

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 428 388**

51 Int. Cl.:

**H04W 56/00** (2009.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **18.01.2006 E 06705498 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **03.07.2013 EP 1952549**

54 Título: **Método y sistema para sincronización en un sistema de comunicación**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**07.11.2013**

73 Titular/es:

**HUAWEI TECHNOLOGIES CO., LTD. (100.0%)  
Huawei Administration Building Bantian  
Longgang District, Shenzhen  
Guangdong 518129 , CN**

72 Inventor/es:

**POPOVIC, BRANISLAV y  
MAURITZ, OSKAR**

74 Agente/Representante:

**LEHMANN NOVO, María Isabel**

**ES 2 428 388 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 sistema para sincronización en un sistema de comunicación

## 5 CAMPO DE LA INVENCION

La presente invención se refiere al campo de los sistemas de radiocomunicaciones y en particular a un método para la sincronización de enlace ascendente de una estación base y de un terminal móvil en un sistema de comunicación celular multi-usuario.

10

## ANTECEDENTES DE LA INVENCION

En la mayoría de los sistemas de comunicaciones móviles actuales, existen exigencias específicas respecto a la sincronización de una estación base y de un terminal móvil con el fin de garantizar una transmisión de datos correcta. Formas de realización, a modo de ejemplo, de dichos sistemas son el denominado Acceso a Radio Terrestre Universal (UTRA) y UTRA Evolucionado.

15

En el acceso UTRA Evolucionado, el Acceso Múltiple por División de Frecuencias de Portadora Única (SC-FDMA) puede utilizarse como un sistema de acceso múltiple para la comunicación de enlace ascendente. El sistema de transmisión de SC-FDMA es el así denominado Transformada de Fourier Discreta-spread Multiplexación de Dominios por Frecuencias Ortogonales (DFT-spread OFDM) que puede considerarse como OFDM con precodificación. Mientras que OFDM, que genera una señal multiportadora, tiene una alta relación de valor máximo a medio (PAPR), la precodificación de DFT proporciona una señal de portadora única con más baja relación PAPR. La baja relación PAPR sirve para extender la cobertura y para reducir el consumo de energía en la batería en el móvil.

20

25

En DFT-spread OFDM, se utiliza un prefijo cíclico para conseguir la ecualización en el dominio de las frecuencias. Sin embargo, una exigencia para ecualización satisfactoria en DFT-spread OFDM, así como en OFDM, es que las señales transmitidas desde todos los terminales móviles en la célula estén sincronizadas de tal manera que la dispersión de retardo de la señal junto con la dispersión a la hora de llegada sea menor que la duración del prefijo cíclico. Por lo tanto, se requiere que cada terminal móvil transmisor esté sincronizado dentro de una fracción de la duración del prefijo cíclico antes de que pueda transmitir datos.

30

En el acceso UTRA Evolucionado, se realiza la sincronización tanto en enlace ascendente como en enlace descendente. En una etapa de la sincronización, *sincronización de enlace descendente*, el terminal móvil sincroniza (o bloquea) a la frecuencia portadora y la temporización de tramas de la estación base. Esta sincronización, sin embargo, no es suficiente para garantizar que la estación base pueda recibir adecuadamente las señales desde el terminal móvil, puesto que los terminales móviles pueden estar situados a diversas distancias en relación con la estación base. En consecuencia, se necesita una sincronización adicional, *sincronización de enlace ascendente*, puesto que la distancia entre una estación base y un terminal móvil y por lo tanto, el tiempo de 'ida y vuelta', no suele ser conocido.

35

40

En el acceso UTRA Evolucionado, un canal de acceso aleatorio (RACH) soporta la sincronización de enlace ascendente de los terminales móviles. El canal RACH en el acceso UTRA Evolucionado está basado en la contención, esto es, cualquier terminal móvil, dentro de la célula, puede transmitir el recurso asignado al canal RACH. En consecuencia, varios terminales móviles pueden intentar transmitir simultáneamente señales de sincronización y con el fin de reducir el riesgo de que la estación base deje de distinguir señales desde diferentes terminales móviles, se proporciona un conjunto de secuencias de firmas, en donde cada terminal móvil selecciona, de forma aleatoria, una secuencia de firmas.

45

En los accesos UTRA y UTRA Evolucionado, una secuencia pseudo-aleatoria binaria, generada por un registro de desplazamiento, se modula por secuencias de Hadamard de 16 bits para proporcionar estas secuencias de firmas. Aún cuando estas secuencias de firmas, en numerosas instancias operativas, proporcionen buenas propiedades de correlación, existe todavía una necesidad de capacidades de detección mejoradas para detectar una firma específica en presencia de otra firma simultánea, en particular a bajos valores de SIR.

50

La solicitud de patente WO 00/54424 A da a conocer la utilización de una o más secuencias complementarias, p.e., pares de secuencias de Golay, para proporcionar una sincronización exacta y eficiente entre radiotransceptores. Una propiedad fundamental de un par complementario de secuencias es que la suma de sus funciones de autocorrelación aperiódicas es igual a cero para todos los desplazamientos de tiempo no nulos.

55

La solicitud de patente US 2004/066802 A1 da a conocer un sistema y método de transceptores en un sistema de comunicación OFDM que permite la adquisición de sincronización de símbolos exacta y mejora el rendimiento para el desplazamiento de frecuencia y la estimación de canales. El método utiliza un símbolo OFDM que tiene un intervalo de guarda que incluye una secuencia de Palabra Única (UW). La secuencia de Palabra Única insertada en un intervalo de guarda de un símbolo OFDM puede emplear una fila de datos pilotos que tiene una característica de Auto-Correlación de Amplitud Cero Constante (CAZAC). La fila de datos de CAZAC, utilizada como una fila de datos pilotos, tiene una excelente característica de autocorrelación y una característica de correlación cruzada de casi '0'.

60

65

## SUMARIO DE LA INVENCION

Es un objetivo de la presente invención dar a conocer un método y un sistema para la sincronización de enlace ascendente en un sistema de comunicación celular multi-usuario, que tiene capacidades mejoradas para detectar una  
5  
signatura única en presencia de varias otras firmas simultáneas, en particular a bajos valores de SIR, en comparación con la técnica anterior conocida.

En conformidad con la presente invención, se da a conocer un método para la sincronización de enlace ascendente de  
10  
un primer transceptor y de un segundo transceptor en un sistema de comunicación celular multi-usuario, en donde los recursos de comunicación están divididos en canales de comunicación. El método comprende las etapas de:

la recepción, por el primer transceptor, de una señal que comprende una primera secuencia de firma transmitida desde el segundo transceptor, en donde dicha primera secuencia de firma se selecciona a partir de un primer  
15  
conjunto de secuencias de firmas, siendo la primera secuencia de firma, al menos en parte, una secuencia a partir de un conjunto de secuencias de zonas de correlación cero y

en el primer transceptor, la correlación de la señal recibida con al menos una secuencia de firma a partir de un segundo conjunto de secuencias de firmas para la estimación de la hora de llegada de dicha primera secuencia de  
20  
firma para sincronizar la transmisión entre el segundo transceptor y el primer transceptor.

Lo que antecede tiene la ventaja de que, aparte de mantener características favorables de las secuencias de firmas de la técnica anterior, tales como las buenas propiedades de auto-correlación para permitir la estimación de temporización exacta, se consiguen buenas propiedades de correlación cruzada para permitir la estimación de temporización exacta de diferentes secuencias de firmas simultáneas y parcialmente sincronizadas y una pequeña  
25  
relación de potencia máxima a potencia media – una correlación cruzada de cero o prácticamente cero para la secuencia de firmas síncronas y simultáneas, lo que mejora, en gran medida, la probabilidad de detección de una secuencia de firmas particular, puesto que las secuencias son fáciles de distinguirse entre sí. Las capacidades de detección mejoradas tienen la ventaja adicional de que en situaciones con más de una secuencia de firmas simultáneamente transmitidas, tiene que ocurrir menos retransmisiones debido a la falta de detecciones y, en consecuencia, los recursos del sistema se utilizan con más eficacia. Asimismo, se hace cada vez más importante obtener un acceso rápido a la red y ser capaces de transmitir, con rapidez, datos utilizando alta potencia. Las capacidades de detección mejoradas permiten una detección más rápida de un terminal móvil específico que desea transmitir datos, lo que facilita también la interoperabilidad con el protocolo de IP.

