



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 361 108**

51 Int. Cl.:
H04L 27/26 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **08734202 .8**

96 Fecha de presentación : **29.04.2008**

97 Número de publicación de la solicitud: **2090050**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **19.08.2009**

54 Título: **Método y aparato para establecer una señal de sincronización en un sistema de comunicación.**

30 Prioridad: **02.05.2007 SE 0701056**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
14.06.2011

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
14.06.2011

73 Titular/es: **HUAWEI TECHNOLOGIES Co., Ltd.**
Huawei Administration Building
Bantian, Longgang District, Shenzhen
Guangdong 518129, CN

72 Inventor/es: **Popovic, Branislav, M.**

74 Agente: **Lehmann Novo, María Isabel**

ES 2 361 108 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín europeo de patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Método y aparato para establecer una señal de sincronización en un sistema de comunicación

5 REFERENCIA CRUZADA A SOLICITUDES RELACIONADAS

La presente solicitud reivindica la prioridad para la solicitud nº SE0701056.4 presentada con fecha 2 de mayo de 2007.

CAMPO DE LA INVENCION

10 El campo técnico es las comunicaciones y la sincronización. Más en particular, la invención se refiere a, por ejemplo, sincronización en sistemas de OFDM (Multiplexación Ortogonal por División de Frecuencia).

15 ANTECEDENTES DE LA INVENCION

Los documentos de 3GPP Technical Specification, 3GPP TS 36.211 v1.0.0, 3rd Generation Partnership Project, Technical Specification Group Radio Access Network, Physical Channels and Modulation (Release 8), Francia, marzo 2007, describen canales físicos para UTRA evolucionada.

20 Cuando se especifica un sistema de sincronización para un sistema de comunicación, por supuesto, numerosos parámetros han de ponderarse con el fin de optimizar, en alguna manera, el funcionamiento del sistema. Ello sería verdadero para el rendimiento de sincronización específico, en donde quizás la mejora de un parámetro de diseño podría perjudicar a otro y viceversa, pero también para el rendimiento del sistema de comunicación como un conjunto debido al sistema de sincronización elegido. Por ejemplo, para un sistema inalámbrico pueden existir limitaciones operativas sobre los terminales en términos de consumo de energía, coste del dispositivo, sensibilidad a la recepción de radio, etc. Dichas limitaciones operativas sobre los sistemas de comunicación y sus componentes se pueden imponer por organismos reguladores estándar así como por los propios fabricantes que deseen maximizar la capacidad generadora de ingresos de sus productos. Los diseñadores de sistemas de comunicación que diseñan sistemas de sincronización deben tomar en consideración estos problemas de diseño.

30 Un documento para el elemento 7.2 de la agenda de trabajo de RAN WG1 meeting 48bis titulado: *Paquete de propuestas de PSC y SSC para búsqueda de células LTE, R1-071497, Malta, 26 a 30 de marzo de 2007, propone un paquete de códigos de sincronización primarios, PSC, y códigos de sincronización secundarios SSC, en diseño para búsqueda de células LTE. Este documento presenta una solución al problema de cómo diseñar secuencias de sincronización PSC que sean secuencias de Zadoff-Chu de longitud 71, con índices raíces $u=1,5$ y 70.*

35 Otro documento para la agenda de trabajo 7.2 de la reunión de RAN WG1 48bis titulado *Comparación de secuencia y estructura para P-SCH, R1-071531, Malta, 26 a 30 de marzo de 2007, presenta otra propuesta sobre cómo diseñar la sincronización para E-UTRA. En este documento, se sugirió el empleo de secuencias de Zadoff-Chu de longitud 72, sin ningún índice raíz especificado u .*

40 Otro documento para el elemento 5.1.3.4 de la agenda de trabajo de 3GPP TSG RAN WG1 LTE Ad Hoc titulado, *Señales específicas de células para la sincronización inicial e identificación de células, R1-060225, Helsinki, Finlandia, 23 a 25 enero 2006, introduce señales centralmente simétricas y un algoritmo de detección de correlación diferencial inversa a ciegas para la detección de las señales sin conocimiento de su forma de onda exacta. Además, este documento subraya la importancia de los valores de PAPR (Relación de Potencia Máxima a Media) y concluye que todas las señales de sincronización de OFDM, basadas en diferentes secuencias de Golay a partir del conjunto de pares complementarios ortogonales que presenten pequeños valores de PAPR, permitiendo, de esa forma, la maximización de la potencia transmitida media, es decir, la maximización de la relación SNR recibida en el borde de la célula.*

50 Otro documento de trabajo 6.5.1 de la reunión de 3GPP TSG RAN WG1 48bis, titulado, *Definición y asignación de secuencias de Zadoff-Chu de RACH, R1-071111, St. Louis, Estados Unidos, 12 a 16 de febrero, 2007, examina la definición y asignación de secuencias de Zadoff-Chu sobre el preámbulo de acceso aleatorio no sincronizado con el fin de permitir una más sencilla puesta en práctica de las funciones de detección y generación de preámbulo de acceso aleatorio. Este documento da a conocer, además, que la secuencia ZC definida por el dominio de frecuencias hace uso de las propiedades de simetría central o de simetría conjugada compleja para reducir el número de multiplicaciones necesarias en el receptor.*

60 SUMARIO DE LA INVENCION

Un objetivo de las formas de realización ejemplo de la invención es proporcionar una sincronización eficiente para las comunicaciones.

65 Según una forma de realización ejemplo de la invención, se da a conocer un método para establecer una señal de sincronización adecuada para, en particular, un receptor de filtro ajustado en un sistema de comunicación que

comprende: un conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos y la transformación del conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos en una representación temporal discreta.

5 Además, el sistema de comunicación está preferentemente preparado para utilizar la representación temporal discreta como la señal de sincronización en el sistema de comunicación.

10 El conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos está preferentemente definido para ser centralmente simétrico o se consigue a partir de un mapeado de una secuencia de números que es centralmente simétrica. El conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos es un conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier que es centralmente simétrico y dicha secuencia de números centralmente simétrica corresponde al marcado de un elemento central de una secuencia de Zadoff-Chu de longitud impar $L+1$.

15 La especificación de una señal de sincronización basada en coeficiente de frecuencia de Fourier, que sea centralmente simétrica, proporciona la ventaja de permitir una puesta en práctica eficiente de un correspondiente banco de correladores en, por ejemplo, un receptor que recibe dicha señal.

Otra ventaja contrastada de una forma de realización de la invención es una mejora de la relación de la potencia máxima a la media, PAPR.

20 Un objetivo de la forma de realización ejemplo preferida de la invención es dar a conocer un sistema de sincronización alternativo, o mejorado, para un receptor de filtro ajustado.

25 Según la invención, se proporciona un emisor ejemplo para un sistema de comunicación, estando dicho emisor dispuesto para enviar una señal de sincronización a, por ejemplo, un receptor de filtro ajustado en el sistema de comunicación. La señal de sincronización se establece preferentemente a partir de:

- la definición de un conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos y
- la transformación del conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos en una representación temporal discreta.

