

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 380 698**

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

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **07024640 .0**
96 Fecha de presentación: **19.12.2007**
97 Número de publicación de la solicitud: **1936902**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **25.06.2008**

54 Título: **Procedimiento de generación de secuencia para la detección y procedimiento para la transmisión y recepción de señales usando el mismo**

30 Prioridad:
19.12.2006 US 870786 P 10.01.2007 US 884399 P
17.01.2007 US 885387 P 05.02.2007 US 888304 P
14.03.2007 KR 20070025175 17.05.2007 KR
20070048353 12.06.2007 KR 20070057531 28.08.2007
US 968556 P

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
17.05.2012

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
17.05.2012

73 Titular/es:
**LG ELECTRONICS INC.
20 YEOUIDO-DONG
YEONGDEUNGPO-GU SEOUL, KR**

72 Inventor/es:
**Han, Seung Hee;
Noh, Min Seok;
Kwon, Yeong Hyeon;
Kim, Dong Cheol;
Kwak, Jin Sam y
Lee, Hyun Woo**

74 Agente/Representante:
Carpintero López, Mario

ES 2 380 698 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

Procedimiento de generación de secuencia para la detección y procedimiento para la transmisión y recepción de señales usando el mismo

Referencia cruzada a solicitudes relacionadas

5 Antecedentes de la invención

Campo de la invención

La presente invención se refiere a un procedimiento de transmisión/recepción de señales para su uso en un sistema de comunicaciones basado en un esquema de multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) y, más en particular, a un procedimiento de generación de secuencia que permite a un extremo de recepción detectar de manera eficaz una secuencia utilizada para un canal específico de sistema de comunicaciones móviles, y a un procedimiento de transmisión/recepción de señales que utiliza este procedimiento de generación de secuencia.

Análisis de la técnica relacionada

A continuación se describirán en detalle los esquemas OFDM, OFDMA y SC-FDMA, para su uso en la presente invención.

15 En los últimos tiempos, a medida que aumenta rápidamente la demanda de transmisiones de datos de alta velocidad, el esquema OFDM es más ventajoso para estas transmisiones de alta velocidad, de manera que el esquema OFDM se utiliza como un esquema de transmisión para su uso en diversos sistemas de comunicaciones de alta velocidad.

A continuación se describirá el esquema OFDM (multiplexación por división de frecuencia ortogonal).

20 Esquema OFDM

Según los principios básicos del esquema OFDM, el esquema OFDM divide un flujo de datos de alta velocidad en muchos flujos de datos de baja velocidad, y transmite simultáneamente los flujos de datos de baja velocidad a través de múltiples portadoras. Cada una de las portadoras se denomina como una subportadora.

25 En el esquema OFDM hay ortogonalidad entre múltiples portadoras. Por consiguiente, aunque las componentes de frecuencia de la portadora se solapan entre sí, las componentes de frecuencia solapadas pueden detectarse por un extremo de recepción.

Más específicamente, un flujo de datos de alta velocidad se convierte en un flujo de datos paralelo de baja velocidad mediante un convertidor de serie a paralelo (SP). Las subportadoras individuales se multiplican por los flujos de datos paralelos anteriores, los flujos de datos individuales se suman al resultado multiplicado y el resultado sumado se transmite al extremo de recepción.

Por otro lado, el esquema OFDMA es un procedimiento de acceso múltiple que permite al sistema OFDM asignar las subportadoras de una banda total a cada uno de una pluralidad de usuarios según la velocidad de transmisión requerida por cada usuario.

35 A continuación se describirá el esquema SC-FDMA (FDMA de única portadora) convencional. Este esquema SC-FDMA también se denomina como un esquema DFS-S-OFDM.

Esquema SC-FDMA

A continuación se describirá en detalle el esquema SC-FDMA. El esquema SC-FDMA aplicado principalmente a un enlace ascendente lleva a cabo la propagación en función de la matriz DFT en el dominio de frecuencia antes de generar la señal OFDM, modula el resultado la propagación según el esquema OFDM convencional y transmite el resultado modulado.

45 Se definen algunas variables para explicar el esquema SC-FDMA. "N" indica el número de subportadoras que transmiten la señal OFDM. "Nb" indica el número de subportadoras para un usuario predeterminado. "F" indica la matriz de la transformada discreta de Fourier (DFT), "s" indica un vector de símbolos de datos, "x" indica un vector de dispersión de datos en el dominio de frecuencia, e "y" indica un vector de símbolos OFDM transmitido en el dominio de tiempo.

Antes de que el esquema SC-FDMA transmita el (los) símbolo(s) de datos, el (los) símbolo(s) de datos se dispersa(n), tal y como se representa mediante la siguiente ecuación 1:

[Ecuación 1]

$$x = F_{N_b \times N_b} s$$

En la ecuación 1, $F_{N_b \times N_b}$ indica una matriz DFT de tamaño N_b para la dispersión del (de los) símbolo(s) de datos.

5 El proceso de mapeo de subportadoras se lleva a cabo en el vector de dispersión (x) según una técnica de asignación de subportadoras predeterminada. La señal resultante de mapeo se convierte en una señal de dominio de tiempo mediante el módulo IDFT, de manera que se obtiene una señal deseada que va a transmitirse al extremo de recepción. En este caso, la señal de transmisión convertida en una señal del dominio de tiempo mediante el extremo de transmisión puede representarse mediante la siguiente ecuación 2:

[Ecuación 2]

$$y = F_{N \times N}^{-1} x$$

10 En la ecuación 2, $F_{N \times N}^{-1}$ indica la matriz IDFT de tamaño N para la conversión de una señal de dominio de frecuencia en una señal de dominio de tiempo.

Después, un prefijo cíclico se inserta en la señal (y) creada por el procedimiento mencionado anteriormente, de manera que se transmite la señal resultante. Este procedimiento que puede generar la señal de transmisión y que transmite la misma al extremo de recepción se denomina como procedimiento SC-FDMA. El tamaño de la matriz DFT puede controlarse de varias maneras para implementar una finalidad específica.

15 Los conceptos mencionados anteriormente se han desvelado en función de la operación DFT o IDFT. Para fines descriptivos, la siguiente descripción se desvelará sin discriminar entre el esquema DFT (transformada discreta de Fourier) y el esquema FFT (transformada rápida de Fourier).

20 Si el número de valores de entrada de la operación DFT se representa mediante la exponenciación modular de 2, es bien sabido por los expertos en la técnica que la operación FFT puede sustituirse por la operación DFT. En la siguiente descripción, la operación FFT también puede considerarse como la operación DFT o como otra operación equivalente sin ninguna modificación.

25 Normalmente, el sistema OFDM forma una única trama utilizando una pluralidad de símbolos OFDM, de manera que transmite la única trama compuesta por varios símbolos OFDM en unidades de trama. El sistema OFDM transmite en primer lugar el preámbulo en intervalos de varias tramas o en cada trama. En este caso, el número de símbolos OFDM del preámbulo es diferente según los tipos de sistema.

Por ejemplo, el sistema IEEE 802.16 basado en el esquema OFDMA transmite en primer lugar el preámbulo compuesto por un único símbolo OFDM en intervalos de cada trama de enlace descendente. El preámbulo se aplica a un terminal de comunicaciones, de manera que el terminal de comunicaciones puede sincronizarse con el sistema de comunicaciones, puede buscar una célula necesaria y puede llevar a cabo una estimación de canal.

30 La FIG. 1 muestra una estructura de subtrama de enlace descendente del sistema IEEE 802.16. Tal y como se muestra en la FIG. 1, el preámbulo compuesto por el único símbolo OFDM está situado por delante de cada trama, de manera que se transmite antes que cada trama. El preámbulo también se utiliza para buscar la célula, realizar la estimación de canal y está sincronizado en tiempo y frecuencia.

35 La FIG. 2 muestra el conjunto de las subportadoras que transmiten el preámbulo desde el sector 0-ésimo en el sistema IEEE 802.16. Algunas partes de ambos lados de un ancho de banda dado se utilizan como la banda de protección. Si el número de sectores es 3, cada sector inserta la secuencia en intervalos de 3 subportadoras, y se inserta "0" en las subportadoras restantes, de manera que las subportadoras resultantes se transmiten a un destino.

A continuación se describirá la secuencia convencional que se utiliza en el preámbulo. La secuencia que se utiliza en el preámbulo se muestra en la siguiente Tabla 1.

Tabla 1

Índice	ID de célula	Sector	Secuencia (hexadecimal)
0	0	0	A6F294537B285E1844677D133E4D53CCB1F18 2DE00489E53E6B6E77065C7EE7D0ADBEAF
1	1	0	668321CBBE7F462E6C2A07E8BBDA2C7F7946D 5F69E35AC8ACF7D64AB4A33C467001F3B2
2	2	0	1C75D30B2DF72CEC9117A0BD8EAF8E0502461 FC07456AC906ADE03E9B5AB5E1D3F98C6E
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.

La secuencia se define mediante el número de sector y el valor del parámetro "ID de célula". Cada secuencia definida se convierte en una señal binaria en orden numérico ascendente, y la señal binaria se mapea con la subportadora mediante la modulación BPSK.

Dicho de otro modo, la progresión hexadecimal se convierte en una progresión binaria (Wk), la progresión binaria (Wk) se mapea en el intervalo comprendido entre el MSB (bit más significativo) y el LSB (bit menos significativo). Concretamente, el valor 0 se mapea con otro valor +1, y el valor 1 se mapea con otro valor -1. Por ejemplo, el valor de "Wk" del valor hexadecimal "C12" en el segmento 0-ésimo que presenta el índice 0 es "110000010010...". El valor de código binario convertido es -1, -1, +1, +1, +1, +1, +1, +1, -1, +1, +1, -1, +1....

La secuencia según la técnica convencional mantiene las características de correlación entre varios tipos de secuencia que pueden estar compuestas por códigos binarios. La secuencia según la técnica convencional puede mantener una PAPR (relación de potencia pico a promedio) de bajo nivel cuando los datos se convierten en otros datos del dominio de tiempo, y puede obtenerse mediante la simulación informática. Si la estructura del sistema se cambia por otra o la secuencia se aplica a otro sistema, la técnica convencional debe buscar una nueva secuencia.

Recientemente se ha propuesto una nueva secuencia para su utilización en la tecnología 3GPP LTE (Evolución a Largo Plazo del Proyecto de Colaboración de Tercera Generación, en lo sucesivo "LTE"), la cual se describirá posteriormente de manera detallada.

Se han propuesto varias secuencias para el sistema LTE. A continuación se describirán las secuencias que se utilizan en el sistema LTE.

Para permitir que el terminal se comunique con el Nodo-B (es decir, la estación base), el terminal debe sincronizarse con el Nodo-B a través de un canal síncrono (SCH) y debe buscar la célula.

La operación mencionada anteriormente, en la que el terminal se sincroniza con el Nodo-B y se obtiene el ID de una célula que incluye al terminal, se denomina como un proceso de búsqueda de célula. Generalmente, la búsqueda de célula se clasifica en una búsqueda de célula inicial y en una búsqueda de célula vecina. El proceso de búsqueda de célula inicial se ejecuta cuando el terminal se enciende inicialmente. La búsqueda de célula vecina se ejecuta cuando un terminal en modo de conexión o en modo inactivo busca un Nodo-B vecino.

El SCH (canal síncrono) puede tener una estructura jerárquica. Por ejemplo, el SCH puede utilizar un SCH primario (P-SCH) y un SCH secundario (S-SCH).

El P-SCH y el S-SCH pueden incluirse en una trama de radio mediante varios procedimientos.

Las FIG. 3 y 4 muestran varios procedimientos que pueden incluir el P-SCH y el S-SCH en la trama de radio. En varias situaciones, el sistema LTE puede configurar el SCH según la estructura de las FIG. 3 ó 4.

En la FIG. 3, el P-SCH está incluido en el último símbolo OFDM de una primera subtrama, y el S-SCH está incluido en el último símbolo OFDM de una segunda subtrama (en la FIG. 3, se supone que la duración de una subtrama es de 0,5 ms, pero la longitud de la subtrama puede configurarse de diferente manera según el sistema).

En la FIG. 4, el P-SCH está incluido en el último símbolo OFDM de una primera subtrama, y el S-SCH está incluido en un segundo símbolo OFDM con respecto al último símbolo OFDM de la primera subtrama (en la FIG. 4 también se supone que la duración de una subtrama es de 0,5 ms).

El sistema LTE puede conseguir la sincronización de tiempo/frecuencia a través del P-SCH. Además, el S-SCH puede incluir un ID de grupo de células, información síncrona de trama, información de configuración de antena, etc.

A continuación se describirá el procedimiento de configuración de P-SCH propuesto por el sistema 3GPP LTE convencional.

- 5 El P-SCH se transmite a través de la banda de 1,08 MHz en función de una frecuencia de portadora, y corresponde a 72 subportadoras. En este caso, el intervalo entre las subportadoras individuales es de 15 kHz ya que el sistema LTE define 12 subportadoras como un único bloque de recurso (RB). En este caso, las 72 subportadoras equivalen a 6 RB.

- 10 El P-SCH se utiliza ampliamente en un sistema de comunicaciones (por ejemplo, un sistema OFDM o SC-FDMA) que pueda utilizar varias subportadoras ortogonales, de manera que debe satisfacer las cinco condiciones siguientes.

Según la primera condición, con el fin de permitir que un extremo de recepción detecte un rendimiento superior, el P-SCH mencionado anteriormente debe tener características superiores de autocorrelación y de correlación cruzada en un dominio de tiempo asociado con secuencias constituyentes del P-SCH.

- 15 Según la segunda condición, el P-SCH mencionado anteriormente debe permitir una baja complejidad asociada con la detección de sincronización.

Según la tercera condición, es "preferible" que el P-SCH mencionado anteriormente pueda tener una estructura de repetición N_x para implementar un mayor rendimiento de estimación de desplazamiento de frecuencia.