El uso de secuencias de firmas según la presente invención, además de tener las ventajas de que aún cuando el nivel de la señal de una secuencia de firmas sea fuerte mientras que el nivel de la señal de una secuencia de firmas prácticamente simultánea es considerablemente más débil, p.e., debido a la distancia, efecto de sombra operativa o (quizás más probablemente) un desvanecimiento rápido, la probabilidad de una detección correcta es bastante mejorada.  
35  
40

La zona de correlación cero de dicha primera secuencia de firmas puede ser de una longitud tal que corresponda prácticamente al retardo previsto máximo de una transmisión desde el segundo transceptor al primer transceptor. Además, la señal recibida puede estar en correlación con al menos una secuencia de firmas para un número predeterminado de retardos de la señal, p.e., que corresponde al retardo previsto máximo. El retardo puede determinarse  
45  
utilizando la magnitud de la célula. Esto tiene la ventaja de que puede obtenerse una longitud deseada de la zona de correlación cero, en donde el número de secuencias de firmas puede variarse para proporcionar la longitud de zona de correlación cero requerida. Cuantas más secuencias existan, tanto más corta será la zona de correlación cero.

Un conjunto de filtros adaptados puede utilizarse en el primer transceptor para establecer la correlación de la señal recibida con al menos una secuencia de firmas o cada secuencia de firmas en un grupo de secuencias de firmas para un número predeterminado de retardos de las señales, en donde se detecta una salida máxima desde cada filtro adaptado y después de que se utilice la salida máxima detectada desde cada filtro para la estimación de la hora de llegada para sincronizar la transmisión desde el segundo transceptor. Lo que antecede tiene la ventaja de que la correlación puede realizarse de una manera simple.  
50  
55

Las secuencias de firmas pueden tomarse a partir de un conjunto de secuencias generalizadas de Chirp-Like obtenidas modulando una secuencia de Zadoff-Chu con un conjunto ortogonal de secuencias complejas.

A modo de ejemplo, el conjunto ortogonal de secuencias moduladoras es un conjunto de filas y/o columnas de una matriz de Transformada de Fourier discreta o un conjunto de filas y/o columnas en una matriz de Hadamard. Esto tiene la ventaja de que las secuencias de firmas pueden realizarse de una manera simple.  
60

## BREVE DESCRIPCION DE LOS DIBUJOS

La Figura 1 representa una estructura básica de transmisor de DFT-spread OFDM para transmisión de datos sincronizada;  
65

La Figura 2 representa los valores absolutos de las funciones de autocorrelación y de correlación cruzada de secuencias de firmas, a modo de ejemplo, según la presente invención;

La Figura 3 muestra una parte del gráfico en la Figura 2 con más detalle;

La Figura 4 muestra la probabilidad de falta de detección para una secuencia transmitida según la presente invención y

La Figura 5 muestra la probabilidad de falta de detección de una secuencia transmitida en presencia de una o más otras secuencias transmitidas según la presente invención.

#### DESCRIPCIÓN DETALLADA DE FORMAS DE REALIZACIÓN A MODO DE EJEMPLO

La presente invención se describirá ahora, con más detalle, en relación con un sistema de comunicación que emplea DFT-spread OFDM.

En la Figura 1 se representa una estructura de transmisor básica para DFT-spread OFDM. Bloques de  $M$  símbolos modulados complejos  $x_n, n=0,1,\dots,M-1$  se transforman por una DFT que da lugar a  $M$  coeficientes  $X_k$ :

$$X_k = \sum_{n=0}^{M-1} x_n e^{-j2\pi \frac{nk}{M}}, \quad k = 0,1,\dots,M-1. \quad (1)$$

La salida desde la DFT es objeto de mapeado en subportadoras equidistantes  $l_k = l_0 + kL$ , en donde  $l_0$  es un desplazamiento de frecuencia y  $L$  es un número entero mayor que o igual a 1. Todas las demás entradas para la Transformada de Fourier discreta inversa (IDFT) de  $N$  puntos se establecen a cero.

La salida de la IDFT,  $y_n$ , se proporciona mediante

$$y_n = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X_k e^{j2\pi \frac{nl_k}{N}}, \quad n = 0,1,\dots,N-1 \quad (2)$$

Por último, para evitar la interferencia intersímbolos (ISI) y la interferencia intercanales (ICI), se inserta un prefijo cíclico, es decir, una copia de la última parte de cada símbolo OFDM se inserta antes del principio del mismo símbolo. Una ventana temporal puede aplicarse después del prefijo cíclico para reducir las emisiones fuera de banda.

El prefijo cíclico permite la ecualización en el dominio de las frecuencias. Sin embargo, una exigencia para la ecualización satisfactoria en DFT-spread OFDM, así como en OFDM, es la sincronización de las señales transmitidas desde todos los terminales móviles en una célula, de modo que la dispersión de retardos de la señal junto con la dispersión en la hora de llegada sea menor que la duración del prefijo cíclico. Por lo tanto, se requiere que el terminal móvil esté sincronizado para estar dentro de una fracción de la duración del prefijo cíclico antes de que pueda transmitir datos.

Según se indicó anteriormente, en una primera etapa de sincronización, en un sistema DFT-spread OFDM, el terminal móvil utiliza la frecuencia portadora y la temporización de tramas de la estación base para realizar la sincronización. Aunque esta etapa de sincronización garantiza que el móvil sincronizado de enlace descendente pueda recibir las señales desde la estación base, se necesita una sincronización adicional para compensar la distancia, generalmente desconocida, entre el terminal móvil y la estación base con el fin de garantizar que la estación base pueda recibir adecuadamente las señales desde el terminal móvil. Un terminal móvil alejado de la estación base recibirá señales de enlace descendente con un mayor retardo que un terminal móvil próximo a la estación base y las señales transmitidas, en el enlace ascendente, tardarán más tiempo en propagarse a la estación base para este terminal móvil, en comparación con las señales desde un terminal móvil más próximo a la estación base. Una vez que la estación base haya estimado el tiempo que tardará una señal transmitida desde el terminal móvil para alcanzar la estación base, la estación base puede transmitir una orden al terminal móvil para ajustar su temporización de transmisión, de modo que las transmisiones desde varios terminales móviles lleguen a la estación base en instantes operativos deseados.

Un aspecto importante de la segunda etapa de sincronización es que los terminales móviles hayan sincronizado ya la recepción de la señal de enlace descendente y que todas las variaciones en la hora de llegada, en la estación base de las señales transmitidas desde los terminales móviles, sean debidas a los diferentes tiempos de 'ida y vuelta'. Puesto que la magnitud de la célula es conocida, la gama de horas de llegada se conoce a priori en la estación base.

En el acceso UTRA Evolucionado, el canal de acceso aleatorio (RACH), en el enlace ascendente, soporta la sincronización de enlace ascendente de terminales móviles. Es objeto de mapeado en algunos recursos a su debido tiempo (ranuras de acceso) y frecuencia. En cada ranura de acceso, debería existir un intervalo de guarda, de modo que todas las señales transmitidas lleguen dentro del tiempo asignado y no interfieran con las transmisiones de datos sin importar el donde el terminal móvil transmisor esté situado en la célula. Puesto que el canal RACH en el acceso UTRA

5 Evolucionado está basado en la contención, esto es, cualquier terminal móvil dentro de la célula puede transmitir el recurso de tiempo-frecuencia, asignado al canal RACH, más de un terminal móvil puede intentar simultáneamente, o casi simultáneamente, transmitir señales de sincronización. Con el fin de reducir el riesgo de que la estación base deje de distinguir las señales procedentes de los diferentes terminales móviles, se utiliza un conjunto de secuencias de  
10 5 signaturas, en donde cada terminal móvil, normalmente en una forma aleatoria, selecciona una secuencia de signaturas de entre el conjunto de secuencias de signaturas.