Además, el emisor está preferentemente adaptado para utilizar la representación temporal discreta como la señal de sincronización en el sistema de comunicación.

35 En una forma de realización preferida de la invención, la representación temporal discreta es tal que el conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos es centralmente simétrico. El conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos es un conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier que es centralmente simétrico y dicha secuencia de números centralmente simétrica corresponde al marcado de un elemento central de una secuencia de Zadoff-Chu de longitud impar $L+1$.

40 Según otro aspecto de la invención, se da a conocer un receptor ejemplo de, preferentemente, un tipo de filtro ajustado para un sistema de comunicación. El receptor está dispuesto para recibir una señal de sincronización en el sistema de comunicación y está adaptado para que la señal de sincronización se establezca mediante:

- la definición de un conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos,
- la transformación del conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos en una representación temporal discreta,
- en donde el receptor está preferentemente adaptado para recibir la representación temporal discreta como la señal de sincronización en el sistema de comunicación.

55 En una forma de realización preferida, la representación temporal discreta es tal que el conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos sea centralmente simétrico. El conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos es un conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier que es centralmente simétrico y dicha secuencia de números centralmente simétrica corresponde al marcado de un elemento central de una secuencia de Zadoff-Chu de longitud impar $L+1$.

60 Según otro aspecto, a modo de ejemplo, de la invención, un sistema de comunicación comprende:

- un emisor adaptado para enviar una señal de sincronización y
- un receptor, preferentemente del tipo de filtro ajustado, dispuesto para recibir la señal de sincronización;

65 en donde la señal de sincronización se establece a partir de:

- la definición de un conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos y
- la transformación del conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos en una representación temporal discreta,
- en donde el emisor y el receptor (transceptor) está preferentemente dispuesto para transmitir y recibir, respectivamente, la representación temporal discreta como la señal de sincronización.

En formas de realización preferidas de la invención, dichos emisor y receptor están dispuestos para utilizar dicha representación temporal discreta como dicha señal de sincronización, en donde dicha representación temporal discreta es tal que dicho conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos es centralmente simétrico.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

Formas de realización, a modo de ejemplo, de la invención, se describen por medio de los dibujos adjuntos en los que:

La Figura 1 ilustra, según la técnica anterior, funciones de correlación aperiódicas de señales de P-SCH a partir del documento R1-071497 de RAN WG1 meeting 48bis, utilizando 128 muestras de correladores largos.

La Figura 2 ilustra, según la técnica anterior, funciones de correlación aperiódicas de señales de P-SCH a partir del documento R1-071531 de RAN WG1 meeting 48bis, utilizando 128 muestras de correladores largos.

La Figura 3 ilustra, de forma esquemático, un mapeado resultante de una secuencia de P-SCH para subportadoras, según la invención.

La Figura 4 ilustra, de forma esquemática, un filtro ajustado eficiente para la señal de P-SCH, definida por la Ecuación 5 para longitudes de secuencias de $N=L+1$ muestras, según la invención.

La Figura 5 ilustra, según la invención, funciones de correlación aperiódicas de señales de P-SCH, según se especifica en la ecuación 14, utilizando 128 muestras de correladores largos.

La Figura 6 ilustra, de forma esquemática, un emisor y receptor de un sistema de comunicación ejemplo, según la invención.

DESCRIPCIÓN DETALLADA

Señales de enlace descendente en, por ejemplo, un sistema celular E-UTRA, basado en la tecnología de transmisión OFDM, se especifican en el sentido de su no aplicación con la frecuencia central en el ancho de banda disponible, la así denominada subportadora DC (corriente continua), para la transmisión. Una razón para ello es que posibles fugas de osciladores locales, que pueden producirse en el emisor de la estación base o en el receptor del equipo de usuario móvil, UE, pueden causar una importante interferencia para la subportadora DC y de este modo, hacerla prácticamente inutilizable.

El sistema celular E-UTRA está especificado para utilizar múltiples (tres) señales de sincronización primaria, P-SCH, transmitidas a través del enlace descendente, DL, para soportar la sincronización de temporización de símbolos de OFDM en el equipo de usuario UE. Las tres señales de P-SCH están vinculadas a las identidades de células dentro de un grupo de identidad de células, sirviendo, de dicha manera, para fines de sincronización de la temporización y la transmisión de información.

Las señales de P-SCH presentan una estructura no repetitiva y están basadas en las secuencias de Zadoff-Chu, ZC. Las señales de P-SCH son señales de OFDM con hasta 72 subportadoras activas, centradas alrededor de la subportadora DC. Las subportadoras activas son moduladas con los elementos de una secuencia de P-SCH, específica de la célula, $d_u[n]$ seleccionada entre un conjunto de tres secuencias de ZC diferentes con índices raíces $u=u1$, $u=u2$ y $u=u3$. El mapeado resultante de una secuencia de P-SCH ejemplo $d_u[n]$, $n=0, \dots, 71$ de longitud $L=72$, para las subportadoras disponibles, se ilustra, de forma esquemática, en la Figura 3. La recepción en el equipo de usuario UE de la señal de sincronización es preferentemente en el modo de un receptor de filtro ajustado. Un filtro ajustado se puede mostrar para hacer máxima la relación de señal a ruido a la salida del filtro en el instante de recepción completa de la señal. La respuesta de impulsos del filtro ajustado para la señal que ha pasado el canal de Ruido Gaussiano Blanco Aditivo, AWGN, es igual a la versión en tiempo invertido de la señal transmitida. Dichos filtros ajustados se utilizan en la práctica aún cuando el canal de propagación no sea AWGN, como una buena aproximación del filtro ajustado exacto para dichos canales no de AWGN que exigiría el conocimiento de la función de correlación del canal.

Comparando las dos propuestas de RAN WG1 meeting 48bis, se obtiene una solución de compromiso en el anterior en donde una subportadora disponible permanece inutilizada. Esto reduce la diversidad de frecuencias de la señal, haciendo a la señal más susceptible a los efectos del desvanecimiento en el canal de propagación. Una mayor reducción del ancho de banda de la señal llevaría a ensanchar el lóbulo de autocorrelación principal de las señales, lo que

significaría una menor precisión de la estimación de temporización de la señal. Un inconveniente de esta última propuesta, *Comparación de secuencia y estructura para P-SCH, R1-071531, en comparación con el anterior, Paquete de propuesta de PSC y SSC para la búsqueda de célula LTE, R1-071497*, es que las correlaciones cruzadas máximas de múltiples señales de sincronización primaria, P-SCH, obtenidas a partir de los diferentes índices raíces de secuencia de Zadoff-Chu, de longitud 72, son más altas que si la longitud de la secuencia de Zadoff-Chu es 71.