- 20 Según la cuarta condición, se prefiere un P-SCH que presente una PAPR (relación de potencia pico a promedio) baja o una CM baja.

Según la quinta condición, siempre que el P-SCH se utilice como un canal de estimación de canal, la respuesta de frecuencia del P-SCH puede tener un valor constante. Dicho de otro modo, desde el punto de vista de la estimación de canal, en la técnica es bien sabido que una respuesta plana en el dominio de frecuencia tiene el mejor rendimiento de estimación de canal.

- 25 Aunque la técnica convencional ha propuesto varias secuencias, la técnica convencional no puede satisfacer suficientemente las condiciones mencionadas anteriormente.

- 30 El documento US 2005/111522 A1 describe un aparato para generar una señal de preámbulo para la identificación de células en un sistema de comunicaciones móviles OFDM. El procedimiento incluye las etapas de generación de un símbolo de código Walsh para la identificación de células combinando palabras de código Walsh que tienen una longitud predeterminada y de generación de la señal de preámbulo multiplicando el símbolo de código Walsh por un código de seudoruido (PN) que tiene una longitud idéntica a la longitud del símbolo de código Walsh.

- 35 El documento WO 2006/129166 A describe un procedimiento para la generación de secuencias de señales piloto con una relación de pico a promedio baja que comprende las etapas de: proporcionar una primera secuencia de señales que consiste en un primer número, m , de elementos de señal y de los que se sabe que tienen un espectro de frecuencia con valores de amplitud distintos de cero idénticos o casi idénticos en un primer intervalo de frecuencia; llevar a cabo una primera transformación invertible de la primera secuencia de señales a un primer espectro de frecuencia en el primer intervalo de frecuencia, consistiendo el primer espectro de frecuencia en m primeras muestras de frecuencia; llevar a cabo una segunda transformación del primer espectro de frecuencia a un segundo espectro de frecuencia que consiste en n muestras de frecuencia en el primer intervalo de frecuencia, estando formadas las n muestras de frecuencia por las m primeras muestras de frecuencia y un tercer número, n menos m , de segundas muestras de frecuencia adicionales, que tienen una amplitud de cero, de manera que el segundo espectro de frecuencia tiene m picos de frecuencia distribuidos en el segundo intervalo de frecuencia; y llevar a cabo una tercera transformación, que forma una inversa de la primera transformación, al segundo espectro de frecuencia para obtener una segunda secuencia de señales que forma la secuencia de señales piloto.

- 45 El documento "A comparison of unfiltered and filtered complex spreading sequences based on aperiodic correlation properties", de AMIL M ET AL., *SPREAD SPECTRUM TECHNIQUES AND APPLICATIONS*, 1998. *PROCEEDINGS*, 1998 IEEE QUINTO SIMPOSIO INTERNACIONAL EN CIUDAD DEL SOL, SUDÁFRICA, del 2 al 4 de septiembre de 1998, NUEVA YORK, NY, USA, IEEE, US, volumen 3, 2 de septiembre de 1998 (02/09/1998), páginas 686 a 691, XP010307631 ISBN: 978-0-7803-4281-1, describe una secuencia polifásica para sistemas de comunicaciones DS/SSMA. Además, se explica el filtrado de secuencias polifásicas.
- 50

Sumario de la invención

Por consiguiente, la presente invención está dirigida a un procedimiento de generación de secuencia para una detección eficaz, y a un procedimiento de transmisión/recepción de señales que lo utiliza y que elimina sustancialmente uno o más problemas ocasionados por las limitaciones y desventajas de la técnica relacionada.

5 Un objeto de la presente invención es proporcionar un procedimiento para proporcionar una secuencia que tenga características de correlación superiores.

Otro objeto de la presente invención es proporcionar un procedimiento para generar una secuencia en un extremo de transmisión y transmitir la secuencia, de manera que un extremo de recepción pueda detectar fácilmente la secuencia.

10 Otro objeto adicional de la presente invención es proporcionar un procedimiento para detectar de manera eficaz la señal generada/transmitida mencionada anteriormente.

Ventajas, objetos y características adicionales de la invención se expondrán en parte en la siguiente descripción y en parte resultarán evidentes para los expertos en la técnica tras examinar lo expuesto a continuación o podrán aprenderse a partir de la práctica de la invención. Los objetivos y otras ventajas de la invención pueden realizarse y obtenerse mediante la estructura dada a conocer de manera específica en la descripción escrita y en las reivindicaciones de la misma, así como en los dibujos adjuntos.

15

El objeto se resuelve mediante las características de las reivindicaciones independientes.

Preferentemente, las múltiples secuencias indican secuencias de Zadoff-Chu, y el conjunto de índices de raíz que cumple la propiedad de simetría conjugada permite que la suma de índices de raíz de la primera y de la segunda secuencia se corresponda con la longitud de las secuencias de Zadoff-Chu.

20

Preferentemente, las secuencias de Zadoff-Chu tienen una longitud de número impar, y una ecuación para generar las secuencias de Zadoff-Chu se denota mediante la siguiente ecuación:

$$\exp\left(-i \frac{M\pi n(n+1)}{N}\right)$$

25 en la que la longitud de las secuencias de Zadoff-Chu es "N", "M" es un índice de raíz de la secuencia de Zadoff-Chu, y "n" es el índice de cada componente constituyente de una secuencia de Zadoff-Chu específica.

Preferentemente, el conjunto de índices de raíz, en el que la suma de índices de raíz individuales de la primera y de la segunda secuencia corresponde a la longitud de la secuencias de Zadoff-Chu, se fija para hacer que la suma de los índices de raíz individuales de la primera y de la segunda secuencia se fije al valor "N".

30 Preferentemente, la longitud de la secuencia de Zadoff-Chu es 63, y el índice de raíz de la primera secuencia se fija a 34, y el índice de raíz de la segunda secuencia se fija a 29.

Preferentemente, el número de las múltiples secuencias es tres, y el índice de raíz de una tercera secuencia de entre las múltiples secuencias del conjunto de índices de raíz se selecciona considerando la influencia de un desplazamiento de frecuencia.

35 Preferentemente, en el conjunto de índices de raíz, el índice de raíz de la primera secuencia se fija a 34, el índice de raíz de la segunda secuencia se fija a 29, y el índice de raíz de la tercera secuencia se fija a 25.

Preferentemente, las múltiples secuencias se utilizan como secuencias de transmisión de P-SCH (SCH primario).

Preferentemente, las múltiples secuencias se utilizan como secuencias de transmisión de preámbulos de enlace ascendente.

40 Preferentemente, se proporciona un procedimiento de transmisión de señales, que comprende: seleccionar uno de los índices de raíz incluidos en el conjunto de índices de raíz que permite que la suma de índices de raíz individuales de una primera secuencia y de una segunda secuencia de entre múltiples secuencias que presentan cada uno de los índices de raíz del conjunto de índices de raíz se corresponda con la longitud de las múltiples secuencias; generar la secuencia en el dominio de frecuencia o en el dominio de tiempo según el índice de raíz seleccionado; mapear la secuencia generada con un elemento de recurso de dominio de frecuencia; y convertir la secuencia mapeada de dominio de frecuencia en una señal de transmisión de dominio de tiempo y transmitir la señal de transmisión de dominio de tiempo.

45

Preferentemente, las múltiples secuencias indican secuencias de Zadoff-Chu que tienen una longitud de número impar, y una ecuación para la generación de las secuencias de Zadoff-Chu se denota mediante la siguiente ecuación:

$$\exp\left(-i \frac{M\pi n(n+1)}{N}\right)$$

- 5 en la que la longitud de las secuencias de Zadoff-Chu es "N", el conjunto de índices de raíz, en el que la suma de índices de raíz individuales de la primera y de la segunda secuencia corresponde a la longitud de múltiples secuencias, se fija para hacer que la suma de los índices de raíz individuales de la primera y de la segunda secuencia se fije al valor "N", donde "M" es un índice de raíz de la secuencia de Zadoff-Chu, y "n" es el índice de cada componente constituyente de una secuencia de Zadoff-Chu específica.
- 10 Preferentemente, se proporciona un procedimiento para calcular un valor de correlación cruzada entre una señal recibida (Rx) y cada una de las múltiples secuencias que comprenden una primera secuencia y una segunda secuencia, comprendiendo el procedimiento: obtener una pluralidad de valores intermedios generados cuando se calcula un valor de correlación cruzada entre la señal Rx y una primera secuencia de entre las múltiples secuencias; y calcular cada uno de los valores de correlación cruzada entre la señal Rx y la primera secuencia de entre las múltiples secuencias y entre la
- 15 señal Rx y una segunda secuencia de entre las múltiples secuencias mediante la suma o la resta de los valores intermedios, donde un índice de raíz para la primera secuencia y un índice de raíz para la segunda secuencia se fijan para que la primera secuencia y la segunda secuencia cumplan la propiedad de simetría conjugada.

Preferentemente, la primera secuencia y la segunda secuencia, que cumplen la propiedad de simetría conjugada, satisfacen una relación conjugado-complejo entre sí.

- 20 Preferentemente, los valores intermedios incluyen: un primer valor de resultado que indica un valor de correlación cruzada entre la parte real de la señal Rx y la parte real de la primera secuencia; un segundo valor de resultado que indica un valor de correlación cruzada entre la parte imaginaria de la señal Rx y la parte imaginaria de la primera secuencia; un tercer valor de resultado que indica un valor de correlación cruzada entre la parte imaginaria de la señal Rx y la parte real de la primera secuencia; y un cuarto valor de resultado que indica un valor de correlación cruzada entre la parte real de la señal
- 25 Rx y la parte imaginaria de la primera secuencia.

Preferentemente, el valor de correlación cruzada entre la señal Rx y la primera secuencia se calcula para que la suma del primer valor de resultado y el segundo valor de resultado sea la parte real, y la diferencia entre el tercer valor de resultado y el cuarto valor de resultado sea la parte imaginaria.

- 30 Preferentemente, el valor de correlación cruzada entre la señal Rx y la segunda secuencia se calcula para que la diferencia entre el primer valor de resultado y el segundo valor de resultado sea la parte real, y la suma del tercer valor de resultado y el cuarto valor de resultado sea la parte imaginaria.

- Preferentemente, se proporciona un procedimiento de transmisión de señales que utiliza una secuencia de autocorrelación constante de amplitud cero (CAZAC), que comprende: seleccionar un índice de raíz predeterminado y generar la secuencia CAZAC en el dominio de frecuencia o en el dominio de tiempo según el índice de raíz seleccionado; mapear continuamente la secuencia CAZAC generada con un elemento de recurso de frecuencia; y convertir la secuencia mapeada con el dominio de frecuencia en una señal de transmisión de dominio de tiempo, y transmitir la señal de transmisión de dominio de tiempo, donde la señal de transmisión de dominio de tiempo se transmite en un estado en el que se omite una componente específica correspondiente a una parte de una frecuencia "0" de la secuencia CAZAC, de manera que la señal de transmisión resultante de dominio de tiempo no tiene ninguna componente correspondiente con la
- 35 frecuencia "0".
- 40

Preferentemente, la señal de transmisión de dominio de tiempo se transmite después de eliminar de manera selectiva la componente correspondiente a la parte de la frecuencia "0" de la secuencia CAZAC.

Preferentemente, la secuencia CAZAC es una secuencia de Zadoff-Chu con una longitud de número impar, y una ecuación para la generación de la secuencia de Zadoff-Chu se denota mediante la siguiente ecuación:

$$\exp\left(-i \frac{M\pi n(n+1)}{N}\right)$$

donde la longitud de la secuencia de Zadoff-Chu es "N", "M" es un índice de raíz de la secuencia de Zadoff-Chu y "n" es el índice de cada componente constituyente de una secuencia de Zadoff-Chu específica.

Preferentemente, la longitud de la secuencia de Zadoff-Chu es 63 y, en la secuencia de Zadoff-Chu, las componentes constituyentes correspondientes al valor "0~30" de "n" (es decir, $n=0\sim30$) se mapean continuamente con elementos de recurso de frecuencia desde un elemento de recurso de frecuencia con un índice de elemento de recurso de frecuencia de "-31" hasta un elemento de recurso de frecuencia con un índice de elemento de recurso de frecuencia de "-1", y las componentes constituyentes correspondientes al valor "32~62" de "n" (es decir, $n=32\sim62$) se mapean continuamente con elementos de recurso de frecuencia desde un elemento de recurso de frecuencia con un índice de elemento de recurso de frecuencia de "1" hasta un elemento de recurso de frecuencia con un índice de elemento de recurso de frecuencia de "31".

10 Preferentemente, la secuencia de Zadoff-Chu se utiliza como una secuencia de transmisión de P-SCH (SCH primario).

Debe entenderse que tanto la anterior descripción general como la siguiente descripción detallada de la presente invención se proporcionan a modo de ejemplo y de explicación y pretenden proporcionar una explicación detallada de la invención reivindicada.

Breve descripción de los dibujos

15 Los dibujos adjuntos, que se incluyen para proporcionar un mejor entendimiento de la invención, ilustran realizaciones de la invención y junto con la descripción sirven para explicar el principio de la invención.

En los dibujos:

La FIG. 1 es un diagrama estructural que ilustra una subtrama de enlace descendente del sistema IEEE 802.16.

La FIG. 2 muestra el conjunto de subportadoras transmitidas desde el sector 0-ésimo del sistema IEEE 802.16.

20 Las FIG. 3 y 4 son diagramas conceptuales que ilustran varios procedimientos que incluyen el P-SCH y el S-SCH en una trama de radio.

La FIG. 5 es un diagrama de bloques que ilustra extremos de transmisión/recepción para implementar una realización de la presente invención.

25 La FIG. 6 es un diagrama de flujo que ilustra un procedimiento para mantener las características de correlación racionales y un procedimiento para diseñar una secuencia de PAPR baja según la presente invención.

La FIG. 7 muestra características de autocorrelación de una secuencia CAZAC según la presente invención.

