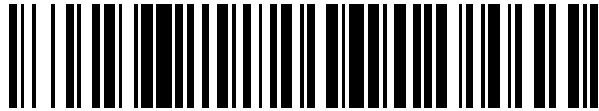


19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 413 431**

51 Int. Cl.:

**H04B 7/216** (2006.01)

**H04L 25/02** (2006.01)

**H04L 5/00** (2006.01)

**H04L 27/26** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **23.06.2005 E 05762643 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **13.03.2013 EP 1762019**

54 Título: **Método y aparato para acceder a un sistema de comunicación inalámbrico**

30 Prioridad:

**24.06.2004 US 582602 P**  
**02.03.2005 US 70061**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**16.07.2013**

73 Titular/es:

**MOTOROLA MOBILITY, LLC (100.0%)**  
**600 North US Highway 45**  
**Libertyville, IL Illinois 60048 , US**

72 Inventor/es:

**ZHUANG, XIANGYANG**

74 Agente/Representante:

**DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto**

**ES 2 413 431 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 acceder a un sistema de comunicación inalámbrico

**Campo de la Invención**

5 La presente invención se refiere en general a sistemas de comunicación, y en particular, a un método y aparato para el acceso aleatorio a un sistema de comunicación inalámbrico por parte de una estación de abonado con el fin de obtener o mantener parámetros tales como temporización del enlace ascendente, control de la potencia, estimación de canal y alineamiento de frecuencia de la estación de abonado.

**Antecedentes de la Invención**

10 En un sistema de comunicación inalámbrico es crítico diseñar un mecanismo para permitir que una estación de abonado (SS – Subscriber Station, en inglés) remota acceda a la red enviando una señal de acceso a una Estación de Base (BS – Base Station, en inglés). La señal de acceso cumple importantes funciones tales como solicitar la asignación de recurso desde la BS, alertar a la BS de la existencia de la SS que está intentando entrar en la red, e iniciar un proceso que permite que la BS mida algunos parámetros de la SS (por ejemplo, desfase de temporización provocado por propagación, potencia de transmisión, etc.) que deben ser mantenidos y ajustados constantemente con el fin de asegurar que se comparta sin interferencia el recurso del enlace ascendente. A diferencia del tráfico de datos ordinario que es enviado utilizando recursos planificados que son asignados por la BS a la SS, tal señal de acceso es a menudo transmitida de una manera no solicitada. Por lo tanto, este proceso se denomina a menudo acceso aleatorio. En ocasiones el proceso se denomina también “detección de alcance” (ranging, en inglés), tal como se utiliza en los estándares 802.16 del Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE – Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos, en inglés), porque la señal de acceso puede ayudar a la BS a medir la distancia de propagación desde la SS (así pues, su alcance). Un parámetro conocido como un desfase avanzado de temporización es utilizado por la SS para avanzar su transmisión con respecto a la temporización de referencia en la BS de manera que las señales de todas las SS aparezcan sincronizadas en la BS (es decir, sincronización de temporización del enlace ascendente). Una vez que la sincronización de la temporización del enlace ascendente se ha alcanzado, la ortogonalidad de la SS está asegurada (es decir, cada SS ocupa sus propios subportadores asignados sin interferir con otra SS). En esta memoria, los términos “acceso”, “acceso aleatorio” y “detección de alcance” se utilizarán de manera intercambiable para describir estos procesos y también para describir la señal transmitida por la SS para iniciar el proceso de acceso.

30 El acceso aleatorio o proceso de detección de alcance incluye una función de detección de alcance inicial/de transferencia para sincronizar una SS con una BS durante la entrada o la reentrada en la red inicial y durante la salida de celda, una función de detección de alcance periódica para mantener la sincronización de la SS, y una función de solicitud de ancho de banda que permite que cada SS solicite asignación de ancho de banda de enlace ascendente. Estas funciones de detección de alcance de enlace ascendente cumplen tareas muy importantes que pueden influenciar significativamente la experiencia del usuario. Por ejemplo, el rendimiento de la detección de alcance de la solicitud de ancho de banda impacta directamente en la latencia del acceso percibida por un usuario, especialmente durante las sesiones de comunicación (por ejemplo, HTTP) que consisten en tráfico esporádico de paquetes que requiere una respuesta rápida, en cuyo caso una alta detección y bajas probabilidades de colisión de la solicitud de acceso resultan muy deseables. En otro ejemplo, una detección robusta de una señal de detección de alcance inicial es esencial para permitir que un usuario entre rápidamente en la red o que sea pasado a un nuevo sector de servicio. Una extracción fiable de los desfases de temporización precisos con respecto a las señales de detección de alcance iniciales es también crítica para alcanzar una sincronización de enlace ascendente que asegure la ortogonalidad del usuario (es decir, para asegurar que cada SS ocupe sus propios subportadores asignados sin interferir con otra SS). Otra información importante que la BS necesita extraer de la detección de alcance incluye medida de potencia, sincronización de frecuencia y estimación de respuesta del impulso del canal, etc. Por lo tanto, existe la necesidad de un mecanismo de interfaz aérea eficiente y flexible que permita un rápido y fiable acceso del usuario a la red. Este problema es resuelto mediante las características de las reivindicaciones independientes. Otras reivindicaciones están sujetas a las reivindicaciones dependientes.

50 El documento DE 103 18 176 A1 describe un método que implica determinar un número de códigos de detección de alcance (RCs – Ranging Codes, en inglés) iniciales, RCs de solicitud de ancho de banda, RCs periódicos para un proceso de detección de alcance inicial, proceso de detección de alcance de solicitud de ancho de banda y proceso de detección de alcance periódico, respectivamente. Un valor de reducción de los RCs periódicos se determina de acuerdo con el número de los RCs. Los RCs iniciales, los RCs de solicitud de ancho de banda, los RCs periódicos y el valor de reducción son enviados a lados de recepción.

55 El documento “802.16a IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks” 1 de Abril de 2003 (2003-04-01), THE INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, INC., NUEVA YORK, NY, EE.UU.,

XP002558503, describe el asunto central relativo a la interfaz aérea para sistemas de acceso inalámbrico de ancho de banda fijos, en particular modificaciones del control del acceso a medio particulares y especificaciones de capa física adicional para 2-11 GHz.

**Breve Descripción de los Dibujos**

- 5 La FIG. 1 es un diagrama de bloques de un sistema de comunicación, de acuerdo con algunas realizaciones de la presente invención.  
La FIG. 2 es un diagrama del dominio del tiempo de un intervalo de detección de alcance básico dedicado “básico”, de acuerdo con algunas realizaciones de la presente invención.
- 10 La FIG. 3 es un diagrama del dominio del tiempo de un intervalo de detección de alcance dedicado extendido, de acuerdo con algunas realizaciones de la presente invención.  
La FIG. 4 es un diagrama del dominio de la frecuencia de una variación del intervalo de detección de alcance dedicado extendido, de acuerdo con algunas realizaciones de la presente invención.
- La FIG. 5 es un diagrama del dominio del tiempo de un diseño de ejemplo para un sistema de OFDM tal como el definido por el estándar 802.16 del IEEE.
- 15 La FIG. 6 es un diagrama de bloques de la división de oportunidades de detección de alcance en los dominios de frecuencia, tiempo y código, de acuerdo con algunas realizaciones de la presente invención.  
Las FIGS. 7 y 8 son diagramas de flujo de métodos de acceder a un sistema de comunicación, de acuerdo con algunas realizaciones de la presente invención.
- 20 Las FIGS. 9 y 10 son métodos utilizados por una estación de base en un sistema de comunicación inalámbrico para facilitar un acceso del sistema de comunicación por parte de una estación de abonado, de acuerdo con algunas realizaciones de la presente invención.

**Descripción Detallada de la Invención**

25 Antes de describir con detalle la tecnología de acceso a un sistema de comunicación particular de acuerdo con la presente invención, debe observarse que la presente invención reside en primer lugar en combinaciones de etapas del método y componentes del aparato relativos al acceso a un sistema de comunicación por parte de una estación de abonado. Por consiguiente, los componentes del aparato y las etapas del método han sido representados donde sea apropiado mediante símbolos convencionales en los dibujos, que muestran sólo aquellos detalles específicos que son pertinentes para comprender la presente invención, para no oscurecer la descripción con detalles que resultarán fácilmente visibles para personas no expertas en la materia que disponen de la descripción de esta memoria.

30 Volviendo a los dibujos, en los que números iguales designan componentes iguales, la FIG. 1 es un diagrama de bloques de un sistema de comunicación 100. El sistema de comunicación 100 comprende una pluralidad de celdas 106 y 107 (sólo se muestran dos) que tienen cada una una estación de base (BS – Base Station, en inglés) 104, 105. El área de servicio de la BS 104 cubre una pluralidad de estaciones de abonado (SSs – Subscriber Stations, en inglés) 101-103, las cuales de una en una pueden estar llevando a cabo algún tipo de función de detección de alcance, que se denomina en esta memoria una función de acceso aleatorio. Por ejemplo, la SS 101 puede salir del área de servicio de la BS 104 y entrar en el área de servicio de la BS 105, en cuyo caso tiene lugar una transferencia que a menudo implica un acceso para transferencia. En otros ejemplos, la SS 102 hace una solicitud de ancho de banda y/o la SS 103 hace un acceso de entrada inicial cuando es activado primero en el sistema de comunicación.

35 En una realización de la presente invención, el sistema de comunicación 100 utiliza una modulación Multiplexada por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexed, en inglés) u otras variantes de OFDM tales como CDMA de multiportador (MC-CDMA – Multi-Carrier CDMA, en inglés), CDMA de secuencia directa de multiportador (MC-DS-CDMA – Multi-Carrier Direct Sequence CDMA, en inglés). En otras realizaciones de la presente invención, el sistema de comunicación de multi-canal 100 puede utilizar cualquier tecnología arbitraria tal como TDMA, FDMA y CDMA.