Con el fin de mejorar o proporcionar una alternativa a la técnica anterior, formas de realización ejemplo de esta invención dan a conocer un método, sistema y aparato para establecer una señal de sincronización, particularmente idónea para un receptor de filtro ajustado, en un sistema de comunicación, comprendiendo dicho método:

- la definición de un conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos, $H_u[l]$,
- la transformación de dicho conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos, $H_u[l]$, en una representación temporal discreta, $s_u[k]$ y
- la preparación de dicho sistema de comunicación para uso de dicha representación temporal discreta, $s_u[k]$, como dicha señal de sincronización en dicho sistema de comunicación.

La expresión de “preparación del sistema de comunicación para uso” comprende la preparación del sistema de comunicación para su uso con la señal de sincronización especificada, por ejemplo: memorizando la señal en una memoria en cualquier lugar del sistema o mediante la programación de partes del sistema de comunicación con el fin de hacer uso de la señal de sincronización, cuando se transmita o reciba.

Dicho conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos, $H_u[l]$, se define, preferentemente, de modo que sea centralmente simétrico. Se demostrará a continuación que si la representación de frecuencias es centralmente simétrica, entonces es una condición necesaria y suficiente para que la representación temporal discreta $s_u[k]$ sea también centralmente simétrica. Esto significa que el receptor de filtro ajustado se puede diseñar para ser mucho más eficiente que lo es en el caso de las propuestas antes citadas de la RAN WG1 meeting 48bis.

Una motivación de la simetría central de la señal, en la presente invención, es una realización eficiente, conseguida de este modo, de un receptor, tal como un receptor de filtro ajustado, para lo que es un requisito previo el conocimiento exacto de la forma de onda de la señal.

Una forma de definir el conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos, en un método ejemplo según la invención, es para definir dicho conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos, $H_u[l]$, que comprende en el método a modo de ejemplo:

- la definición de una secuencia de números, $d_u[n]$ y
- un mapeado de la secuencia de números, $d_u[n]$, que se realiza para llegar a conseguir dicho conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos, $H_u[l]$, que es centralmente simétrico en una forma de realización preferida.

Esto permite una forma adecuada de definir los coeficientes, $H_u[l]$, que estén, además, conformes con el estándar en *3GPP Technical Specification, 3GPP TS 36.211 v1.0.0* y sigue siendo la propiedad preferida de simetría central.

Además, en el método según la presente invención, la definición de una secuencia de números, $d_u[n]$ comprende, además, en una forma de realización preferida, la definición de dicha secuencia de números, $d_u[n]$ para ser centralmente simétrica.

Además, en una forma de realización preferida de la invención, dicho mapeado se realiza de modo que se tenga dicho conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos $H_u[l]$ con una portadora de corriente continua que sea cero. Esto sería conveniente en sistemas que presenten un requisito de que sea cero la portadora de corriente continua, tal como en *3GPP Technical Specification 3GPP TS 36.211 v1.0.0*.

A modo de ejemplo, se realiza un mapeado según el método de la invención, de conformidad con:

$$H_u[l] = \begin{cases} 0, & l = 0 \\ d_u \left[l + \frac{L}{2} - 1 \right], & l = 1, 2, \dots, \frac{L}{2} \\ d_u \left[l - N + \frac{L}{2} \right], & l = N - \frac{L}{2}, \dots, N - 1 \\ 0, & \text{en cualquier caso} \end{cases}$$

Ecuación 1

donde L es una longitud de dicha secuencia de números $d_u[n]$ y $N=L+1$ es el número de coeficientes de frecuencias de Fourier discretos, $H_u[l]$. Este mapeado estaría conforme con el requisito preferido de mapeado de una secuencia de números centralmente simétrica en un conjunto de coeficientes de frecuencias centralmente simétricos así como el mapeado de dicha secuencia de números, de modo que el conjunto de coeficientes de frecuencias presentara una portadora de corriente continua que sea cero.

La definición de dicha secuencia de números podría, por ejemplo, implicar la definición de dicha secuencia de números como una secuencia centralmente simétrica, $d_u[n]$, que sea de longitud L y presente una propiedad tal que $d_u[n] = d_u[L-1-n]$, $n=0,1,\dots,L/2-1$. De este modo se proporcionaría la simetría central de $d_u[n]$. Dicha secuencia de números centralmente simétrica, $d_u[n]$, se podría definir mediante la concatenación de una secuencia de números de longitud L/2 y su réplica invertida. A modo de ejemplo, se podría mencionar una secuencia de números, en donde dicha secuencia de números centralmente simétrica, $d_u[n]$ se obtiene mediante la concatenación de una secuencia de Zadoff-Chu de longitud L/2 y su réplica invertida, de modo que $d_u[n]$ se proporcione por

$$d_u[n] = \begin{cases} W_{L/2}^{un(n+(L/2)\bmod 2)/2}, & n = 0,1,\dots,L/2-1 \\ W_{L/2}^{u(L-1-n)(L-1-n+(L/2)\bmod 2)/2}, & n = L/2,\dots,L-1 \end{cases} \quad \text{Ecuación 2}$$

en donde $W_n = e^{j2\pi n/N}$ para números enteros positivos N.

Otra forma de obtener una secuencia de números, centralmente simétrica, es mediante el marcado de un elemento central de una secuencia de Zadoff-Chu de longitud impar L+1, de modo que $d_u[n]$ se proporcione mediante

$$d_u[n] = \begin{cases} W_{L+1}^{un(n+1)/2}, & n = 0,1,\dots,L/2-1 \\ W_{L+1}^{u(n+1)(n+2)/2} & n = L/2,\dots,L-1 \end{cases} \quad \text{Ecuación 3}$$

en donde $W_n = e^{j2\pi n/N}$, para números enteros positivos N.

Si la secuencia $d_u[n]$ es centralmente simétrica, de modo que

$$d_u[n] = d_u[L-1-n], \quad n=0,1,\dots,L/2-1 \quad \text{Ecuación 4}$$

entonces, $H_u[l]$, en la Ecuación 1, será también centralmente simétrica en torno a DC. Es una condición necesaria y suficiente para que la señal de sincronización de dominio de tiempos, $s_u[k]$ sea centralmente simétrica, tal como

$$s_u[k] = s_u[N-k], \quad k=1,\dots,N-1. \quad \text{Ecuación 5}$$

Esto significa que solamente la muestra $s_u[0]$ no tiene su contrapartida simétrica. La prueba de la ecuación 5 es como sigue:

Comenzando a partir de la definición de $s_u[k]$,

$$s_u[k] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H_u[n] W_N^{-kn}, \quad W_N = \exp(-j2\pi/N), \quad j = \sqrt{-1}, \quad k=0,1,2,\dots,N-1, \quad \text{Ecuación 6}$$

se deduce que

$$\begin{aligned} s_u[N-k] &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H_u[n] W_N^{kn} = \frac{1}{N} \sum_{l=N}^1 H_u[N-l] W_N^{-kl} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} H_u[N-l] W_N^{-kl}, \quad k=0,1,2,\dots,N-1, \end{aligned} \quad \text{Ecuación 7}$$

en donde introducimos el cambio de variables $n=N-1$, habiendo reordenado la sumatoria y utilizado la periodicidad de DFT $\{H_u[n]=H_u[n+N]\}$. A partir de las relaciones antes citadas, se deduce que $s_u[k]=s_u[N-k]$ si $H_u[n]=H_u[N-n]$, que es una

condición suficiente. Además, es una condición necesaria, lo que significa que solamente si $H_u[n]=H_u[N-n]$ se obtendrá $s_u[k]=s_u[N-k]$ como puede demostrarse comenzando a partir de la expresión para $H_u[n]$.