10 Puesto que la detección satisfactoria de la secuencia de signaturas es necesaria para que el terminal móvil acceda a la red, es importante que la secuencia de signaturas transmitida requiera el respaldo de un amplificador de baja potencia para permitir una potencia de transmisión media alta y por lo tanto, una buena cobertura.

Las secuencias de signaturas en enlace ascendente deben tener las propiedades siguientes:

15 Buenas propiedades de auto-correlación para permitir la estimación de temporización exacta,

20 buenas propiedades de correlación cruzada para permitir la estimación de temporización exacta de diferentes secuencias de signaturas simultáneas y parcialmente sincronizadas (esto es, sincronizadas en enlace descendente), en donde la diferencia de fase está limitada por el tiempo máximo de 'ida y vuelta' en la célula,

una correlación cruzada cero para las secuencias de signaturas síncronas y simultáneas y

una pequeña relación de potencia máxima a media.

25 Estas propiedades se satisfacen, en gran medida mediante las signaturas de canales RACH en acceso UTRA actualmente utilizadas y al menos parte de ellas constituyen también la recomendación actual para el acceso UTRA Evolucionado. En el acceso UTRA, una secuencia pseudo-auditoria binaria, generada por un registro de desplazamiento, se modula por las secuencias de Hadamard de 16 bits para generar las secuencias de signaturas. Además, se aplica una rotación de la constelación de señales para reducir la relación PAPR de la señal.

30 La modulación que utiliza secuencias de Hadamard permite una reducción de la complejidad en el receptor: para cada retardo, la señal recibida se multiplica, al nivel de elementos, con la conjugada compleja de la secuencia de cifrado *scrambling* pseudo-aleatoria. Cada 16ª muestra se suma para obtener un vector de 16 elementos. Por último, las secuencias de Hadamard se ponen en correlación con el vector recibido para obtener salidas de correlación de la  
35 secuencia de signaturas.

Sin embargo, algunas de las propiedades de estas secuencias de signaturas conocidas, tales como la correlación cruzada mutua, esto es, la probabilidad de detección de una signatura única en presencia de una o más otras signaturas simultáneas podría ser mejor, en particular a bajos valores de SIR.

40 En conformidad con la presente invención, se resuelve el problema anteriormente descrito utilizando secuencias de zonas de correlación cero, es decir, un terminal móvil sincronizado en enlace descendente transmite una señal, que es una secuencia de signaturas desde un conjunto de secuencias de zonas de correlación cero.

45 Un conjunto de  $M$  secuencias  $\{d_x(k)\}$ ,  $x=0,1,\dots,M-1$ ,  $k=0,1,\dots,N-1$  de longitud  $N$  se dice que es un conjunto de secuencias de zonas de correlación cero si todas las secuencias, en el conjunto, satisfacen las propiedades de auto-correlación y de correlación cruzada siguientes:

50 La función de autocorrelación periódica  $\sum_{k=0}^{N-1} d_x(k)d_x^*((k+p) \bmod N)$  es cero para todos los valores de  $P$  tal que  $0 < |p| \leq T$  y la función de correlación cruzada periódica  $\sum_{k=0}^{N-1} d_x(k)d_y^*((k+p) \bmod N)$  es cero para todos los valores de  $P$  de modo que  $|p| \leq T$  (incluyendo  $P=0$ ).  $T$  es la longitud de la zona de correlación cero.

En una forma de realización, a modo de ejemplo, de la invención, el conjunto de secuencias de zonas de *correlación cero* se construye utilizando las secuencias de Chirp-Like Generalizadas (GCL). Una secuencia GCL  $\{c(k)\}$  se define como:

$$c(k) = a(k)b(k \bmod m), \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (3)$$

55 en donde  $N=sm^2$ ,  $s$  y  $m$  son números enteros positivos,  $\{b(k)\}$  es cualquier secuencia de  $m$  números complejos de magnitud unidad y  $\{a(k)\}$  es la secuencia de Zadoff-Chu

$$a(k) = \begin{cases} W_N^{k^2/2+qk} & , N \text{ even} \\ W_N^{k(k+1)/2+qk} & , N \text{ odd} \end{cases}, k=0, 1, \dots, N-1, q \text{ es cualquier número entero,} \quad (4)$$

en donde  $W_N = \exp(-j2\pi r/N)$  y  $r$  es relativamente primo para  $N$  (esto es, el mayor divisor común de  $r$  y  $N$  es igual a 1).

5 Cualquier secuencia de GCL tiene una función de correlación periódica ideal, esto es, es una secuencia de Autocorrelación Cero de Amplitud Constante (CAZAC).

Si las dos secuencias de GCL  $c_x(k)$  y  $c_y(k)$  se definen utilizando la misma secuencia de Zadoff-Chu  $\{a(k)\}$  pero diferentes secuencias de modulación arbitrarias  $\{b_x(k)\}$  y  $\{b_y(k)\}$ , puede demostrarse (en una manera similar a la que se da a conocer en B.M. Popovic, "Nuevos códigos de bloques de espacio-tiempo complejos para la diversidad de transmisión eficiente", IEEE 6th Int., Symp, en Spread-Spectrum Tech. & Appl (ISSSTA 2000), NJ, ESTADOS UNIDOS, páginas 132-136, septiembre 2000) que la correlación cruzada periódica es cero para todos los desplazamientos de tiempo  $p$  en las zonas de retardo.

$$15 \quad 0 < |p| < sm, sm < |p| < 2sm, \dots, (m-1)sm, < |p| < sm^2.$$

Por ello, si las dos secuencias de modulación anteriores son ortogonales, las secuencias de GCL resultantes no serán ortogonales, sino que tendrán también una zona de correlación cero de longitud  $sm-1$ .

20 Sobre la base de esta propiedad, el conjunto de  $m$  secuencias de zona de correlación cero puede definirse como el conjunto de secuencias de GCL obtenidas modulando una secuencia de Zadoff-Chu común  $\{a(k)\}$  con  $m$  diferentes secuencias de modulación ortogonales  $\{b_i(k)\}$ ,  $i=0,1,2,\dots, m-1$ ,  $k=0,1,2,\dots, m-1$ . La correlación cruzada periódica entre cualesquiera dos secuencias, del conjunto, serán cero para todos los retardos entre  $-sm$  y  $+sm$ .

25 Las secuencias desde el conjunto de secuencias de zonas de correlación cero se utilizan como las firmas de sincronización. Aunque los filtros adaptados para dichas firmas calculen realmente las correlaciones cruzadas aperiódicas, está previsto que las propiedades de correlación cruzada periódicas ideales, en la ventana de búsqueda, serán preservadas en mayor medida. El motivo es que para los retardos en la ventana de búsqueda que sean muchos más pequeños que la longitud de la secuencia, las sumas para los valores de correlación cruzada, aperiódica y periódica, solamente difieren en un pequeño número de términos. Esta expectativa se confirma por las evaluaciones numéricas, tal como se indicará más adelante.