**Definición de zona de detección de alcance dedicada**

En referencia a la FIG. 2, un diagrama en el dominio del tiempo muestra una zona de detección de alcance básica dedicada “básica” 201 definida para un sistema de ejemplo de OFDM (el término “zona” es intercambiable en esta memoria con el término “intervalo” utilizado en la figura), de acuerdo con algunas realizaciones de la presente invención. La duración del intervalo de detección de alcance básico dedicado 201 consiste en un intervalo de un

símbolo de OFDM 202 especial (denotado como símbolo de OFDM de “CP Extendido”) y un “intervalo muerto” 204 que es un intervalo de no transmisión igual al máximo retardo de temporización que puede ser admitido en la celda. El símbolo de OFDM especial 202 tiene una duración igual a la suma de la duración de una ventana de Transformada de Fourier Rápida (FFT – Fast Fourier Transform, en inglés) 209 y la duración de un prefijo cíclico (CP – Cyclic Prefix, en inglés) extendido 203 en el que el CP representa la repetición de una porción de la señal como es conocido comúnmente en OFDM. Por ello, el símbolo de OFDM especial se denomina también un símbolo de OFDM de “CP Extendido” en la FIG. 2. La ventana de la Transformada de Fourier Rápida (FFT – Fast Fourier Transform, en inglés) especial 209 puede ser elegida convenientemente para que sea la misma que el periodo de símbolo de OFDM “regular” en un despliegue de ejemplo de un sistema de OFDM, u otro valor designado (explicado a continuación). La duración del CP extendido 203 es igual a la suma de la duración de un CP “regular” 205 y el máximo retardo de temporización 206 que puede ser acomodado. El máximo retardo de temporización es elegido basándose en las posibles diferencias de temporización de entre todas las ubicaciones del abonado. Este valor se refiere directamente al tiempo de propagación de ida y vuelta y al tamaño de la celda. Mientras tanto, la duración de un CP “regular” 205 dentro del CP extendido 203 es la misma que la longitud del CP definida para transmisiones de datos regulares si la invención se utiliza para un sistema de OFDM. Para otros sistemas, la duración del tiempo de un CP regular se elige a menudo basándose en la difusión del retardo que sobresale de los canales encontrada en un entorno de despliegue, que es también como se determina la longitud del CP para sistemas de OFDM. Por último, como se ha descrito anteriormente, el intervalo “muerto” adjunto se elige de acuerdo con el máximo retardo de temporización.

Se permite transmitir una señal de detección de alcance sólo en el intervalo de detección de alcance definido. La propia forma de onda de la detección de alcance está construida como un símbolo de OFDM, es decir, añadiendo un CP de una cierta longitud a una señal de detección de alcance. Por conveniencia, se utilizará el término “forma de onda” para referirse a la señal con CP incluido y el término “señal” sólo para la porción sin CP. La transmisión de la forma de onda de detección de alcance empieza desde lo que la SS determina que es el tiempo correcto. Para usuarios de detección de alcance iniciales, ese momento de transmitían (es decir, el momento de inicio de la transmisión) será el principio del intervalo de detección de alcance dedicado de acuerdo con la referencia de base más el retardo de propagación en un sentido. La SS de detección de alcance inicial debe enviar en ese momento una forma de onda cuya porción de CP tiene la longitud de un CP extendido. Para otras SSs de detección de alcance que se han sincronizado ya con la BS, la SS debería haber conocido la temporización de antemano y transmitir de antemano a algún punto de referencia de manera que todas las señales de la SS lleguen a la BS aproximadamente al mismo tiempo. En una realización, la SS de detección de alcance no inicial puede transmitir una forma de onda con un CP regular en un punto de la temporización antes del inicio de 205 dentro de 203 de la FIG. 2, o transmitir una forma de onda con un CP extendido en un punto de la temporización antes del inicio de 203.

Con la anterior definición de intervalo de detección de alcance, todos los tipos de señales de detección de alcance no interferirán con ninguna transmisión que precede y sigue al intervalo de detección de alcance, tal como símbolos de OFDM 207 y 208 en un sistema de ejemplo basado en OFDM. El máximo retardo de temporización debe ser suficientemente grande para acomodar el máximo retardo de propagación para las SSs que no han ajustado su temporización (es decir, usuarios de detección de alcance iniciales). El máximo retardo de temporización es un parámetro determinado basándose en el tamaño de la celda. Para el procesamiento del receptor en la BS, puesto que la BS predefine el máximo retardo de temporización y por ello la longitud del CP extendida, la BS no debería saber cómo ajustar la posición de muestreo de manera correspondiente, para poder extraer la ventana de la FFT especial 209. La ventana de FFT especial puede ser de cualquier tamaño, en teoría. Una ventana de FFT especial grande puede reducir la proporción del CP extendido al tamaño de la FFT especial (es decir, reduciendo la cabecera) y proporcionar más oportunidades de detección de alcance para reducir la colisión. Además, el alcance máximo de la transmisión puede ser también extendido de manera que habrá más potencia de señal que llega a la BS para la misma potencia de transmisión media. No obstante, con una ventana de FFT especial grande, la cabecera total de una señal de detección de alcance, como porción de la subtrama de enlace ascendente aumenta y la señal de detección de alcance también se vuelve más susceptible a las variaciones de tiempo del canal (por ejemplo, movilidad), lo que resulta en una interferencia de inter-portador provocada por la desviación Doppler. La elección del tamaño de la FFT especial debería considerar también la implementación práctica. Por ejemplo, en un sistema de OFDM, hacerla un múltiplo entero del tamaño de la FFT regular puede simplificar el procesamiento de la BS.

La cabecera total de detección de alcance, que es la relación de la duración del intervalo de detección de alcance básico dedicado a toda la subtrama de enlace ascendente, depende sólo de la subtrama de enlace ascendente. Cuanto mayor sea el enlace ascendente, menor es la cabecera. Si la cabecera debida al intervalo “muerto” 204 resulta exceder demasiado, el intervalo “muerto” 204 puede ser omitido, al coste de generar inevitables interferencias para el siguiente símbolo.

En referencia a la FIG. 3, un diagrama en el dominio del tiempo muestra un intervalo de detección de alcance dedicado "extendido" 303 que está construido sobre el intervalo de detección de alcance dedicado "básico" 201, de acuerdo con algunas realizaciones de la presente invención. Si se necesitan más oportunidades de detección de alcance de las que un intervalo de detección de alcance básico puede proporcionar, puede definirse un intervalo de detección de alcance extendido 303 donde uno o más símbolos de OFDM regulares 301 y 302 sólo con una longitud de CP regular pueden ser añadidos delante del símbolo especial de CP extendido. La transmisión de detección de alcance inicial sólo está permitida durante el intervalo de CP extendido, pero otras transmisiones de detección de alcance están permitidas en cualquier sitio. Este diseño es una alternativa al caso en el cual se alarga el tamaño de la FFT especial, como se describe con referencia a la FIG. 2.

En referencia a la FIG. 4, se muestra un diagrama en el dominio de la frecuencia de una variación del intervalo de detección de alcance dedicado extendido, de acuerdo con algunas realizaciones de la presente invención. En estas realizaciones, a la señal de detección de alcance se le permite ocupar sólo una porción del ancho de banda del sistema en lugar de todo el ancho de banda, como anteriormente. Por ejemplo, para el símbolo de CP extendido 401 (que es el mismo que el símbolo de CP extendido 202 de la FIG. 2), una porción del ancho de banda 402 está dedicada a detección de alcance, y el ancho de banda restante 403 es para tráfico de datos. En realidad, un diseño tal, en el cual la detección de alcance y el tráfico de datos están multiplexados puede ser realizado utilizando diferentes relaciones de datos/detección de alcance para cada símbolo en el intervalo de detección de alcance extendido tal como el ilustrado en la FIG. 4, donde se utilizan los símbolos de OFDM regular adicionales 404 y 405. El término genérico "zona de detección de alcance de frecuencia-tiempo" se utiliza para estos casos.

En referencia a la FIG. 5, un diagrama en el dominio del tiempo muestra un intervalo de detección de alcance de ejemplo para un sistema de OFDM similar a los sistemas de OFDM descritos mediante los borradores y la versión publicada del estándar 802.16 del IEEE. El intervalo de detección de alcance 501 está compuesto por un símbolo de OFDM especial con un CP extendido que puede estar precedido por hasta cuatro símbolos de OFDM regulares que tienen cada uno un CP regular para proporcionar más oportunidades de detección de alcance si es necesario. La duración del CP extendido está señalada por la base en un mensaje de control enviado desde la BS (por ejemplo, el mensaje de UL-MAP definido en el borrador y en las versiones publicadas de los estándares 802.16 del IEEE) como un múltiplo entero del CP regular. De manera similar, el tamaño de la FFT especial del símbolo de CP extendido, que puede ser también un múltiplo entero del tamaño de la FFT regular, es señalado también en el mensaje de control. Inmediatamente después del símbolo de OFDM especial, existe un intervalo "muerto" que es igual a la mayor diferencia de temporización máxima. Pero puede ser omitida para una solución de compromiso entre la degradación y la reducción de la cabecera. El mensaje de control puede indicar si el intervalo muerto está incluido. La duración del intervalo muerto es implícitamente conocida para la SS y es igual a la diferencia entre la duración del símbolo de CP extendido y la duración del CP regular.

#### **División de oportunidades de detección de alcance en los dominios de frecuencia, tiempo y código**

En referencia a la FIG. 6, un diagrama de bloques muestra la división de oportunidades de detección de alcance en los dominios de frecuencia, tiempo y código, de acuerdo con algunas realizaciones de la presente invención. Cada señal de acceso aleatorio se genera basándose en una secuencia de detección de alcance (intercambiable con "secuencia de acceso" y "código de detección de alcance" y "código de acceso") que es elegido aleatoriamente de un grupo de códigos 601 asignado al sector (el tamaño del grupo de códigos se denomina en esta memoria  $N_c$ , un entero). Las secuencias de acceso utilizadas en un grupo de códigos y la asignación de grupos de códigos a diferentes sectores se especifican más adelante. La secuencia de detección de alcance puede ser utilizada para generar una señal de acceso modulando directamente los subportadores contiguos en un bloque de frecuencia (sub-banda) que está aleatoriamente elegido entre  $N_{b1}$  sub-bandas 602, donde  $N_{b1}$  es un entero que incluye el valor "1" conocido tanto para la BS como para la SS.  $N_{b1}$  puede ser determinado basándose en la banda ancha del sistema y puede hacerse que la BS y la SS lo conozcan. La señal de acceso en el dominio del tiempo se genera llevando a cabo una IFFT en la secuencia de detección de alcance tras modular la sub-banda elegida. Antes de que el CP sea insertado delante de la señal de acceso para formar una forma de onda de acceso completa, la señal de acceso puede ser cíclicamente (circularmente) desviada en el dominio del tiempo, donde el desfase es elegido aleatoriamente entre  $N_{sh}$  valores 603 permitidos que son conocidos para la BS y la SS, donde  $N_{sh}$  es un entero. Por último, se añade un CP a la forma de onda de detección de alcance final, donde la longitud del CP es la del CP extendido para una detección de alcance inicial, y para otra detección de alcance, bien el CP extendido o el CP regular, dependiendo del momento de la transmisión (explicado anteriormente). La duración de la forma de onda corresponde a la duración del símbolo de OFDM en el intervalo de detección de alcance extendido, en realizaciones tales como las descritas con referencia a la FIG. 3 y la FIG. 5. En realizaciones tales como las descritas con referencia a la FIG. 5, la secuencia de detección de alcance puede ser utilizada para generar una forma de onda de acceso añadiendo símbolos de datos a la secuencia de detección de alcance y modulando directamente los subportadores contiguos en el bloque de acceso (sub-banda) que es aleatoriamente elegido, utilizando términos de la secuencia de detección de alcance adjunta.

