



19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 349 148**

51 Int. Cl.:  
**H04L 7/04** (2006.01)  
**H04L 27/26** (2006.01)  
**H04B 7/00** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **06705497 .3**  
96 Fecha de presentación : **18.01.2006**  
97 Número de publicación de la solicitud: **1980030**  
97 Fecha de publicación de la solicitud: **15.10.2008**

54

Título: **Método para mejorar la sincronización y la transmisión de la información en un sistema de comunicación.**

45

Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**28.12.2010**

45

Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**28.12.2010**

73

Titular/es: **HUAWEI TECHNOLOGIES Co., Ltd.**  
**Huawei Administration Building Bantian**  
**Longgang District, Shenzhen Gu, CN**

72

Inventor/es: **Popovic, Branislav**

74

Agente: **Lehmann Novo, María Isabel**

ES 2 349 148 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).

**MÉTODO PARA MEJORAR LA SINCRONIZACIÓN Y LA TRANSMISIÓN DE  
LA INFORMACIÓN EN UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN**

**DESCRIPCIÓN**

5 **CAMPO DE LA INVENCION**

La presente invención se refiere a un método para la sincronización y la transmisión de información en un sistema de comunicación y, más en particular, a un sistema de radiocomunicaciones, un emisor y un receptor.

10 **ANTECEDENTES DE LA INVENCION**

Hasta ahora, varias propuestas diferentes para el canal de sincronización (SCH) del sistema EUTRA (Acceso de Radio Terrestre Universal Evolucionado), previstas para su uso en el procedimiento de búsqueda de células, se dan a conocer en el denominado "Proyecto de Partnership de Tercera Generación" RAN1. Por ejemplo: Motorola, "Búsqueda y Adquisición inicial de células para OFDM en enlace descendente", R1-051329, Seúl, Corea, 7 a 11 de noviembre de 2005 (Este informe se denomina Documento 1 en adelante).

En comparación con la solución existente en la norma de WCDMA (Acceso Múltiple por División de Códigos de Banda Ancha), la propuesta de Motorola constituye un paso adelante hacia la adquisición de la temporización inicial y la identificación de la célula. De esta manera, la duración del procedimiento de búsqueda de células global, dando como resultado una adquisición completa de temporización e identificación de células, se supone que ha de acortarse.

30 Según esta propuesta, el canal de sincronización consiste en dos formas de onda OFDM idénticas concatenadas, específicas de las células, que van

precedidas por un prefijo cíclico de  $L_{CP}$  muestras (idénticas a las últimas  $L_{CP}$  muestras de la forma de onda de OFDM). Dicho canal de sincronización SCH está diseñado para soportar la adquisición de temporización inicial  
5 utilizando la detección ciega de la correlación diferencial en el receptor, véase: T.M.Schmidl y D.C.Cox, "*Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM*" (*Frecuencia robusta y sincronización de la medida del tiempo para OFDM*), *IEEE Trans. On Communications*,  
10 Vol. 45, p. 1613-1621, Dic. 1997 (este documento se denomina Documento 5 en adelante).

La identificación de células se realiza después de la adquisición de temporización inicial, detectando la forma de onda de OFDM específica de la célula obtenida  
15 modulando las sub-portadoras con los elementos de una secuencia de Zadoff-Chu específica de la célula de longitud prima (las secuencias de Zadoff-Chu constituyen la base para la generación de una mucho más amplia familia de las así denominadas secuencias de GCL, véase:  
20 B. M. Popovic, "Secuencias polifásicas generalizadas *chirp-like* con propiedades de correlación óptima", *IEEE Trans. On Información Theory*, vol. 38, páginas 1406-1409, julio 1992. (Este informe se denomina Documento 6 en adelante). El índice específico de la célula de las  
25 secuencias polifásicas generalizadas (GCL) se puede detectar utilizando una Transformada de Fourier Discreta Inversa (IDFT), después de la codificación diferencial del bloque de las muestras de señales recibidas.

Aunque la solución anterior para el canal de  
30 sincronización parece bastante prometedora, en términos de tiempo de búsqueda de célula global reducido, todavía su adquisición de temporización es muy sensible a la

relación de ruido/interferencia debido a la amplia forma triangular de la función de correlación diferencial.

La señal de SCH, dada a conocer por el Documento 1, consiste en un prefijo cíclico seguido por una señal de sincronización  $s(k), k=0, 1, \dots, N-1$ , que consiste en las dos veces repetidas de las formas de onda de OFDM específicas de las células básicas  $W(l), l=0, 1, \dots, N/2-1$  donde  $N$  es el número de muestras en la señal de OFDM obtenida después de la IDFT en el emisor. La temporización de la SCH se puede detectar en el receptor mediante el siguiente algoritmo:

A) Tomar un bloque de  $N$  muestras de señales recibidas;

B) Establecer una correlación de las primeras  $N/2$  muestras del bloque con la conjugada compleja de las últimas  $N/2$  muestras del bloque y memorizar la correlación diferencial resultante;

C) Repetir los dos primeros pasos para un nuevo bloque de  $N$  muestras de la señal recibida, tomada después de un retardo de una muestra en comparación con el bloque anterior;

D) Encontrar el retardo del bloque de  $N$  muestras que da lugar a la máxima magnitud de la correlación y seleccionarlo como la temporización inicial para la desmodulación del símbolo de OFDM (Multiplexación por división de frecuencias ortogonales).

La correlación diferencial  $C(p)$  de la señal recibida  $r(k), k=0, 1, \dots, N-1$ , se puede representar matemáticamente como

$$C(p) = \sum_{k=0}^{N/2-1} r(p+k) r^*(p+k+N/2) \quad (1)$$

donde  $p$  indica el retardo de la primera muestra en

el bloque de  $N$  muestras recibidas, con respecto a la posición verdadera de la primera muestra de la señal de sincronización y "\*" indica la conjugación compleja. Si la señal recibida contiene solamente la forma de onda  $W(k)$  repetida (sin el prefijo cíclico), en tal caso se deduce que la correlación diferencial de la señal recibida es igual a la función de correlación diferencial  $C_w(p)$  de la forma de onda  $W(k)$ , que existe solamente para  $p=0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(N/2-1)$ ,  $N$  es un número entero par, y viene dada por

$$C_w(p) = \sum_{k=0}^{N/2-1-|p|} W(k) W^*(k+p) = \sum_{k=0}^{N/2-1-|p|} |W(k)|^2, p=0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(N/2-1) \quad (2)$$

La función de correlación diferencial de la señal de sincronización, dada a conocer en el Documento 1, generada por IFFT de  $N=128$  muestras, con prefijo cíclico de 10 muestras, se representa en la Figura 1.

La fórmula (2) explica la amplia forma casi triangular de la función de correlación diferencial en la Figura 1. Las pequeñas distorsiones de la forma triangular proceden de las fluctuaciones de la señal envolvente. De este modo, se puede observar a partir de la fórmula (2) que la correlación diferencial depende solamente de la envolvente de la señal de sincronización, por lo que las señales de sincronización, diferentes con respecto a la envolvente constante, generarán la misma correlación diferencial. La función de la correlación diferencial, representada en la Figura 1, alcanza una denominada meseta, que presenta una longitud igual a la longitud del prefijo cíclico (Documento 5).

La detección de picos de la correlación diferencial inversa se puede realizar, por ejemplo, hallando el máximo de la función de correlación calculada en una

trama (10 ms) de las muestras recibidas. Sin embargo, podría existir señales de sincronización procedentes de múltiples células, que se pueden recibir al mismo tiempo en el equipamiento del usuario (UE), y su totalidad se debe detectar en el procedimiento de búsqueda de células. En consecuencia, la detección de picos de la correlación diferencial en una trama de muestras no es suficiente, habida cuenta que no puede discriminar los picos procedentes de las diferentes células.

En cambio, o de forma adicional, ha de aplicarse alguna clase de selección basada en el umbral. Por ejemplo, la magnitud de cada valor de correlación diferencial se puede comparar con un umbral adaptativo proporcional a la energía de la señal, en la ventana de correlación de  $N/2$  muestras utilizadas para calcular el valor de correlación observado, de modo que todos los valores de correlación mayores que un cierto porcentaje de la energía de la señal, en la correspondiente ventana de correlación, será seleccionado para su posterior procesamiento, mediante la detección de picos, para encontrar la hora de llegada exacta de cada señal de sincronización.

La comparación con el umbral adaptativo anterior es equivalente a comparar la correlación diferencial normalizada según se define en el Documento 5, ecuación (8) (normalizada con la energía recibida en el segundo símbolo mitad) con un umbral fijo entre 0 y 1. Habida cuenta que las adquisiciones de temporización se determina, básicamente, por las propiedades de la correlación diferencial, no se examinará, en adelante, la normalización con la energía de la señal.

Una adquisición mucho mejor de las propiedades

temporales se hubiera obtenido si la función de correlación diferencial hubiera tenido una forma de impulsos, similar a la función de autocorrelación aperiódica de las señales pseudo-aleatorias, con un pico de correlación central estrecho correspondiente al retardo cero y los bajos lóbulos laterales de la correlación para otros retardos.

Una función, en forma de impulsos, de correlación diferencial se obtiene por la señal de sincronización OFDM dada a conocer en *B.Park et al, "Un nuevo método de estimación para sistemas OFDM", IEEE Communications Letters, Vol. 7, N°5, pags. 239-241, Mayo 2003* (este informe se denominará Documento 7 en adelante), ecuación (10) como

$$s(k) = \sqrt{2} \left[ \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right) W(k) + \sin\left(\frac{2\pi k}{N}\right) Z(k) \right] \quad (3)$$

en donde la forma de onda  $W(k)$  con una longitud de  $N/4$  muestras se genera por IFFT a partir de una secuencia de pseudo-ruido, mientras que la forma de onda  $Z(k)$  está diseñada para ser simétrica con  $W(k)$ . La señal de sincronización (3) se detecta por una correlación diferencial modificada, definida como (Documento 7)

$$D(k) = \sum_{k=0}^{N/2-1} r(k-k) r(k+k) \quad (4)$$

La señal (3) está, de forma explícita y exclusiva, definida como una señal de OFDM, a generarse por la IFFT, por lo que el documento 7 no prevé otros tipos de señales de sincronización centralmente simétricas, tal como señales de secuencia directa de espectro disperso.