5 En un caso aplicado, si definimos dicha secuencia centralmente simétrica para presentar una longitud $L=72$, podemos comparar su ejecución con la conseguible a partir de las secuencias de las propuestas de la técnica anterior antes citadas de RAN WG1 meeting 48bis. La comparación con el primero de estos documentos citados, proporciona la utilización de todas las subportadoras activas disponibles para las señales de PSC. En comparación con ambas propuestas citadas de RAN WG1 meeting 48bis, proporcionan señales de sincronización con muy bajas correlaciones cruzadas aperiódicas al nivel de pares, muy bajos lóbulos del lado de autocorrelación de señales de sincronización y una
10 baja relación de potencia máxima a media, PAPR, como se examinará más adelante.

Por supuesto, la elección de la longitud L de $d_u[n]$ no está limitada a esta longitud de ejemplo y dependería de la aplicación concreta. A modo de ejemplo, es perfectamente posible, para dicha secuencia centralmente simétrica, presentar una longitud $L=64$.

15 En el método según la invención, dicha transformación antes descrita podría comprender la transformación de los coeficientes de frecuencia de Fourier $H_u[l]$, $l=0,1,\dots,N-1$, de modo que $s_u[k]$

$$\frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} H_u[l] W_N^{-kl}$$
, $W_N = \exp(-j2\pi/N)$, $j = \sqrt{-1}$, $k=0,\dots,N-1$. Ésta es la denominada Transformada de Fourier Discreta Inversa. En un sistema de comunicación en donde se realiza dicha transformación, podría ponerse en práctica con cualquier algoritmo adecuado que permita un cálculo rápido. Por supuesto, es también posible hacer que dicha representación temporal discreta $s_u[k]$ sea calculada por anticipado y memorizada en una memoria situada en cualquier del sistema de comunicación.

25 El método descrito de establecimiento de una señal de comunicación, en un sistema de comunicación según la invención, se podría utilizar para establecer señales de sincronización en diferentes sistemas de comunicación que requieran alguna clase de sincronización, por ejemplo, estableciendo dichas señales de sincronización para un sistema de comunicación que sea un sistema de comunicación inalámbrico. Un ejemplo de dicho sistema de comunicación inalámbrico es un canal de enlace descendente-OFDM en un sistema de comunicación celular. Dicho sistema se describe en 3GPP Technical Specification, 3GPP TS 36.211 v1.0.0.

30 Conviene señalar que todas las características del método según la invención anteriormente descrita, y todas sus diferentes alternativas, se pueden combinar de forma arbitraria, en tanto que dichas combinaciones no impliquen una auto-contradicción.

35 A modo de ejemplo, utilizamos ahora los conocimientos de la invención aplicados al caso de un sistema según se especifica en 3GPP Technical Specification, 3GPP TS 36.211 v1.0.0 y se compara con la ejecución de dicho caso aplicado con el de las propuestas de la técnica anterior antes citadas de RAN WG1 meeting 48bis. Según se especifica en 3GPP Technical Specification, 3GPP TS 36.211 v1.0.0, representada en la Figura 3, la subportadora DC no se puede utilizar para el mapeado de los elementos de la secuencia $d_u[n]$, mientras que los elementos de $d_u[n]$ son objeto de mapeado para todas las demás subportadoras consecutivas, igualmente espaciadas, en torno a la subportadora DC. La señal de P-SCH de banda base $s_u[k]$, $k=0,1,\dots,N-1$ representada en la Figura 3, se obtiene, por ejemplo, mediante la N-point IDFT (Transformada de Fourier Discreta Inversa) del espectro de N coeficientes de Fourier $H_u[l]$, $l=0,1,\dots,N-1$, como

45
$$s_u[k] = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} H_u[l] W_N^{-kl}$$
, $W_N = \exp(-j2\pi/N)$, $j = \sqrt{-1}$, $k=0,1,2,\dots,N-1$ y Ecuación 8

$$H_u[l] = \begin{cases} 0, & l = 0 \\ d_u \left[l + \frac{L}{2} - 1 \right], & l = 1, 2, \dots, \frac{L}{2} \\ d_u \left[l - N + \frac{L}{2} \right], & l = N - \frac{L}{2}, \dots, N - 1 \\ 0, & \text{en cualquier otro caso} \end{cases}, \quad L=72$$

Ecuación 9

50 en donde $d_u[n]$, $n=0,1,\dots,L-1$, es la secuencia de P-SCH ejemplo de longitud $L=72$.

A modo de ilustración, la propuesta R1-071497 de RAN WG1 meeting 48bis describe secuencias de P-SCH dadas por

$$d_u[n]^{NEC} = \begin{cases} W_{71}^{um(n+1)/2}, & n = 0, 1, \dots, 70 \\ 0, & n = 71 \end{cases}, \quad u=1, 70 \text{ y } 5$$

Ecuación 10

Las funciones de correlaciones cruzadas/autocorrelación aperiódicas de las señales de P-SCH, a partir de R1-071497 de RAN WG1 meeting 48bis, para 128 muestras de correladores largos, se representan en la Figura 1. Los valores de la relación PAPR de estas señales son 3,14 dB, 3,14 dB y 4,66 dB.

5 Como otra ilustración, la propuesta R1-071531 de RAN WG1 meeting 48bis se puede describir mediante secuencias de P-SCH dadas por

$$d_u[n]^{LGE} = W_{72}^{un^2/2}, \quad n=0,1,\dots,71 \quad \text{Ecuación 11}$$

10 Las funciones de correlación cruzada/auto-correlación aperiódicas de las señales de P-SCH en la propuesta R1-071531 de RAN WG1 meeting 48bis, para 128 muestras de correladores largos y para $u = 1, 71$ y 5 , se representan en la Figura 2. Los valores de la relación PAPR de estas señales son 2,61 dB, 2,57 dB y 6,78 dB.

15 La simetría central de $N-1$ muestras de una señal de P-SCH se puede utilizar para reducir el número de multiplicaciones en un filtro ajustado a ejemplo, correspondiente a la señal de P-SCH. Por ejemplo, si $N=L+1=73$, existen 72 muestras centralmente simétricas de señal de P-SCH, de modo que el filtro ajustado se puede poner en práctica mediante $1+72/2=37$ multiplicaciones por correlación única, que representa una reducción de aproximadamente un 50% en comparación con la realización directa, que exige 73 multiplicaciones. Lo anterior se ilustra en la Figura 4, en donde "*" indica una conjugación compleja.