Más detalle en la división de las oportunidades de detección de alcance en los dominios de frecuencia, tiempo y código es como sigue. En primer lugar, en el dominio de la frecuencia, toda una banda de frecuencia se divide en  $N_{bi}$  bloques de frecuencia 602 ( $N_{bi}$  sub-bandas con  $K$  sub-portadores en cada sub-banda). Una señal de detección de alcance puede ocupar sólo una sub-banda. La razón para dividir el ancho de banda en bloques ortogonales es para una mayor flexibilidad. Primero, el número de oportunidades de detección de alcance puede hacerse ajustable al ancho de banda: los sistemas con mayor ancho de banda necesitan proporcionar más oportunidades que los sistemas de menor ancho de banda para una tasa de colisión similar. En segundo lugar, transmitir en una sub-banda estrecha permite suministrar rápidamente potencia en esa banda para alcanzar una SNR de enlace ascendente considerable, incluso aunque las transmisiones de banda estrecha tienen una menor resolución de temporización que la transmisión de mayor ancho de banda (las derivaciones del canal  $N_{bi}$  colapsarán en una derivación de canal sólo cuando se excita  $1/N_{bi}$  del ancho de banda. Por otro lado, el número de sub-portadores en cada sub-banda, que es igual a la longitud del código de la secuencia de detección de alcance, afecta a las características de correlación cruzada. Por ejemplo, dividir en dos el número de sub-portadores en una sub-banda permite un arranque de potencia de 3 dB en esa banda, pero la interferencia potencial de otros códigos de detección de alcance de canal compartido también aumenta en 3 dB. Así que el número de sub-portadores en una sub-banda implica un compromiso entre la alimentación rápida de la SNR y el sacrificio de interferencia. En resumen, el parámetro  $N_{bi}$  es especificado por la BS basándose en el ancho de banda (tamaño de la FFT), requisito de SNR de enlace ascendente, requisito de precisión de temporización, capacidad de supresión de interferencias de canal compartido potencial, y número de oportunidades de detección de alcance que necesita ser proporcionado. Debería ser también especificado de manera conjunta con los otros dos parámetros  $N_c$  y  $N_{sh}$  que se describen con más detalle a continuación.

En segundo lugar, en cada sub-banda, pueden permitirse un número de códigos de detección de alcance 601 (es decir,  $N_c$  secuencias). Puesto que estos códigos de detección de alcance ocupan la misma banda, pueden interferirse entre sí incluso sin ninguna colisión de código. Las secuencias con buena correlación cruzada son mucho más deseadas para una mejor detección y estimación de canal. Además, una baja PAPR de la forma de onda de detección de alcance en el dominio de la frecuencia es mucho más deseable para poder proporcionar rápidamente la potencia de transmisión para mejorar la SNR del enlace ascendente. Los detalles de las secuencias que tienen estas propiedades deseables se explicarán en la siguiente sección. Adicionalmente, para despliegue celular, se requieren también varios grupos de secuencia (que tienen cada uno  $N_c$  secuencias de acceso) para asignar a diferentes sectores vecinos. Así que cuando los códigos son generados y agrupados, cualquier par de códigos de distintos grupos necesita tener una buena correlación cruzada, sólo como cualquier par de códigos del mismo grupo. En resumen, el parámetro  $N_c$  es determinado por la BS basándose en las necesidades de acceso y en el máximo nivel de interferencia tolerable en el cual la velocidad de detección correcta es todavía buena.

En tercer lugar, para cada código de detección de alcance,  $N_{sh}$  desfases cíclicos del tiempo 603 de la señal de detección de alcance del dominio del tiempo (rotación de fase en el dominio de la frecuencia) pueden ser utilizados para aumentar más el número de oportunidades de detección de alcance. Matemáticamente, la secuencia del dominio de la frecuencia, tras el  $j^{\text{ésimo}}$  desfase es

$$s_j(k) = s(k)e^{-j2\pi k(j-1)L/N_{FFT}}, \quad (1)$$

donde  $s(k)$  es la secuencia original (o desfase  $0^{\text{ésimo}}$ ),  $L$  es la longitud del CP (CP regular o extendido, dependiendo del tipo de detección de alcance) y IFFT es el tamaño de la FFT. En esencia, la capacidad de separación del código se alcanza por el hecho de que el canal estimado está desfasado en el dominio del tiempo en algunos múltiplos de  $L$ . Si  $L$  es suficientemente grande para cubrir la mayoría de la longitud del canal, las señales de acceso que utilizan distintos desfases cíclicos permitirán que sus correspondientes canales se separen razonablemente bien.

La transmisión de detección de alcance inicial puede ser utilizada por cualquier SS que desee sincronizarse con el canal del sistema por primera vez. En una realización de la invención, un mensaje de control de la BS puede especificar las sub-bandas que una señal de detección de alcance inicial puede utilizar. Todas las sub-bandas o, por ejemplo, un número especificado de las sub-bandas que empiezan desde el menor desfase de frecuencia pueden estar permitidas para la detección de alcance inicial. Maximalmente, sólo los desfases  $N_{sh} = \lfloor N_{sp} / L_{CPE} \rfloor$  son preferidos para la separación de código sin interferencias entre diferentes desfases de una señal de detección de alcance donde  $\lfloor x \rfloor$  denota la función de suelo (es decir, el máximo entero que no es mayor que  $x$ ),  $L_{CPE}$  es la longitud de un CP extendido y  $N_{sp}$  es el tamaño de la FFT del símbolo de FFT (209 de la FIG. 2) que pueden ser múltiplos del tamaño de la FFT regular  $N$ . Si se pueden tolerar algunas interferencias entre canales estimados, ese número máximo puede ser incluso mayor. En general, pueden utilizarse más desfases con el coste de mayores

interferencias. Pero una buena práctica es ajustar el número de desfases a  $N_{sh} = \lfloor N_{sp} / L_{CPE} \rfloor$  de manera que una buena estimación del nivel de ruido y de las interferencias puede obtenerse a partir de las muestras de IFFT "sin

canal". Puesto que  $L_{Cpe}$  puede ser significativamente mayor que la longitud de CP regular (denotada como  $L_{CP}$ ) utilizada en un sistema de OFDM (para no OFDM que no define una longitud de CP, la duración de un CP regular, o  $L_{CP}$  es a menudo elegida basándose en la difusión de retardo en exceso de los canales encontrados en un despliegue, como se ha explicado anteriormente), el  $N_{sh}$  puede ser significativamente reducido. Para mejorar el número de desfases disponibles para otras funciones de detección de alcance no iniciales, la detección de alcance inicial puede ser confinada a un cierto número de (sean  $N_{bi}$ ) sub-bandas en las cuales el número de desfases permitidos es, sólo por ejemplo  $N_{sh} = \lfloor N_{sp} / L_{Cpe} \rfloor$ . Pero en las  $N_{bi}$ - $N_{bi}$ ' sub-bandas, donde sólo se permite detección de alcance no inicial, el número de desfases puede ser aumentado a  $N_{sh} = \lfloor N_{sp} / L_{CP} \rfloor$ . A menudo, las oportunidades de detección de alcance totales aumentan. Si la detección de alcance inicial está permitida sólo en  $N_{bi}$ ' ( $< N_{bi}$ ) sub-bandas, el número de oportunidades de detección de alcance inicial es entonces  $N_{sh} * N_c * N_{bi}$ . Si la detección de alcance inicial está permitida en todas las sub-bandas, el número total de todas las oportunidades de detección de alcance es  $N_{sh} * N_c * N_{bi}$ , de los cuales una porción puede ser asignada a iniciar la detección de alcance.

Las transmisiones de detección de alcance periódicas son enviadas periódicamente para una detección de alcance periódica en el sistema. Las transmisiones de solicitudes de ancho de banda son para solicitar asignaciones de enlace ascendente desde la BS. Estas transmisiones de detección de alcance no iniciales pueden ser enviadas sólo por las SSs que se han sincronizado ya al sistema. Estas transmisiones pueden también utilizar los símbolos de OFDM adicionales si estos símbolos son asignados para detección de alcance en un mensaje de control de la BS.

**Códigos de detección de alcance**

Resulta deseable utilizar secuencias de detección de alcance que tengan baja PAPR (Peak to Average Power Ratio, en inglés – Relación de Potencia de Pico a Media) y buena correlación cruzada. Una PAPR grande requiere más reducción de potencia para poder evitar la distorsión de señal. Una menor potencia de transmisión media que resulta de utilizar tal reducción de potencia provoca una disminución de la SNR del enlace ascendente, que puede ser problemática para que la BS detecte las señales de detección de alcance de los dispositivos móviles con potencia limitada. En OFDM, la PAPR es normalmente mucho mayor que la de la transmisión de "un solo portador" tradicional cuando los sub-portadores de OFDM están modulados con símbolos de PSK/QAM. Por ejemplo, la PAPR para las señales de acceso descritas en los borradores y en una versión publicada del estándar 802.16 del IEEE está en el intervalo de 6,5 a 12 dB.

En términos de la otra característica de secuencia importante --- la correlación cruzada, puesto que distintas señales de detección de alcance pueden interferir entre sí, una buena correlación cruzada entre ellas puede mitigar la interferencia, lo que resulta en una mejor tasa de detección y en una menor falsa alarma. La presencia de otros códigos de detección de alcance en el mismo conjunto de sub-portadores y en el mismo desfase cíclico puede distorsionar severamente la estimación del canal deseado si la propiedad de la correlación cruzada no es satisfactoria. Esto resulta en una baja tasa de detección y en una alta tasa de falsa alarma incluso sólo con el propósito de detectar la presencia de un código de detección de alcance, ni que decir tiene, la ventaja de obtener un conocimiento preciso del canal. El rendimiento resulta ser cada vez más inaceptable a medida que las condiciones del canal empeoran (por ejemplo, bajo una mayor difusión del retardo) o que el número de usuarios de detección de alcance aumenta.

En algunas realizaciones de la presente invención la señal de detección de alcance utiliza secuencias de acceso que tienen buena PAPR y correlación cruzada. En una realización de la invención, el conjunto de secuencias puede venir de una búsqueda de un tipo especial de secuencias tales como secuencias de PSK aleatoria o de PSK de Golay de manera que el conjunto resultante tiene buena PAPR y correlación cruzada. En otra realización de la invención, la secuencia puede ser construida de manera más sistemática a partir de secuencias de Tipo de Interferencia Generalizada (GCL – Generalized Chirp Like, en inglés) que son secuencias de amplitud de unidad no binaria. La secuencia de GCL utilizada para detección de alcance se expresa como

$$s_u(k) = \exp\left\{-j2\pi u \frac{k(k+1)}{2N_G}\right\}, k = 0, \dots, N_G - 1 \text{ y } u \text{ ("índice de clase")} = 1, \dots, N_G - 1 \tag{2}$$

donde  $N_G$  es la longitud de la secuencia de GCL (se prefiere un número primo, como se explicará más tarde) y  $u$  se denomina como el índice de clase que es un entero distinto de cero entre 1 y  $N_G-1$ . La secuencia de GCL tiene las siguientes propiedades importantes:

Propiedad 1: La secuencia de GCL tiene amplitud constante, y su Transformada de Fourier Discreta (DFT – Discrete Fourier Transform, en inglés) de  $N_G$  puntos tienen también amplitud constante.

