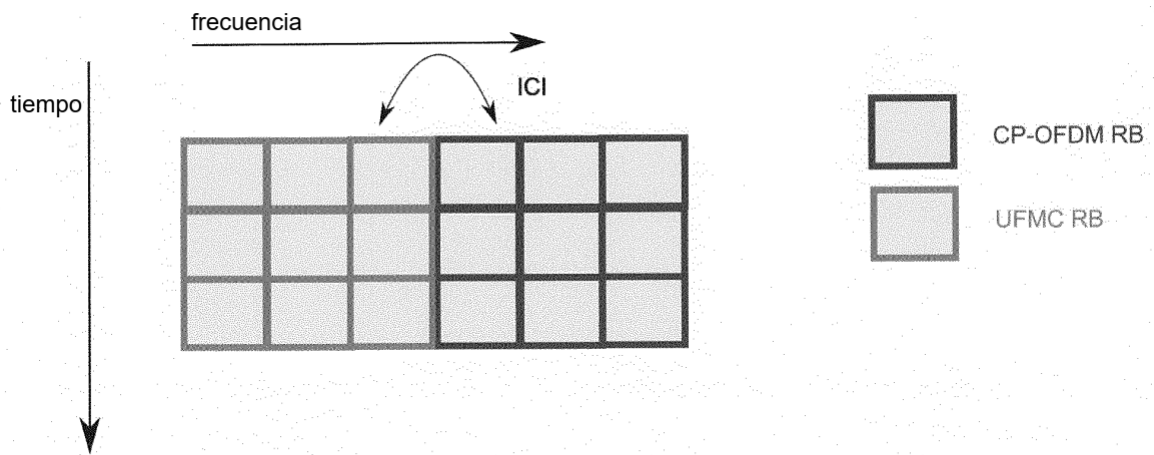


Fig. 29

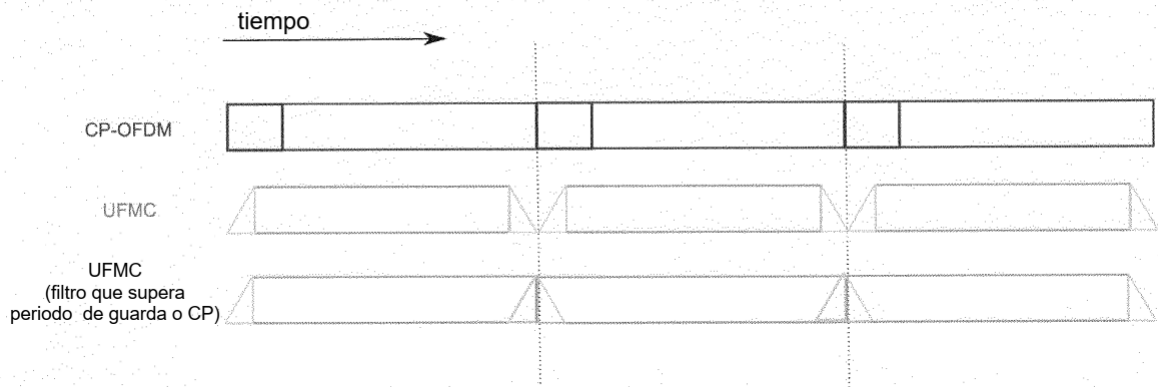


Fig. 30