20 A continuación, se describen dos procedimientos o formas de obtener una secuencia de P-SCH ejemplo, $d_u[n]$, que es centralmente simétrica sobre la base de una secuencia de Zadoff-Chu, ZC.

25 La primera forma consiste en la concatenación de la secuencia de ZC de longitud $L/2$ y su réplica invertida. Las correspondientes secuencias de P-SCH, $d_u[n]$, se proporcionan por la Ecuación 2:

$$d_u[n] = \begin{cases} W_{L/2}^{un+(L/2)\text{mod}2/2}, & n = 0,1,\dots,L/2 - 1 \\ W_{L/2}^{u(L-1-n)(L-1-n+(L/2)\text{mod}2)/2}, & n = L/2,\dots,L-1 \end{cases}, L=72 \quad \text{Ecuación 12}$$

30 La segunda forma consiste en el marcado del elemento central de una secuencia de ZC de longitud impar $L+1$. En ese caso, las secuencias de P-SCH, $d_u[n]$, se proporciona por la Ecuación 3:

$$d_u[n] = \begin{cases} W_{L+1}^{un(n+1)/2}, & n = 0,1,\dots,L/2 - 1 \\ W_{L+1}^{u(n+1)(n+2)/2}, & n = L/2,\dots,L-1 \end{cases}, L=72 \quad \text{Ecuación 13}$$

La segunda alternativa proporciona señales de P-SCH ejemplo con más bajas correlaciones cruzadas máximas.

35 A partir de la descripción anterior, se deduce que resulta conveniente definir las tres diferentes secuencias de P-SCH ejemplo, $d_u[n]$, de longitud 72 que se obtiene marcando los elementos centrales de diferentes secuencias ZC de longitud 73, es decir, como

$$d_u[n] = \begin{cases} e^{-j\frac{\pi un(n+1)}{73}}, & n = 0,1,\dots,35 \\ e^{-j\frac{\pi u(n+1)(n+2)}{73}}, & n = 36,\dots,71 \end{cases} \quad u=1, 72 \text{ y } 2 \quad \text{Ecuación 14}$$

40 Las funciones de correlación cruzada/auto-correlación periódicas de las señales de P-SCH, obtenidas a partir de la Ecuación 14, utilizando 128 muestras de correladores largos, se representan en la Figura 5. Los valores de PAPR conseguidos, según la invención, son 2,98 dB, 2,98 dB y 4,43 dB, es decir, mejor que o correspondiente a los valores de la relación PAPR de la técnica anterior.

45 Puesto que la secuencia de Zadoff-Chu de longitud $L+1$, con el índice raíz $u_3=L+1-u_1$ es la versión conjugada compleja de la secuencia de ZC de la misma longitud con el índice de raíz u_1 , los dos filtros ajustados correspondientes se pueden poner en práctica con la complejidad de multiplicación de solamente un filtro.

Especificando una señal de sincronización basada en coeficientes de frecuencia de Fourier que sea centralmente simétrica se obtienen ventajas no dadas a conocer en los documentos de los antecedentes antes citados para RAN WG1 meeting 48bis, es decir, la transmisión de dicha señal de sincronización proporciona la ventaja de permitir una puesta en práctica eficiente de un banco de correladores correspondiente en, por ejemplo, un receptor que recibe dicha señal. Esta ventaja resulta sorprendente considerando lo que se puede conseguir a partir de las enseñanzas de los documentos de la técnica anterior.

Otra ventaja contrastada de una forma de realización de la invención es la mejora de la relación de potencia máxima a potencia media, PAPR.

Según una forma de realización de la invención, la invención abarca un emisor para un sistema de comunicación, estando dicho emisor dispuesto para enviar una señal de sincronización para, por ejemplo, un receptor de filtro ajustado en dicho sistema de comunicación, en donde dicha señal de sincronización se establece a partir de:

- un conjunto de coeficientes de Fourier discretos, $H_u[l]$, según se define y
- la transformación de dicho conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos, $H_u[l]$ en una representación temporal discreta $S_u[k]$,

estando dicho emisor preferentemente dispuesto para utilizar dicha representación temporal discreta $S_u[k]$, como dicha señal de sincronización en ese sistema de comunicación.

En una forma de realización ejemplo, el emisor está dispuesto para utilizar dicha representación temporal discreta, $S_u[k]$, como dicha señal de sincronización en el sistema de comunicación, en donde dicha representación temporal discreta $S_u[k]$, es tal que dicho conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos, $H_u[l]$ es centralmente simétrico.

La Figura 6 ilustra, de forma esquemática, el emisor Tx, (61) y el receptor, Rx, (65) de un sistema de comunicación ejemplo, según la invención.

Básicamente, el emisor puede estar dispuesto para realizar cualquier característica operativa, desde un punto de vista de la transmisión, del método según la invención, anteriormente descrito, según sea conveniente para una aplicación particular. El emisor está dispuesto para utilizar la representación temporal discreta, $S_u[k]$, como dicha señal de sincronización en ese sistema de comunicación. Esto implica que se proporcione estructuras para poner en práctica la señal de sincronización. Ejemplos no exclusivos de dichas estructuras son una memoria electrónica, MT, (64) un microprocesador, $\square T$, (62) y circuitos para el envío de señales eléctricas, Tc (63).

En una forma de realización de la invención, la invención abarca un receptor del tipo de filtro ajustado para un sistema de comunicación, estando dicho receptor dispuesto para recibir una señal de sincronización en dicho sistema de comunicación, en donde dicha señal de sincronización se establece a partir de:

- un conjunto de coeficientes de de frecuencia de Fourier discretos, $H_u[l]$, según se define,
- la transformación de dicho conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos, $H_u[l]$ en una representación temporal discreta, $S_u[k]$,

estando dicho receptor preferentemente dispuesto para recibir dicha representación temporal discreta, $S_u[k]$, como dicha señal de sincronización en ese sistema de comunicación.

En una forma de realización ejemplo, el receptor está dispuesto para utilizar dicha representación temporal discreta, $S_u[k]$, como dicha señal de sincronización en ese sistema de comunicación, en donde dicha representación temporal discreta, $S_u[k]$ es tal que dicho conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos, $H_u[l]$ es centralmente simétrico.

Básicamente, el receptor puede estar dispuesto para realizar cualquier característica, desde un punto de vista de la recepción, del método según la invención, anteriormente descrito, cuando sea conveniente para una aplicación particular. El receptor está preferentemente dispuesto para utilizar la representación temporal discreta, $S_u[k]$, como dicha señal de sincronización en dicho sistema de comunicación. Esto implica que se proporcionen estructuras para poner en práctica la señal de sincronización. Ejemplos no exclusivos de dichas estructuras comprenden una memoria electrónica, MR (68), un microprocesador, $\square R$, (66) y circuitos para la recepción de señales eléctricas, Rc (67).