Propiedad 2: Las secuencias de GCL de cualquier longitud tienen una auto correlación cíclica “ideal” (es decir, la correlación con la versión desfasada de circularidad de sí misma es una función delta).

5 Propiedad 3: El valor absoluto de la función de correlación cruzada cíclica entre cualquiera de dos secuencias de GCL es constante e igual a  $1/\sqrt{N_G}$ , donde  $|u_1 - u_2|$ ,  $u_1$  y  $u_2$  son todos relativamente primos para  $N_G$  (una condición que puede ser fácilmente garantizada si  $N_G$  es un número primo).

La correlación cruzada mencionada en esta memoria es una secuencia en sí misma con cada valor correspondiendo con la correlación entre dos secuencias donde una de ellas está desfasada en un número entero de elementos

10 (denominados como “lapso”. La correlación cruzada  $1/\sqrt{N_G}$  en todos los lapsos (Propiedad 3) realmente alcanza el valor de correlación cruzada óptimo para cualquiera de dos secuencias que tienen la propiedad de auto correlación ideal (lo que significa que se alcanza el mínimo teórico del valor máximo de la correlación cruzada sobre todos los lapsos). El mínimo se alcanza cuando las correlaciones cruzadas en todos los lapsos es igual a  $1/\sqrt{N_G}$ . Esta propiedad es importante puesto que se utilizan varias secuencias de interferencia en cada sub-banda y en cada sector (más interferidores si se está en un entorno de multi-sector). La propiedad de correlación cruzada permite que la señal interferidora sea difundida uniformemente en el dominio del tiempo tras correlacionar la señal recibida con la secuencia deseada. Por ello, al menos las derivaciones significativas del canal deseado pueden ser detectadas de manera más fiable.

20 Debe observarse también que un desfase escalar arbitrario aplicado a una secuencia de GCL también resulta en una secuencia de GCL que fue la correlación cruzada cíclica óptima y una correlación cruzada ideal. También, si una DFT (Transformada de Fourier Discreta – Discrete Fourier Transform, en inglés) o IDFT (DFT inversa – Inverse DFT, en inglés) de  $N_G$  puntos es tomada en cada secuencia de GCL, las secuencias de miembro del nuevo conjunto también tienen correlación cruzada cíclica óptima y correlación cruzada ideal, independientemente de si el nuevo conjunto puede ser representado o no en forma de ecuación (2). En realidad, las secuencias formadas aplicando una transformación de matriz en las secuencias de GCL también tienen correlación cruzada cíclica óptima y correlación cruzada ideal siempre que la transformación de matriz sea unitaria. Por ejemplo, la operación de DFT/IDFT de  $N_G$  puntos es equivalente a una transformación de matriz de tamaño  $N_G$  donde la matriz es una matriz unitaria de  $N_G$  por  $N_G$ . Como resultado, las secuencias formadas basándose en transformaciones unitarias llevadas a cabo en las secuencias de GCL se encuentran dentro del alcance de la invención, porque las secuencias finales están construidas a partir de secuencias de GCL. Esto es, las secuencias finales están substancialmente basadas en (pero no son necesariamente iguales a) las secuencias de GCL. En general, el número de sub-portadores en una sub-banda a menudo no es un número primo. En este caso, en una realización, se elige el menor número primo que sea mayor que la longitud deseada, y la secuencia de GCL es truncada a la longitud deseada. Alternativamente en otra realización, se elige el mayor número primo que sea menor que la longitud deseada y la secuencia de GCL se extiende cíclicamente a la longitud deseada. Pueden estar permitidas otras modificaciones de la secuencia de GCL en el mismo espíritu para aproximarse lo máximo posible a las buenas propiedades. Cuando se lleva a cabo tal modificación, las tres propiedades descritas previamente sólo aplicarán aproximadamente, pero se encuentra que se adaptan muy bien, especialmente cuando la secuencia es razonablemente larga. Por ejemplo, los valores de correlación absolutos para todos los lapsos de la correlación cruzada entre cualquier par de secuencia se distribuyen uniformemente de manera que el máximo valor de correlación absoluto sobre todos los lapsos es no más de dos veces la media de los valores de correlación absolutos de la correlación cruzada. Esta es una buena correlación cruzada.

45 La amplitud constante en la Propiedad 3 significa que los sub-portadores son excitados uniformemente para permitir una estimación de canal no polarizada. Cuando la secuencia de GCL se aplica sobre todos los sub-portadores de OFDM (o sobre sub-portadores uniformemente separados), las señales del dominio del tiempo también tienen amplitudes constantes. Pero debido a los sub-portadores de guarda utilizados en todos los sistemas de OFDM prácticos y a la posible excitación de la sub-banda, la forma de onda en el dominio del tiempo es equivalente a una secuencia de tiempo discreta sobre-muestreada tras pasar a través de un filtro en forma de impulso “sinc”. La PAPR resultante no tendrá exactamente una amplitud constante, sino que un gran número de secuencias de GCL generarán formas de onda con bajas PAPRs. Para cualquier longitud de secuencia particular  $N_G$  hay un gran número de secuencias de GCL ( $N_G - 1$ ), así que las clases de secuencias de GCL que proporcionan una buena PAPR pueden ser elegidas como códigos de detección de alcance, mientras que se mantiene aproximadamente una buena correlación cruzada entre ellas. Utilizando este método, puede obtenerse una PAPR media que es substancialmente menor que la PAPR de las formas de onda de detección de alcance actualmente descritas en los borradores y en una versión publicada de un estándar 802.16 del IEEE. Por ejemplo, puede alcanzarse un intervalo de PAPR medio



de 2,5-5 dB (frente a 6,5-12 dB en el estándar 802.16-2004 del IEEE) mediante aspectos de la presente invención con una longitud de secuencia de aproximadamente 100. La presente invención puede proporcionar suficientes secuencias con una PAPR media de menos de 6 dB en muchas situaciones.

5 Estas secuencias pueden ser divididas en un número (denotado como  $N_{gr}$ ) de grupos de código de igual tamaño, cada uno de los cuales debe ser asignado a una celda/sector. El número de secuencias en cada grupo de códigos es  $N_c$ , y el número de grupos  $N_{gr}$  puede ser predeterminado de acuerdo con  $N_c$  y el número total de secuencias con buenas PAPRs. Un ejemplo de asignar un grupo de código a una celda/sector es utilizar el siguiente mapeo simple

$$\text{Índice de Grupo} = \text{mod}(\text{Número decimal correspondiente a los últimos cinco bits del ID de celda}, N_{gr}) \quad (3)$$

10 Es posible otra planificación de celda más sofisticada con el objetivo de asignar grupos de manera que se minimiza la posible interferencia de celdas/sectores vecinos.

15 En otras realizaciones de la presente invención, las secuencias de acceso pueden basarse en secuencias arbitrarias. (Por ejemplo, las secuencias generadas a partir de un generador de PRBS (Pseudo Random Binary Sequence – Secuencia Binaria Pseudo-Aleatoria), secuencias de PSK aleatoria, de PSK de Golay o secuencias de una constelación arbitraria). Las secuencias de acceso que se basan en las secuencias arbitrarias pueden no necesariamente tener buena PAPR y propiedades de correlación cruzada pero en algunos casos (por ejemplo, secuencias binarias) pueden proporcionar un procesamiento de generación / almacenamiento de secuencia más simple.

20 En referencia a la FIG. 7, un diagrama de flujo muestra algunas etapas de métodos utilizados en una estación de abonado tal como cualquiera de las estaciones de abonado 101, 102, 103 (FIG. 1) cuando operan tal como se describe en esta memoria, de acuerdo con algunas realizaciones de la presente invención. En la etapa 705 se selecciona una secuencia de acceso de un conjunto de  $N_c$  secuencias de acceso que han sido identificadas y teniendo una baja media de relaciones de potencia de pico a media de señales de acceso generadas por un conjunto de  $N_c$  secuencias de acceso y teniendo una buena correlación cruzada de las señales de acceso generadas por el conjunto de  $N_c$  secuencias de acceso, y donde el conjunto de  $N_c$  secuencias de acceso ha sido generado por un correspondiente conjunto de secuencias de longitud  $K$ , donde  $K$  es una cantidad de sub-portadores identificados para transmitir una señal de acceso. En la etapa 710, la sub-banda en la cual la señal es transmitida es aleatoriamente seleccionada en algunas implementaciones. En la etapa 714, la forma de onda de acceso se forma generando una señal de acceso que utiliza la secuencia de acceso y añadiendo en el dominio del tiempo un prefijo cíclico a la señal de acceso. Puesto que la secuencia de acceso se utiliza para modular los sub-portadores en la sub-banda elegida, la señal de acceso en el dominio del tiempo puede ser convenientemente generada tomando una Transformada de Fourier Rápida Inversa (IFFT – Inverse Fast Fourier Transformation, en inglés) de la secuencia en el dominio de la frecuencia, en una realización. La secuencia en el dominio de la frecuencia, cuya longitud es igual al número total de sub-portadores, es preferiblemente la secuencia de detección de alcance rellena con ceros (es decir, la secuencia de detección de alcance en las ubicaciones de subportador de la sub-banda elegida y ceros en cualquier otro lugar). En el caso de multiplexación de frecuencia la detección de alcance con el tráfico de datos (FIG. 4), la secuencia en el dominio de la frecuencia comprende la secuencia de acceso, ceros según sea necesario y la secuencia de datos. En la etapa 715, se transmite la forma de onda de acceso.

35 40 45 En referencia a la FIG. 8, un diagrama de flujo muestra algunas etapas de métodos utilizados en una estación de abonado, tal como cualquiera de las estaciones de abonado 101, 102, 103 (FIG. 1) cuando opera como se describe en cualquier sitio en esta memoria, de acuerdo con algunas realizaciones de la presente invención. En la etapa 805 se selecciona una secuencia de acceso de un conjunto de  $N_c$  secuencias de acceso. En la etapa 810 la sub-banda de  $K$  sub-portadores en los cuales la señal de detección de alcance van a ser transmitidos es aleatoriamente seleccionada en algunas implementaciones. En la etapa 815 se genera una señal de acceso utilizando la secuencia de acceso seleccionada. En la etapa 820 la señal de acceso generada está cíclicamente desfasada en el tiempo en un valor de desfase que es uno de un conjunto definido de  $N_{sh}$  valores de desfase. En la etapa 825, se forma una forma de onda de acceso añadiendo un prefijo cíclico delante de la señal de acceso generada. En la etapa 825 la forma de onda de acceso es transmitida utilizando una sub-banda de  $K$  sub-portadores.