30 Para las secuencias de GCL serían posibles elecciones para la selección de secuencias de modulación ortogonales, a modo de ejemplo, uno u otro de los conjuntos de secuencias de Hadamard o secuencias de Transformada de Fourier Discreta (DFT). El conjunto de secuencias DFT se define como

$$35 \quad b_i(k) = W_m^{ik}, \quad i, k = 0, 1, \dots, m-1, \quad (5)$$

40 mientras que el conjunto de secuencias de Hadamard se define como las filas (o columnas o posiblemente las filas y columnas a la vez) en una matriz de Hadamard  $m \times m$  definida como sigue: una matriz de Hadamard  $H_m$  de orden  $m$  consiste solamente en 1s y -1s y tiene la propiedad  $H_m H_m^T = mI$ , en donde  $I$  es la matriz de identidad y el exponente  $T$  indica una transposición. Por lo tanto, las secuencias de Hadamard son ortogonales, para  $m=2^n$ , en donde  $n$  es un número entero positivo, las secuencias de Hadamard pueden definirse como

$$45 \quad b_i(k) = (-1)^{\sum_{l=0}^{m-1} i_l \cdot k_l}, \quad i, k = 0, 1, \dots, m-1, \quad (6)$$

en donde  $i_l, k_l$ , son los bits de las representaciones binarias de  $m$  bits de longitud de números enteros  $i$  y  $k$ .

50 Los números reales  $m$  y  $N$  pueden seleccionarse para adaptarse a los requisitos del acceso UTRA Evolucionado. Para una longitud dada de la secuencia, existe entonces una solución de compromiso entre la longitud de la zona de correlación cero y el número de firmas que pueden proporcionarse.

A modo de ejemplo, para un ancho de banda de 1.25 MHz en el acceso UTRA Evolucionado, un tiempo, a modo de ejemplo, disponible para la transmisión de secuencias de firmas es 500  $\mu s$  y con un tiempo de guarda aproximado de 110  $\mu s$ , la duración de la secuencia es 390  $\mu s$ . Suponiendo una tasa de muestro de, p.e., 1.024 MHz, se deduce que la longitud de las secuencias es  $N = 400 = sm^2$ .

La magnitud de la célula suele ser conocida y por ello, la diferencia de tiempo máxima entre señales desde dos terminales móviles en la célula (es decir, la suma de los tiempos de propagación adicionales a y desde un terminal móvil

en relación con el otro). En una forma de realización preferida, la longitud de zona de correlación cero se adapta a esta diferencia de tiempo, es decir, para obtener una baja correlación para todas las posibles diferencias de tiempos hasta la máxima diferencia posible. Si, a modo de ejemplo, la magnitud de la célula es 14 km, el tiempo de desplazamiento máximo para una señal corresponde a 96 símbolos con los supuestos anteriores. La baja correlación cruzada en este margen de retardos será, en conformidad con lo que antecede, garantizada si  $sm=100$ , por lo que se deduce que  $m=4$  y  $s=25$  (un mayor valor de  $m$  daría lugar a una más corta, y por lo tanto, insatisfactoria, longitud de la zona de correlación cero. Para mayor simplicidad, se supone  $q=0$  en la ecuación (4). Ha de entenderse, sin embargo, que se pueden utilizar otros valores de  $q$ . Un valor de  $q$  no cero dará lugar a un desplazamiento en la secuencia. Por ello, existen 4 secuencias de firmas diferentes de longitud 400.

En la Figura 2 se representan los valores absolutos de las funciones de auto-correlación y correlación de las secuencias con la señal recibida.

$$R_{xy}(p) = \sum_{k=0}^{N-1-p} c_x(k)c_y^*(k+p)$$

La amplitud de la función de correlación aperiódica  $R_{xy}(p)$ , en donde  $p$  es el retardo y "\*" indica la conjugada compleja, se representa en la Figura 2 para la secuencia de GCL de DFT modulada, con  $N=400$  ( $s=25$  y  $m=4$ ) y  $r=1$ .

Un conjunto de secuencias de GCL moduladas en Hadamard tiene funciones de auto-correlación y de correlación cruzadas similares a las representadas en la Figura 2. Los valores máximos de las funciones de correlación cruzada están situados cerca de múltiplos de  $sm=100$ . Los valores máximos presentan un determinado ensanchamiento, esto es, los valores de correlación próximos a múltiplos de  $sm$  tienen valores no cero considerables, que no están presentes para la funciones de correlación cruzada periódica. Sin embargo, para los parámetros dados, las funciones de correlación cruzada no exceden de 20 para retardos menores que 96. En consecuencia, para una célula de tamaño de 14 km, solamente la parte del trazado para  $p=96$  es de interés y en este intervalo, el resultado de la correlación no es ambiguo. La parte del trazado en la Figura 2, que muestra retardos desde 0 a 100, se representa con más detalle en la Figura 3.

La sincronización se realiza por la estación base utilizando un conjunto de filtros adaptados para establecer la correlación de la señal recibida con la secuencia de firmas en el conjunto de secuencias de firmas para todos los retardos dentro de la ventana de búsqueda y detectando una salida máxima desde cada filtro adaptado. Se utiliza un umbral para reducir la probabilidad de detección falsa, esto es, el umbral se establece a un valor tal que cuando la señal recibida solamente consiste en ruido da lugar a una detección con una cierta probabilidad, p.e., 0.0001.

La salida máxima detectada desde cada filtro se utiliza luego para la estimación de la hora de llegada, esto es, el retardo, para sincronizar la transmisión desde el terminal móvil.

La señal de comparación en la estación base puede ser no periódica, esto es, consistir en solamente un periodo. Como alternativa, esta señal puede ser periódica o estar constituida por un periodo más una parte de un periodo en uno o ambos lados. Si se utiliza una señal periódica, el umbral debe aumentarse puesto que aumenta también la probabilidad de una detección errónea. Por otro lado, se aumenta la solidez cuando más de una secuencia de firmas está presente. Además, por supuesto, es también posible extender la secuencia de firmas transmitida por el terminal móvil en una parte de un periodo a uno u otro o ambos lados de la secuencia. La longitud de las partes adicionales puede determinarse por el tiempo disponible para transmitir la secuencia de firmas.

En una forma de realización de la presente invención, todas las células en un sistema están provistas del mismo número de secuencias de firmas, preferentemente este número se selecciona basándose en la mayor célula en el sistema. Como es evidente, sin embargo, las secuencias de firmas específicas pueden variar desde una célula a otra. Esta circunstancia tiene la ventaja de que cuando un terminal móvil está presente en la separación entre dos células, puede determinarse qué célula intenta la conexión. Si células próximas tienen el mismo conjunto de secuencias de firmas, dos o más estaciones de base pueden intentar responder a la llamada procedente del terminal móvil. Por otro lado, puede determinarse qué estación base es la que proporciona la mejor calidad de la señal y por lo tanto, qué estación base es la que debe responder. Como también es evidente a partir de lo que antecede, sin embargo, es también posible tener diferentes conjuntos de secuencias de firmas en diferentes células. Los diversos conjuntos de secuencias de firmas pueden obtenerse fácilmente variando el valor de  $r$ . Qué valor de  $r$  utilizar puede transmitirse al terminal móvil, lo que puede proporcionar el conjunto de secuencias de firmas en función de las ecuaciones anteriores. Además, si la magnitud de la célula es más pequeña, el número de secuencias de firmas puede aumentarse con la longitud de secuencia mantenida. Si, a modo de ejemplo, el tamaño de la célula es 7 km, el número de etapas de retardos que se necesita es solamente la mitad de la necesaria en la forma de realización, a modo de ejemplo, anterior. En consecuencia,  $m$  puede establecerse en 7 y  $s$  en 8. Esto dará lugar a una secuencia de firmas de longitud 392 y 7 secuencias de firmas que cumplen los requisitos del tamaño de la célula, esto es, durante  $sm-1 = 55$  etapas. En esta forma de realización, a modo de ejemplo, el tiempo de guarda anterior se ha mantenido. Sin embargo, es también posible reducir el tiempo de guarda en células más pequeñas y de este modo permitir secuencias de firmas más largas y asimismo, también un número mayor de secuencias.