En una forma de realización ejemplo de invención, la invención se refiere a un sistema de comunicación que comprende:

- un emisor que está dispuesto para enviar una señal de sincronización a un receptor de filtro ajustado ejemplo y
- un receptor, del tipo de filtro ajustado ejemplo, que está dispuesto para recibir dicha señal de sincronización, en donde dicha señal de sincronización se establece a partir de:

- un conjunto de coeficientes de Fourier discretos, $H_u[l]$, según se define,
- siendo dicho conjunto de coeficientes de frecuencia Fourier discretos $H_u[l]$ transformado en una representación temporal discreta, $S_u[k]$,

5

estando preferentemente dicho emisor dispuesto para transmitir y dicho receptor preferentemente dispuesto para recibir dicha representación temporal discreta $S_u[k]$, como dicha señal de sincronización. En una forma de realización preferida de la invención, el emisor y el receptor de dicho sistema de comunicación están dispuestos para utilizar dicha representación temporal discreta, $S_u[k]$, como dicha señal de sincronización, en donde dicha representación temporal discreta, $S_u[k]$, es tal que dicho conjunto de coeficientes de frecuencia Fourier discretos $H_u[l]$, es centralmente simétrico.

10

REIVINDICACIONES

1. Un método de establecimiento de una señal de sincronización destinada a ser transmitida en un sistema de comunicación, que comprende:

- 5 - la definición de un conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos,
- la transformación de dicho conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos en una representación temporal discreta y
- 10 - la utilización de dicha representación temporal discreta como dicha señal de sincronización en dicho sistema de comunicación,
- en donde el conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos representa un mapeado de una secuencia de números centralmente simétricos con coeficientes de frecuencia de Fourier discretos, siendo dicho conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos un conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier que es centralmente simétrico, estando el método caracterizado porque dicha secuencia de números centralmente simétricos corresponde a un marcado de un elemento central de una secuencia de Zadoff-Chu de longitud impar L+1.

2. El método, según la reivindicación 1, en donde dicho conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos presenta una portadora c.c. nula.

3. El método, según la reivindicación 1 o 2, en donde dicho mapeado se realiza de conformidad con:

$$H_u[l]= \begin{cases} 0, & l = 0 \\ d_u \left[l + \frac{L}{2} - 1 \right], & l = 1, 2, \dots, \frac{L}{2} \\ d_u \left[l - N + \frac{L}{2} \right], & l = N - \frac{L}{2}, \dots, N - 1 \\ 0, & \text{en cualquier otro caso} \end{cases},$$

en donde $d_u[n]$, $n=0,1,\dots, L-1$, representa la secuencia de números y L es una longitud de dicha secuencia de números y $H_u[l]$, $l=0,1,\dots, N-1$, representa los coeficientes de frecuencia de Fourier discretos y N es el número de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos.

4. El método, según la reivindicación 3, en donde dicha secuencia de números, $du[n]$, es de longitud L y presenta una propiedad tal que $du[n] = du[L-1-n]$, $n=0,1,\dots,L/2-1$.

5. El método, según la reivindicación 1, en donde dicha secuencia de números centralmente simétricos, $d_u[n]$, se obtiene marcando un elemento central de una secuencia de Zadoff-Chu de longitud impar L+1, de tal modo que $d_u[n]$ venga dado por

$$d_u(n) = \begin{cases} W_{L+1}^{un(n+1)/2}, & n = 0, 1, \dots, L/2 - 1 \\ W_{L+1}^{u(n+1)(n+2)/2} & n = L/2, \dots, L - 1 \end{cases},$$

en donde $W_N = \exp(-j2\pi/N)$ para un número entero positivo N.

6. El método, según la reivindicación 1 o 5, en donde la secuencia de números centralmente simétricos es una secuencia de Zadoff-Chu marcada de tres índices raíces, u, $u=u1$, $u=u2$ o $u=u3$.

7. El método, según la reivindicación 6, en donde para un primer índice raíz u1, un segundo índice raíz es L+1·u1.

8. El método, según la reivindicación 6 o 7, en donde cada uno de los índices raíces corresponde a una secuencia de sincronización específica para la célula en un sistema de comunicación celular.

9. El método, según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8, en donde el conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos se transforma en una representación temporal discreta $s_u[k]$, correspondiente a:

$$s_u[k] = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} H_u[l] W_N^{-kl}, \quad W_N = \exp(-j2\pi/N), \quad j = \sqrt{-1},$$

para los coeficientes de frecuencia de Fourier $H_u[l]$, $l=0,1,\dots,N-1$, en donde N es el número de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos del conjunto.

5 10. Un emisor (61) de un sistema de comunicación, comprendiendo dicho emisor circuitos para enviar, en dicho sistema de comunicación, una señal de sincronización tal como se establece, estando el emisor caracterizado por un microprocesador que está adaptado para establecer la señal de sincronización destinada a ser transmitida que representa

- 10
- un conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos tal como se definen, siendo dicho conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos transformado en una representación temporal discreta,
 - estando el conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos definido para representar un mapeado de una secuencia de números centralmente simétricos con coeficiente de frecuencia de Fourier discretos, con dicho conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos siendo un conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos que está centralmente simétrico y dicha secuencia de números centralmente simétricos corresponden a un marcado de un elemento central de una secuencia de Zadoff-Chu de longitud impar L+1 y
 - estando dicho circuito de envío adaptado para enviar una señal de sincronización correspondiente a dicha representación temporal discreta en dicho sistema de comunicación.
- 15
- 20

25 11. El emisor, según la reivindicación 10, caracterizado porque el microprocesador está adaptado para establecer una señal de sincronización del método, según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 9.

30 12. Un receptor (65) de un sistema de comunicación, comprendiendo dicho receptor circuitos para recibir, en dicho sistema de comunicación, una señal de sincronización tal como se establece, estando el receptor caracterizado por un microprocesador que está adaptado para sincronizar el receptor con la señal de sincronización que representa

- 35
- un conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos tal como se definen, siendo dicho conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos transformado en una representación temporal discreta,
 - estando el conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos definido para representar un mapeado de una secuencia de números centralmente simétricos con coeficiente de frecuencia de Fourier discretos, con dicho conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos siendo un conjunto de coeficientes de frecuencia de Fourier discretos que es centralmente simétrico y dicha secuencia de números centralmente simétricos corresponden a un marcado de un elemento central de una secuencia de Zadoff-Chu de longitud impar L+1 y
 - estando dicho circuito de recepción adaptado para recibir una señal de sincronización correspondiente a dicha representación temporal discreta en dicho sistema de comunicación.
- 40

45 13. El receptor, según la reivindicación 12, caracterizado porque el receptor corresponde a un receptor del tipo de filtro ajustado, en donde el número de coeficientes de filtro reducido en uno corresponde a la mitad de la longitud de la secuencia de números centralmente simétricos.