Si hacemos caso omiso de la conjugación compleja en la señal (3), podemos constatar que es básicamente una señal repetitiva, cuya forma de onda repetida básica de longitud  $N/2$  muestras es centralmente simétrica. Dicha

señal tiene una función de correlación diferencial, en forma de impulsos, pero su estructura repetitiva da lugar lóbulos laterales de alta correlación, igual siempre a la cuarta parte de la energía de la señal, haciendo caso  
5 omiso de las propiedades de las secuencias de pseudo-ruido utilizadas para modular las sub-portadoras dentro de la señal de OFDM. Los lóbulos laterales de alta correlación pueden causar una mayor probabilidad de falsa adquisición de temporización, por lo que es  
10 conveniente reducirlos lo más posible.

Además, la más corta longitud  $\{N/2\}$  de la forma de onda básica repetida en la señal de sincronización (3) implica un menor número de diferentes señales de sincronización que se pueden generar. En la aplicación de  
15 interés, tal como la búsqueda de células en un sistema celular (que no se considera en el Documento 7), en donde las señales de sincronización no deben servir solamente para adquisición de temporización, sino también para la transmisión de la información, el menor número de  
20 potenciales diferentes señales de sincronización con baja correlación cruzada implica una menor cantidad de información, que se puede transportar por la señal de sincronización.

Además, la conjugación compleja de la forma de onda  
25 básica repetida, en la segunda mitad de la señal podría complicar la puesta en práctica del generador y demodulador de señales, en particular si la señal se supone que ha de obtenerse por la IDFT de una secuencia de pseudo-ruido compleja.

30 Además, la parte centralmente simétrica de la señal de sincronización (3) consiste en dos formas de onda simétricas, por lo que  $N/2$  es un número par. Sin embargo,

en algunas situaciones, podría ser conveniente tener una forma de onda única, centralmente simétrica, de una longitud  $N/2$  impar, que se pueda repetir, varias veces, en la señal de sincronización.

5           En el documento, Zhang et al. "Sistemas OFDM de estimación de compensación de frecuencias y sincronización de tramas conjuntas" *IEEE Trans. on Broadcasting*, vol. 51, n° 3, Septiembre 2005, se describe un plan de estimación de compensación de frecuencias  
10 portadoras y sincronización de tramas conjuntas. El documento parece concentrarse principalmente en mejorar la estimación del error de frecuencia; no se da a conocer cómo debe estimarse, con exactitud, la hora de llegada del símbolo de formación.

15           El documento JIN-WOO LEE ET AL: "Búsqueda rápida de células en sistemas celulares basados en OFDM" *VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE*, 2005. *VTC 2005-SPRING*. El documento 2005 IEEE 61 ST, IEEE, PISCATAWAY, NJ, USA, vol. 2, 30 Mayo 2005 (2005-05-30), páginas 1273-1277,  
20 XP010855616 ISBN: 978-0-7803-8887-1 da a conocer un método de sincronización dentro de un sistema de comunicación, en donde se transmite, desde el lado emisor, una señal de sincronización que tenga un preámbulo. El preámbulo comprende cuatro señales  
25 repetitivas de periodo  $N_p$  con un intervalo de guarda  $N_g$ . Este documento representa la más próxima técnica anterior.

Un método y un sistema para sincronizar señales dentro de un sistema de comunicación también se da a  
30 conocer en los documentos EP 0 915 597 A1 y EP 1 126 673 A2.

**SUMARIO DE LA INVENCION**

Es un objeto de la presente invención dar a conocer una solución para, o una reducción de, uno o más de los problemas de la técnica anterior. En consecuencia, un  
5 objeto primario es dar a conocer un método que permite la sincronización de un sistema de comunicación con sensibilidad disminuida a la relación de ruido/interferencia y que también permite una transferencia simultánea de información.

10 De este modo, de acuerdo con la invención, una señal para mejorar la sincronización, en un sistema de comunicación, se genera con una parte centralmente simétrica,  $s(k)$ , estando esta parte centralmente simétrica  $s(k)$  bajo la forma de su valor absoluto, en  
15 donde la parte simétrica  $s(k)$  es de longitud  $N$  arbitraria y está basada en una secuencia identificable  $c(1)$ , exclusivamente a partir de un conjunto de secuencias. Según la invención, la señal se envía a través de un canal de comunicación y a continuación se recibe, se  
20 calcula y memoriza una correlación diferencial inversa  $D(p)$  entre un bloque de  $N$  muestras de señales recibidas  $r(k), k=0,1,\dots,N-1$ . Esto se repite para un nuevo bloque de  $N$  muestras de la señal recibida, tomado después de un retardo de una muestra en comparación con el bloque  
25 anterior, varias veces, con el fin de encontrar el retardo del bloque de  $N$  muestras, que dan lugar una máxima magnitud de la correlación, y seleccionar dicho retardo como la temporización inicial para la demodulación, entonces se detecta la secuencia única  $c(1)$   
30 a partir del conjunto de secuencias y de allí se extrae la información transmitida.

El método de la presente invención se podría poner

en práctica a través de un emisor y en un receptor en un sistema de comunicación. Juntas, estas unidades formarían parte de un sistema de radiocomunicaciones, que incluiría al menos un emisor y al menos un receptor. El emisor y el receptor se realizan como sigue.

Un emisor (120), utilizado en un sistema de comunicación para mejorar la sincronización y la transmisión de la información, está configurado para generar una señal con una propiedad temporal simétrica utilizable para la sincronización y una parte centralmente simétrica,  $s(k)$ , en donde la señal está basada en una secuencia exclusivamente identificable  $c(l)$  entre un conjunto de secuencias, la parte centralmente simétrica  $s(k)$  es simétrica en la forma de su valor absoluto, y la parte centralmente simétrica  $s(k)$  es de longitud arbitraria  $N$  y enviar la señal a través de un canal de comunicaciones.

Un receptor (130), utilizado en un sistema de comunicación para mejorar la sincronización y la transmisión de la información, está configurado para recibir una señal con una propiedad temporal simétrica utilizable para la sincronización, en donde la señal está basada en una secuencia exclusivamente identificable  $c(l)$  entre un conjunto de secuencias, calcular y memorizar una correlación a partir de un bloque de  $N$  muestras de señales recibidas, calcular y memorizar la correlación diferencial inversa  $D(p)$  desde un bloque de  $N$  muestras de señales recibidas  $r(k), k=0,1,\dots,N-1$ , repetir la etapa anterior para un nuevo bloque de  $N$  muestras de la señal recibida, tomada después de un retardo de una muestra en comparación con el bloque anterior, varias veces, hallar el retardo del bloque de  $N$  muestras que dan lugar a una

máxima magnitud de la correlación y seleccionar dicho retardo como la temporización inicial para la demodulación y detectar la secuencia única  $c(1)$  a partir del conjunto de secuencias.

5           La invención mejora notablemente las eficacias operativas de la adquisición de temporización en el receptor en aplicaciones donde las señales de sincronización transmitidas para soportar y suavizar la adquisición de temporización, en el receptor, debe  
10 transportar también alguna información, tal como número de identificación del emisor, etc. Una de dichas aplicaciones es el procedimiento de búsqueda de células en un sistema celular. Además, permite una mayor cantidad de información a transportarse por las señales de  
15 sincronización, en comparación con la técnica anterior en Documento 1.

Características y ventajas adicionales de la presente invención serán evidentes a partir de la siguiente descripción.

#### 20 **BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS**

Formas de realización, a modo de ejemplo de la invención, se describen con referencia a los dibujos adjuntos, en los que

25           la Figura 1 representa una función de correlación según la técnica anterior;

          la Figura 2 representa una función de correlación inversa;

30           las Figuras 3 a 6 son representaciones gráficas de varias probabilidades para corregir la adquisición de temporización y

          la Figura 7 representa un sistema de radio-comunicaciones según una forma de realización de la

presente invención.

**Descripción detallada de las formas de realización**

Con el objeto de conseguir una función de correlación diferencial, en forma de impulsos, modificaremos, en primer lugar, la definición de la correlación diferencial, por lo que tantos posibles diferentes productos de muestras están implicados en los sumatorios correspondientes a los diferentes retardos. De esta manera, serán aleatorios los valores de correlación diferencial correspondientes a diferentes retardos fuera de sincronización.

Una manera de conseguir los valores de correlación diferencial aleatorios, fuera de sincronización, es invertir el orden de las muestras en uno de los bloques de muestras utilizados en (1). Definiremos la así denominada correlación diferencial inversa  $D(p)$  como

$$D(p) = \sum_{k=0}^{\lfloor N/2 \rfloor - 1} r(p+k) \cdot r^*(p+N-1-k), \quad (5)$$

donde  $p$  indica el retardo de la primera muestra en el bloque de  $N$  muestras recibidas con respecto a la posición verdadera de la primera muestra de la señal de sincronización, y  $\lfloor x \rfloor$  indica la función de límite superior de  $x$ ; es decir, al más pequeño número entero mayor que o igual a  $x$ .

Para obtener el máximo valor posible de la correlación (5) en  $p=0$ , igual a la energía de la señal en la ventana de correlación de  $\lfloor N/2 \rfloor$  muestras, la señal de sincronización  $s(k), k=0, 1, \dots, N-1$ , debe ser *centralmente simétrica*, es decir, de modo que

$$s(k) = \begin{cases} s(N-1-k), & k=0,1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{en cualquier otro caso} \end{cases} \quad (6)$$

donde  $N$  es un número entero positivo arbitrario y donde suponemos que la energía de la señal está igualmente distribuido entre el primer y el segundo  
5 bloque de  $\lfloor N/2 \rfloor$  muestras.