### Señalización de control

50 La BS puede señalar a todas las SSs la definición de la zona de detección de alcance, la división de los dominios de frecuencia, tiempo y código y la información de agrupamiento de código. Este mecanismo de señalización es esencial para permitir un esquema de detección de alcance flexible que puede ajustar la cabecera y el funcionamiento de acuerdo con los parámetros del sistema de despliegue (por ejemplo, ancho de banda, tamaño de celda, etc.) y la necesidad de tráfico de acceso.

En un ejemplo de la invención dirigida específicamente a los sistemas designados para los estándares 802.16 del IEEE, el mensaje de control está contenido en el mensaje de UL-MAP en la forma siguiente:

Sintaxis	Tamaño	Notas
Desfase de Símbolo de OFDMA	8 bits	
Nº de Símbolos de OFDMA adicionales	2 bits	Número (hasta 3) de símbolos de OFDMA regulares utilizados para la solicitud de BW y la detección de alcance periódica, además del último símbolo de OFDMA especial con el CP extendido
Longitud de CP Extendida	3 bits	En múltiplos de la longitud de CP regular (Hasta 8 veces la longitud del CP regular)
Tamaño de la FFT del símbolo del CP extendido	2 bits	El tamaño de la FFT del símbolo especial con el CP extendido puede ser múltiplo (hasta 4 veces) del tamaño de FFT regular
Marca de Intervalo Muerto	1 bit	1: Incluyen el intervalo "muerto" después del CP extendido; 0: No incluyen reducción de cabecera
Número de Sub-bandas	5 bits	Dividen la banda total en hasta 32 sub-bandas
Número de Sub-bandas para Detección de Alcance Inicial	3 bits	"000": La detección de alcance inicial puede utilizar todas las sub-bandas "001": Utiliza la primera sub-banda "010": Utiliza las primeras dos sub-bandas y así sucesivamente, y finalmente "111": Utiliza las primeras siete sub-bandas
}		

5 En referencia a la FIG. 9, un diagrama de flujo muestra un método utilizado por una estación de base en un sistema de comunicación de multi-portador inalámbrico para facilitar un acceso al sistema de comunicación por parte de una estación de abonado, de acuerdo con algunas realizaciones de la presente invención. En la etapa 905, una señal de control transmitida desde la BS identifica una o más sub-bandas en un intervalo de acceso, cada una de las cuales comprende K sub-portadores y para la cual cada una de las sub-bandas está disponible para que una estación de abonado la utilice para transmitir una señal de acceso. En la etapa 910, una señal de acceso es recibida desde la SS en una de las una o más sub-bandas durante el intervalo de acceso. En la etapa 915, la señal de acceso es descodificada.

**Recibir procesamiento en la estación de base**

15 El procesamiento del enlace ascendente se explica aquí para ilustrar cómo puede aprovecharse la propiedad de correlación cruzada. Básicamente, un canal del dominio del tiempo correspondiente a cada usuario de detección de alcance (es decir, una estación de abonado que lleva a cabo una función de acceso) será detectado mediante un proceso de correlación que puede ser llevado a cabo eficientemente en el dominio de la frecuencia. Para usuarios de detección de alcance inicial, el desfase de temporización también necesita ser extraído, lo cual es sencillo después de que el canal es estimado en el proceso. La potencia de la señal y de la interferencia puede ser también estimada en el proceso.

20 Detección del código de detección de alcance

La detección de la presencia de un código de detección de alcance a menudo se lleva a cabo comparando un umbral preestablecido con la relación del pico del canal estimado con respecto al suelo de ruido estimado.

25 En la BS, una FFT de N puntos de la señal recibida en la ventana de FFT apropiada es preferiblemente llevada a cabo en primer lugar. El inicio de la ventana apropiada es conocido para la BS a partir de la ventana de FFT especial (209 de la FIG. 2) y se diseña la longitud del CP extendida (203 de la FIG. 2). Se obtienen entonces los datos recibidos en todas las sub-bandas. Un banco de  $N_c$  detector/estimadores discurre en paralelo para cada una de las  $N_{bl}$  sub-bandas, utilizando los datos resultantes de tomar una FFT de N puntos de la señal recibida en la ventana de

FFT apropiada. El procesamiento que se describe a continuación se generaliza para múltiples casos de antena de BS. Sean los datos en el dominio de la frecuencia para recibir la antena  $m$  ( $m = 1, \dots, M$ ) sea  $Y_m(k)$  donde  $k$  es un sub-portador de datos en una sub-banda. Debe observarse que  $Y_m(k)$  consiste en posiblemente más de un código de detección de alcance.  $Y_m(k)$  será correlacionado con todos los  $N_c$  candidatos de secuencia de detección de alcance. La correlación se lleva a cabo en el dominio de la frecuencia y a continuación transformada de nuevo al dominio del tiempo. En otras palabras, en primer lugar multiplicamos  $Y_m(k)$  por un conjugado de cada uno de los candidatos de GCL como sigue:

$$\tilde{H}_m(k) = Y_m(k) S_u^*(k) \quad (4)$$

A continuación las estimaciones de ruido son transformadas al dominio del tiempo mediante una IFFT de  $P$  puntos como:

$$\tilde{h}_m(\ell) = \frac{1}{P} \sum_{k=0}^{K-1} \tilde{H}_m(k) w(k - K/2) e^{j2\pi k \ell / P} \quad 0 \leq \ell \leq P-1 \quad (5)$$

donde  $K$  es el número de sub-portadores en la sub-banda y el tamaño  $P$  de la IFFT puede ser elegido como la menor potencia de dos entera que sea mayor de  $K$ .  $w(k)$  es una ventana de ponderación opcional aplicada sobre la respuesta de frecuencia de ruido. La creación de ventanas es para reducir el problema de fuga de potencia provocado por la discontinuidad desde el borde de la banda hasta los sub-portadores nulos (puesto que se insertan ceros en el lugar de los sub-portadores nulos antes de la IFFT). Puede idearse como un filtro conformador de impulsos artificial que es una función de "sinc" si se aplica una ponderación plana. El filtro de conformación de impulsos puede reducir el efecto de cola de manera que habrá menos derivaciones en  $\tilde{h}_m(\ell)$  introducidas mediante conformación de impulsos "sinc", en lugar de verdaderas multi-rutas. Un ejemplo es la conformación de impulsos del coseno alzado tradicional, cuyas colas disminuyen mucho más rápidamente que las del caso de la función de "sinc". De manera similar a la función de coseno alzado, puede utilizarse una ventana "Hanning", es decir,

$$w(k) = (0,5 + 0,5 \cos \frac{2\pi k}{\Gamma}), \quad (6)$$

donde el parámetro  $\Gamma$  controla la forma de la ventana (un  $\Gamma$  infinito significa una ventana plana).  $\Gamma$  debe ser mayor de  $k$ .

En el caso de que se utilice un desfase cíclico en el dominio del tiempo para el código de detección de alcance, como en (1), los canales de los usuarios de detección de alcance son separables en el dominio del tiempo de  $\tilde{h}_m(\ell)$  en (5). Esto significa que una estimación del  $n^{\text{ésimo}}$  canal de usuario está simplemente contenida en las muestras  $(n-1)L$  a  $nL-1$  de (5), donde  $L$  es la misma longitud de CP en (1). Básicamente, el receptor procesa la señal de acceso para obtener una secuencia de valores en el dominio del tiempo (es decir,  $\tilde{h}_m(\ell)$ ) de una longitud que es igual al tamaño  $P$  de la IFFT. Entonces, para cada desfase cíclico permitido (digamos " $n$ "), el receptor analiza el subconjunto de las muestras en el dominio del tiempo de acuerdo con  $n$ , es decir, las muestras ordenadas de la  $(n-1)L$  a  $nL-1$  en (5). Todos los desfases cíclicos permitidos serán examinados en el caso de acceso aleatorio.

Si el último  $L_{CPe}$  es "sin canales", puede obtenerse una estimación del nivel de ruido más interferencia (dentro de alguna escala) para cada una de las  $M$  antenas promediando  $|\tilde{h}_m(\ell)|^2$  para  $\ell = P-L_{CPe}, \dots, P-1$ , es decir,

$$\sigma_m^2 = \frac{1}{L_{CPe}} \sum_{\ell=P-L_{CPe}}^{P-1} |\tilde{h}_m(\ell)|^2 \quad (7)$$

La detección variable para el  $n^{\text{ésimo}}$  usuario de detección de alcance de desfase es entonces calculado como

$$z_n = \sum_{m=1}^M \frac{\max_{l=(n-1)L_{CPe}}^{nL_{CPe}-1} |\tilde{h}_m(l)|^2}{\sigma_m^2} \quad (8)$$

Esta detección variable será comparada con un umbral. Si  $z_n$  es mayor que el umbral, la detección se declara. Un valor de umbral más grande reduce la probabilidad de falsa alarma, pero también aumenta la probabilidad de una "pérdida".

Otro tipo de detección variable es la relación entre el valor de potencia de pico y medio, es decir,

$$z_n' = \sum_{m=1}^M \frac{\max_{l=(n-1)L_{CPe}}^{nL_{CPe}-1} |\tilde{h}_m(l)|^2}{1/L_{CPe} \sum_{l=(n-1)L_{CPe}}^{nL_{CPe}-1} |\tilde{h}_m(l)|^2} \quad (8)$$

Este valor de detección puede ser utilizado cuando no hay ninguna región "sin canales" para estimar el suelo de ruido.

#### 10 Estimación de desfase de temporización

El desfase de temporización puede ser estimado de la siguiente manera. Primero, sobre la región del CP extendido ( $L_{CPe}$ ), una ventana rectangular de ancho  $L_{CP}$  desliza a través de esta ventana de CP extendido. La potencia de la señal estimada es calculada recursivamente como

$$x_n(i) = \sum_{m=1}^M \sum_{l=(n-1)L_{CPe}+i}^{(n-1)L_{CPe}+i+L_{CP}} |\tilde{h}_m(l)|^2, \text{ para } i = 0, 1, \dots, L_{CPe} - L_{CP} - 1 \quad (9)$$

15  $x_n(i)$  mostrará un escalón cuya anchura depende del número de valores de compensación de temporización "válidos". Idealmente, el borde derecho del escalón corresponde a la correcta estimación del desfase de temporización. No obstante, si la longitud del canal  $L$  es menor que la longitud del CP regular  $L_{CP}$ , entonces  $L_{CP}-L$  puntos de muestreo antes del punto de temporización correcto son todos elecciones "válidas" en el sentido de no provocar ninguna degradación de la SNR. Una manera conservadora de elegir el punto de temporización dentro del  
 20 escalón es elegir el punto medio entre el borde de pico y el recto del escalón (definido como el punto que  $x_n(i)$  cae primero por debajo de un cierto porcentaje (sea el 95%) del pico). En lugar de tratar de estimar el verdadero desfase de temporización y correr el riesgo de que ocurra una degradación de la SNR significativa incluso cuando la estimación sea sólo de una pocas derivaciones más tarde que la verdadera temporización, este planteamiento elige  
 25 un punto de compensación de avance de temporización conservador, que puede a menudo ser antes que el verdadero desfase de temporización, pero se garantiza que la degradación de la SNR será mínima.