La FIG. 8 es un diagrama conceptual que ilustra un procedimiento para la generación del P-SCH según la presente invención.

La FIG. 9 es un diagrama de flujo que ilustra un procedimiento para generar el P-SCH según la presente invención.

30 La FIG. 10 es un diagrama conceptual que ilustra subportadoras a modo de ejemplo, cada una de las cuales está mapeada con el P-SCH en función de la norma LTE, según la presente invención.

La FIG. 11 es un diagrama de bloques que ilustra una secuencia de Frank de longitud 36 en el dominio de tiempo según la presente invención.

35 La FIG. 12 es un diagrama de bloques que ilustra la estructura de repetición 2x en el dominio de tiempo, de manera que se forma una secuencia resultante de longitud 72 según la presente invención.

La FIG. 13 muestra el resultado de la etapa S1703 de la FIG. 9 según la presente invención.

La FIG. 14 muestra el resultado de la etapa S1704-1 de la FIG. 9 según la presente invención.

La FIG. 15 muestra el resultado del desplazamiento circular hacia la derecha del resultado de la FIG. 13 según la presente invención.

40 La FIG. 16 es un diagrama conceptual que ilustra un procedimiento de generación de secuencia según la presente invención.

La FIG. 17 muestra la comparación en una mapa de constelaciones entre una secuencia que no tiene ninguna componente de CC y otra secuencia que tiene una componente de CC según la presente invención.

La FIG. 18 es un diagrama conceptual que ilustra un procedimiento para diseñar una secuencia en el dominio de

frecuencia, de manera que se forma una estructura de repetición 2x en el dominio de tiempo según la presente invención.

Las FIG. 19 y 20 son gráficos que ilustran características de correlación cruzada del conjunto de índices (1, 2, 34) según la presente invención.

5 La FIG. 21 es un gráfico que ilustra la sensibilidad al desplazamiento de frecuencia y una CM conforme a varias condiciones según la presente invención.

Las FIG. 22 a 25 son gráficos que ilustran perfiles de autocorrelación de los conjuntos individuales cuando se selecciona un índice de raíz según la presente invención.

10 La FIG. 26 es un diagrama conceptual que ilustra un procedimiento para mapear una secuencia de longitud 63 con un elemento de recurso de dominio de frecuencia según la presente invención.

Las FIG. 27 y 28 son diagramas de bloques que ilustran extremos de recepción según la presente invención.

Descripción detallada de la invención

15 A continuación se hará referencia en detalle a las realizaciones preferidas de la presente invención, cuyos ejemplos se ilustran en los dibujos adjuntos. Siempre que sea posible se utilizarán los mismos números de referencia en todos los dibujos para hacer referencia a las mismas partes o a partes similares.

20 Para fines descriptivos y para un mejor entendimiento de la presente invención, la siguiente descripción detallada dará a conocer varias realizaciones y modificaciones de la presente invención. En algunos casos, con el fin de impedir que se produzcan conceptos ambiguos de la presente invención, los dispositivos o aparatos convencionales ampliamente conocidos por los expertos en la técnica se omitirán y se denotarán en forma de un diagrama de bloques según las principales funciones de la presente invención.

25 Debe observarse que la presente invención genera y transmite una secuencia para que un extremo de recepción pueda recibir o detectar de manera eficaz una secuencia correspondiente. Para este fin, la presente invención proporciona varios procedimientos para la generación/transmisión de una secuencia que se utilizará en un canal específico, por ejemplo, un procedimiento de generación de una secuencia en el dominio de tiempo o de frecuencia, un procedimiento para el mapeo de una secuencia generada en el dominio de tiempo o de frecuencia con una secuencia de dominio de frecuencia, un procedimiento para la conversión de una secuencia de dominio de frecuencia en una secuencia de dominio de tiempo, un procedimiento de procesamiento de datos para eliminar o evitar una componente de CC, y un procedimiento para la generación de una secuencia que presenta características iterativas o repetitivas en el dominio de tiempo, etc.

Realización básica

30 La secuencia generada por la presente invención puede aplicarse a varios canales.

Por ejemplo, la secuencia puede aplicarse a una señal de transmisión de preámbulo de enlace ascendente (por ejemplo, un canal de acceso aleatorio (RACH)) o un canal de sincronización de enlace descendente, etc. Además, la secuencia puede aplicarse a un canal de datos o a un canal para una señal de control y también puede aplicarse al canal de sincronización que permite un proceso de sincronización de tiempo o de frecuencia.

35 Para fines descriptivos, aunque la presente invención describirá un procedimiento para la generación de una secuencia para canales de sincronización (por ejemplo, el canal P-SCH), debe observarse que el alcance de la presente invención no está limitado solamente a los ejemplos siguientes, sino que también puede aplicarse a otros ejemplos.

40 Por ejemplo, en caso de transmitir información específica a través de un canal correspondiente sin establecer una sincronización de tiempo, los datos de salida instantáneos de correlación del concepto de sincronización de tiempo mencionado anteriormente se utilizan para obtener información correspondiente. Siempre que se ejecute una función de salida de correlación con retardo cero, la información específica mencionada anteriormente sigue el mismo procedimiento.

La FIG. 5 es un diagrama de bloques que ilustra extremos de transmisión/recepción para implementar una realización de la presente invención.

45 A continuación se describirá el extremo de transmisión con referencia a la FIG. 5. Tras recibir datos de entrada 501, el extremo de transmisión lleva a cabo una codificación de canal 502 para añadir bits redundantes (también denominados bit de redundancia) a los datos de entrada 501 para que pueda impedirse que los datos de entrada 501 se distorsionen en un canal.

La unidad de codificación de canal 502 puede implementarse mediante un turbocódigo o código LDPC, etc. La unidad de codificación de canal 502 puede omitirse de un proceso para la transmisión de un canal de sincronización o de un

preámbulo de enlace ascendente. Por tanto, la unidad de codificación de canal 502 no es un componente necesario para la realización de esta invención que proporciona un procedimiento de generación de secuencia que se utilizará en un canal de sincronización o un procedimiento para la transmisión de preámbulos de enlace ascendente.

5 Después, los datos resultantes se introducen en una unidad de mapeo de símbolos 504 que puede implementarse con QPSK o 16QAM, etc. Después, las señales mapeadas con símbolos se cargan en portadoras de dominio de tiempo a través de la IFFT 505, y la señales de salida de la IFFT 505 se transmiten a un canal de radiofrecuencia (RF) a través de un filtro 506 y de un DAC (convertidor de digital a analógico) 507. Las operaciones del extremo de recepción se llevan a cabo en orden inverso al del extremo de transmisión.

10 La FIG. 5 no es una estructura de ejemplo del extremo de transmisión para implementar el procedimiento de generación/transmisión de secuencia que se describirá posteriormente.

La FIG. 6 es un diagrama de flujo que ilustra el concepto básico de la generación/transmisión de secuencia según una realización de la presente invención.

15 Haciendo referencia a la FIG. 6, el procedimiento de generación de secuencia genera una secuencia de longitud N en el dominio de tiempo o de frecuencia en la etapa S101. En la etapa S101, una realización de esta invención propone seleccionar un índice de raíz del conjunto de índices de raíz que permite que al menos dos secuencias que tienen índices de ese conjunto de índices cumplan "la propiedad de simetría conjugada". Utilizando la secuencia que tiene el índice que cumple la propiedad de simetría conjugada, el extremo de recepción puede detectar fácilmente la señal recibida mediante una operación de correlación. La propiedad de simetría conjugada y otras características de esta realización se describirán posteriormente.

20 Por otro lado, si la secuencia se genera en el dominio de tiempo, el procedimiento de generación de secuencia lleva a cabo la operación FFT de N puntos, de manera que la secuencia se mapea con un elemento de recurso de dominio de frecuencia. Sin embargo, debe observarse que la presente invención no está limitada a una generación de secuencia en el dominio de tiempo, sino que puede implementarse para generar secuencias en el dominio de frecuencia. Por tanto, para la realización que genera secuencias en el dominio de frecuencia, puede omitirse la etapa FFT o DFT.

25 Por otro lado, según los requisitos de un sistema de comunicaciones, el procedimiento de generación de secuencia puede tratar una componentes de CC (corriente continua) e introducir subportadoras de protección en la etapa S105. En la etapa S105, el tratamiento de la componente de CC es para impedir que la secuencia generada tenga componentes de CC en el dominio de frecuencia. Esto puede llevarse a cabo eliminando directamente de manera selectiva la componente de CC de la secuencia, o mediante otra operación equivalente.

30 Si fuera necesario, la técnica de atenuación de PAPR puede aplicarse a la secuencia resultante en la etapa S107, y una secuencia correspondiente se convierte en una secuencia de dominio de tiempo mediante la operación IDFT o IFT (transformada inversa de Fourier) en la etapa S109. Tal y como se ha descrito anteriormente, para los expertos en la técnica resulta evidente que la DFT o la FFT pueden ejecutarse de manera selectiva según el valor N.

35 La secuencia generada y/o transmitida por el esquema anterior puede ser un preámbulo de enlace ascendente, una señal de canal de sincronización de enlace descendente o cualquier otra señal equivalente.

A continuación se describirá en mayor detalle el procedimiento de generación de secuencia y el procedimiento de transmisión de señales según la presente invención.

40 Si la secuencia de longitud N se genera en la etapa S101, la secuencia puede seleccionar un índice específico a partir de conjuntos de índices que presentan múltiples índices para discriminar secuencias, de manera que puede generarse mediante el índice seleccionado.

45 En este caso, como se ha indicado anteriormente, una realización de la presente invención proporciona un procedimiento para generar secuencias seleccionado índices del conjunto de índices, en el que al menos dos de los índices cumplen la propiedad de simetría conjugada. En este caso, la propiedad de simetría conjugada indica que una secuencia correspondiente a un índice específico es igual a un complejo conjugado de otra secuencia correspondiente a otra secuencia, lo que se describirá a continuación en detalle con referencia a la siguiente secuencia detallada.

En caso de utilizar al menos una secuencia de entre múltiples secuencias, cada una de las cuales incluye un índice que cumple la propiedad de simetría conjugada, el extremo de recepción puede reducir considerablemente el número de cálculos de correlaciones cruzadas, por lo que puede detectar fácilmente una señal deseada.

50 La presente invención proporciona un procedimiento para omitir una componente correspondiente a subportadoras de CC, como se muestra en S105, y transmitir la señal resultante.

A continuación se describirán en detalle las etapas individuales de la FIG. 6.

En primer lugar se describirá la etapa S101 de formación/generación de una secuencia de longitud N.

Según una realización de la presente invención, la presente invención no solo proporciona un procedimiento para hacer que la secuencia exprese características de correlaciones superiores, sino también un procedimiento de generación de una secuencia que puede mantener una amplitud predeterminada. Para este fin, esta realización genera una secuencia de longitud específica en el dominio de tiempo o de frecuencia.

A continuación se describirán condiciones preferidas requeridas para la secuencia utilizada en esta realización.

Tal y como se ha descrito anteriormente, con el fin de aumentar la eficacia de un amplificador del extremo de transmisión, es preferible que el extremo de transmisión transmita la secuencia para reducir la PAPR. La secuencia según esta realización puede tener un valor de amplitud predeterminada en el dominio de tiempo. Es preferible que la amplitud de señal de la secuencia pueda modificarse ligeramente no solo en el dominio de tiempo, sino también en el dominio de frecuencia.

Aunque la mayoría de procedimientos de comunicación han asignado una banda de frecuencia predeterminada a un extremo específico de transmisión/recepción, los procedimientos de comunicación han limitado el valor máximo de la potencia que puede usarse en la banda de frecuencia asignada. Dicho de otro modo, un procedimiento de comunicaciones genérico incluye una máscara de espectro específica. Por lo tanto, si la amplitud de señal es irregular en el dominio de frecuencia aunque una secuencia de amplitud constante se transmita en el dominio de tiempo, la señal puede superar de manera inesperada la máscara de espectro después de que la secuencia se haya amplificado en el dominio de frecuencia.

Si el valor de canal se reconoce previamente en el dominio de frecuencia, es preferible que el sistema pueda llevar a cabo la asignación de potencia de diferentes maneras según el buen o mal estado del canal. Sin embargo, puesto que el sistema tiene dificultades a la hora de reconocer previamente el canal debido a las características del uso de preámbulos, la potencia de la subportadora utilizada es generalmente constante.

En relación con las características de frecuencia plana mencionadas anteriormente, en caso de utilizar una secuencia correspondiente como un canal específico para realizar la estimación de canal (por ejemplo, si el P-SCH se utiliza en el sistema LTE), se decide el caso óptimo en el que una señal de referencia para la estimación de canal puede tener las características de frecuencia plana.

Además de las características de PAPR mencionadas anteriormente, la secuencia según esta realización puede tener características de correlación superiores para detectar o discriminar fácilmente señales. Las características superiores de correlación cruzada indican la presencia de características superiores de autocorrelación y la presencia de características superiores de correlación cruzada.

Es preferible que la secuencia pueda generarse por el extremo de transmisión para que el extremo de recepción pueda obtener fácilmente la sincronización. La sincronización mencionada anteriormente puede indicar la sincronización de frecuencia y la sincronización de tiempo. Generalmente, si un patrón específico se repite en un único símbolo OFDM en el dominio de tiempo, el extremo de recepción puede obtener fácilmente la sincronización de frecuencia y la sincronización de tiempo.

Por lo tanto, la secuencia según esta realización puede establecerse para que un patrón específico se repita en un único símbolo OFDM en el dominio de tiempo, pero esto no es esencial. A continuación se describirá un ejemplo no limitativo para generar una secuencia que tiene una estructura repetida. Por ejemplo, durante la etapa de generación de secuencia, el sistema puede insertar una secuencia de preámbulo equipada con dos patrones idénticos en un único símbolo OFDM generado por el módulo FFT de N puntos. No hay limitación en un procedimiento para la generación de una secuencia de longitud específica repitiendo el mismo patrón en el dominio de tiempo. Se proporcionan los siguientes ejemplos.