De (5) y (6) se deduce que la correlación diferencial inversa  $D_s(p)$  de la señal de sincronización  $s(k)$  existe solamente para  $p=0,\pm 1,\pm 2,\dots,\pm \lfloor N/2 \rfloor$  y se proporciona por

$$\begin{aligned} D_s(p) &= D_s^*(-p) = \sum_{k=0}^{\lfloor N/2 \rfloor - 1} s(p+k) s^*(p+N-1-k) \\ &= \sum_{k=p}^{\lfloor N/2 \rfloor - 1} s(k+p) s^*(k-p) \\ &= \sum_{l=0}^{\lfloor N/2 \rfloor - 1 - p} s(l+2p) s^*(l), \quad p=0,1,\dots,\lfloor N/2 \rfloor - 1. \end{aligned} \quad (7)$$

La fórmula (7) se asemeja, en gran medida, a la función de autocorrelación aperiódica  $R(p)$  de la señal de sincronización  $s(k)$ , definida como

$$R(p) = R^*(-p) = \sum_{l=0}^{N-1-p} s(l+p) s^*(l), \quad p=0,1,\dots,N-1 \quad (8)$$

Según puede observarse, la única diferencia entre  $D_s(p)$  y  $R(p)$  está en un número reducido de elementos sumatorios. De este modo, si la  $s(k)$  tiene una autocorrelación aperiódica, en la forma de impulsos, su función de correlación diferencial inversa tiene muy  
20 grandes posibilidades de adoptar también la forma de impulsos.

La ecuación (7) indica que, en general, las señales pseudo-aleatorias *no-repetitivas*, pero centralmente simétricas, generan lóbulos laterales de más baja  
25 correlación que las señales repetitivas.

Una alternativa a las señales de sincronización, centralmente simétricas, definidas por (6), son las que satisfacen

$$s(n) = \begin{cases} s^*(N-1-k) & k = 0, 1, \dots, N-1 \\ 0, & \text{en cualquier otro caso} \end{cases} \quad (9)$$

5 en cuyo caso, para la correlación diferencial inversa ha de redefinirse como

$$D(n) = \sum_{k=0}^{N/2-1} r(n+k) r(n+N-1-k) \quad (10)$$

La señal de sincronización de OFDM (3) dada a conocer en la técnica anterior, Documento 7, ecuación  
10 (10), se puede considerar como un caso especial de la señal (9). Téngase en cuenta que (9) es más general porque se define para la longitud arbitraria  $N$ , mientras que (3) se define solamente para  $N=0 \pmod{4}$ .

El mismo valor absoluto máximo de la correlación  
15 diferencial inversa se puede obtener si la señal es sesgadamente simétrica, es decir, está definida como

$$s(n) = \begin{cases} -s(N-1-k) & k = 0, 1, \dots, N-1 \\ 0, & \text{en cualquier otro caso} \end{cases} \quad (6.1)$$

De forma similar, el valor absoluto de (10) no se cambiará si la señal se define como

$$20 \quad s(n) = \begin{cases} -s^*(N-1-k) & k = 0, 1, \dots, N-1 \\ 0, & \text{en cualquier otro caso} \end{cases} \quad (9.1)$$

**Forma de realización 1**

Para ilustrar el diseño de señales de sincronización centralmente simétricas (6) y las propiedades de las correspondientes funciones de correlación diferencial  
25 inversa (5), generaremos el conjunto de señales de sincronización centralmente simétricas OFDM tomando como punto de partida los supuestos dados en el Documento 1: la frecuencia de muestreo es 1,92 MHz, el espaciamiento

de las sub-portadoras es de 15 kHz, el número máximo de subportadoras ocupadas es  $N_{osc}=76$  de entre el total de  $N=128$  sub-portadoras dentro de la banda de frecuencias de 1,92 MHz (el ancho de banda de transmisión es de 1,25 MHz). Las sub-portadoras ocupadas se modulan por los elementos de una secuencia pseudo-aleatoria desde el conjunto de secuencias con excelentes propiedades de correlación cruzada. Las diferentes secuencias, desde el conjunto, están etiquetadas por los diferentes números de identificación de células (IDs). Después la demodulación de la DFT (Transformada de Fourier Directa) de la señal de OFDM recibida, la secuencia transmitida se puede identificar al eliminar la puesta en correspondencia binaria de las sub-portadoras, seguido por un cierto procesamiento de la señal. La baja correlación cruzada entre secuencias contribuye a una más fiable identificación de las secuencias cuando múltiples señales se reciben, al mismo tiempo, desde diferentes células.

La señal de sincronización OFDM de salida  $s(k)$ , de longitud  $N=128$  muestras, se obtiene por la Transformada IDFT del espectro  $H(n)$  de  $N=128$  coeficientes de Fourier, como

$$s(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H(n) W_N^{kn}, \quad W_N = \exp\left\langle j2\pi/N \right\rangle, \quad j = \sqrt{-1}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (11)$$

Si  $H(n) = H(N-n)$ ,  $n=0, 1, 2, \dots, N-1$  en donde  $H(N) = H(0)$  se mantiene en función de la periodicidad de la DFT, se puede demostrar que la  $s(k)$  será también simétrica en torno a su  $s(N/2)$  muestra, es decir,

$$s(k) = s(N-k), \quad \text{si y solamente si} \quad H(n) = H(N-n), \quad \text{siendo} \\ k, n = 1, \dots, N-1. \quad (12)$$

**La prueba de (12) sigue:**

Comenzando a partir de la definición de  $s(k)$  como

$$s(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H(n) W_N^{-kn}, \quad W_N = \exp(j2\pi/N), \quad j = \sqrt{-1}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (A1)$$

Se deduce que:

$$\begin{aligned} s(N-k) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H(n) W_N^{kn} = \frac{1}{N} \sum_{l=N}^1 H(N-l) W_N^{kl} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H(N-l) W_N^{-kl} \end{aligned} \quad (A2)$$

$k = 0, 1, 2, \dots, N-1,$

En donde introducimos el cambio de variables  $n=N-l$ ,  
 5 reordenamos el sumatorio y utilizamos la periodicidad del  
 DFT ( $H(n)=H(n+N)$ ). A partir de (A.1) y (A.2), se deduce  
 que  $s(k)=s(N-k)$  si  $H(n)=H(N-n)$ , lo que es una condición  
 suficiente. Asimismo, es una condición necesaria, lo que  
 significa que *solamente* si  $H(n)=H(N-n)$  será  $s(k)=s(N-k)$ ,  
 10 como puede demostrarse tomando como punto de partida la  
 expresión para  $H(n)$ .

El espectro de  $H(n)$  se podría obtener utilizando los  
 elementos de una secuencia pseudo-aleatoria  $c(l)$ ,  
 $l=0, 1, \dots, L-1, L \leq N$ , como los coeficientes de Fourier en  
 15 las frecuencias sub-portadoras ocupadas.

Si definimos la puesta en correspondencia (mapeado)  
 entre  $c(l)$  y  $H(n)$  como

$$H(n) = \begin{cases} c\left(n + \frac{L-1}{2}\right), & n = 0, 1, 2, \dots, \frac{L-1}{2} \\ c\left(n - N + \frac{L-1}{2}\right), & n = N - \frac{L-1}{2}, \dots, N-1, L \text{ es impar,} \\ 0, & n = \frac{L-1}{2} + 1, \dots, N - \frac{L-1}{2} - 1 \end{cases} \quad (13)$$

en donde  $c(l), l=0, 1, \dots, L-1$ , es una secuencia  
 20 centralmente simétrica de longitud  $L$  impar, siendo obvio  
 que se satisfará la condición en (12).

En consecuencia, la señal de sincronización  
 resultante  $s(k), k=0, 1, 2, \dots, N-1$ , es una señal de OFDM, de  
 banda base y paso bajo, simétrica en torno a su  $s(N/2)$

muestra, lo que significa que solamente la muestra  $s(0)$  no tiene su contrapartida simétrica con respecto a  $s(N/2)$ . Dicho de otro modo, la señal de sincronización OFDM resultante se puede considerar como constituida por dos partes: la primera parte contiene una muestra y la segunda parte contiene  $N-1$  muestras centralmente simétricas, de modo que  $s(k)=s(N-k)$ ,  $k=1,2,\dots,N-1$ .

Asimismo, significa que para la detección a ciegas de la señal de OFDM anterior debemos utilizar los bloques de  $N-1$  muestras de señales de entrada y realizar la correlación diferencial inversa como

$$D(r) = \sum_{k=0}^{N/2-1} r(k+1) r^*(k+N-1-k) \quad (14)$$

Sin embargo, el bloque completo de  $N$  muestras se debe utilizar para la demodulación de OFDM y posterior identificación del contenido en información (ID de célula), una vez que se adquiriera la temporización correcta.

La restante cuestión es qué clase de secuencias centralmente simétricas, de longitud  $L$  impar hay que elegir para la modulación de las sub-portadoras. Las  $L-1$  secuencias de pseudo-ruido  $\{a_r(l)\}$ ,  $r=1,\dots,L-1$ , en donde  $L$  es un número primo, utilizada en el Documento 1 para generar las señales de sincronización de OFDM repetitivas son secuencias de Zadoff-Chu (ZC) de longitud  $L$  impar, definidas como

$$a_r(l) = W_L^{rl(l+1)/2}, \quad l=0,1,\dots,L-1 \quad L \text{ es impar}, \quad (15)$$

En donde  $W_L = \exp(j2\pi/L)$ ,  $j = \sqrt{-1}$ .

Si  $L$  es impar, se puede demostrar fácilmente que la secuencia de ZC (15) es centralmente simétrica (en torno a su elemento en el lugar  $(L-1)/2+1$ ), es decir  $a_r(l)=a_r(L-1-l)$ ,  $l=0,1,\dots,L-1$ . Para admitir que la

longitud de la secuencia sea igual o menor que el número máximo de sub-portadoras ocupadas, podemos desechar un cierto número de elementos de secuencias al principio y al final de la secuencia de ZC de modo que la secuencia  
5 acortada resultante permanezca centralmente simétrica.