50 14. El receptor, según la reivindicación 13, caracterizado porque el receptor corresponde a un receptor del tipo de filtro ajustado, para el que los coeficientes de filtro corresponden a uno de una pluralidad de índices raíces de una secuencia de Zadoff-Chu, estando adaptado para memorizar los coeficientes de filtro de la pluralidad de índices de raíces.

15. Receptor, según la reivindicación 12, caracterizado porque el receptor es del tipo de filtro ajustado.

55 16. Receptor, según una cualquiera de las reivindicaciones 12 a 15, caracterizado porque el microprocesador está adaptado a una señal de sincronización tal como se establece en el método según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 9.

60 17. Un sistema de comunicación que comprende un emisor (61) y un receptor (65), con el emisor presentando circuitos para enviar al receptor una señal de sincronización tal como se establece, comprendiendo el receptor circuitos para recibir la señal de sincronización del emisor, estando el sistema de comunicación caracterizado porque el emisor es un emisor según la reivindicación 10 o 11 y el receptor es un receptor según una cualquiera de las reivindicaciones 12 a 16, estando el receptor adaptado para sincronizarse con el emisor conociendo la forma de onda de la señal.

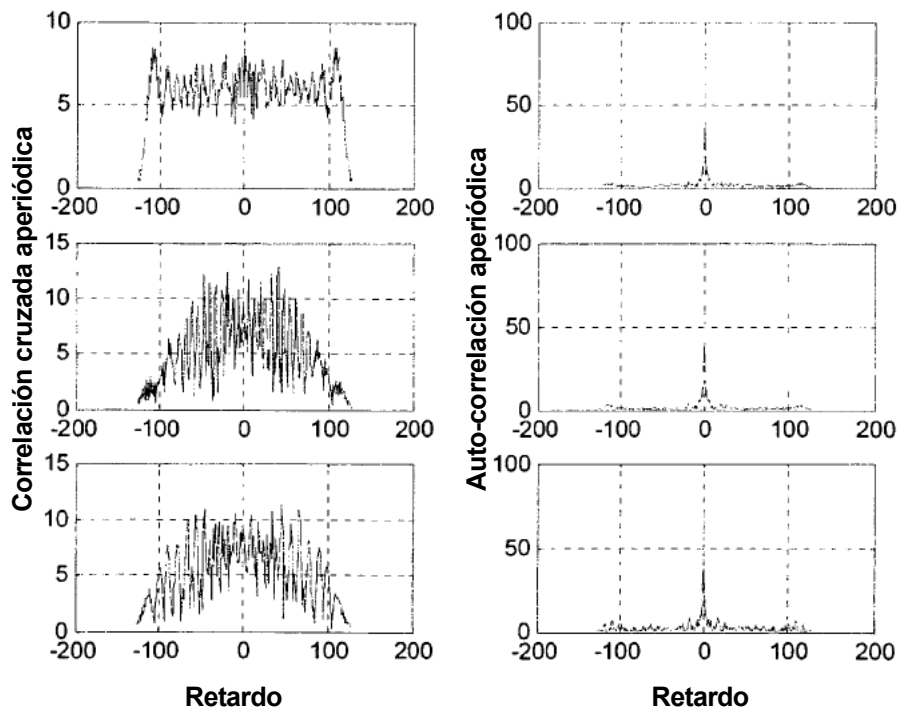


Figura 1

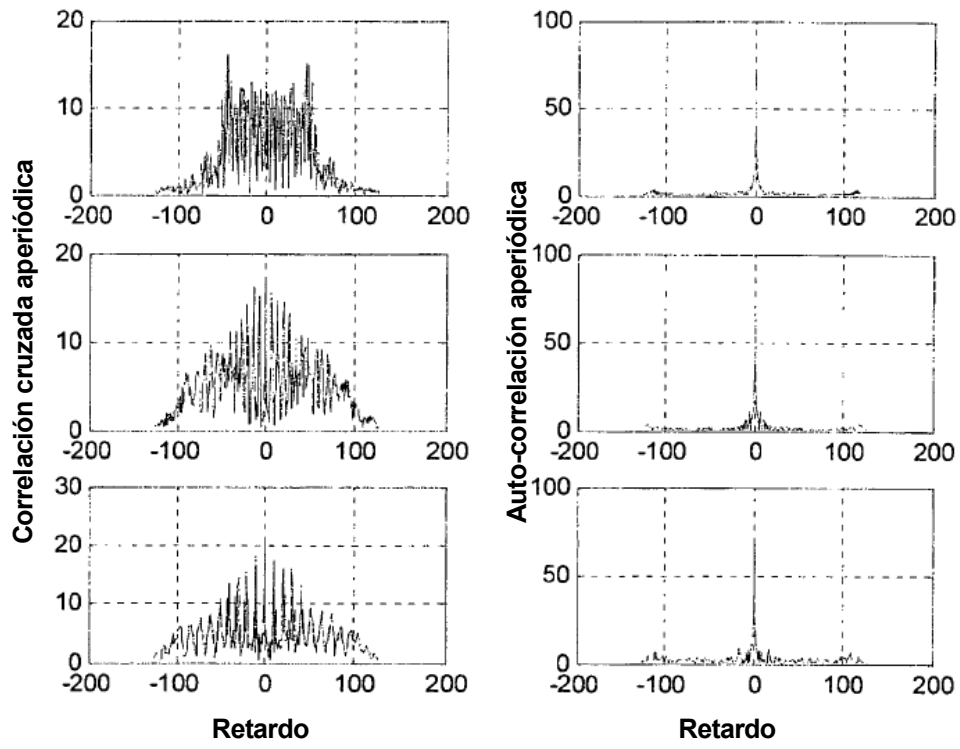


Figura 2

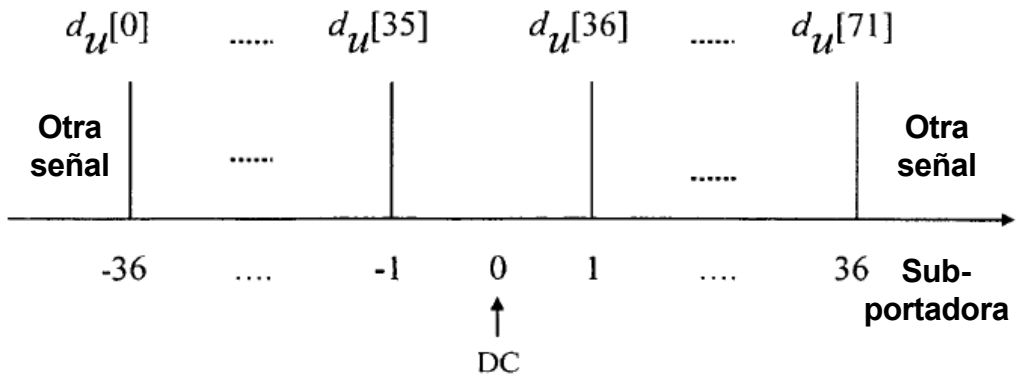


Figura 3

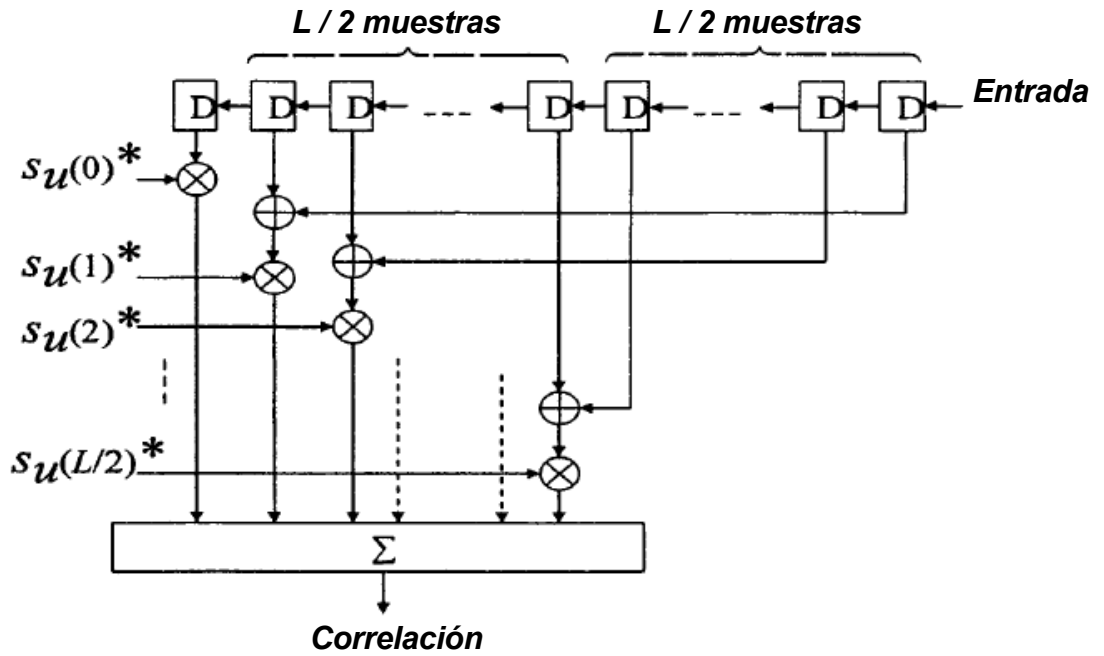


Figura 4

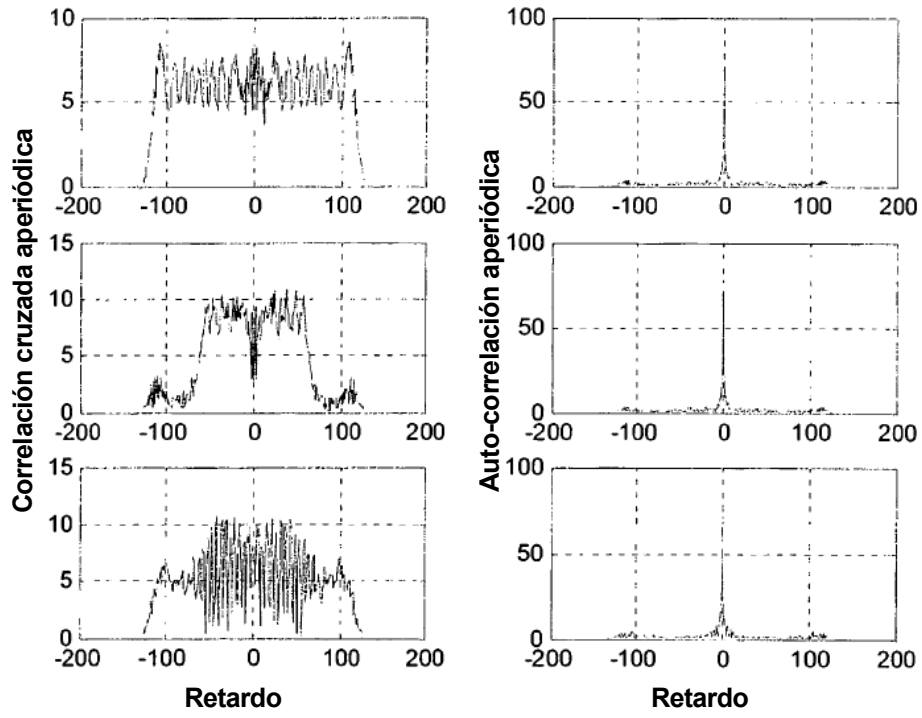


Figura 5

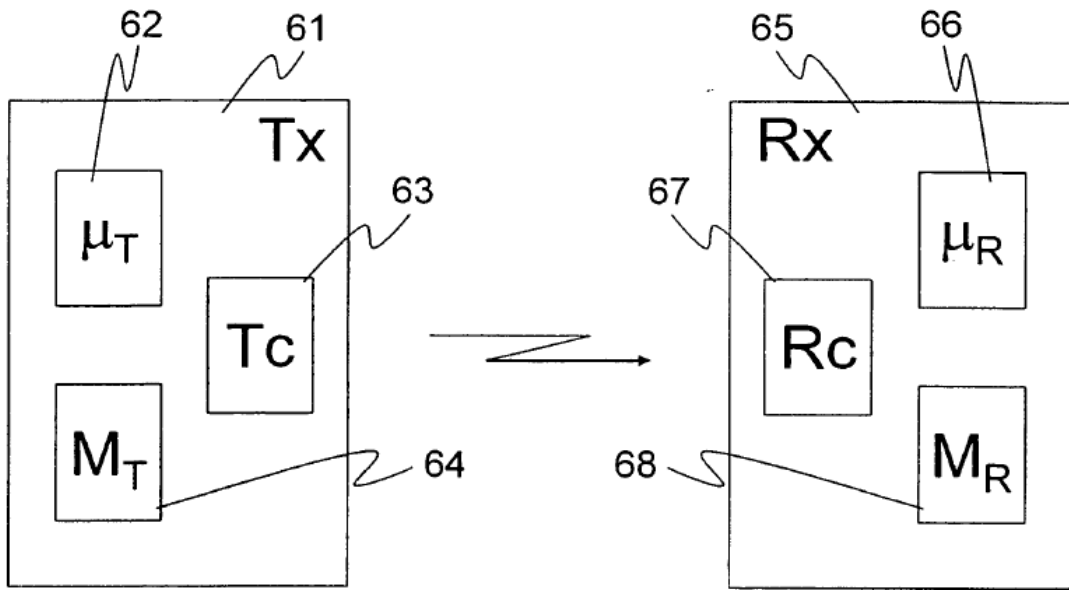


Figura 6