Si la DFT o FFT de N puntos encuentra un problema serio, se crea una secuencia de longitud N/2 se repite dos veces; después puede configurarse una secuencia de preámbulo de longitud total N. Si se genera una secuencia de longitud N/4 y se repite dos veces, y la secuencia repetida se inserta, puede configurarse una secuencia de preámbulo con una longitud total de N/2. La secuencia de preámbulo de longitud N/2 puede tener una longitud de N/2 en el dominio de frecuencia. En este caso, el intervalo de secuencia se ajusta en el dominio de frecuencia, de manera que puede generarse una secuencia de longitud N.

Por otro lado, como se ha indicado anteriormente, la presente invención también puede utilizar una secuencia no repetitiva en el dominio de tiempo. En este caso, la operación repetitiva mencionada anteriormente puede omitirse según sea necesario. Dicho de otro modo, la presente invención también puede generar una secuencia de longitud N en el dominio de tiempo o directamente en el dominio de frecuencia sin la repetición de la secuencia de longitud N. La secuencia que se utiliza en esta etapa puede ser una secuencia CAZAC, una secuencia de Golay, una secuencia binaria, etc.

Según esta realización, hay varias secuencias que pueden seleccionarse considerando las condiciones mencionadas

anteriormente. Como una realización a modo de ejemplo, la presente invención propone utilizar una secuencia CAZAC. Aunque posteriormente se describirá en mayor detalle un procedimiento para formar una secuencia de longitud 1024 en el dominio de tiempo de la secuencia CAZAC y para insertar la misma secuencia, debe observarse que la longitud de la secuencia CAZAC no tiene que estar limitada a este procedimiento a modo de ejemplo.

- 5 Según la secuencia CAZAC generada por esta realización, se genera previamente el conjunto de índices de raíz para discriminar secuencias CAZAC disponibles y se selecciona un índice de raíz específico de los conjuntos de índices de raíz generados, y se genera una secuencia según el índice seleccionado. En este caso, es preferible que el índice de raíz seleccionado para la generación de secuencia pueda seleccionarse a partir del conjunto de índices de raíz que cumpla la propiedad de simetría conjugada.
- 10 Para cumplir la propiedad de simetría conjugada mencionada anteriormente en la secuencia CAZAC, la suma de dos índices de raíz del conjunto de índices puede tener diferentes condiciones según información específica que indica si la longitud de secuencia se denota mediante una longitud de número par o impar. Si la longitud de secuencia correspondiente se denota mediante una longitud impar y la suma de dos índices de raíz corresponde a un periodo de una ecuación que genera la secuencia correspondiente (en algunos casos, la longitud de la secuencia), puede cumplirse la propiedad de simetría conjugada mencionada anteriormente.
- 15

Sin embargo, la ecuación mencionada anteriormente para la generación de la secuencia correspondiente puede cambiar de una ecuación de formato básico a otra ecuación para implementar una finalidad específica. En este caso, la condición para cumplir la propiedad de simetría conjugada mencionada anteriormente puede cambiar a otra condición. De hecho, la suma de ambos índices de raíz debe corresponder al periodo de una ecuación capaz de generar de manera genérica una secuencia correspondiente. Con relación a este requisito, a continuación se proporcionará una descripción detallada del procedimiento de generación de secuencia según la presente invención junto con otras realizaciones aplicadas a una secuencia específica.

20

La secuencia según la presente invención puede generarse en los dominios de tiempo y/o de frecuencia según el mismo principio. Para fines descriptivos, la siguiente realización se describirá en función de un ejemplo específico que genera una secuencia en el dominio de tiempo y convierte la secuencia generada en una secuencia de dominio de frecuencia, ya que el ejemplo que genera la secuencia directamente en el dominio de frecuencia puede entenderse fácilmente debido a que solo se omiten algunas etapas de la realización para la generación de secuencia en el dominio de tiempo. Sin embargo, debe observarse que el alcance de la presente invención no está limitado a este ejemplo, sino que también puede aplicarse a otros ejemplos según sea necesario.

25

- 30 La siguiente descripción dará a conocer un ejemplo específico mostrado en la siguiente ecuación 3.

[Ecuación 3]

$$a_{n_c'm} = \exp\left(-i \frac{M\pi n^2}{N}\right), \text{ cuando } N \text{ es par}$$

$$a_{n_c'm} = \exp\left(-i \frac{M\pi n(n+1)}{N}\right), \text{ cuando } N \text{ es impar}$$

En este ejemplo mostrado en la Ecuación 3, "M" se fija a "1" (donde "M" es un número natural que es relativamente primo con respecto a "N"), y se genera y se inserta una secuencia CAZAC (autocorrelación constante de amplitud cero) de longitud 1024. Esta secuencia CAZAC se ha descrito en el documento "Polyphase Codes with Good Periodic Correlation Properties" de David C. Chu, *Information Theory IEEE Transaction*, vol. 18, número 4, páginas 531 y 532, julio de 1972.

35

En la Ecuación 3, "n" vale 0, 1, 2,..., N-1. Por lo tanto, "N" corresponde a la longitud de secuencia o "longitud de secuencia equivalente". La razón por la que N puede denotarse como una longitud de secuencia equivalente es que, tal y como se ha indicado anteriormente, la secuencia generada puede tener una longitud diferente de N en casos específicos. Por ejemplo, la secuencia puede generarse por cualquier ecuación alternativa para impedir que la secuencia tenga una componente de CC. El evitar que la secuencia tenga una componente de CC puede implementarse eliminando directamente de manera selectiva la componente de CC en el dominio de frecuencia pero, como alternativa, la secuencia puede generarse omitiendo un valor de "n" que corresponde a la componente de CC. En este caso, la longitud de secuencia resultante puede ser "N-1", no "N". Pero este es un caso especial y, normalmente, "N" corresponde a la longitud de la secuencia. Además, incluso en ese caso especial, "N" corresponde a la longitud de secuencia sustancial o periodo de generación de secuencia.

40

45

Por otro lado, si la longitud de secuencia está predeterminada, la presente invención puede utilizar una cualquiera de

las dos ecuaciones mostradas en la Ecuación 3 según información específica que indica si la secuencia correspondiente tiene una longitud de número par o una longitud de número impar.

5 Tal y como se ha descrito anteriormente, puede repetirse un patrón específico disponible para esta realización, de manera que la secuencia CAZAC puede repetir el patrón específico ajustando el valor de N. Dicho de otro modo, en la Ecuación 3, con la condición de que el valor de "M" se fije a "1" y el valor de "N" se fije a "512", la secuencia CAZAC se genera y se repite dos veces, de manera que puede generarse una secuencia de longitud 1024.

La FIG. 7 muestra características de autocorrelación de una secuencia CAZAC según la presente invención.

10 Tal y como se ha descrito anteriormente, la secuencia según esta realización puede tener características de correlación superiores. Puede reconocerse que las características de autocorrelación del dominio de tiempo en asociación con la secuencia CAZAC pueden tener características de autocorrelación ideales, tal y como se muestra en la FIG. 7. En conclusión, puede reconocerse que la secuencia CAZAC mencionada anteriormente es un ejemplo de secuencia que cumple varias condiciones requeridas por esta realización.

Como una etapa opcional según esta realización, a continuación se describirá en detalle la etapa de mapear una secuencia generada en el dominio de tiempo con el dominio de frecuencia.

15 Según un procedimiento para convertir la secuencia de dominio de tiempo en una secuencia de dominio de frecuencia según una norma predeterminada del sistema OFDM, el proceso FFT de N puntos puede ejecutarse en una secuencia de longitud N generada en el dominio de tiempo tal y como se representa mediante la siguiente Ecuación 4, de manera que la secuencia de longitud N puede convertirse en una secuencia de dominio de frecuencia.

[Ecuación 4]

$$A_k = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{-j2\pi kn/N}$$

20

En la Ecuación 4, "k" vale 0, 1, 2,..., N-1.

25 Tal y como se ha descrito anteriormente, la secuencia de dominio de tiempo generada en el dominio de tiempo puede convertirse en una secuencia de dominio de frecuencia "A_k", como se representa mediante la Ecuación 4. Además, para la realización que genera secuencias en el dominio de frecuencia, la secuencia generada en el dominio de frecuencia necesita mapearse con el elemento de recurso de frecuencia mediante una operación equivalente.

30 En caso de utilizar una secuencia CAZAC en esta realización, es preferible que la presente invención pueda mapear continuamente la secuencia generada con un elemento de recurso de dominio de frecuencia, de manera que el sistema pueda mantener la propiedad de secuencia CAZAC que mantiene características de amplitud predeterminada en el dominio de tiempo (o en el dominio de frecuencia) cuando la secuencia se mapea con el recurso de dominio de frecuencia.

35 En algunas realizaciones de la presente invención se utiliza una secuencia de repetición 2x en el dominio de tiempo, de manera que la secuencia resultante se mapea con el dominio de frecuencia. En este caso, cada componente de secuencia del dominio de frecuencia se mapea con cada dos subportadoras. Se supone que el término "mapeo continuo" en la presente invención indica que la secuencia se mapea con una enésima subportadora específica incluida continuamente en el dominio de frecuencia, e incluye el mapeo continuo de la secuencia con cada dos subportadoras.

A continuación se describirá, con referencia a la FIG. 6, la etapa S105 que trata la subportadora de CC y que inserta la subportadora de protección según una realización de la presente invención.

40 Generalmente, un procedimiento de comunicación OFDM específico puede solicitar el tratamiento de la subportadora de CC y la inserción de una subportadora de protección constante. Si la subportadora de CC y la subportadora de protección deben insertarse para cumplir la norma predeterminada del procedimiento de comunicación OFDM específico, puede ejecutarse la anterior etapa S105.

45 El tratamiento de la subportadora de frecuencia de CC mencionado anteriormente indica que se inserta el dato "0" en la subportadora que tiene la frecuencia "0" en el dominio de frecuencia para resolver el problema de desfase de CC encontrado en la unidad de RF de la unidad de transmisión/recepción. Esta operación es equivalente a eliminar de manera selectiva la componente de CC.

No solo puede usarse el procedimiento mencionado anteriormente que inserta el dato "0" en la subportadora que tiene la

frecuencia "0", sino que también pueden utilizarse otros procedimientos capaces de obtener el mismo efecto según sea necesario.

5 Por ejemplo, la componente que va a mapearse con la subportadora de CC puede omitirse en la etapa de generación de secuencia S101, de manera que puede generarse una secuencia resultante que no tenga ninguna componente de mapeo. Después, durante la etapa S109 para convertir la secuencia resultante en una secuencia de dominio de tiempo, la componente de secuencia correspondiente a la subportadora de CC puede omitirse.

Por lo tanto, siempre que la componente correspondiente a la componente de CC que tiene la frecuencia "0" en el dominio de frecuencia se elimine de la señal transmitida al dominio de tiempo, y que una secuencia que no tenga ninguna componente de CC se transmita a un destino, varios procedimientos pueden estar disponibles.

10 Además, la inserción de subportadoras de protección indica que las subportadoras de protección pueden insertarse para reducir una interferencia de canal adyacente (ACI).

15 Según la presente invención, cuando una señal correspondiente se mapea con la subportadora del dominio de frecuencia, las ubicaciones de las subportadoras de la señal correspondiente pueden disponerse en orden inverso según sea necesario. Por ejemplo, la señal se desplaza de manera circular tanto como la distancia de al menos una subportadora y después se lleva a cabo su proceso de mapeo.

La presente invención también puede incluir un proceso de mapeo aleatorio, aunque es preferible que la ubicación en el dominio de frecuencia no pueda cambiarse a otra ubicación. La realización de la presente invención describirá un caso específico en el que la ubicación en el dominio de frecuencia de la señal generada no cambia a otra ubicación.

20 A continuación, como una etapa opcional, se describirá en detalle la etapa S107 que aplica la técnica de atenuación de PAPR a la secuencia resultante generada por las etapas mencionadas anteriormente según la presente invención.

Tal y como se ha descrito anteriormente, la señal de dominio de tiempo se convierte en otra señal mediante el tratamiento de la subportadora de CC y la inserción de las subportadoras de protección, de manera que la PAPR puede aumentar.

25 Esta realización puede llevar a cabo de nuevo la técnica de atenuación de PAPR para reducir la PAPR aumentada, aunque este proceso no es siempre necesario para la presente invención. De esta manera, durante la técnica de atenuación de PAPR, es preferible que la realización pueda minimizar la variación en el nivel de amplitud de los códigos de secuencia de dominio de frecuencia y que al mismo tiempo pueda aplicar la técnica de atenuación de PAPR a los códigos de secuencia de dominio de frecuencia.

30 Las secuencias de dominio de frecuencia resultantes son valores específicos reconocidos previamente por el extremo de transmisión/recepción, de manera que pueden usarse como señales de referencia para otros usos (por ejemplo, estimación de canal).

Según la realización mostrada en la FIG. 6, a continuación se describirá la etapa S109 que convierte la secuencia mencionada anteriormente en una secuencia de dominio de tiempo mediante la operación IFFT.

35 La anterior etapa S109 se utiliza para generar la secuencia de preámbulo de dominio de tiempo final y se lleva a cabo de la manera representada por la siguiente Ecuación 5. En este caso, la secuencia generada puede utilizarse para llevar a cabo la sincronización, detectar señales o discriminar las señales.

[Ecuación 5]

$$a_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} A_k e^{j2\pi kn/N}$$

Es preferible que una componente de CC se omita del dominio de frecuencia de la señal resultante convertida en la señal de dominio de tiempo en la etapa S109. Al hacer esto puede mantenerse la dualidad tiempo/frecuencia de una secuencia CAZAC.