Puesto que el número máximo permitido de sub-portadoras ocupadas es  $N_{osc}=76$  y la longitud de la secuencia de ZC sería un número primo, utilizaremos  $L=79$  en (15) para generar una secuencia de ZC prototipo, que  
10 entonces se acorta a la longitud  $L=75$  desechando los 2 primeros y los 2 últimos elementos de la secuencia de ZC prototipo, de modo que la secuencia de ZC acortada resultante permanezca centralmente simétrica. A continuación, la secuencia acortada se utiliza en (13)  
15 para generar la señal de sincronización de OFDM (11) después de la IDFT de  $H(n)$ .

Eligiendo los diferentes valores de  $r$  en (15), podemos obtener hasta  $M=L-1=74$  diferentes señales de sincronización OFDM, transportando cada una la diferente  
20 información sobre el identificador ID de la célula. Este número de identificadores de células es casi dos veces mayor que el número (41) de los identificadores de las células en el Documento 1 para la misma magnitud de las señales de sincronización. Al mismo tiempo, el principio  
25 de la detección de las secuencias de ZC del Documento 1, utilizando la codificación diferencial y la IDFT, se puede aplicar también en el ejemplo en cuestión.

Para garantizar la solidez de la demodulación en el case de un canal de propagación de múltiples rutas, la  
30 señal de sincronización de OFDM va precedida por un prefijo cíclico. La magnitud de la función de correlación diferencial inversa de la señal de sincronización OFDM

(11) obtenida a partir de la secuencia de ZC acortada de longitud  $L=75$ , con el ID de célula  $r=29$  y con el prefijo cíclico de  $L_{CP}=10$  muestras, se representa en la Figura 2.

El prefijo cíclico hace que la función de correlación diferencial inversa sea asimétrica, con niveles de los lóbulos laterales, ligeramente aumentados, para los retardos negativos. Sin embargo, puesto que los niveles de los lóbulos laterales son todavía relativamente bajos en comparación con el pico principal, la probabilidad de la falsa adquisición de temporización no se espera que resulte influida por esta circunstancia.

Las secuencias de Zadoff-Chu son la base para la generación de las secuencias polifásicas de GCL  $\{c(l)\}$ , definidas como [6]

$$c(l) = a(l)b(l) \pmod{m}, \quad l=0,1,\dots,L-1, \quad (16)$$

donde  $L=sm^2$ ,  $s$  y  $m$  son números enteros positivos,  $\{b(l)\}$  es cualquier secuencia de  $m$  números complejos de magnitud unidad y  $\{a(l)\}$  es la secuencia de Zadoff-Chu de longitud  $L$ . Por ello, para poder obtener una secuencia de GCL centralmente simétrica,  $L$  debe ser impar y la secuencia de modulación  $\{b(l)\}$  debe ser centralmente simétrica. Las secuencias de GCL, centralmente simétricas, tienen un potencial para más transmisión de información si se utilizan en la presente invención, debido a su mayor número. Además, conservan óptimas las propiedades de la correlación con independencia de la selección de sus secuencias de modulación.

#### **Eficacias operativas de adquisición de temporización**

En el equipo de usuario (UE), en los sistemas celulares el error de frecuencia inicial (inmediatamente después de la activación) de la señal de RF podría ser del orden de magnitud de decenas de miles de Hz. Este

error de frecuencia se reducirá dentro de los límites de varios centenares de Hz, una vez que el receptor esté bloqueado a la señal recibida desde una estación base. El UE quedará bloqueado a una estación base después de la búsqueda de la célula inicial, que es la tarea realizada por el UE después de su activación. Una vez que el UE ha encontrado su célula denominada "*camping*", el procedimiento de búsqueda de células entra en el modo de monitoring (vigilancia operativa) células vecinas disponibles, para una posible entrega (*handover*), si el UE está en el modo active o bien, para una posible re-selección de las células (para una mejor recepción de la señal), si el UE está en el modo inactivo. En el modo monitoring (vigilancia operativa), el error de frecuencia entre la señal recibida y la señal de RF del UE se reduce, en gran medida, porque todas las células están estrechamente sincronizadas en frecuencia y el UE está ya sincronizado a una de ellas.

De este modo, durante la búsqueda de la célula inicial, sería posible detectar la hora de llegada de las señales de sincronización. Transmitidas desde la estación base bajo un error de frecuencia, relativamente elevado, en el receptor.

La eficacia de la adquisición de temporización de la señal de sincronización, según la forma de realización 1, se evalúa por simulación, en términos de la probabilidad de adquisición de temporización correcta como una función de la señal de señal/ruido (SNR) a través del canal de Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (AWGN). Los cuatro valores del error de frecuencia inicial  $df$  entre el UE y la estación base son simulados:  $df=0,1,2$  y  $3$  ppm a la frecuencia portadora de  $2,6$  GHz. El prefijo cíclico es de

10 muestras de longitud en todos los casos.

La adquisición de temporización se considera correcta si la hora de llegada estimada está dentro de la zona de tolerancia al error, que está situada antes de la posición de temporización verdadera, de modo que solape el prefijo cíclico en la señal de OFDM. La magnitud de la zona de tolerancia al error no puede ser mayor que la longitud del prefijo cíclico, y debe ser igual a la parte del prefijo cíclico, que no está cubierta por la respuesta del canal del símbolo de OFDM anterior. Habida cuenta que la longitud de prefijo cíclico no debe ser mucho más larga (si no lo es en absoluto) que la máxima longitud prevista de la respuesta del canal, la zona de tolerancia al error, en la práctica, no puede ser más larga que unas pocas muestras. Sin embargo, cuando la señal de sincronización repetitiva, según el Documento 1, se evalúa como la referencia para la comparación, tomaremos la zona de tolerancia al error como siendo igual al prefijo cíclico, con el fin de obtener los mejores eficacias operativas para la señal según el Documento 1.

Se puede conocer fácilmente que la magnitud de la correlación diferencial no depende del error de frecuencia, por lo que la señal del Documento 1 se evalúa sin ningún error de frecuencia. Los resultados se representan en la Figura 3.

Sin el error de frecuencia inicial, la señal centralmente simétrica detectada por la correlación diferencial inversa supera a la señal repetitiva detectada por la correlación diferencial en más de 1 dB a la probabilidad de adquisición correcta de 0,5 y más de 5 dB a la probabilidad de 0.9 de adquisición correcta.

Para los valores distintos de cero del error de frecuencia, la eficacia de la señal repetitiva permanece invariable, mientras que la eficacia de la señal centralmente simétrica se deteriora con el aumento del error de frecuencia. Al error de frecuencia de 1 ppm (2600Hz), las eficacias operativas relativos permanecen casi sin cambiar. Al error de frecuencia de 2 ppm, la señal centralmente simétrica todavía permanece mejor a las probabilidades de adquisición correcta superiores a 0,5, aunque la señal repetitiva se hizo mejor a muy bajas relaciones SNR. Sin embargo, al error de frecuencia de 3 ppm, la señal centralmente simétrica señal deja de adquirir la sincronización temporal, haciendo caso omiso de la relación SNR. Esto se debe a que algunos de los lóbulos laterales de la correlación diferencial inversa se hacen más altos que el lóbulo principal, incluso sin la presencia de ruido.

#### **Forma de realización 2**

Los resultados de la eficacia operativa de la adquisición de temporización, para las señales de la forma de realización 1, ha demostrado que si el error de frecuencia es superior a un determinado umbral, la correlación diferencial inversa proporciona una mejor adquisición de temporización que la correlación diferencial inversa, mientras que, por debajo de un cierto error de frecuencia, tiene el efecto opuesto.

Este resultado indica que si el error de frecuencia, durante la búsqueda de célula inicial es superior a 2 ppm, sería conveniente que la señal de sincronización sea, a la vez, centralmente simétrica y periódica. Dicha señal se podría detectar en el UE por medio de la correlación diferencial y también por la correlación

diferencial inversa, dependiendo del modo de búsqueda de la célula, es decir, dependiendo del máximo error de frecuencia previsto entre la frecuencia portadora de la señal recibida y la frecuencia de la señal de RF de referencia en el receptor.

En consecuencia, la búsqueda de célula inicial en las señales de sincronización, transmitidas desde las estaciones base, debe realizarse utilizando la correlación diferencial inversa. Una vez que la búsqueda de la célula entra en el modo de vigilancia operativa, se pueden detectar las señales de sincronización por la correlación diferencial inversa, que proporciona muchos mejores eficacias operativas en la adquisición de temporización si el error de frecuencia es bajo, lo que permite una más rápida detección de las células vecinas. Ha de hacerse constar que, en el modo monitoring de búsqueda de célula inicial, una detección rápida de las células vecinas, con mejor calidad de la señal, reduce la interferencia en el sistema, debido a que permite al UE transmitir a más baja potencia.

Suponiendo las mismas condiciones que en la forma de realización 1, el conjunto de señales de sincronización OFDM, centralmente simétricas y periódicas, se pueden generar a partir del conjunto de 36 secuencias de ZC de longitud prima  $L=37$ , utilizando la puesta en correspondencia 13) e IDFT (11), en donde  $N=64$ . La señal, con una longitud de 64 muestras, obtenida por (11) se extiende entonces periódicamente, es decir, se repite para generar la señal de sincronización, centralmente simétrica y periódica, final con una longitud de 128 muestras. Como en el ejemplo anterior, en la señal  $s(k)$  resultante  $N=128$  muestras de longitud, solamente la

muestra  $s(0)$  no tiene su contrapartida simétrica con respecto a  $s(N/2)$ .

La misma señal se puede obtener directamente (sin extensión periódica) utilizando (11) y la puesta en correspondencia general siguiente:

$$H \Leftarrow \begin{cases} c\left(\frac{n}{R} + \frac{L-1}{2}\right), n=0, R, 2R, \dots, \left(\frac{L-1}{2}\right)R \\ c\left(\frac{n-N}{R} + \frac{L-1}{2}\right), n=N - \left(\frac{L-1}{2}\right)R, N - \left(\frac{L-3}{2}\right)R, \dots, N-R, \quad L \text{ impar,} \\ 0, \quad \text{en cualquier otro caso} \end{cases} \quad (17)$$

en donde  $c(l), l=0, 1, \dots, L-1$ , es una secuencia centralmente simétrica de longitud  $L$  impar,  $R=2$  es el número de repeticiones, es decir, los periodos de una determinada forma de onda básica dentro de la señal y  $N=128$  es la magnitud de IFFT. En general, la puesta en correspondencia (17) genera una señal centralmente simétrica con  $R$  periodos, si  $N=0 \pmod{R}$ .