Los rendimientos de la detección de estas secuencias de firmas propuestas, o preámbulos, se ha evaluado mediante simulaciones al nivel de enlace. El preámbulo de WCDMA RACH truncado se ha utilizado como una referencia con las secuencias de modulación Hadamard que son de 4 bits de longitud, en lugar de secuencias de 16 bits de longitud, para mantener el mismo número de secuencias de firmas como para las secuencias propuestas. El número de antena de recepción es dos y las correlaciones de las dos antenas en el mismo retardo, se combinan de forma no coherente, esto es, los valores absolutos del filtro adaptado en cuadratura desde las dos antenas, en el mismo retardo, son añadidos. El número de pruebas es 100000.

Se han simulado dos escenarios operativos. En ambos escenarios operativos, el detector establece la correlación de la señal recibida con todas las posibles secuencias de firmas en la ventana de búsqueda. Se establece un umbral para proporcionar una probabilidad de alarma falsa de 0.0001 para una secuencia de firmas en un retardo único. La falta de detección se declara si no se detecta la secuencia de firmas transmitida.

En el primer escenario operativo, solamente se transmite un preámbulo en un recurso de tiempo-frecuencia para el canal RACH. El retardo se distribuye de forma aleatoria dentro de la ventana de búsqueda, esto es, en esta forma de realización, a modo de ejemplo, variando desde 0 a 96 muestras, en correspondencia con los móviles aleatoriamente distribuidos en la célula.

En el segundo escenario operativo, dos o más secuencias de firmas diferentes, procedentes del mismo conjunto, se transmiten en el mismo recurso de tiempo-frecuencia. La relación SNR de la firma S1 es fija (SNR = -15 dB) y las otras firmas interferentes se transmiten con varios desplazamientos de potencia para la firma 1. Sin embargo, todas las firmas interferentes se transmiten con la misma potencia. Todas las firmas se transmiten con retardos aleatorios independientes dentro de la ventana de búsqueda. La probabilidad de falta de detección de la señal más débil, la firma S1, se registra. La relación SIR es la relación de la potencia de firma S1 a la potencia de cualquiera de las firmas interferentes.

Los resultados de la simulación se muestran para los escenarios operativos 1 y 2 en las Figuras 4 y 5, respectivamente. En la Figura 4 se representa la probabilidad de falta de detección para una secuencia transmitida y en la Figura 5 se representa la probabilidad de falta de detección de una secuencia transmitida en presencia de otra secuencia transmitida. De la Figura 4 se deduce que no existe ninguna diferencia en la probabilidad de la falta de detección en el caso sin una secuencia interferente en comparación con la técnica anterior. Por ello, en esta situación, las secuencias de firmas, según la presente invención, se realizan así como las secuencias de la técnica anterior.

Con respecto al segundo escenario operativo, sin embargo, con dos o más secuencias transmitidas simultáneamente o casi simultáneamente, los resultados representados en la Figura 5 demuestran claramente un rendimiento de la detección bastante mejorado en la presencia de una o varias secuencias interferentes para el conjunto de secuencias según la presente invención. Para el conjunto de secuencias que se propone, el rendimiento de la detección no cambia con un mayor número de elementos interferentes, ni incluso para muy bajos valores de SIR, mientras que para las secuencias de referencia, el rendimiento se deteriora en gran medida, a medida que aumenta el número de elementos interferentes y con la relación SIR decreciente. Esta importante diferencia puede, al menos en parte, explicarse por la condición de que cuando una señal fuerte y una señal débil están simultáneamente presentes, partes de la señal más fuerte, durante la correlación, se interpretará como parte de la señal más débil, con un retardo incorrectamente calculado como resultado. El uso de secuencias de firmas, según la presente invención, tiene la ventaja de que, como puede deducirse de la Figura 5 aún cuando el nivel de la señal de una secuencia de firma sea fuerte mientras que el nivel de la señal de una secuencia de firmas prácticamente simultánea sea considerablemente más débil, la probabilidad de una detección correcta está bastante mejorada.

La más baja probabilidad de falta de detección mostrada para el conjunto propuesto de secuencias se debe a las buenas propiedades de correlación cruzada de las secuencias de zonas de correlación cero y en consecuencia, la presente invención da a conocer una importante mejora en comparación con la técnica anterior. Además, esta mejora de la probabilidad de detección mediante el uso de secuencias de zonas de correlación cero puede permitir la reducción de la potencia transmitida para el preámbulo del canal RACH, con lo que se reduce la interferencia global en el sistema y se aumenta la duración de la batería.

Además, en la descripción anterior, la invención ha sido descrita utilizando las secuencias de zonas de correlación cero. Sin embargo, es también posible utilizar secuencias truncadas, esto es, no se utilizan todas las secuencias de zona de correlación cero. Esto reducirá la probabilidad de detección, con la ventaja, sin embargo, de que aumenta la libertad en la selección del número de firmas para una longitud de firma particular. La truncación puede variar con la magnitud de la célula, en células más pequeñas puede admitirse una mayor truncación con el rendimiento satisfactorio mantenido.

Según se describió anteriormente, la presente invención tiene varias ventajas operativas. Sin embargo, existen otras características que han de considerarse con el fin de que el sistema funcione de forma adecuada. A modo de ejemplo, según se indicó con anterioridad, es importante que la secuencia de firmas transmitida requiera el respaldo de un amplificador de baja potencia para permitir una potencia de transmisión superior a la media y por lo tanto, una buena

cobertura. Dos medidas relacionadas con la reserva de energía son la relación de valor de potencia máximo a medio (PAPR) y la métrica cúbica (CM).

A continuación, se dará a conocer el impacto de la presente invención sobre estas medidas.

5 Suponiendo que  $z(t)$  es la señal de banda base normalizada, de modo que su valor de expectativa es  $E(|z(t)|^2) = 1$ . La relación PAPR en el 99.9º percentil se define como el valor  $x$ , de modo que la probabilidad de que  $10\log_{10}(|z(t)|^2) < x$  es igual a 0.999.

10 El CM se define como:

$$CM = [20\log_{10}((v\_norm^3)_{rms}) - 20\log_{10}((v\_norm\_ref^3)_{rms})] / 1.85 \quad (7)$$

en donde

15 -v\_norm es la forma de onda de tensión normalizada de la señal de entrada.

-v\_norm\_ref es la forma de onda de tensión normalizada de la señal de referencia (12.2 kbps AMR Speech en WCDMA).

20 La tabla 1 proporciona una lista de los valores de PAPR en el 99.9º percentil para un preámbulo de canal RACH de WCDMA de referencia truncado a 400 muestras con secuencias de modulación de Hadamard de 4 bits y para las secuencias de GCL con secuencias de modulación de Hadamard y DFT (Transformada de Fourier Discreta). La tabla 2 indica los valores de CM correspondientes.

25 **Tabla 1 valores PAPR (99.9º percentil)**

Filtro de modelación de pulsos	WCDMA	GCL - DFT	GCL – Hadamard
Sinc.	3.9 – 5.9 dB	2.8 dB	4.5 dB
Coseno elevado al cuadrado, factores de redondeo = 0.15	2.6 – 3.4 dB	3.0 dB	3.6 dB

**Tabla 2 Valores de métrica cúbica**

Filtro de modelación de pulsos	WCDMA	GCL - DFT	GCL – Hadamard
Sinc.	0.1 – 0.5 dB	-0.6 dB	1.4 dB
Coseno elevado al cuadrado, factores de redondeo = 0.15	-0.3 – 0.1 dB	-0.6 dB	1.1 dB

30 En todos los casos, el valor de PAPR máximo se proporciona durante todas las secuencias de modulación. El margen de valores dados para el preámbulo del canal RACH de WCDMA es a través de todos los códigos de cifrado. Para las secuencias de GCL, la secuencia de Zadoff-Chu con  $r=1$  ha sido utilizada. Ha de entenderse que este ejemplo específico del valor de  $r$  es solamente a modo de ejemplo. Dos filtros de conformado de pulsos diferentes se aplican a este respecto, un filtro de sincronización simple y un filtro de coseno elevado al cuadrado con factor de redondeo 0.15.