40 La realización mencionada anteriormente ha descrito el procedimiento mencionado anteriormente de generación de secuencia en el dominio de tiempo y de conversión de la secuencia de dominio de tiempo en una secuencia de dominio de frecuencia, pero debe observarse que el alcance de la secuencia inventiva no está limitado solamente a la secuencia mencionada anteriormente del dominio de tiempo, sino que también puede aplicarse a otros ejemplos. Dicho de otro modo, es bien sabido por los expertos en la técnica que la secuencia CAZAC generada en el dominio de frecuencia (por ejemplo, una secuencia de Zadoff-Chu) puede mapearse directamente con un elemento de recurso de dominio de

45

frecuencia.

Realización basada en la secuencia de Frank

A continuación se describirá un procedimiento para aplicar una cualquiera de las secuencias CAZAC mencionadas anteriormente al P-SCH del sistema 3GPP LTE (denominado en lo sucesivo como "LTE") según la presente invención.

- 5 En mayor detalle, después de repetir la secuencia de Frank de entre las secuencias CAZAC en el dominio de tiempo, esta realización de la presente invención puede generar el P-SCH procesando datos en el dominio de frecuencia, lo que se describirá a continuación de manera detallada.

La secuencia de Frank es un ejemplo representativo de las secuencias CAZAC mencionadas anteriormente e incluye una amplitud constante (es decir, una envolvente constante) en los dominios de tiempo y de frecuencia. La secuencia de Frank tiene características de autocorrelación ideales, y una secuencia de Frank representativa se ha descrito en el documento "Phase Shift Pulse Codes with Good Periodic Correlation Properties", de R. L. Frank y S. A. Zadoff, IRE Trans. Inform. Theory, volumen IT-8, páginas 381 y 382, de 1962.

- 10

Por otro lado, si el P-SCH y el S-SCH se multiplexan según el esquema FDM del sistema LTE, un procedimiento de generación del P-SCH que utiliza la secuencia de Frank ha sido analizado anteriormente por desarrolladores asociados.

- 15 Sin embargo, el procedimiento inventivo propuesto por la presente invención multiplexa el P-SCH y el S-SCH según el esquema TDM y, de esa manera, implementa un P-SCH mejorado superior al P-SCH convencional.

A continuación se describirá en detalle la comparación entre el procedimiento de generación de P-SCH convencional y el procedimiento de generación de P-SCH inventivo.

La secuencia de Frank puede representarse mediante la siguiente Ecuación 6:

[Ecuación 6]

$$a_k = e^{\frac{-j2\pi \cdot l_k}{m}}, (k=0, 1, \dots, N-1)$$

- 20 En la ecuación 6, l_k se muestra en la siguiente Ecuación 7:

[Ecuación 7]

$$l_k = \left[\frac{k}{m} \right] \cdot (k \bmod m + 1)$$

En las ecuaciones 6 y 7, "N" indica la longitud de la secuencia de Frank y debe cumplir la condición $N=m^2$; "r" es un número natural, que es un primo relativo con respecto a "m" y es inferior al valor de "m".

- 25 Por ejemplo, si $N=4$, las secuencias mostradas en la Ecuación 6 tienen un mapa de constelaciones tal como la QPSK. Si $N=16$, las secuencias mencionadas anteriormente mostradas en la Ecuación 6 tienen un mapa de constelaciones tal como la QPSK. Si $N=16$ y $r=1$, la generación de la secuencia de Frank en el dominio de tiempo se muestra en la siguiente Tabla 2, y las secuencias convertidas en los datos de dominio de frecuencia se muestran en la siguiente Tabla 3:

Tabla 2

	En fase	Cuadratura
0	0	1
1	-1	0
2	0	-1
3	1	0
4	-1	0
5	1	0
6	-1	0
7	1	0
8	0	-1
9	-1	0
10	0	1
11	1	0
12	1	0
13	1	0
14	1	0
15	1	0

Tabla 3

	En fase	Cuadratura
0	1	0
1	0	1
2	-raíz cuadrada(1/2)	raíz cuadrada(1/2)
3	-raíz cuadrada(1/2)	raíz cuadrada(1/2)
4	0	1
5	0	1
6	raíz cuadrada (1/2)	raíz cuadrada (1/2)
7	raíz cuadrada(1/2)	-raíz cuadrada(1/2)
8	-1	0
9	0	1
10	raíz cuadrada(1/2)	-raíz cuadrada(1/2)
11	-raíz cuadrada(1/2)	raíz cuadrada(1/2)
12	0	-1
13	0	1
14	-raíz cuadrada(1/2)	-raíz cuadrada(1/2)
15	raíz cuadrada(1/2)	-raíz cuadrada(1/2)

El resultado mostrado en la Tabla 2 es igual al resultado de la modulación QPSK, y el resultado de la Tabla 3 tiene una amplitud constante.

5 Por ejemplo, en caso de utilizar el resultado de la Tabla 3 bajo la condición de que el número de subportadoras utilizadas realmente es de 16, el sistema puede utilizar las 16 subportadoras, independientemente del uso o desuso de un ancho de banda escalable.

10 Cuando la adquisición de temporización se lleva a cabo según el procedimiento de correlación cruzada en el dominio de tiempo, si los datos objetivo se modulan en otros datos mediante el esquema BPSK o M-PSK, la complejidad de calcular un valor de correlación disminuye. En este caso, el esquema BPSK o M-PSK implementa la rotación de fase en el mapa de constelaciones para incluir información deseada. Dicho de otro modo, la presente invención calcula el valor de correlación en función de una suma de complejos simple utilizando un convertidor de signo simple, en lugar de una operación compleja, de manera que la complejidad del cálculo disminuye.

Además, la secuencia de Frank es indicativa de una secuencia CAZAC, de manera que tiene características de correlación superiores en todos los dominios de tiempo y de frecuencia.

15 La secuencia de Frank tiene un valor constante en todos los dominios de tiempo y frecuencia, de manera que tiene una PAPR baja. Si la secuencia de Frank se utiliza para llevar a cabo una estimación de canal, se proporciona la condición óptima.

Por ejemplo, si el vector de señales "r" recibido desde el dominio de tiempo con $N=16$ y $r=1$ se representa por $r = [r(0) r(1) \dots r(15)]$, la ecuación para calcular el valor de correlación entre el vector de señales "r" ($r = [r(0) r(1) \dots r(15)]$), la señal "a" bien conocida ($a = [a(0) a(1) \dots a(15)]^H$) y el vector de señales pueden representarse mediante la siguiente Ecuación 8:

[Ecuación 8]

20
$$R(d) = r \cdot a$$

En la Ecuación 8, "a" se muestra en la anterior Tabla 2.

Si el valor $R(d)$ se calcula directamente mediante la Ecuación 8, se necesita un total de 15 multiplicaciones complejas y un total de 15 sumas complejas para calcular un único valor "R(d)".

25 Sin embargo, debido a propiedades únicas de la secuencia de Frank "a", la presente invención puede cambiar el código de la parte real o imaginaria de una señal Rx que va a multiplicarse por otro código, y puede llevar a cabo la suma utilizando el código modificado para calcular el valor de correlación. Por lo tanto, la presente invención puede finalizar el cálculo mencionado anteriormente utilizando solamente las 15 sumas complejas en lugar de la multiplicación compleja.

Normalmente, la complejidad de una única operación de multiplicación compleja es aproximadamente 8 veces mayor que la de una única suma compleja.

30 El procedimiento propuesto anteriormente configura el P-SCH utilizando las ventajas de la secuencia de Frank. Dicho de otro modo, se propone que el P-SCH basado en FDM se mapee con 64 subportadoras utilizando una secuencia de Frank de longitud 16.

La FIG. 8 es un diagrama conceptual que ilustra un procedimiento para generar el P-SCH según la presente invención.

35 Haciendo referencia a la FIG. 8, una secuencia de Frank de longitud 16 se inserta en el dominio de frecuencia a intervalos de 2 índices de frecuencia. Dicho de otro modo, la secuencia de la Tabla 3 se inserta en el dominio de frecuencia a intervalos de dos índices de frecuencia. En este caso, el intervalo de dos índices de frecuencia indica que la secuencia m-ésima se inserta en la subportadora k-ésima, que ninguna secuencia se inserta en la subportadora (k+1)-ésima y que la secuencia (m+1)-ésima se inserta en la subportadora (k+2)-ésima.

40 Si la secuencia mencionada anteriormente insertada en el dominio de frecuencia a intervalos de dos índices de frecuencia se copia en el dominio de frecuencia y después se expande, puede obtenerse la otra secuencia de la FIG. 8 mapeada con un total de 64 subportadoras. La secuencia de la FIG. 8 se inserta en el dominio de tiempo a intervalos de dos muestras y después se repite dos veces.

La presente invención puede mejorar el procedimiento de generación de P-SCH mencionado anteriormente en los siguientes aspectos.

45 En primer lugar, la secuencia basada en el procedimiento de generación de P-SCH propuesto anteriormente incluye un valor específico que tiene el valor "0" en el dominio de tiempo, de manera que las características de la PAPR se deterioran

en gran medida. La presente invención puede mitigar el deterioro de las características de la PAPR.

El procedimiento propuesto anteriormente inserta la secuencia en una subportadora impar, en lugar de en una portadora par, para solucionar el problema causado por la portadora de CC (es decir, la portadora 0-ésima). En concreto, el procedimiento propuesto anteriormente inserta datos en la subportadora que tiene un índice de frecuencia impar.

5 En caso de observar la secuencia resultante generada por el esquema mencionado anteriormente en el dominio de tiempo, el formato QPSK en el dominio de tiempo (es decir, la ventaja de la secuencia de Frank) cambia inevitablemente a otro formato, dando como resultado que se produzca un problema grave. En concreto, la complejidad de la operación compleja aumenta, dando como resultado un uso poco práctico. La presente invención tiene como objetivo resolver el problema mencionado anteriormente.

10 La FIG. 9 es un diagrama de flujo que ilustra un procedimiento para generar el P-SCH según la presente invención.

Posteriormente se describirán las etapas S1701 a S1705 de la FIG. 9 con referencia a otros dibujos adjuntos.

La FIG. 10 es un diagrama conceptual que ilustra subportadoras a modo de ejemplo, cada una de las cuales está mapeada con el P-SCH según la norma LTE.

15 El P-SCH basado en la norma LTE se mapea con 73 subportadoras (incluyendo la portadora de CC) en función de la portadora de CC.

Esta realización proporciona una estructura de secuencia de repetición 2x en el dominio de tiempo (es decir, la secuencia se repite dos veces en el dominio de tiempo), de manera que puede generar 73 subportadoras (incluyendo la portadora de CC) solicitada por la norma LTE. En concreto, la presente invención proporciona una secuencia que presenta la estructura de repetición 2x en el dominio de tiempo.

20 Después de que las subportadoras de CC se hayan procesado, el sistema usa una frecuencia de Frank de longitud 71 (no mostrada en la FIG. 10) a partir de una secuencia de Frank de longitud 72.

En este caso, es preferible que la secuencia de repetición 2x en el dominio de tiempo pueda fijarse a la secuencia de Frank. Preferentemente, la longitud de la secuencia de Frank se fija a 36, y la variable "r" de la Ecuación 6 se fija a "1". Si la longitud de la secuencia de Frank se fija a 36, esta secuencia de Frank puede tener un mapa de constelaciones tal como la 6-PSK.

25 La razón por la que la longitud de la secuencia de Frank se fija a 36 es la de generar una secuencia objetivo que se mapee con las 73 subportadoras. Dicho de otro modo, si la secuencia se genera mediante dos repeticiones de la secuencia de longitud 36, la secuencia resultante cumple la norma LTE.

30 No es necesario decir que, si no se desea el formato de repetición, la presente invención puede seleccionar otra secuencia de longitud 64 en asociación con el sistema LTE. Si el P-SCH se genera mediante cuatro repeticiones de la secuencia, también puede usarse una secuencia de Frank de longitud 16.

A continuación se describirá en detalle la etapa S1701 de la FIG. 9.

35 Haciendo referencia a la FIG. 9, se genera una secuencia de Frank con una longitud de $N_{pre}=36$. En este caso, " N_{pre} " indica la longitud de una secuencia inicial que genera el P-SCH. En este caso, es preferible que la variable "r" de la Ecuación 6 se fije a "1".

La FIG. 11 es un diagrama de bloques que ilustra una secuencia de Frank de longitud 36 en el dominio de tiempo según la presente invención.

La secuencia de la FIG. 11 puede representarse mediante $a(i)$, $i=0, 1, \dots, 35$. La siguiente Tabla 4 muestra valores de la parte real y valores de la parte imaginaria del valor anterior " $a(i)$ ".

40

[Tabla 4]

	Parte real	Parte imaginaria
0	1	0
1	$-\cos(\pi/3)$	$-\text{sen}(\pi/3)$
2	-1	0
3	$-\cos(\pi/3)$	$\text{sen}(\pi/3)$
4	$\cos(\pi/3)$	$\text{sen}(\pi/3)$
5	1	0
6	$\cos(\pi/3)$	$-\text{sen}(\pi/3)$
7	$-\cos(\pi/3)$	$\text{sen}(\pi/3)$
8	1	0

A continuación se describirá en detalle la etapa S1702.

- 5 En caso de utilizar una secuencia de Frank de longitud 36, esta secuencia se repite dos veces en el dominio de tiempo, de manera que se genera la secuencia resultante.

La FIG. 12 es un diagrama de bloques que ilustra la secuencia de repetición 2x en el dominio de tiempo, de manera que se forma una secuencia resultante de longitud 72 según la presente invención.

Algunas partes de las señales de repetición 2x de la FIG. 12 se muestran en la siguiente Tabla 5:

10

[Tabla 5]

	Parte real	Parte imaginaria
0	1	0
1	$-\cos(\pi/3)$	$-\text{sen}(\pi/3)$
2	-1	0
3	$-\cos(\pi/3)$	$\text{sen}(\pi/3)$
4	$\cos(\pi/3)$	$\text{sen}(\pi/3)$
5	1	0
6	$\cos(\pi/3)$	$-\text{sen}(\pi/3)$
7	$-\cos(\pi/3)$	$\text{sen}(\pi/3)$
8	1	0

Los valores de secuencia mostrados en la Tabla 5 indican valores en el dominio de tiempo.