#### Estimación del canal

El canal del usuario de detección de alcance puede también ser estimado razonablemente bien, si es necesario. Esta información puede ser útil para procesamiento de antena de bucle cerrado. Para mejorar la estimación del canal con bajas SINRs, es importante una selección de derivación o una estrategia de "eliminación del ruido". La  
 30 selección de derivación simplemente significa que las derivaciones del canal por debajo de algún umbral,  $\eta$ , son puestas a cero. Por ello, la selección de derivación mejora la estimación del canal para canales relativamente dispersos, intentando hacer coincidir el estimador del canal con el perfil del retardo de potencia instantáneo para cada usuario. Un umbral de  $\eta = 3$  dB más fuerte que la  $\sigma_m^2$  es un ejemplo de elecciones razonables.

Sea la estimación del canal del dominio del tiempo para un usuario de detección de alcance tras la selección del derivación denotada como  $\hat{h}_n(\ell)$  para  $0 \leq \ell \leq L_{CP}-1$ . Entonces la estimación del canal en el dominio de la frecuencia para esa sub-banda es la FFT de P puntos de  $\hat{h}_n(\ell)$ :

$$H_n(k) = \frac{1}{w(k - K/2)} \sum_{\ell=0}^{L-1} \hat{h}_n(\ell) e^{-j2\pi k \ell / P} \quad 0 \leq k \leq P-1 \quad (10)$$

5 En referencia a la FIG. 10, un diagrama de flujo muestra un método utilizado por una estación de base en un sistema de comunicación inalámbrico para facilitar un acceso al sistema de comunicación por parte de una estación de abonado, de acuerdo con algunas realizaciones de la presente invención. En la etapa 1005, se recibe una señal de acceso desde una estación de abonado durante un intervalo de acceso. En la etapa 1010, la señal de acceso es analizada para identificar al menos uno de un desfase cíclico de un conjunto definido de desfases cíclicos y una  
10 secuencia de acceso de un conjunto de secuencias de acceso. El método puede incluir, en la etapa 1015, procesar la señal de acceso para extraer información de sincronización de la estación de abonado. La información de sincronización de la estación de abonado puede incluir, pero no estar limitada a características tales como temporización, potencia, desfase de frecuencia y respuesta de impulso de canal.

15 Aunque la invención es un método para el acceso aleatorio y la sincronización de la temporización del enlace ascendente, es también aplicable con una modificación menor a los casos de la aplicación donde las transmisiones de enlace ascendente son asignadas y anticipadas por la BS, en lugar de ser elegidas al azar por la SS. Un ejemplo para tal caso es el uso del método descrito en esta memoria para realizar la función de una SS que reconoce la recepción correcta o incorrecta del mensaje enviado previamente desde la BS a la SS. En este caso, una detección de la secuencia asignada puede corresponder a alguna información, por ejemplo, el indicador de una recepción  
20 correcta.

Resultará evidente que las estaciones de base y de abonado descritas en esta memoria pueden estar comprendidas por uno o más procesadores convencionales e instrucciones de programa almacenadas que controlan el uno o más procesadores para implementar, junto con ciertos circuitos no procesadores, algunas, la mayoría o todas las funciones de las estaciones de base y de abonado descritas en esta memoria. Los circuitos no procesadores pueden  
25 incluir, pero no estar limitados a un receptor de radio, un transmisor de radio, activadores de señal, circuitos de reloj, circuitos de fuente de potencia y dispositivos de entrada de usuario. Así, estas funciones pueden ser interpretadas como etapas de un método para llevar a cabo el acceso a un sistema de comunicación. Alternativamente, algunas o todas las funciones podrían ser implementadas mediante una máquina de estado que no tiene instrucciones de programa almacenadas, en la cual cada función o algunas combinaciones de ciertas de las funciones son implementadas como lógica específica. Por supuesto, podría utilizarse una combinación de los dos planteamientos. Así, se han descrito en esta memoria métodos y medios para estas funciones.

30 En la especificación anterior, se ha descrito la invención y sus beneficios y ventajas con referencia a realizaciones específicas. No obstante, resulta evidente para una persona no experta en la materia que pueden realizarse varias modificaciones y cambios sin separarse del alcance de la presente invención tal como se explica en las reivindicaciones que se encuentran a continuación. De acuerdo con esto, la memoria y figuras deben ser consideradas en un sentido ilustrativo en lugar de restrictivo, y todas esas modificaciones pretenden estar incluidas dentro del alcance de la presente invención. Los beneficios, ventajas, soluciones a problemas y cualquier elemento o elementos que puede o pueden causar algún beneficio, ventaja o solución para que ocurra o sea más pronunciado no deben ser interpretados como características críticas, requeridas o esenciales o elementos de cualquiera o de  
40 todas las reivindicaciones.

Se comprende también que el uso de términos relacionales, si hay alguno, tal como primero y segundo, superior e inferior y otros pueden ser utilizados únicamente para distinguir una entidad o acción de otra entidad o acción sin requerir o implicar necesariamente alguna de tales relaciones u orden entre tales entidades o acciones.

45 Tal como se utilizan en esta memoria, los términos “comprende”, “que comprende”, o alguna otra variación de ellos pretenden cubrir una inclusión no exclusiva, tal que un proceso, método, artículo o aparato que comprende una lista de elementos, no incluye sólo esos elementos, sino que puede incluir otros elementos no expresamente listados o inherentes a tal proceso, método, artículo o aparato.

50 Un “conjunto” tal como se utiliza en esta memoria, significa un conjunto no vacío (es decir, para los conjuntos definidos en esta memoria, que comprenden al menos un miembro). El término “otro”, tal como se utiliza en esta memoria, se define como al menos un segundo o más. Los términos “que incluye” y/o “que tiene”, tal como se

utilizan en esta memoria, se definen como que comprende. El término "acoplado", tal como se utiliza en esta memoria con referencia a la tecnología electro-óptica, se define como "conectado, aunque no necesariamente de manera directa, y no necesariamente de manera mecánica.

- 5 El término "programa", tal como se utiliza en esta memoria, se define como una secuencia de instrucciones diseñadas para ejecución en un sistema de ordenador. Un "programa", o "programa de ordenador", puede incluir una subrutina, una función, un procedimiento, un método de objeto, una implementación de objeto, una aplicación ejecutable, un applet, un servlet, un código de fuente, un código de objeto, una librería compartida/librería de carga dinámica y/u otra secuencia de instrucciones diseñadas para su ejecución en un sistema de ordenador.

**REIVINDICACIONES**

1. Un método utilizado por una estación de abonado en un sistema de comunicación inalámbrico para acceder al sistema de comunicación, que comprende:

5 seleccionar (705) una secuencia de acceso de un conjunto de  $N_c$  secuencias de acceso que han sido identificadas por tener una baja media de relaciones de potencia de pico a media de las señales de acceso generadas por el conjunto de  $N_c$  secuencias de acceso y donde el conjunto de  $N_c$  secuencias de acceso ha sido generado por un conjunto correspondiente de secuencias de longitud  $K$ , donde  $K$  es una cantidad de sub-portadores identificados para transmitir una señal de acceso;

10 formar (714) una forma de onda de acceso para generar una señal de acceso utilizando la secuencia de acceso y añadiendo en el dominio del tiempo un prefijo cíclico a la señal de acceso;

desfasar en el tiempo cíclicamente la señal de acceso en el dominio del tiempo antes de adjuntar el prefijo cíclico mediante un valor de desfase que es uno de un conjunto de  $N_{sh}$  valores de desfase; y

15 transmitir (715) la forma de onda de acceso, donde el correspondiente conjunto de secuencias de longitud  $K$  se basa en un conjunto de  $(N_G-1)$  secuencias de Tipo de Interferencia Generalizada (GCL – Generalized Chirp Like, en inglés) que están definidas como:

$$s_u(k) = \exp\left\{-j2\pi u \frac{k(k+1)}{2N_G}\right\}, k = 0, \dots, N_G - 1$$

y  $u$  (“índice de clase”) = 1, ...,  $N_G - 1$

donde  $N_G$  es un número primo que es uno del siguiente número mayor que  $K$  que sea primo y el siguiente número menor que  $K$  que sea primo.

20 2. El método de acuerdo con la reivindicación 1, en el que la señal de acceso es generada llevando a cabo una Transformada de Fourier Rápida Inversa en una secuencia del dominio de la frecuencia formada a partir de la secuencia de acceso.

3. El método de acuerdo con la reivindicación 1, en el que la media baja de las relaciones de potencia de pico a media de todo el conjunto de  $N_c$  señales de acceso es menor de 6 dB.

25 4. El método de acuerdo con la reivindicación 1 donde la longitud del prefijo cíclico añadido a la señal de acceso en el dominio del tiempo se determina basándose en la máxima diferencia de temporización entre todas las posibles ubicaciones del abonado y la difusión del retardo en exceso del canal en el entorno de despliegue.