35 A partir de las tablas, resulta evidente que la secuencia modulada en DFT tiene más baja relación PAPR y más baja métrica cúbica que la secuencia de GCL modulada en Hadamard. Además, aplicando un filtro de coseno elevado al cuadrado no se mejora ni PAPR ni la métrica cúbica de la secuencia modulada en DFT.

40 Por último, la relación PAPR de la secuencia de GCL modulada en DFT es tan buena como para las secuencias de WCDMA con un filtro de coseno elevado al cuadrado, mientras que la métrica cúbica es algo mejor que para las secuencias de WCDMA. Resulta evidente que es posible encontrar conjunto de secuencias de zonas de correlación cero que permiten una baja reserva de energía.

## REIVINDICACIONES

- 5      **1.** Un método para la sincronización de enlace ascendente de un primer transceptor y de un segundo transceptor en un sistema de comunicación celular multi-usuario en donde los recursos de comunicación están divididos en canales de comunicación, caracterizado por cuanto que el método comprende las etapas de:
- 10      la recepción, por el primer transceptor, de una señal que comprende una primera secuencia de firmas transmitida desde el segundo transceptor, en donde dicha primera secuencia de firmas se selecciona a partir de un primer conjunto de secuencias de firmas, siendo la primera secuencia de firmas, al menos en parte, una secuencia a partir de un conjunto de secuencias de zonas de correlación cero y
- 15      en el primer transceptor, la correlación de la señal recibida con al menos una secuencia de firmas desde un segundo conjunto de secuencias de firmas para la estimación de la hora de llegada de dicha primera secuencia de firmas para sincronizar la transmisión entre el segundo transceptor y el primer transceptor.
- 20      **2.** El método según la reivindicación 1, en donde la señal recibida está en correlación con al menos una secuencia de firmas para un número predeterminado de retardos de la señal.
- 25      **3.** El método según la reivindicación 1 o 2, en donde la zona de correlación cero de dicha primera secuencia de firmas es de una longitud tal que corresponde prácticamente al retardo previsto máximo de una transmisión desde el segundo transceptor al primer transceptor.
- 30      **4.** El método según la reivindicación 2 o 3, en donde la magnitud de la célula se utiliza para determinar el retardo máximo en dicha fase de correlación y/o el retardo previsto máximo de una transmisión desde el segundo transceptor al primer transceptor.
- 35      **5.** El método según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, en donde la etapa de correlación comprende las etapas siguientes:
- 40      la utilización de un conjunto de filtros adaptados, en el primer transceptor, para establecer la correlación de la señal recibida con al menos una secuencia de firmas para un número predeterminado de retardos de la señal,
- 45      la detección de una salida máxima desde cada filtro adaptado y
- 50      la utilización de la salida máxima detectada desde cada filtro para la estimación de la hora de llegada de la primera secuencia de firmas para sincronizar la transmisión entre el segundo transceptor y el primer transceptor.
- 55      **6.** El método según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, en donde la etapa de correlación comprende la correlación de la señal recibida con cada secuencia de firmas en dicho segundo conjunto de secuencias de firmas para un número predeterminado de retardos de la señal recibida.
- 60      **7.** El método según cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en donde cada secuencia de firmas del primer conjunto de secuencias de firmas se toma a partir de un conjunto de secuencias generalizadas de Chirp-Like obtenidas modulando una secuencia Zadoff-Chu con un conjunto ortogonal de secuencias complejas.
- 65      **8.** El método según la reivindicación 7, en donde el conjunto ortogonal de secuencias de modulación es el conjunto de filas y/o de columnas de una matriz de Transformada de Fourier Discreta o
- 70      el conjunto ortogonal de secuencias de modulación es un conjunto de filas y/o columnas en una matriz de Hadamard.
- 75      **9.** El método según cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en donde dicha primera secuencia de firmas se selecciona de forma aleatoria, entre la secuencia de firmas en dicho primer conjunto de secuencias de firmas.
- 80      **10.** El método según cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en donde dicho primer conjunto de secuencias de firmas y dicho segundo conjunto de secuencias de firmas constituyen el mismo conjunto de secuencias de firmas.
- 85      **11.** El método según cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en donde una referencia que representa un conjunto particular de secuencias de firmas se transmite al segundo transceptor y en donde se utiliza la referencia, por el segundo transceptor, para recuperar el sistema de conjunto de secuencias de firmas a utilizarse.
- 90      **12.** El método según cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en donde dicha primera secuencia de firmas constituye una secuencia truncada desde un conjunto de secuencias de zonas de correlación cero.

13. El método según cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en donde la sincronización de enlace descendente se realiza entre dicho segundo transceptor y dicho primer transceptor antes de las etapas de sincronización de enlace ascendente.
- 5 14. Un sistema para sincronización de enlace ascendente de un primer transceptor y de un segundo transceptor en un sistema de comunicación celular multi-usuario, en donde los recursos de comunicación están divididos en canales de comunicación, caracterizado por cuanto que el sistema comprende:
- 10 medios para recibir una señal que comprende una primera secuencia de firmas transmitida desde el segundo transceptor, en donde dicha primera secuencia de firmas se selecciona desde un primer conjunto de secuencias de firmas, estando la primera secuencia de firmas dispuesta de modo que sea, al menos en parte, una secuencia desde un conjunto de secuencias de zonas de correlación cero y
- 15 medios para establecer la correlación de la señal recibida con al menos una secuencia de firmas desde un segundo conjunto de secuencias de firmas para la estimación de la hora de llegada de dicha primera secuencia de firmas para sincronizar la transmisión entre el segundo transceptor y el primer transceptor.
- 20 15. Un transmisor para uso en un sistema de comunicación celular multi-usuario caracterizado por cuanto el transmisor comprende medios para transmitir una primera secuencia de firmas a un receptor, en donde dicha primera secuencia de firmas se selecciona desde un primer conjunto de secuencias de firmas y en donde dicha primera secuencia de firmas es, al menos en parte, una secuencia desde un conjunto de secuencias de zonas de correlación cero con el fin de permitir al receptor la estimación de la hora de llegada de dicha primera secuencia de firmas mediante una correlación para sincronizar la transmisión entre el transmisor y el receptor.
- 25 16. Un sistema de comunicación celular multi-usuario que presenta recursos de comunicación para la comunicación entre al menos un primer transceptor y un segundo transceptor, caracterizado por cuanto que dicho sistema de comunicación comprende medios para realizar un método según se establece en cualquiera de las reivindicaciones 1 a 13.