- 15 A continuación se describirá en detalle la etapa S1703.

La secuencia de Frank de longitud 72 (es decir, la secuencia de repetición 2x en el dominio de tiempo) generada en la etapa S1702 se convierte en una señal de dominio de frecuencia mediante una conversión DFT o FFT de 72 puntos. En este caso, desde el punto de vista del dominio de frecuencia, la repetición 2x se lleva a cabo en el dominio de tiempo, de manera que se considera que se ha llevado a cabo una inserción alternativa a partir de índices de frecuencia pares en el dominio de frecuencia. En concreto, la secuencia se inserta en índices de frecuencia pares, tal y como se muestra en la FIG. 13. La FIG. 13 muestra el resultado de la anterior etapa S1703 de la FIG. 9.

20

Algunas partes de la secuencia insertada en los índices de frecuencia pares pueden representarse mediante la siguiente

Tabla 6:

[Tabla 6]

	Parte real	Parte imaginaria
0	$\sqrt{2}$	0
1	0	0
2	$\sqrt{2} \cos(\pi/9)$	$\sqrt{2} \sin(\pi/9)$
3	0	0
4	$\sqrt{2} \cos(3\pi/9)$	$\sqrt{2} \sin(3\pi/9)$
5	0	0
6	$-\sqrt{2} \cos(3\pi/9)$	$\sqrt{2} \sin(3\pi/9)$
7	0	0
8	$-\sqrt{2} \cos(\pi/9)$	$-\sqrt{2} \sin(\pi/9)$
9	0	0

5 A continuación se describirá en detalle la etapa S1704.

Esta etapa S1704 está adaptada para resolver el problema provocado por las subportadoras de CC. Si no se utiliza la parte de subportadora de CC de la norma de comunicaciones a utilizar (por ejemplo, si va a transmitirse el valor 0 a través de la subportadora de CC), es preferible que se lleve a cabo la etapa S1704.

10 La presente invención proporciona dos procedimientos para resolver el problema de las subportadoras de CC mencionado anteriormente. Para fines descriptivos y para un mejor entendimiento de la presente invención, en primer lugar se describirá en detalle la etapa S1704-1 y después se describirá en detalle la etapa S1704-2.

La etapa S1704-1 está adaptada para llevar a cabo la eliminación selectiva de una secuencia correspondiente ubicada en la subportadora de CC. Dicho de otro modo, el término "eliminación selectiva" indica que la secuencia correspondiente experimenta un proceso de anulación con el valor "0".

15 La FIG. 14 muestra el resultado de la etapa S1704-1.

Si la etapa S1704-1 se lleva a cabo sobre el resultado de la FIG. 13, puede obtenerse el resultado de la FIG. 14.

Algunas partes del resultado de la FIG. 14 pueden representarse mediante la siguiente Tabla 7:

[Tabla 7]

	Parte real	Parte imaginaria
0	0	0
1	0	0
2	$\sqrt{2} \cos(\pi/9)$	$\sqrt{2} \sin(\pi/9)$
3	0	0
4	$\sqrt{2} \cos(3\pi/9)$	$\sqrt{2} \sin(3\pi/9)$
5	0	0
6	$-\sqrt{2} \cos(3\pi/9)$	$\sqrt{2} \sin(3\pi/9)$
7	0	0
8	$-\sqrt{2} \cos(\pi/9)$	$-\sqrt{2} \sin(\pi/9)$

20

A continuación se describirá la etapa S1704-2.

La etapa S1704-2 está adaptada para llevar a cabo una correlación de la secuencia correspondiente excepto para la subportadora de CC.

5 La secuencia de repetición 2x se realiza en la anterior etapa S1702. Por lo tanto, el resultado de la etapa S1703 se configura en forma de una secuencia específica, la cual se inserta en el dominio de frecuencia a intervalos de dos índices de frecuencia. Dicho de otro modo, debe observarse que la secuencia se inserta en índices de frecuencia pares.

En este caso, la presente invención lleva a cabo la etapa S1704-2, de manera que la secuencia generada experimenta un proceso CS (desplazamiento circular) hacia la derecha o hacia la izquierda.

La FIG. 15 muestra el resultado del CS hacia la derecha del resultado de la FIG. 13 según la presente invención. Algunas partes del resultado de la FIG. 15 pueden representarse mediante la siguiente Tabla 8:

10 [Tabla 8]

	Parte real	Parte imaginaria
0	0	0
1	Raíz cuadrada(2)* 1	0
2	0	0
3	Raíz cuadrada(2) *cos(pi/9)	Raíz cuadrada(2) *sen(pi/9)
4	0	0
5	Raíz cuadrada(2) *cos(3*pi/9)	Raíz cuadrada(2) *sen(3*pi/9)
6	0	0
7	-Raíz cuadrada(2) *cos(3*pi/9)	Raíz cuadrada(2) * sen(3*pi/9)
8	0	0

Si la anterior etapa S1704-1 se compara con la otra etapa S1704-2, puede reconocerse que la etapa S1704-1 es más preferible que la etapa S1704-2.

15 La etapa S1704-1 puede calcular fácilmente el valor de correlación utilizando las señales conocidas de la Tabla 5. A continuación se describirá un procedimiento detallado para calcular el valor de correlación.

Puesto que la secuencia se inserta en índices impares en la etapa S1704-2, el valor de secuencia en el dominio de tiempo se cambia por otro, de manera que la presente invención tiene dificultades a la hora de calcular el valor de correlación utilizando un cálculo simple debido al valor de secuencia modificado.

20 No es necesario decir que el extremo de recepción desplaza la frecuencia de portadora desde una ubicación actual hasta otra ubicación a lo largo de la separación entre subportadoras, y puede recibir la señal resultante. Sin embargo, la primera subportadora se utiliza como la componente de CC, de manera que puede experimentar inevitablemente un desfase de CC. Como resultado, la etapa S1704-1 es superior a la etapa S1704-2 en vista del problema del desfase de CC. No es necesario decir que la multiplicación de un número complejo específico se lleva a cabo en el dominio de tiempo después de la acción de recepción mencionada anteriormente, pudiéndose llevar a cabo después el desplazamiento de frecuencia.

25 Sin embargo, si la multiplicación del número complejo específico está adaptada para calcular el valor de correlación simple, la eficacia puede deteriorarse en gran medida.

A continuación se describirá la etapa S1705. La etapa S1705 se utiliza como una etapa adicional para un caso específico en el que el extremo de recepción no lleva a cabo un muestreo descendente y se aplica al proceso FFT de 128 puntos.

30 La anterior etapa S1705 puede utilizarse de manera eficaz cuando el extremo de recepción no soporta la función de muestreo descendente.

Por ejemplo, la separación entre subportadoras del sistema LTE es de 15 kHz. Si la FFT de 128 puntos (o la DFT de 128 puntos) se aplica al sistema LTE, se generan 128 valores de muestra en el dominio de tiempo y los 128 valores de muestra pueden tener una frecuencia de muestreo de 1,92 MHz. El extremo de recepción filtra la señal Rx (es decir, la señal recibida) en la frecuencia de 1,08 MHz y puede seleccionar una cualquiera de las siguientes operaciones (es decir, la primera y la segunda operación).

35

Según la primera operación, el extremo de recepción utiliza la frecuencia de muestreo de 1,92 MHz sin ninguna

modificación. Según la segunda operación, el extremo de recepción lleva a cabo un muestreo descendente utilizando una frecuencia de muestreo de 1,08 MHz y utiliza el resultado del muestreo descendente.

La etapa S1705 se utiliza como una etapa adicional para un caso específico en el que el extremo de recepción no lleva a cabo el proceso de muestreo descendente y utiliza la frecuencia de muestreo de 1,92 MHz sin ninguna modificación.

5 Si se requiere el proceso de muestreo ascendente, la etapa S1705 lleva a cabo el muestreo ascendente de la secuencia generada a la frecuencia de 1,08 MHz (correspondiente a 72 muestras), de manera que la secuencia con la frecuencia de 1,08 MHz experimenta un proceso de muestreo ascendente hasta otra frecuencia de 1,92 MHz. El procedimiento de muestreo digital inserta básicamente el valor de "0" en 56 subportadoras (56 = 128 - 72), y lleva a cabo el proceso IFFT de 128 puntos sobre el resultado de relleno con ceros anterior.

10 Los expertos en la técnica conocen ampliamente y en detalle técnicas de muestreo, de manera que se omitirá una descripción detallada de las mismas. A modo de referencia, la secuencia de la Tabla 7 u 8 debería utilizarse en una banda correspondiente (es decir, la banda de 1,08 MHz) durante el proceso de transmisión.

A continuación se describirán en detalle operaciones del extremo de recepción después de haber recibido la secuencia de P-SCH. A continuación se describirá el procedimiento de correlación cruzada que se utilizará en el extremo de recepción.

15 El ejemplo mencionado anteriormente muestra la estructura de repetición 2x en el dominio de tiempo. Por tanto, se determina un intervalo predeterminado de la señal Rx según el esquema de autocorrelación, y después el esquema de correlación cruzada se aplica al intervalo determinado, de manera que puede llevarse a cabo un proceso riguroso de adquisición de sincronización.

20 El procedimiento de determinación de un intervalo predeterminado de la señal Rx repetida por el esquema de autocorrelación es idéntico al procedimiento convencional que se utiliza en la técnica convencional, Por lo tanto, a continuación se describirá un procedimiento para reducir el número de cálculos según el esquema de correlación cruzada.

El procedimiento de adquisición de temporización basado en el esquema de correlación cruzada puede representarse mediante la siguiente Ecuación 9:

[Ecuación 9]

$$\hat{d} = \arg \max_d \left\{ R(d) \mid 0 \leq d \leq N_{ff} - 1 \right\}$$

$$R(d) = \left(\sum_{n=0}^{M-1} \left| \sum_{k=nL}^{(n+1)L-1} p^*(k) r(d+k) \right|^2 \right) / \left(\sum_{n=0}^{N_{ff}/2-1} |r(d+n)|^2 \right) +$$

$$\left(\sum_{n=0}^{M-1} \left| \sum_{k=nL}^{(n+1)L-1} p^* \left(\frac{N_{ff}}{2} + k \right) r \left(\frac{N_{ff}}{2} + d + k \right) \right|^2 \right) / \left(\sum_{n=0}^{N_{ff}/2-1} \left| r \left(\frac{N_{ff}}{2} + d + n \right) \right|^2 \right) \quad (N_{ff} / 2 = ML)$$

25 En la Ecuación 9, $p(n)$ indica el valor de secuencia de P-SCH conocido en el dominio de tiempo, $r(n)$ indica la señal Rx, M indica el valor de "M" para el procedimiento de correlación parcial, N_{ff} es la magnitud de FFT, y \hat{d} indica la ubicación de adquisición de temporización detectada.

30 Si el P-SCH no tiene formato de repetición, y un valor máximo del desplazamiento de frecuencia en la banda de frecuencias de 2GHz es de 5 ppm, el sistema puede tener un rendimiento suficiente con $M = 1$ según la Ecuación 9. Por lo tanto, no es necesario que la presente invención aplique el procedimiento de correlación parcial al intervalo repetido.

En función de la Ecuación 9, el sistema LTE lleva a cabo un muestreo descendente (es decir, 72 muestras) de la señal Rx utilizando la frecuencia de muestreo de 1,08 MHz y el P-SCH tiene dos símbolos en el término de 10 ms.

Por tanto, si se obtiene sincronización de tiempo mediante el promedio del término de 5 ms, la complejidad de cálculo para la adquisición de temporización puede representarse mediante la siguiente Ecuación 10:

35

[Ecuación 10]

$$(72 \text{ multiplicaciones complejas} + 72 \text{ sumas complejas} + 2 \text{ cálculos de potencia compleja}) * 9600$$

Con el fin de explicar el procedimiento para calcular el valor de correlación según la presente invención, la secuencia de

Frank mostrada en la Tabla 4 se describirá como un ejemplo.

Si la señal Rx se denota mediante $r=[r(0) r(1) r(2),\dots, r(35)]$, el procedimiento para calcular la señal Rx y el valor de correlación de la Tabla 4 puede llevarse a cabo mediante el siguiente proceso paralelo.