5. Una estación de abonado que comprende:

un procesador que está adaptado para

30 seleccionar una secuencia de acceso de un conjunto de  $N_c$  secuencias de acceso que han sido identificadas por tener una baja media de relaciones de potencia de pico a media de las señales de acceso generadas por el conjunto de  $N_c$  secuencias de acceso y donde el conjunto de  $N_c$  secuencias de acceso ha sido generado por un correspondiente conjunto de secuencias de longitud  $K$ , donde  $K$  es una cantidad de sub-portadores identificados para transmitir una señal de acceso;

35 formar la forma de onda de acceso generando una señal de acceso utilizando la secuencia de acceso y añadiendo en el dominio del tiempo un prefijo cíclico a la señal de acceso,

40 desfasar en el tiempo cíclicamente la señal de acceso en el dominio del tiempo antes de añadir el prefijo cíclico mediante un valor de desfase que es uno de un conjunto definido de  $N_{sh}$  valores de desfase; y

un transmisor que está adaptado para

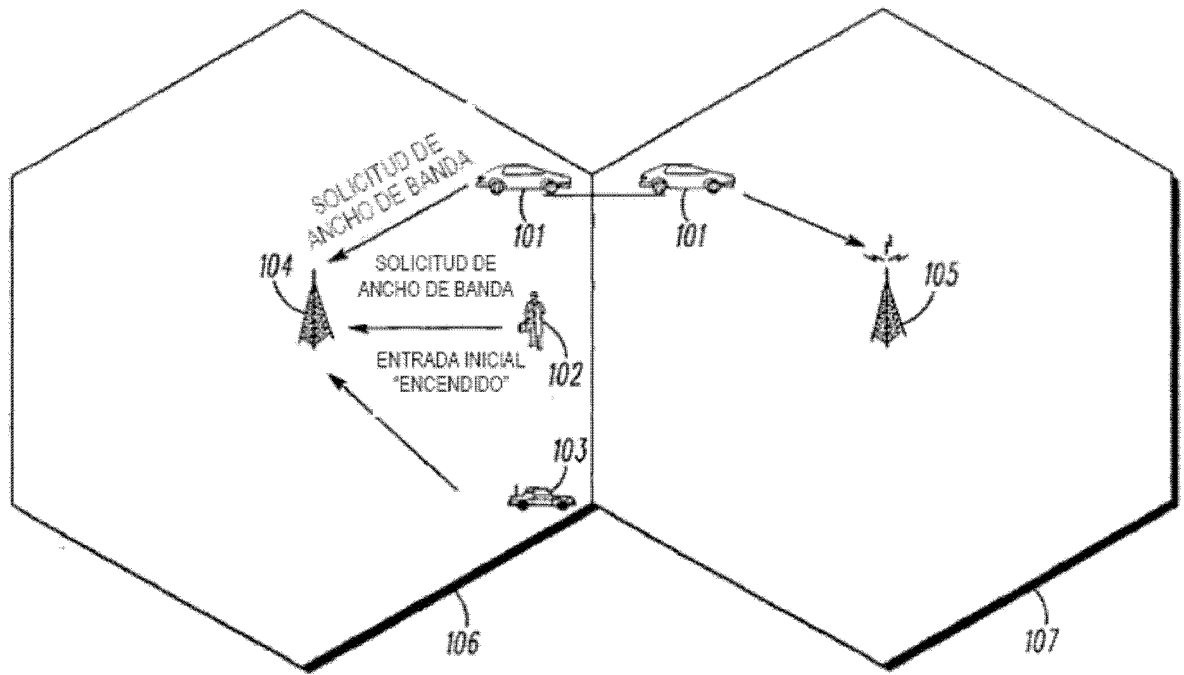
transmitir la forma de onda de acceso, donde el correspondiente conjunto de secuencias de longitud  $K$  se basa en un conjunto de  $(N_G-1)$  secuencias de Tipo de Interferencia Generalizada (GCL – Generalized Chirp Like, en inglés) que están definidas como:

$$s_u(k) = \exp\left\{-j2\pi u \frac{k(k+1)}{2N_G}\right\},$$

$k = 0, \dots, N_G - 1$  y  $u$  ("índice de clase") =  $1, \dots, N_G - 1$

donde  $N_G$  es un número primo que es uno del siguiente número mayor que  $K$  que sea primo y el siguiente número menor que  $K$  que sea primo.





**FIG. 1**

100

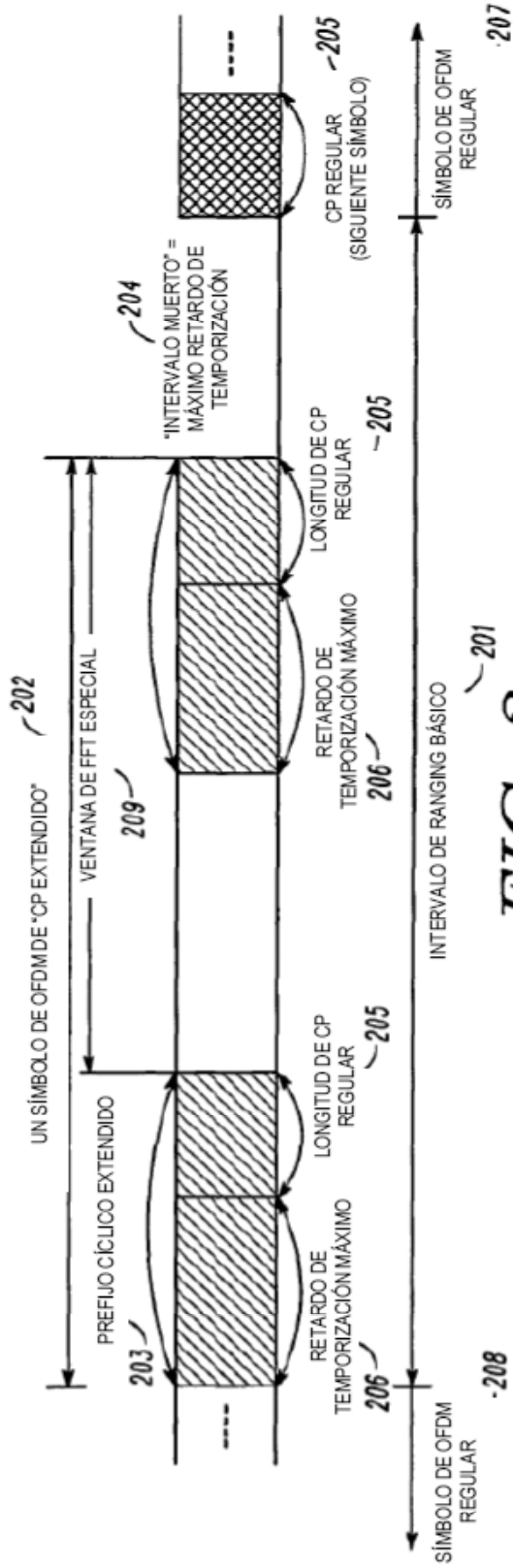


FIG. 2

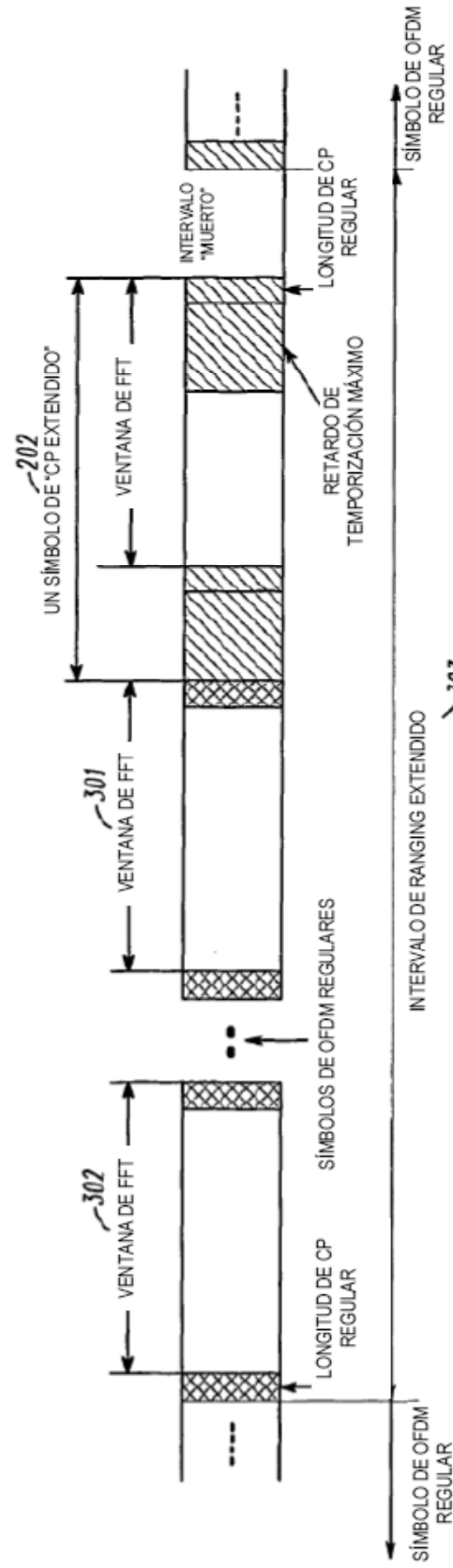
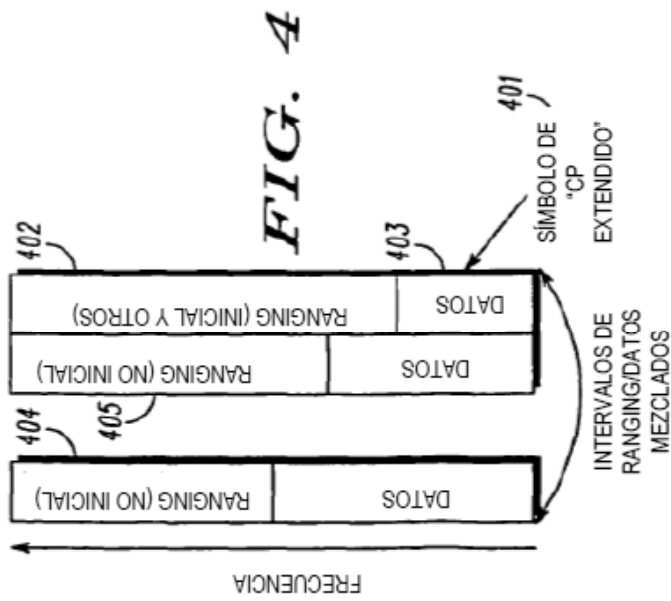
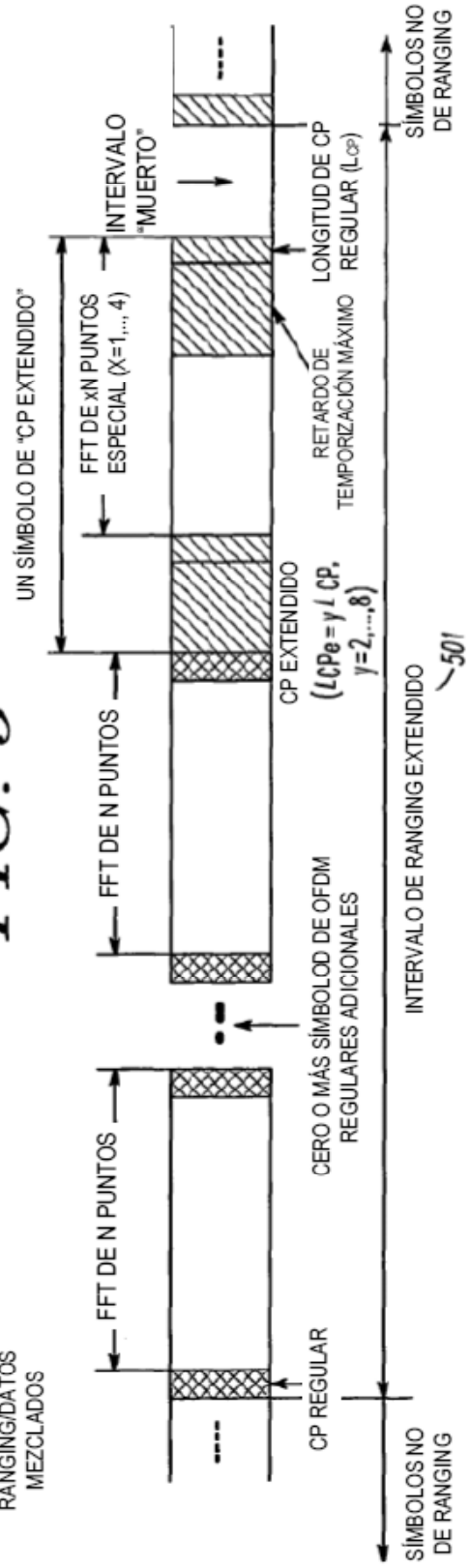