La eficacia de la adquisición de temporización de la señal de sincronización anterior se evalúa por simulación, en términos de probabilidad de adquisición de temporización correcta como una función de la relación señal/ruido (SNR) en un canal de Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (AWGN). Los cuatro valores del error de frecuencia inicial  $df$  entre el UE y la estación base son simulados:  $df=0, 1, 2$  y  $3$  ppm a la frecuencia portadora de  $2,6$  GHz. El prefijo cíclico es de 10 muestras de longitud, en todos los casos. Los resultados se representan en la Figura 4.

A partir de las figuras 3 y 4, se puede observar que la correlación diferencial inversa de señal de OFDM, centralmente simétrica y periódica, es más resistente al error de frecuencia de  $3$  ppm que la función de

correlación diferencial inversa de la señal de OFDM no periódica. Comenzando a partir de la similitud entre las formulas (7) y (8), la explicación de las diferentes eficacias operativas de adquisición de temporización, en las Figuras 3 y 4, se pueden derivar de las propiedades de las funciones de autocorrelación aperiódica generalizada de las correspondientes señales, ampliamente conocida como la función de la ambigüedad. Esta función es una función bidimensional del retardo y del error de frecuencia.

Es bien conocido de la técnica anterior que las señales de secuencias polifásicas (*chirp-like*), tales como la señal no repetitiva, representada en la Figura 3, presentan la función de ambigüedad, de tipo sesgado (Ridge), distinguida por una posición de retardo no cero desplazada de su lóbulo principal a un error de frecuencia elevado. Este efecto es el principal motivo para el colapso de la correlación diferencial inversa a un error de frecuencia de 3 ppm. Las señales, con algunos otros IDs de células, podrían ser un poco más sensibles a este efecto y podrían converger, con una probabilidad de adquisición igual a 1, a relaciones SNR más elevadas, pero se colapsarán también para errores de frecuencias, que sean algo más altos.

Por otro lado, las señales periódicas, tales como las representadas en la Figura 4, presentan las así denominadas funciones de ambigüedad de "lecho de clavos", que se distinguen por lóbulos laterales bastante altos, normalmente situados en el plano del tiempo-frecuencia, pero la posición del lóbulo principal, correspondiente al retardo cero no cambia con la frecuencia. Básicamente, estas señales se comportaron

como prácticamente teniendo la más corta longitud, lo que da lugar a menos distorsión con un elevado error de frecuencias. Por otro lado, los altos lóbulos laterales de la correlación diferencial inversa que procede de la naturaleza repetitiva de la señal, por lo que aun cuando no exista ningún error de frecuencia, la señal, que consiste en dos periodos de la misma forma de onda básica, tiene los lóbulos laterales de la correlación diferencial inversa igual al menos a la mitad del lóbulo principal. Esto da lugar a una pérdida de eficacias operativas de adquisición para un bajo error de frecuencias (inferior a 2 ppm), según se puede observar comparando las Figuras 3 y 4.

### **Forma de realización 3**

Según se indicó anteriormente, la zona de tolerancia al error, en la práctica, no puede presentar una longitud superior a unas pocas muestras. En ese caso, sin embargo, incluso la función de correlación diferencial (utilizada para detectar la señal de sincronización repetitiva en el Documento 1) presenta eficacias operativas bastante deficientes a una tasa alta de errores de frecuencias, según se puede observar en la Figura 5, donde las eficacias operativas de la adquisición de temporización de las señales representadas en la Figura 3 se evalúan con la zona de tolerancia de 2 muestras.

El motivo para las deficientes eficacias operativas de la correlación diferencial radica en la 'meseta' representada en la Figura 1, lo que hace muy probable que el ruido genere un pico de correlación, en el retardo dentro de la meseta de correlación, menor que el retardo cero (correcto). De este modo, la curva correspondiente a la señal repetitiva converge, muy lentamente, al valor 1

con un incremento de la relación SNR.

La discusión anterior sobre los diferentes tipos de las funciones de ambigüedad lleva a la consideración de otros tipos de las secuencias del pseudo-ruido, con  
 5 funciones de ambigüedad más tolerantes al error de frecuencias. Dichas secuencias de pseudo-ruido son, por ejemplo, los conjuntos de secuencias complementarias ortogonales de Golay (binarias), véase M. J. E. Golay, "Series complementarias", *IRE Transactions on Information*  
 10 *Theory*, Vol. IT-7, páginas 82-87, Abril 1961 (este documento se denominará, en adelante, como Documento 8). Los pares de secuencias complementarias de Golay existen para longitudes de secuencias pares  $L$ , y se distinguen por la propiedad de que la suma de las funciones de  
 15 autocorrelación aperiódica de las secuencias es igual a cero para todos los retardos no cero. Un conjunto de secuencias de Golay ortogonales, de longitud  $L$ , se pueden obtener por la multiplicación binaria de una secuencia complementaria de Golay única, de longitud  $L$ , con todas  
 20 las  $L$  secuencias de Walsh de longitud  $L$  [Documento 8]. Las secuencias, dentro de dicho conjunto, se pueden agrupar en  $L/2$  pares complementarios diferentes.

Si los bits de una secuencia de Golay, entre el conjunto de pares complementarios ortogonales de Golay,  
 25 se utilizan como los coeficientes de Fourier  $H(n)$  en (11), la señal de sincronización OFDM resultante  $s(k)$  es similar a (9) y tiene la propiedad:

$$s(k) = \begin{cases} s^*(N-k) & k = 0, 1, \dots, N-1 \\ 0, & \text{en cualquier otro caso} \end{cases} \quad (18)$$

Dicha señal se puede detectar por una correlación  
 30 diferencial inversa (10), como

$$D_{\phi} = \sum_{k=0}^{N/2-1} r_{\phi+k+1} r_{\phi+N-1-k} \quad (19)$$

Se puede conocer fácilmente que las magnitudes de las correlaciones diferenciales inversas (10) y (19) permanecen invariables bajo un error de frecuencia arbitrario en la señal recibida a través de un canal de propagación de ruta única. Esta es una propiedad general que es válida para señales arbitrarias (9), (9.1) y (18).

Si los elementos de una secuencia de Golay  $c(k)$  son puestos en correspondencia como los coeficientes de Fourier de las sub-portadoras consecutivas equidistantes, por ejemplo, como

$$H_{\phi} = \begin{cases} c_{\phi+N+L/2}, n=0,1,2,\dots,L/2-1 \\ c_{\phi-N+L/2}, n=N-L/2,\dots,N-1, & L \text{ es par,} \\ 0, & \text{en cualquier otro caso} \end{cases} \quad (20)$$

La señal de OFDM resultante tiene la relación de potencia de pico-a-media menor que 3 dB, véase B. M. Popovic, "Síntesis de señales multitonos eficientes en potencia con espectro de amplitud plano", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 39, N° 7, páginas 1031-1033, Julio 1991. Asimismo, significa que todas las señales de sincronización OFDM, basadas en las diferentes secuencias de Golay, a partir de un conjunto de pares complementarios ortogonales, tendrán un pequeño valor de PAPR, que permiten, de esa manera, la maximización de la potencia transmitida media, es decir, la maximización de la SNR recibida en el borde la célula.

La eficacia operativa de la adquisición de temporización de una señal de OFDM obtenida desde una secuencia complementaria de Golay de longitud  $L=64$ , puesta en correspondencia de acuerdo con (20) y (11) en una señal de OFDM de longitud  $N=128$ , se representan en la

Figura 6. Se puede observar que la eficacia operativa de la adquisición de temporización de la señal de OFDM, obtenida a partir de una secuencia complementaria de Golay, no cambia con el incremento del error de frecuencia.

La información que se incorpora en este entorno operativo se puede, por ejemplo, realizar mediante etiquetado de cada una de las secuencias ortogonales de Golay en el presente conjunto. Después de recibir la señal y demodular los datos desde la señal de OFDM, la secuencia específica se pudo identificar estableciendo una correlación con todas las secuencias en el presente conjunto. Dicho banco de establecedores de correlaciones se puede realizar eficientemente, por ejemplo, utilizando la Transformación Rápida de Hadamard. La codificación diferencial se podría aplicar a la secuencia demodulada antes de la correlación para eliminar la distorsión del canal. En ese caso, las secuencias de referencia, utilizadas para la correlación, deben ser también diferencialmente codificadas.

Ahora con referencia a la Figura 7, la presente invención da a conocer, además, un sistema de radio-comunicaciones, por ejemplo, podría consistir en estaciones bases 120 de un sistema celular 100 y terminales 130 que se comunican con dichas estaciones bases. Las estaciones bases y/o los terminales incluirían al menos un emisor con medios para generar y enviar una señal con una parte centralmente simétrica,  $s(k)$ , en donde dicha parte centralmente simétrica  $s(k)$  es de longitud  $N$  arbitraria. Las estaciones bases y/o los terminales incluirían, además, al menos un receptor, provista de medios para recibir y procesar las señales

generadas por el emisor.

**Aplicaciones y alternativas**

La presente se puede utilizar en todas las aplicaciones donde se transmiten señales de sincronización para soportar y suavizar la adquisición de temporización en un receptor y también cuando las señales están transportando alguna información, tal como número de identificación del emisor, etc. Una de dichas aplicaciones es el procedimiento de búsqueda de células en los sistemas celulares.

Las señales de sincronización centralmente simétricas, dadas a conocer, pueden ser de tipo OFDM, lo que aporta algunas ventajas para la demodulación de la información desde la señal que ha pasado el canal de propagación de múltiples rutas (con dispersión temporal).

Sin embargo, las señales de sincronización, centralmente simétricas, similares al ruido, de otros tipos, tales como las señales de amplio espectro de secuencias directas, detectadas por la correlación diferencial inversa, se pueden también desarrollar con eficacias operativas similares de la adquisición de temporización.