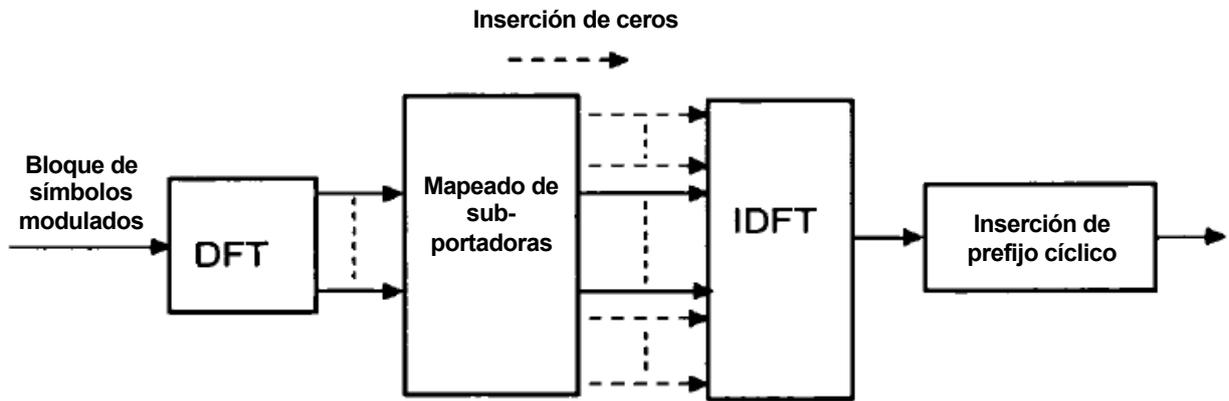


Figura 1

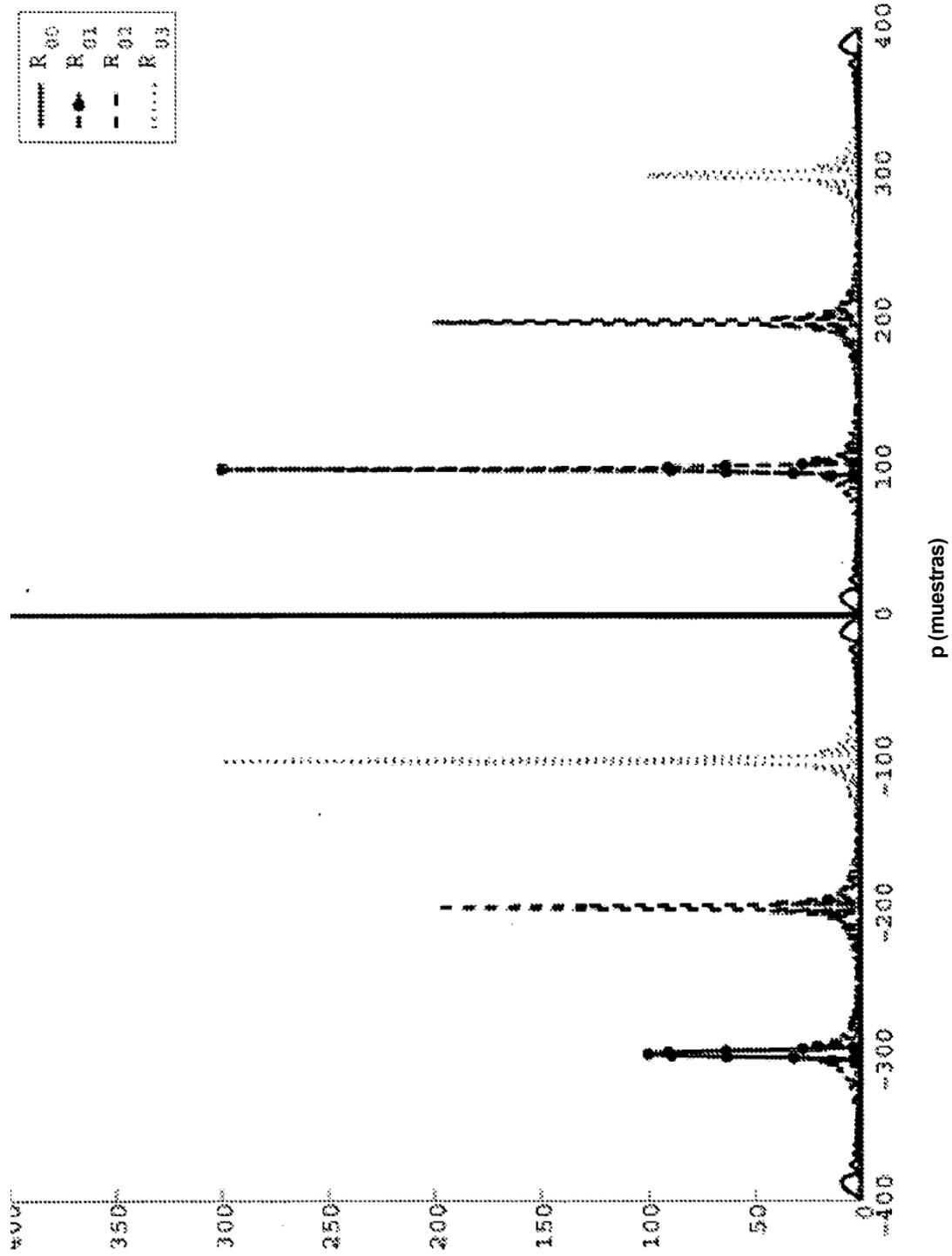


Fig. 2

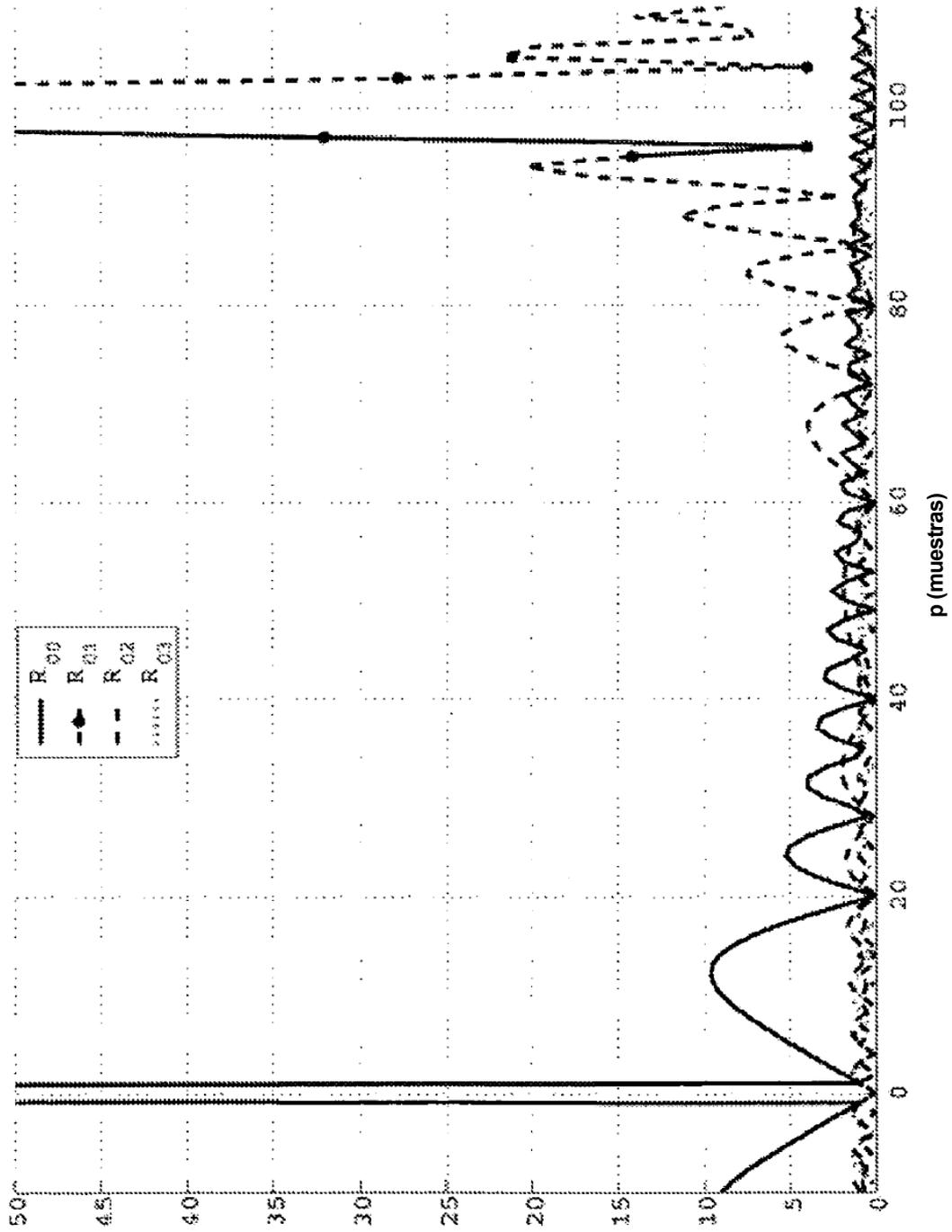