FIG. 3



**FIG. 5**



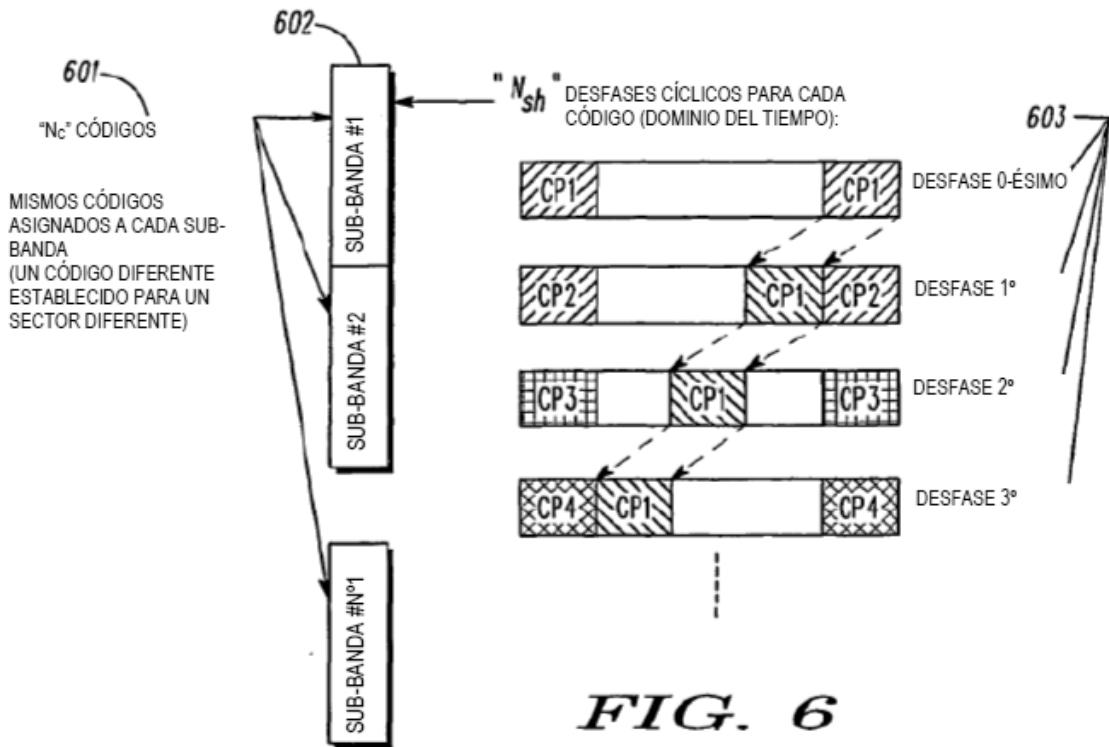
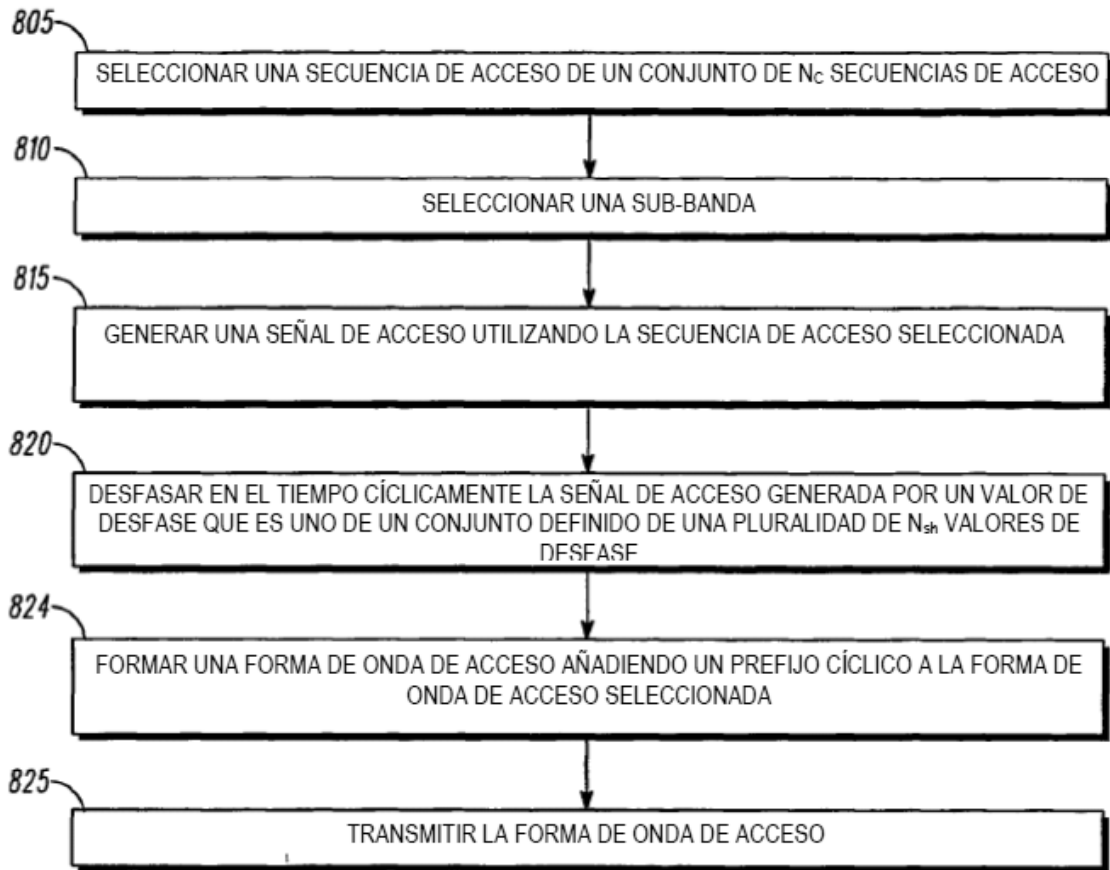


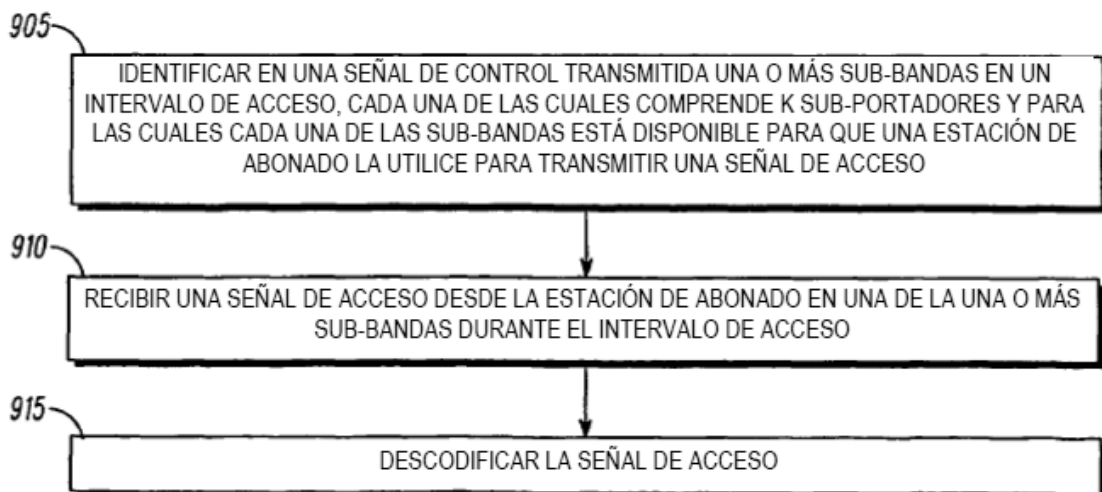
FIG. 6



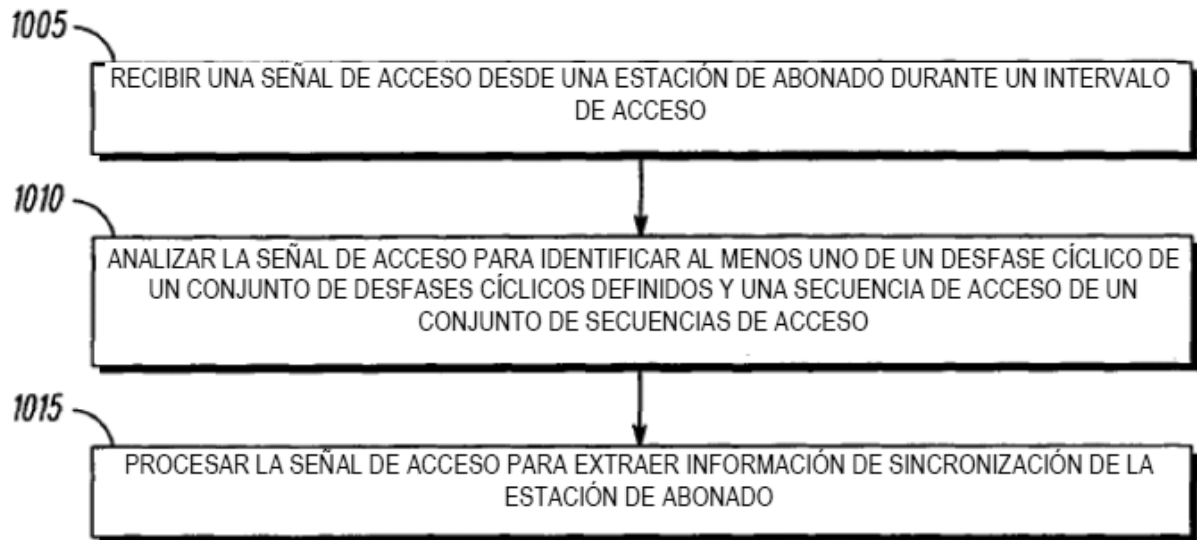
FIG. 7



**FIG. 8**



**FIG. 9**



**FIG. 10**