En primer lugar, el valor real puede obtenerse tal y como se representa mediante la siguiente ecuación 11, y el valor imaginario puede obtenerse tal y como se representa mediante la siguiente ecuación 12:

[Ecuación 11]

Valor real :

$$\begin{aligned} & \text{Real}[r(0)] - \text{Real}[r(2)] + \text{Real}[r(5)] + \text{Real}[r(8)] + \\ & \text{Real}[r(11)] + \text{Real}[r(13)] - \text{Real}[r(14)] + \text{Real}[r(15)] - \\ & \text{Real}[r(16)] + \text{Real}[r(17)] - \text{Real}[r(18)] + \text{Real}[r(20)] + \\ & \text{Real}[r(23)] - \text{Real}[r(26)] + \text{Real}[r(29)] + \text{Real}[r(31)] + \\ & \text{Real}[r(32)] + \text{Real}[r(33)] + \text{Real}[r(34)] + \text{Real}[r(35)] + \\ & \cos(\pi/3) * \{ - \text{Real}[r(1)] - \text{Real}[r(3)] + \text{Real}[r(4)] + \text{Real}[r(6)] - \\ & \text{Real}[r(7)] - \text{Real}[r(9)] - \text{Real}[r(10)] - \text{Real}[r(12)] - \text{Real}[r(19)] \\ & - \text{Real}[r(21)] - \text{Real}[r(22)] - \text{Real}[r(24)] - \text{Real}[r(25)] - \\ & \text{Real}[r(27)] + \text{Real}[r(28)] + \text{Real}[r(30)] \} + \text{sen}(\pi/3) * \{ - \text{Imag}[r(1)] \\ & + \text{Imag}[r(3)] + \text{Imag}[r(4)] - \text{Imag}[r(6)] + \text{Imag}[r(7)] - \text{Imag}[r(9)] \\ & + \text{Imag}[r(10)] - \text{Imag}[r(12)] - \text{Imag}[r(19)] + \text{Imag}[r(21)] - \\ & \text{Imag}[r(22)] + \text{Imag}[r(24)] + \text{Imag}[r(25)] - \text{Imag}[r(27)] - \\ & \text{Imag}[r(28)] + \text{Imag}[r(30)] \} \end{aligned}$$

[Ecuación 12]

Valor imaginario :

$$\begin{aligned} & \text{Imag}[r(0)] - \text{Imag}[r(2)] + \text{Imag}[r(5)] + \text{Imag}[r(8)] + \\ & \text{Imag}[r(11)] + \text{Imag}[r(13)] - \text{Imag}[r(14)] + \text{Imag}[r(15)] - \\ & \text{Imag}[r(16)] + \text{Imag}[r(17)] - \text{Imag}[r(18)] + \text{Imag}[r(20)] + \\ & \text{Imag}[r(23)] - \text{Imag}[r(26)] + \text{Imag}[r(29)] + \text{Imag}[r(31)] + \\ & \text{Imag}[r(32)] + \text{Imag}[r(33)] + \text{Imag}[r(34)] + \text{Imag}[r(35)] + \\ & \cos(\pi/3) * \{ - \text{Imag}[r(1)] - \text{Imag}[r(3)] + \text{Imag}[r(4)] + \text{Imag}[r(6)] - \\ & \text{Imag}[r(7)] - \text{Imag}[r(9)] - \text{Imag}[r(10)] - \text{Imag}[r(12)] - \text{Imag}[r(19)] \\ & - \text{Imag}[r(21)] - \text{Imag}[r(22)] - \text{Imag}[r(24)] - \text{Imag}[r(25)] - \\ & \text{Imag}[r(27)] + \text{Imag}[r(28)] + \text{Imag}[r(30)] \} - \text{sen}(\pi/3) * \{ - \\ & \text{Real}[r(1)] + \text{Real}[r(3)] + \text{Real}[r(4)] - \text{Real}[r(6)] + \text{Real}[r(7)] - \\ & \text{Real}[r(9)] + \text{Real}[r(10)] - \text{Real}[r(12)] - \text{Real}[r(19)] + \\ & \text{Real}[r(21)] - \text{Real}[r(22)] + \text{Real}[r(24)] + \text{Real}[r(25)] - \\ & \text{Real}[r(27)] - \text{Real}[r(28)] + \text{Real}[r(30)] \} \end{aligned}$$

En caso de expresar la complejidad de las Ecuaciones 11 y 12, puede obtenerse la siguiente Ecuación 13:

[Ecuación 13]

$$((52 * 2) \text{ sumas reales} + (2 * 2) \text{ multiplicaciones reales}) * 9600 = (104 \text{ sumas reales} + 4 \text{ multiplicaciones reales}) * 9600$$

5 En caso de comparar la Ecuación 13 con la Ecuación 10 hay una gran diferencia de complejidad entre la Ecuación 13 y la Ecuación 10.

Además, puesto que el valor "cos(pi/3)" es "1/2" (es decir, cos(pi/3)=1/2), este valor "cos(pi/3)=1/2" corresponde al desplazamiento de 1 bit de la implementación en hardware, de manera que este valor puede desprejiciarse en vista del número de cálculos. En este caso, el número de cálculos puede representarse mediante la siguiente ecuación 14:

[Ecuación 14]

10 $((51 * 2) \text{ sumas reales} + (1 * 2) \text{ multiplicaciones reales}) * 9600 = (102 \text{ sumas reales} + 2 \text{ multiplicaciones reales}) * 9600$

Además, el valor de "sen(pi/3)" es igual a (raíz cuadrada de(3))/2 ó 0,8660 (es decir, sen(pi/3) = (raíz cuadrada de(3))/2 = 0,8660), de manera que el número de cálculos se aproxima a 0,75 (= 1/2 + 1/4). En este caso, el resultado aproximado puede implementarse con el desplazamiento de bits. Por tanto, si se ignora el número de cálculos, la complejidad disminuye tal y como se representa mediante la siguiente Ecuación 15:

15 [Ecuación 15]

$$((51 * 2) \text{ sumas reales} + (1 * 2) \text{ sumas reales}) * 9600 = (102 \text{ sumas reales}) * 9600$$

Por otro lado, la marca positiva (+) o la marca negativa (-) puede implementarse fácilmente por el inversor de código, de manera que estas marcas no se incluyen en el número de cálculos.

20 El ejemplo mencionado anteriormente se repite dos veces en el dominio de tiempo, de manera que se configura el P-SCH. Sin embargo, los números detallados se han descrito solamente para fines ilustrativos de la presente invención, de manera que el alcance de la presente invención no está limitado a los números detallados mencionados anteriormente, sino que también puede aplicarse a otros ejemplos.

25 Por ejemplo, la secuencia inicial puede fijarse a una secuencia de Frank de longitud 16. Dicho de otro modo, la secuencia de Frank de longitud 16 se genera en la etapa S1701. La secuencia de Frank de longitud 16 se repite cuatro veces en el dominio de tiempo en la etapa S1702. La secuencia de Frank se convierte en una secuencia de dominio de frecuencia mediante la FFT 64 en la etapa S1703. En este caso, la secuencia se inserta en el dominio de frecuencia a intervalos de cuatro índices de frecuencia.

30 En la etapa 1704, la presente invención puede llevar a cabo el proceso de eliminación selectiva en la ubicación de portadora de CC o puede llevar a cabo la inserción de secuencia simultáneamente mientras evita la portadora de CC. Después, la secuencia se convierte en una señal de dominio de tiempo y la etapa S1705 puede ejecutarse según sea necesario.

En caso de utilizar las realizaciones básicas de la presente invención mencionadas anteriormente y aplicar las realizaciones a la secuencia de Frank, es preferible que todas las secuencias generadas puedan generarse utilizando el índice seleccionado bajo la condición de que se cumpla la propiedad de simetría conjugada mencionada anteriormente.

35 En caso de seleccionar la secuencia seleccionando un índice del conjunto de índices que cumple la propiedad de simetría conjugada, el número de cálculos puede reducirse en gran medida en el extremo de recepción, el cual detecta la señal utilizando la correlación cruzada.

La siguiente descripción se refiere a un caso específico en el que un sistema de comunicaciones basado en la técnica de correlación mencionada anteriormente genera/utiliza la secuencia descrita anteriormente.

40 **Aspecto que se utiliza en un sistema de comunicaciones basado en la técnica de correlación**

45 Para fines descriptivos, la siguiente descripción se basará en la secuencia de sincronización de frecuencia o la secuencia de sincronización de tiempo (por ejemplo, el código de sincronización primario (PSC) para el P-SCH), las secuencias propuestas por realizaciones individuales de la presente invención pueden aplicarse a un canal de transmisión de preámbulo de enlace ascendente (por ejemplo, RACH), a cualquier otro canal síncrono de enlace descendente, a una señalización, a un canal de control, y a campos de comunicación de ACK/NACK.

Normalmente, una componente de métrica de correlación del procedimiento de cálculo para obtener la sincronización de tiempo incluye una componente de retardo, como la representada por (R(d)).

Sin embargo, si no se obtiene la sincronización de tiempo, la métrica de correlación generada por la componente de retardo no se requiere.

Si el concepto de la presente invención se aplica a un canal síncrono en el tiempo, la componente de retardo (d) debe tenerse en cuenta. En caso contrario, si el concepto de la presente invención se aplica a otro canal irrelevante para la sincronización de tiempo, no es necesario tener en cuenta la componente de retardo (d).

Posteriormente, considerando la componente de retardo (d) mencionada anteriormente, se propondrán diversas ecuaciones. Sin embargo, para los expertos en la técnica resulta evidente que las ecuaciones propuestas pueden aplicarse igualmente a otro caso que no tenga ninguna componente de retardo (es decir, d=0). Por tanto, se omitirá el caso que no tiene una componente de retardo para facilitar la descripción.

A continuación se describirá un procedimiento de generación/utilización de al menos una secuencia de entre múltiples secuencias, donde la secuencia generada se utiliza como la secuencia de sincronización de tiempo y de frecuencia. En particular, el procedimiento de generación de secuencia mencionado anteriormente no utiliza una secuencia común con una única célula, sino que selecciona una secuencia específica a partir de múltiples secuencias predeterminadas y utiliza la secuencia seleccionada.

La secuencia para la sincronización de tiempo y de frecuencia en la célula puede denominarse como código de secuencia primaria (PSC).

Por ejemplo, si el P-SCH se diseña utilizando una única secuencia común en una única célula, se determina que el PSC común de célula se aplica a este P-SCH. En caso contrario, si el P-SCH se diseña utilizando una de múltiples secuencias en una única célula, se determina que un PSC específico se selecciona a partir de múltiples PSC.

La presente invención proporciona un procedimiento para generar una secuencia a partir de múltiples secuencias disponibles, de manera que el extremo de recepción puede calcular valores de correlación entre la señal recibida y cada una de las múltiples secuencias utilizando solamente una operación de correlación.

Si el P-SCH se diseña utilizando la secuencia de Frank de la Ecuación 6, puede utilizarse una secuencia de longitud 16 y otra secuencia de longitud 36. En este caso, si la longitud N es "16", la variable "m" de la Ecuación 6 vale "4", de manera que se utilizan dos tipos de secuencias de Frank. Además, si la longitud N es "36", la variable "m" de la Ecuación 6 vale "6", de manera que se utilizan dos tipos de secuencias. En este caso, la presente invención no puede soportar tres o más PSC, dando como resultado que se produzca un problema grave.

La presente invención proporciona un procedimiento para generar la secuencia de canal de sincronización disponible para una pluralidad de sistemas de comunicación, pero este procedimiento puede soportar diversos canales de sincronización en una única célula.

No hay límites en lo que respecta a los tipos de los diversos sistemas de comunicación mencionados anteriormente. Para fines descriptivos, la presente invención se describirá en función del sistema LTE.

Esta realización explicará la secuencia de Zadoff-Chu haciendo referencia a la siguiente Ecuación 16, de manera que se propone un procedimiento para generar una pluralidad de PSC. La secuencia de Zadoff-Chu ya se ha descrito en la Ecuación 3.

[Ecuación 16]

$$a^m(k) = \begin{cases} \exp\left(-\frac{jm\pi k^2}{L}\right), & \text{cuando } L \text{ es par} \\ \exp\left(-\frac{jm\pi k(k+1)}{L}\right), & \text{cuando } L \text{ es impar} \end{cases}$$

$$k = 0, 1, \dots, L-1$$

En la Ecuación 16, "m" es un número natural menor que "L" y es relativamente primo con respecto a "L". Por ejemplo, si L=8, "m" se fija a 1, 3, 5 y 7.

Esta realización proporciona un procedimiento para generar una secuencia a partir de una pluralidad de secuencias disponibles utilizando la secuencia de Zadoff-Chu. Preferentemente, el canal síncrono generado por la secuencia según la presente invención puede seguir la estructura de la FIG. 10.

La secuencia según esta realización puede generarse mediante el procedimiento de la FIG. 16. La FIG. 16 es un

diagrama conceptual que ilustra un procedimiento de generación de secuencia a modo de ejemplo según la presente invención.

5 Haciendo referencia a la FIG. 16, el procedimiento de generación de secuencia selecciona de manera eficaz un índice de secuencia a partir de una pluralidad de índices de secuencia (o el conjunto de índices) para generar una secuencia en la etapa S10. Si se selecciona el índice de secuencia, el procedimiento de generación de secuencia genera la secuencia en el dominio de tiempo o de frecuencia según el índice seleccionado en la etapa S20. En este caso, la secuencia puede repetirse N veces en el dominio de tiempo en la etapa S30, pero esta etapa puede omitirse.

La secuencia generada puede mapearse con el elemento de recurso de frecuencia en la etapa S40. Un proceso de datos para eliminar la componente de CC del dominio de frecuencia puede ejecutarse en la etapa S51 ó S52.

10 Si se ejecuta el proceso de datos para eliminar la componente de CC, el proceso de datos para convertir la secuencia en una secuencia de dominio de tiempo se lleva a cabo en la etapa S60.

15 Según esta realización de la presente invención, varios procedimientos diferentes a los procedimientos mencionados anteriormente también pueden utilizarse para eliminar la componente de CC. Según la presente invención, con la condición de que una componente específica correspondiente a la parte que tiene la frecuencia "0" pueda omitirse del dominio de frecuencia de una secuencia correspondiente durante la transmisión en el dominio de tiempo, la presente invención puede utilizar un procedimiento arbitrario para cumplir la condición mencionada anteriormente.

A continuación se describirán en detalle etapas individuales.

20 Se describirá en detalle la etapa S10 que selecciona de manera eficaz un índice de secuencia a partir de la pluralidad de índices de secuencia (o el conjunto de índices). En la etapa S10, el conjunto de índices de secuencia puede comprender el índice de secuencia madre o el índice de raíz, y los índices de secuencia restantes. En mayor detalle, si el extremo de recepción tiene como objetivo la adquisición de temporización, es preferible que el índice de raíz y la secuencia indexada restante cumplan la condición de que el valor de correlación cruzada puede calcularse con un menor número de cálculos por parte del extremo de recepción. Por tanto, esta realización propone que el conjunto de índices de raíz tenga el índice de secuencia de raíz y los índices de secuencia restantes que cumplan la condición anterior.

25 Por otro lado, el número de PSC disponibles en la célula puede determinarse de varias formas. Por ejemplo, a continuación se describirá un caso específico en que el P-SCH se configura utilizando uno de 4 PSC. Si solo se necesitan 3 PSC y hay 4 PSC disponibles, entonces pueden utilizarse 3 PSC de entre los 4 PSC, según sea necesario.