**Reivindicaciones**

1.- Un método de sincronización en un sistema de comunicación, caracterizado por las etapas siguientes:

5 generación de una señal que presenta una propiedad temporal utilizable para la sincronización, en donde la señal está basada en una secuencia exclusivamente identificable  $c(l)$  entre un conjunto de secuencias;

envío de la señal a través de un canal de comunicación y

10 en la etapa de generación de la señal, generación de la señal con una parte centralmente simétrica,  $s(k)$ , en donde la parte centralmente simétrica  $s(k)$  lo es bajo la forma del valor absoluto y la parte centralmente simétrica  $s(k)$  es de una longitud arbitraria  $N$ .

15 2.- El método según la reivindicación 1, que comprende:

la recepción de la señal;

el cálculo y la memorización de una correlación desde un bloque de  $N$  muestras de señales recibidas;

20 la repetición de la etapa anterior para un nuevo bloque de  $N$  muestras de la señal recibida, tomada después de un retardo de una muestra en comparación con el bloque anterior, varias veces;

25 la búsqueda del retardo del bloque de  $N$  muestras que da lugar a una magnitud de la correlación máxima y la selección de este retardo como la temporización inicial para la demodulación;

30 la detección de la secuencia única  $c(l)$  entre el conjunto de secuencias y la extracción, en ella, de la información transmitida,

en la etapa de cálculo y de memorización de una correlación, el cálculo y la memorización de una

correlación diferencial *inversa*  $D(p)$  entre un bloque de  $N$  muestras de señales recibidas  $r(k), k=0,1,\dots,N-1$ .

3.- El método, según la reivindicación 1 ó 2, que comprende la generación de la señal de modo que la simetría central de la forma del valor absoluto de la parte centralmente simétrica  $s(k)$  se deba al hecho de que la parte centralmente simétrica  $s(k)$  es una entre las siguientes:

$$s(k) = \begin{cases} s(N-1-k), & k=0,1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{en cualquier otro caso} \end{cases} \quad \text{Y}$$

$$s(k) = \begin{cases} s^*(N-1-k), & k=0,1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{en cualquier otro caso} \end{cases} \quad \text{Y}$$

$$s(k) = \begin{cases} -s(N-1-k), & k=0,1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{en cualquier otro caso} \end{cases} \quad \text{Y}$$

$$s(k) = \begin{cases} -s^*(N-1-k), & k=0,1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{en cualquier otro caso} \end{cases} \quad \text{Y}$$

$$s(k) = \begin{cases} s(N-k), & k=1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{en cualquier otro caso} \end{cases} \quad \text{Y}$$

$$s(k) = \begin{cases} s^*(N-k), & k=1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{en cualquier otro caso} \end{cases} \quad \text{Y}$$

$$s(k) = \begin{cases} -s(N-k), & k=1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{en cualquier otro caso} \end{cases} \quad \text{Y}$$

$$s(k) = \begin{cases} -s^*(N-k), & k=1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{en cualquier otro caso} \end{cases} \quad \text{Y}$$

4.- Método, según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, que comprende la generación de la señal, de modo que  $N$  sea un número entero positivo par y en donde  $s(k)$  sea también periódico con un periodo  $N/2$ , es decir, de tal modo que  $s(k)=s(k+N/2)$ .

5.- Método, según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, que comprende la generación de la

señal de modo que  $s(k)$  sea precedido por un prefijo cíclico de  $L_{CP}$  muestras, idénticas a las últimas  $L_{CP}$  muestras de  $s(k)$ .

5 6.- Método, según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, que comprende la generación de la señal, de modo que  $s(k)$  se obtenga como la Transformada de Fourier Discreta Inversa (IDFT) del espectro  $H(n)$  de  $N$  ponderaciones de subportadoras, siendo generado el espectro  $H(n)$  utilizando los elementos de una secuencia  
 10  $c(l), l=0,1,\dots,L-1, L \leq N$ , como los coeficientes de Fourier a las frecuencias de subportadoras ocupadas.

7.- Método, según la reivindicación 6, que comprende la generación de la señal de modo que  $s(k)$  se obtenga como la Transformada de Fourier Discreta Inversa del  
 15 espectro  $H(n)$  de  $N$  ponderaciones de subportadoras, de modo que  $H(n)=H(N-n)$ , siendo  $n=0,1,2,\dots,N-1$ , en donde  $H(N)=H(0)$  permanezca verdadero en función de la periodicidad de la Transformada de Fourier Discreta.

8.- Método según la reivindicación 7, que comprende  
 20 la puesta en correspondencia de la secuencia  $c(l)$  con el espectro  $H(n)$  como

$$H(n) \stackrel{\text{def}}{=} \begin{cases} c\left(n + \frac{L-1}{2}\right), & n=0,1,2,\dots,\frac{L-1}{2} \\ c\left(n - N + \frac{L-1}{2}\right), & n=N - \frac{L-1}{2}, \dots, N-1, L \text{ es impar,} \\ 0, & n = \frac{L-1}{2} + 1, \dots, N - \frac{L-1}{2} - 1 \end{cases}$$

en donde  $c(l)$  es una secuencia centralmente simétrica de longitud impar  $L$ ;

25 o la puesta en correspondencia de la secuencia  $c(l)$  con el espectro  $H(n)$  como

$$H(n) = \begin{cases} c\left(\frac{n}{R} + \frac{L-1}{2}\right), & n = 0, R, 2R, \dots, \left(\frac{L-1}{2}\right)R \\ c\left(\frac{n-N}{R} + \frac{L-1}{2}\right), & n = N - \left(\frac{L-1}{2}\right)R, N - \left(\frac{L-3}{2}\right)R, \dots, N - R, \\ 0, & \text{en cualquier otro caso} \end{cases}$$

en donde  $c(l)$  es una secuencia centralmente simétrica de longitud impar  $L$  y  $R$  es el número de repeticiones, es decir, de periodos de una cierta forma de onda de base en la señal, de modo que  $N=0 \pmod{R}$ ;

o la puesta en correspondencia de la secuencia  $c(l)$  con el espectro  $H(n)$  como

$$H(n) = \begin{cases} c\left(\left\lfloor \frac{n}{L} \right\rfloor + L/2\right), & n = 0, 1, 2, \dots, L/2 - 1 \\ c\left(\left\lfloor \frac{n-N}{L} \right\rfloor + L/2\right), & n = N - L/2, \dots, N - 1, \quad L \text{ es par,} \\ 0, & \text{en cualquier otro caso} \end{cases}$$

en donde  $c(l)$  es una secuencia binaria arbitraria de longitud par  $L$ .

9.- Método, según una cualquiera de las reivindicaciones 6 a 8, que comprende la utilización de una secuencia  $c(l)$  que es pseudo-aleatoria.

10.- Método según la reivindicación 9, en donde la secuencia  $c(l)$  es una secuencia Zadoff-Chu definida por:

$$c(l) = W_L^{rl^{(L+1)/2}}, \quad l = 0, 1, \dots, L-1, \quad L \text{ es impar}$$

en donde  $W_L = \exp(j2\pi/L)$ ,  $j = \sqrt{-1}$ ;

o la secuencia  $c(l)$  es una secuencia polifásica del denominado Tipo Chirp Generalizado (GCL) definida por

$$c(l) = a\left(\left\lfloor \frac{l}{m} \right\rfloor \pmod{m}\right), \quad l = 0, 1, \dots, L-1,$$

en donde  $L=sm^2$  es impar,  $s$  y  $m$  son números enteros positivos,  $a(k)$  es cualquier secuencia centralmente simétrica de  $m$  números complejos de magnitud unitaria y  $d(k)$  es la secuencia Zadoff-Chu de longitud  $L$ ;

o la secuencia  $c(l)$  es una secuencia complementaria

de Golay de longitud par  $L$  elegida dentro de un conjunto de pares complementarios de Golay ortogonales.

11.- Método, según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 10, que comprende la utilización de

$$5 \quad D(\phi) = \sum_{k=0}^{\lfloor N/2 \rfloor - 1} r(\phi+k) \cdot r^*(\phi+N-1-k) \quad o$$

$$\text{empleando } D(\phi) = \sum_{k=0}^{\lfloor N/2 \rfloor - 1} r(\phi+k+1) \cdot r^*(\phi+N-1-k) \quad o,$$

$$\text{empleando } D(\phi) = \sum_{k=0}^{\lfloor N/2 \rfloor - 1} r(\phi+k+1) \cdot r(\phi+N-1-k)$$

en donde  $\lfloor x \rfloor$  designa la función de límite superior de  $x$ , es decir, el más pequeño número entero superior o  
10 igual a  $x$ , como correlación diferencial inversa.

12.- Método, según una cualquiera de las reivindicaciones 4 a 11, que comprende:

la utilización de una correlación diferencial cuando se presente un error de frecuencia relativamente elevado  
15 en la señal recibida,

la utilización de la correlación diferencial inversa cuando se presente un error de frecuencia relativamente bajo en la señal recibida.

13.- Método, según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 12, que comprende la puesta en  
20 correspondencia de la secuencia  $c(l)$  con la identidad de un expedidor de la señal  $s(k)$  y/o la utilización de una secuencia  $c(l)$  que sea binaria.

14.- Emisor (120), destinado a utilizarse en un  
25 sistema de comunicación, caracterizado porque el emisor (120) está configurado para generar una señal que presenta una propiedad temporal simétrica utilizable para la sincronización y una parte centralmente simétrica,  $s(k)$ , estando basada la señal en una secuencia

exclusivamente identificable  $c(l)$  entre un conjunto de secuencias; siendo la parte centralmente simétrica,  $s(k)$  centralmente simétrica bajo la forma de su valor absoluto y siendo la parte centralmente simétrica  $s(k)$  de una longitud arbitraria  $N$  y configurado para enviar la señal a través de un canal, de comunicación.