Fig. 3

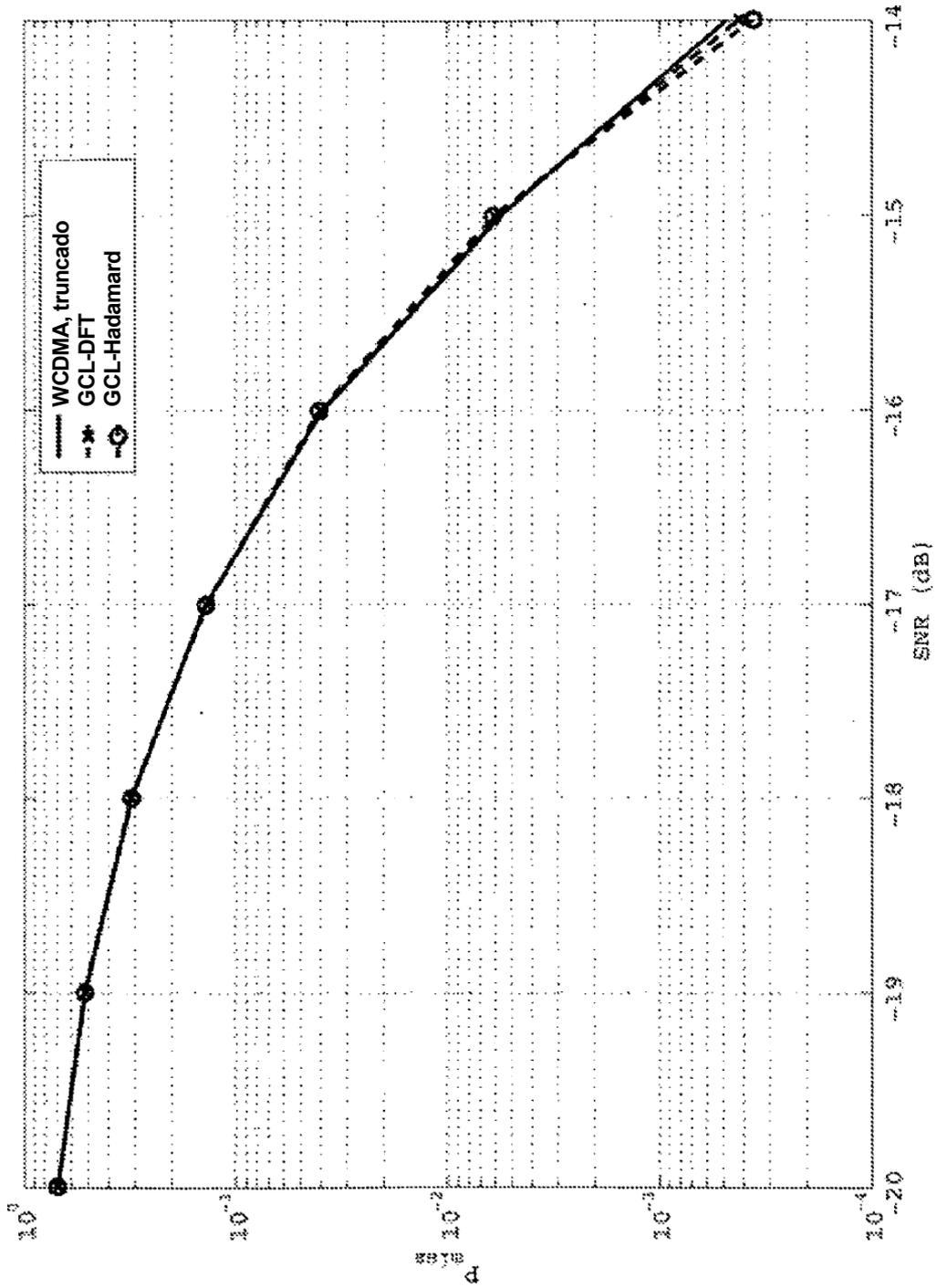


Fig. 4

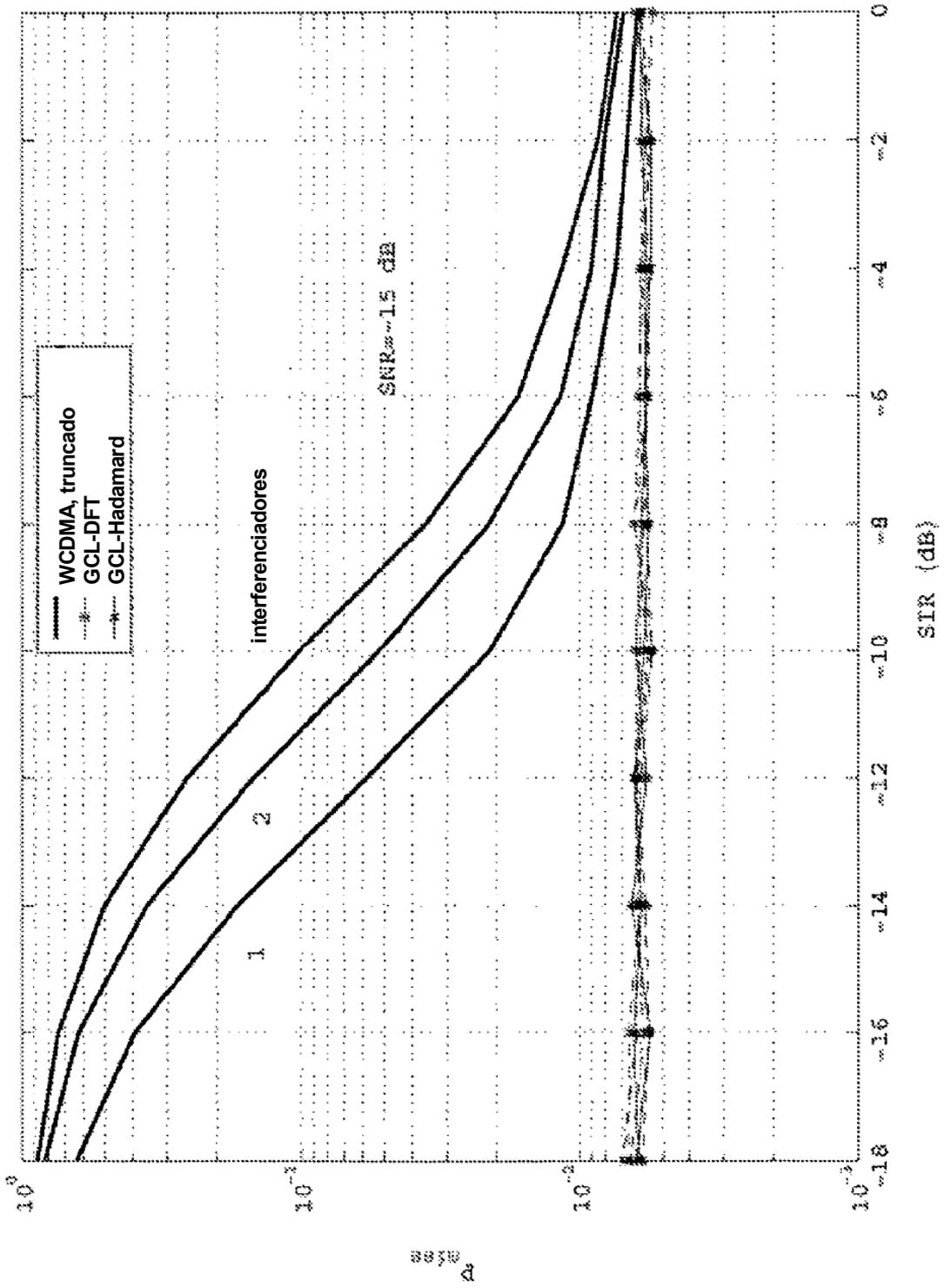


Fig. 5