15 15.- Receptor (130), destinado a utilizarse en un sistema de comunicación, caracterizado porque el receptor (130) está:

10 configurado para recibir una señal que presenta una propiedad temporal simétrica utilizable para la sincronización y en donde, la señal está basada en una secuencia exclusivamente identificable  $c(l)$  entre un conjunto de secuencias;

15 configurado para calcular y memorizar una correlación a partir de un bloque de  $N$  muestras de señales recibidas

y calcular y memorizar la correlación diferencial inversa de  $D(p)$  a partir de un bloque de  $N$  muestras de señales recibidas  $r(k), k=0, 1, \dots, N-1,$

20 configurado para repetir la etapa precedente para un nuevo bloque de  $N$  muestras de la señal recibida, tomadas después de un retardo de una muestra con respecto a un bloque precedente, varias veces;

25 configurado para buscar el retardo del bloque de  $N$  muestras, que da lugar a una magnitud de correlación máxima y para seleccionar este retardo como una temporización inicial para la demodulación;

30 configurado para detectar la secuencia única  $c(l)$  entre el conjunto de secuencias.

16.- Un sistema de telecomunicaciones (100), que comprende al menos un emisor (120) según la

reivindicación 14 y al menos un receptor (130) según la reivindicación 15.

Prefijo cíclico = 10 muestras

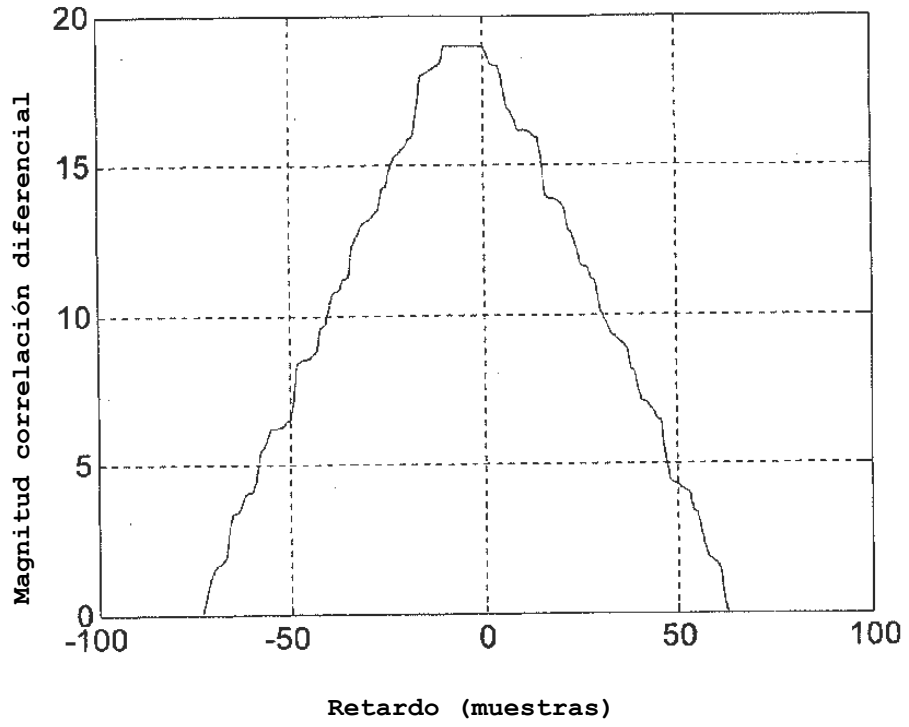


Figura 1

Prefijo cíclico = 10 muestras

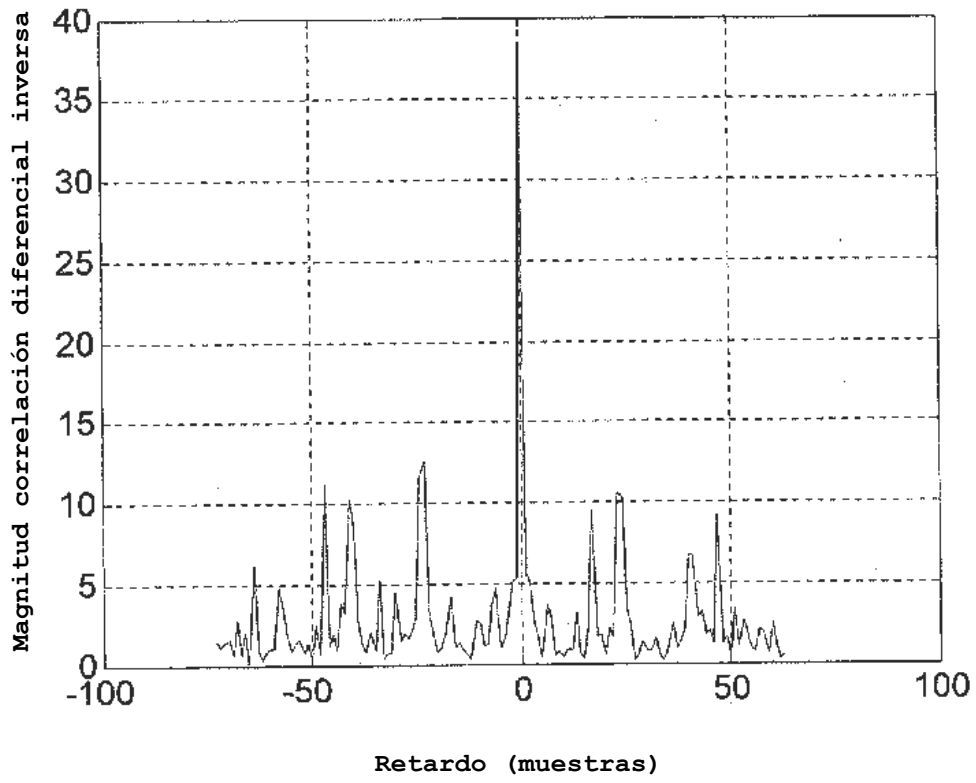


Figura 2

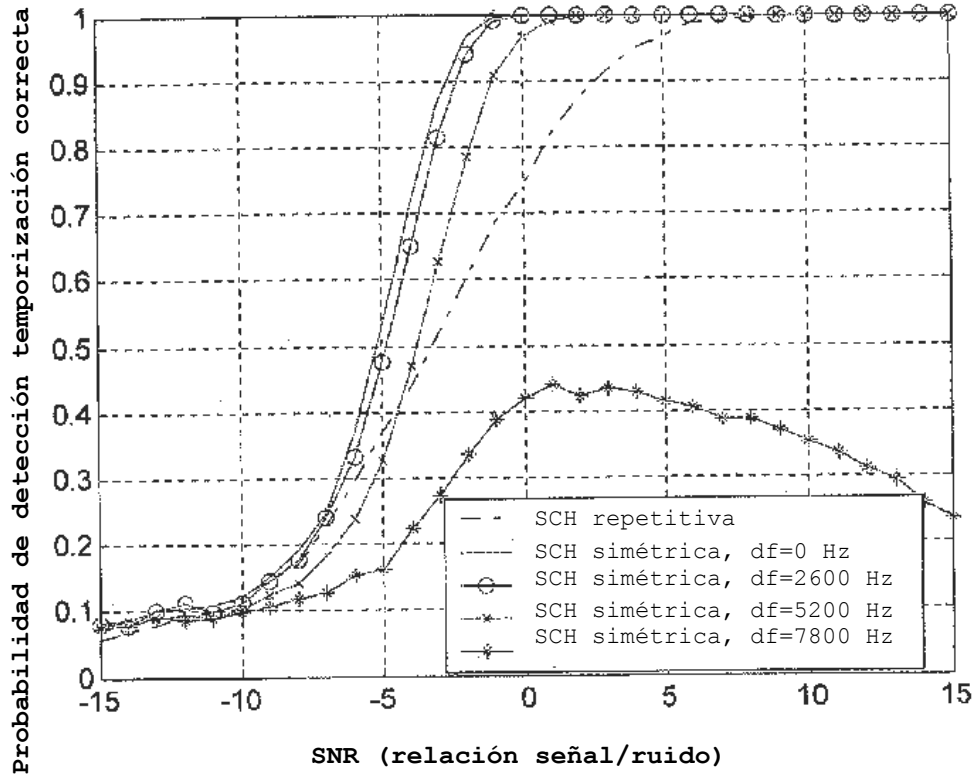


Figura 3

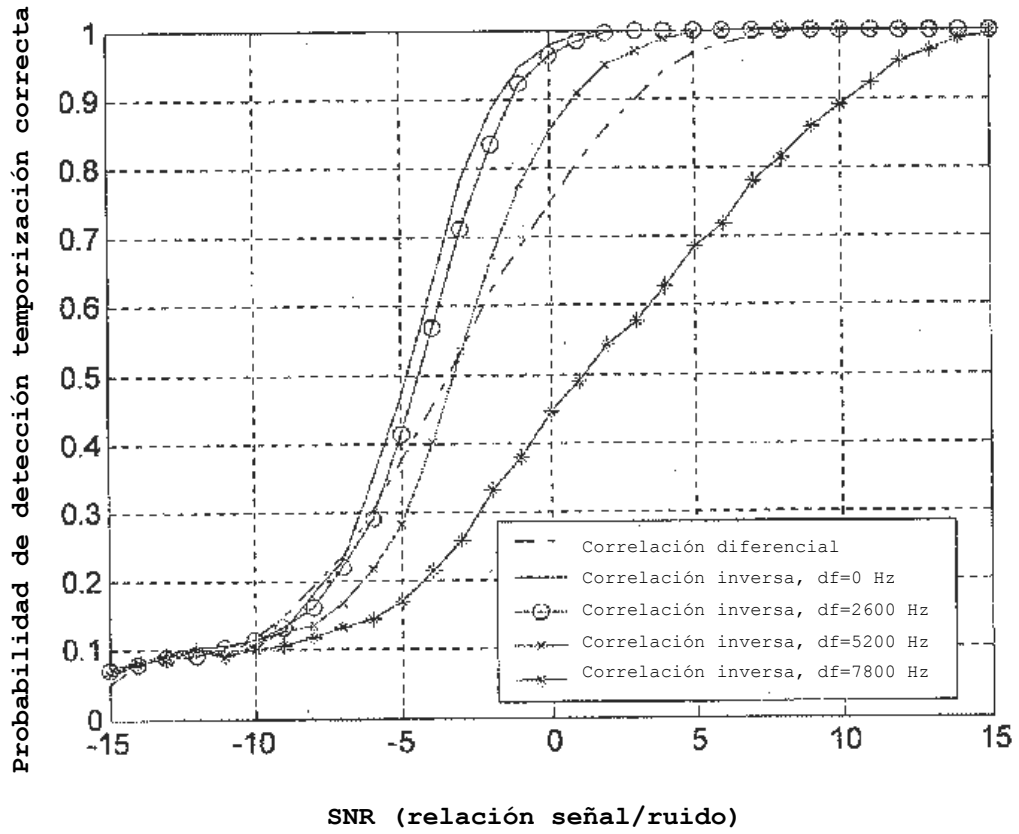


Figura 4

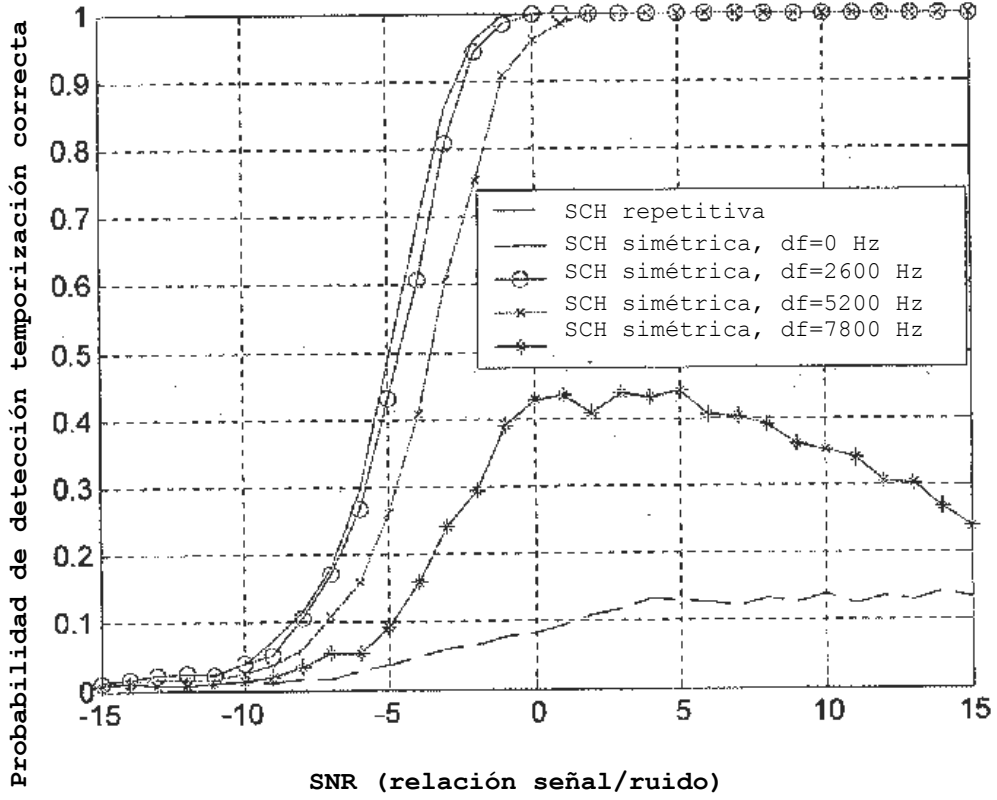


Figura 5

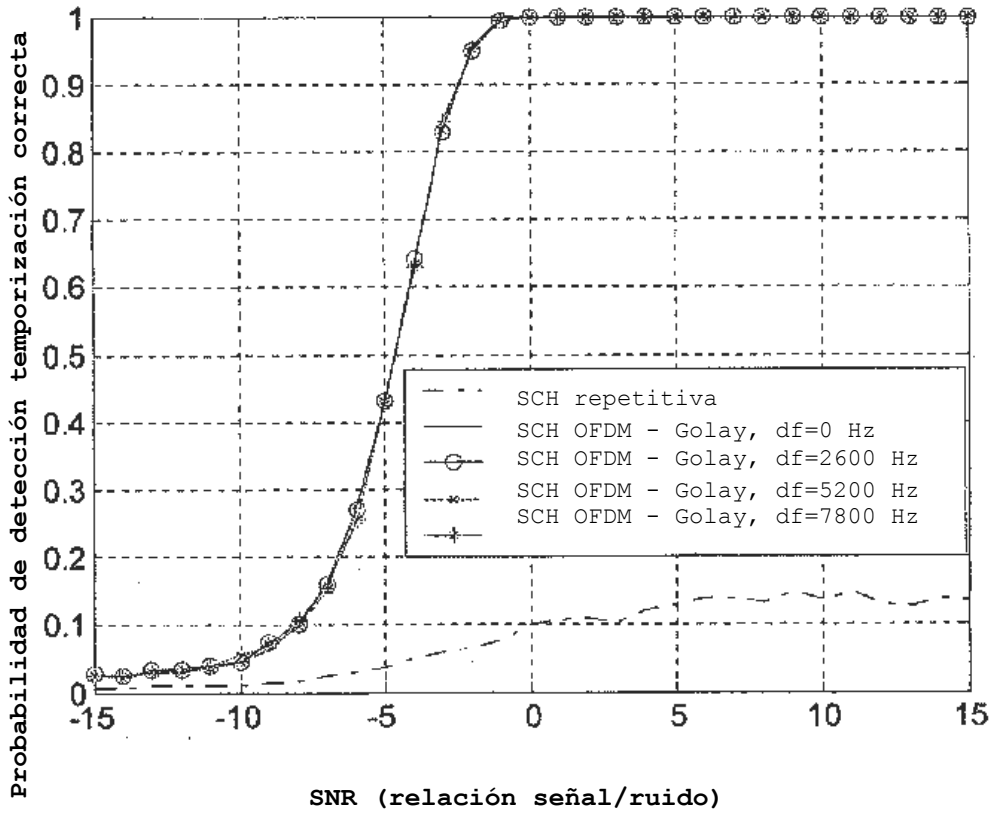


Figura 6

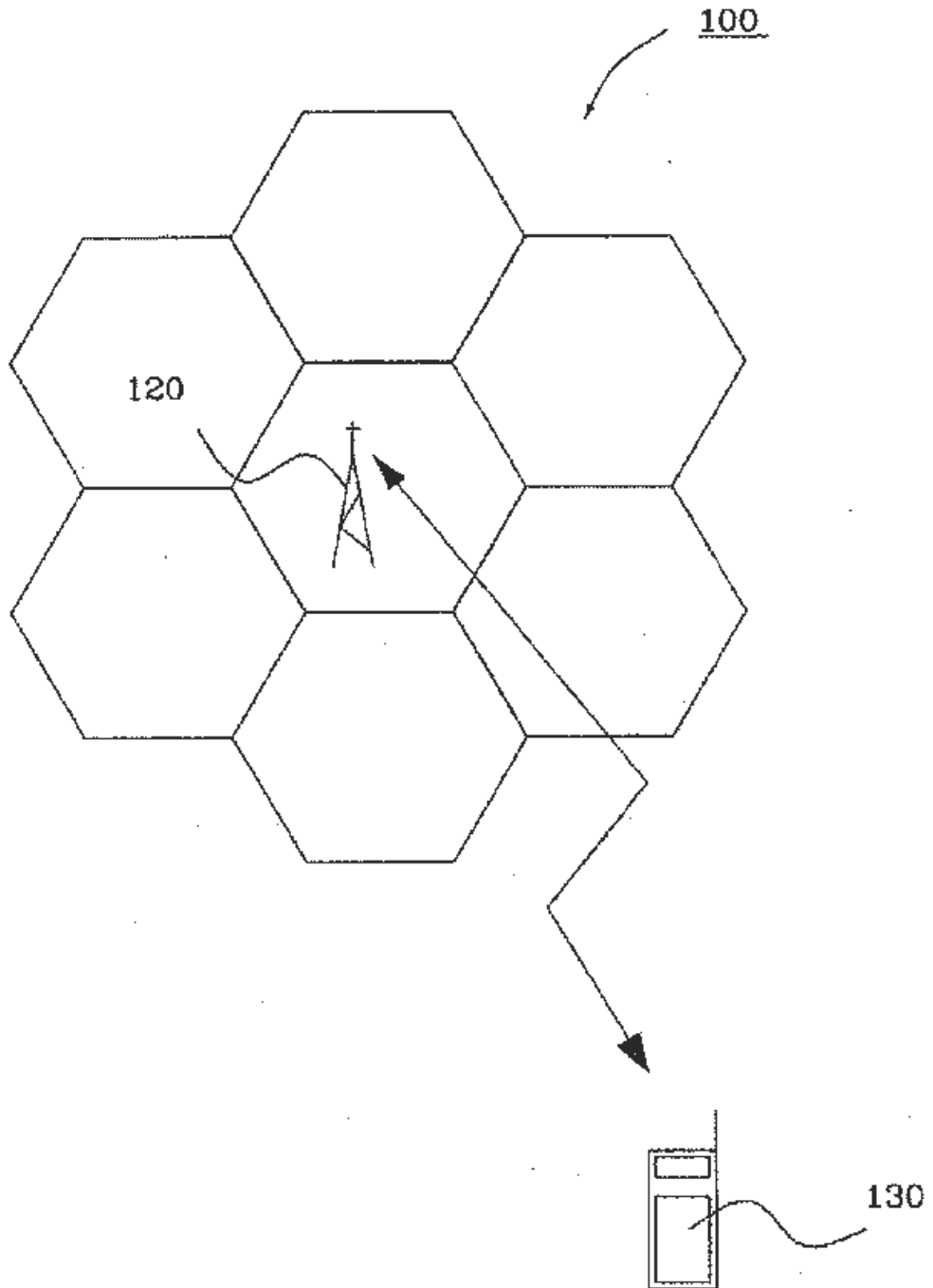


Figura 7