Esta realización puede preparar 3 índices de raíz para utilizar los 3 PSC, de manera que puede seleccionarse el índice que va a generarse a partir de los índices de raíz preparados.

30 A continuación se describirá el procedimiento para generar la secuencia utilizando una secuencia de Zadoff-Chu de longitud "36" ó "32". En este caso, a continuación se describirá un procedimiento para generar el P-SCH repitiendo la secuencia dos veces.

Una secuencia de Zadoff-Chu de longitud 36 ó 32 puede generarse mediante la Ecuación 16.

35 Si la longitud (L) es 36, según se denota mediante la Ecuación 16, el valor "m" que indica el índice de secuencia es 1, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29, 31, 33 y 35. Si la longitud (L) es 32, el valor "m" que indica el índice de secuencia es 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23, 25, 27, 29 y 31.

40 Si la longitud (L) es 36, se determina que uno de los valores 1, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29, 31, 33 y 35 es un índice de secuencia madre. Si la longitud (L) es 32, uno de los valores 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23, 25, 27, 29 y 31 se fija al índice de secuencia madre. Para fines descriptivos, el índice de secuencia madre se denota como "m₀", y los índices de secuencia restantes se denotan como "m_i".

Con el fin de cumplir la propiedad de simetría conjugada entre el índice de secuencia madre "m₀" y el índice de secuencia restante "m_i", es preferible que pueda establecerse la relación de la Ecuación 17.

[Ecuación 17]

$$m_o + m_i = \frac{1}{2} \times P_L \times n$$

ó

$$m_o - m_i = \pm \frac{1}{2} \times P_L \times n$$

$$n = 1, 2, 3, \dots$$

En la ecuación 17, "P_L" indica un valor correspondiente a un único periodo igual a 2* π en una secuencia polifásica. Normalmente, el valor de un denominador de la componente de fase en la ecuación de generación de secuencia corresponde al valor igual a un único periodo.

- 5 Dicho de otro modo, en el caso de la secuencia polifásica, la propiedad de simetría conjugada mencionada anteriormente es relevante para un múltiplo entero de la mitad del periodo de generación de secuencia en la ecuación de generación de secuencia.

- 10 Si el valor de "k" correspondiente a la parte que tiene la frecuencia "0" se omite en varios valores de "k" mostrados en la Ecuación 16 y después se genera la secuencia, el periodo de la secuencia generada es más corto que un periodo normal en un valor de "1", y la longitud de secuencia (L') es más corta que la longitud de secuencia (L) en un valor de "1". Como resultado, durante la generación de secuencia, la parte que tiene la frecuencia "0" se omite en el dominio de frecuencia y después se genera la secuencia.

- 15 Con el fin de seleccionar el índice de raíz que mantiene la propiedad de simetría conjugada mientras se lleva a cabo el proceso mencionado anteriormente, la suma de índices o la diferencia entre los índices puede corresponder a un múltiplo entero de L/2 en asociación con el valor L en lugar de con el valor L'. Por lo tanto, siempre que la suma de los índices de raíz corresponda a un valor entero asociado con la mitad del periodo o longitud de secuencia, esto significa que se proporciona un periodo de generación de secuencia o la longitud de secuencia (L) cuando se utiliza una ecuación de generación de secuencia normal.

Por otro lado, las siguientes Ecuaciones 18 y 19 muestran los ejemplos de aplicación de la Ecuación 17.

[Ecuación 18]

$$m_o + m_i = \frac{1}{2} \times \sqrt{L} \times n$$

ó

$$m_o - m_i = \pm \frac{1}{2} \times \sqrt{L} \times n$$

$$n = 1, 2, 3, \dots$$

- 20 Tal y como muestra la Ecuación 16, el valor correspondiente a un único periodo en la secuencia de Zadoff-Chu es igual a la longitud de secuencia L. Por lo tanto, el periodo de generación de la Ecuación 18 es igual a "L". Si se aplica el mismo procedimiento a la secuencia de Frank, puede obtenerse la Ecuación 20. Por otro lado, el valor correspondiente a un único periodo se fija a \sqrt{L} .

- 25 Tal y como se muestra en la Ecuación 18, si se determinan el índice de secuencia madre (m₀) y el índice de secuencia restante (m_i), el extremo de recepción puede calcular fácilmente el valor de correlación cruzada.

- 30 Por ejemplo, si se selecciona un único valor "m₀" y tres valores (m₁, m₂ y m₃) y después se genera la secuencia, el extremo de recepción debe calcular el valor de correlación cruzada utilizando cuatro secuencias. En concreto, después de recibir una señal desconocida, el extremo de recepción calcula cada uno de los valores de correlación cruzada a partir de las secuencias m₀, m₁, m₂ y m₃ almacenadas en el extremo de recepción, y debe determinar si la señal desconocida es la secuencia m₀, la secuencia m₁, la secuencia m₂ o la secuencia m₃ utilizando los valores de correlación cruzada calculados.

Sin embargo, si se recibe al menos una de las secuencias que cumplen la propiedad de simetría conjugada, la presente invención calcula la amplitud de correlación cruzada de la secuencia seleccionada de entre las secuencias m₀ a m₃, de

manera que se determinan las amplitudes de correlación cruzada de las secuencias restantes. Posteriormente se describirán las operaciones detalladas del extremo de recepción con referencia a otras realizaciones.

5 Por ejemplo, si la longitud de secuencia L es de 32, el índice de secuencia madre puede fijarse a "1". En este caso, si se fija "1" como el valor de m_0 de una primera expresión de la Ecuación 18, y se fija "32" como el valor de "L", el valor de m_1 es igual a "15". Si se fija "1" como el valor de m_0 de una segunda expresión de la Ecuación 18, y se fija "32" como el valor de "L", el valor de m_2 es igual a "17". Si los valores de m_1 y L se fijan en la primera expresión de la Ecuación 18, el valor de m_3 es igual a "31". En este caso, el valor de m_0 , m_1 , m_2 y m_3 puede determinarse como un único grupo de índices.

En pocas palabras, si se determina un único índice de secuencia madre, también puede determinarse su grupo de índices asociado.

10 Si la longitud se fija a 32, los valores $m_0=3$, $m_1=13$, $m_2=19$ y $m_3=29$ pueden determinarse como un único grupo de índices. No es necesario decir que otros conjuntos también pueden estar disponibles. Si se utilizan 8 secuencias, la presente invención solo necesita seleccionar dos grupos utilizando el mismo procedimiento.

15 Si la longitud de secuencia L es de 36, los valores $m_0=1$, $m_1=17$, $m_2=19$ y $m_3=35$ pueden determinarse como un único grupo de índices. Además, los valores $m_0=5$, $m_1=13$, $m_2=23$ y $m_3=31$ pueden determinarse como un único grupo de índices.

Si el valor de L se denota mediante un número primo (es decir, $L=37$), los valores $m_0=1$ y $m_1=36$ se determinan como un único grupo o los otros valores $m_0=3$ y $m_1=16$ pueden determinarse como un único grupo.

Si el valor de L es un número impar, la Ecuación 18 puede simplificarse como se representa en la siguiente Ecuación 19:

[Ecuación 19]

20
$$m_0 + m_i = L$$

Si se utilizan las secuencias correspondientes a los índices de secuencia seleccionados por la Ecuación 19, todas las operaciones de correlación pueden completarse mediante una única operación de correlación de la misma manera que en la Ecuación 19.

25 La Ecuación 19 corresponde al subconjunto de Ecuaciones 17 y 18.

Las secuencias seleccionadas según la presente invención pueden ser secuencias de Zadoff-Chu, todas las secuencias CAZAC o secuencias polifásicas compuestas por una función exponencial. Por ejemplo, las secuencias seleccionadas pueden ser secuencias de Frank. Sin embargo, si se determina que las secuencias seleccionadas son las secuencias de Frank, las ecuaciones 18 y 19 se modifican formando la siguiente Ecuación 21.

30 Las siguientes Ecuaciones 20 y 21 también pueden corresponder al subconjunto de la Ecuación 17.

[Ecuación 20]

$$m_0 + m_i = \frac{1}{2} \times \sqrt{L} \times n$$

ó

$$m_0 - m_i = \pm \frac{1}{2} \times L \times n$$

$$n = 1, 2, 3, \dots$$

[Ecuación 21]

$$m_0 + m_i = \sqrt{L}$$

35 Las secuencias seleccionadas por esta realización pueden ser secuencias de Zadoff-Chu truncadas, según sea necesario. En caso de generar una secuencia de Zadoff-Chu, la longitud de secuencia se fija a un número primo y pueden obtenerse muchas más secuencias. En este caso, algunos bits están truncados, de manera que puede configurarse una secuencia de Zadoff-Chu truncada. Por ejemplo, si la longitud L se descarta después de generarse una secuencia de longitud 36, la

secuencia de longitud 36 puede generarse.

5 Como puede observarse en la Ecuación 19, pueden generarse dos grupos de índices de secuencia procesados una vez. Por ejemplo, si se proporciona una secuencia de Zadoff-Chu de longitud 37, el grupo de índices o el conjunto de índices puede fijarse a cualquiera de (1-36), (2-35), (3-34), (4-33), (5-32), (6-31), (7-30), (8-29), (9-28), (10-27), (11-26), (12-25), (13-24), (14-23), (15-22), (16-21), (17-20), y (18-19).

Puesto que la Ecuación 19 es un formato especializado de la Ecuación 18, los índices de secuencia que cumplen la Ecuación 19 corresponden a los otros índices de secuencia que cumplen la Ecuación 18.

10 Tal y como se ha descrito anteriormente, todos los índices de secuencia pueden seleccionarse según la Ecuación 17, o también pueden seleccionarse mediante otros procedimientos. Por ejemplo, algunos índices de secuencia se seleccionan mediante la Ecuación 17, y uno cualquiera de los índices de secuencia seleccionados experimenta un proceso CS (desplazamiento circular) en una amplitud predeterminada, de manera que puede seleccionarse una nueva secuencia según el resultado del proceso CS.

15 Por ejemplo, se seleccionan los índices de secuencia "1" y "31", cada uno de los cuales tiene una longitud de 32. En este caso, la secuencia correspondiente al índice de secuencia "1" ó "31" puede experimentar un proceso CS en la mitad de la longitud de secuencia, de manera que puede seleccionarse una nueva secuencia según el resultado del proceso CS. Dicho de otro modo, la secuencia de longitud 32 correspondiente al índice de secuencia "1" ó "31" experimenta un proceso CS en "16", de manera que puede seleccionarse una tercera nueva secuencia según el resultado del proceso CS en 16.

20 Debe observarse que los valores numéricos mencionados anteriormente solo se han descrito para fines ilustrativos, por lo que el concepto de la presente invención no está limitado solamente a los valores numéricos mencionados anteriormente, sino que también puede aplicarse a otros ejemplos según sea necesario.

Con fines descriptivos, a continuación se describirá un caso a modo de ejemplo en el que la longitud de secuencia L se fija a 32 ó 36.

25 Si la longitud se fija a 32, se describirá un caso a modo de ejemplo en el que los valores $m_0=1$, $m_1=15$, $m_2=17$ y $m_3=31$ se fijan a un único grupo de índices. Si la longitud se fija a 36, se describirá un caso a modo de ejemplo en el que los valores $m_0=1$, $m_1=17$, $m_2=19$ y $m_3=35$ se fijan a un único grupo de índices.

A continuación se describirá la etapa S20 de la FIG. 16 para la generación de una secuencia en el dominio de tiempo o en el dominio de frecuencia según la secuencia seleccionada.

30 En caso de utilizar la Ecuación 16, puede generarse una secuencia de un único grupo de índices que tiene una longitud de 36 y los valores $m_0=1$, $m_1=17$, $m_2=19$ y $m_3=35$. La siguiente Tabla 9 muestra ejemplos de las secuencias generadas.

[Tabla 9]

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=19$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=35$	Parte real	Parte imaginaria
0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0
1	0,99819	-0,087156	1	0,087156	-0,99619	1	-0,08716	-0,99619	1	-0,99619	-0,087156
2	0,93969	-0,34202	2	0,93969	0,34202	2	0,93969	-0,34202	2	0,93969	0,34202
3	0,70711	-0,70711	3	0,70711	-0,70711	3	-0,70711	-0,70711	3	-0,70711	-0,70711
4	0,17365	-0,98481	4	0,17385	0,98481	4	0,17365	-0,98481	4	0,17385	0,98481
5	-0,57358	-0,81915	5	0,81915	0,57358	5	-0,81915	0,57358	5	0,57358	-0,81915
6	-1	0	6	-1	0	8	-1	0	6	-1	0
7	-0,42282	0,90631	7	-0,90631	0,42262	7	0,90631	0,42262	7	0,42262	0,90631
8	0,76604	0,64279	8	0,76604	-0,64279	8	0,76604	0,84279	8	0,76604	-0,64279
9	0,70711	-0,70711	9	0,70711	-0,70711	9	-0,70711	-0,70711	9	-0,70711	-0,70711
10	-0,76604	-0,64279	10	-0,76604	0,84279	10	-0,76604	-0,64279	10	-0,76604	0,64279
11	-0,42262	0,90631	11	-0,90631	0,42262	11	0,90631	0,42262	11	0,42262	0,90631
12	1	0	12	1	0	12	1	0	12	1	0
13	-0,57358	-0,81915	13	0,81915	0,57358	13	-0,81915	0,57358	13	0,57358	-0,81915
14	-0,17385	0,98481	14	-0,17365	-0,98481	14	-0,17365	0,98481	14	-0,17385	0,98481
15	0,70711	-0,70711	15	0,70711	-0,70711	15	-0,70711	-0,70711	15	-0,70711	-0,70711
16	-0,93969	0,34202	18	-0,93969	-0,34202	16	-0,93989	0,34202	16	-0,93969	-0,34202
17	0,99619	-0,087158	17	0,087156	-0,99819	17	-0,08716	-0,99619	17	-0,99619	-0,087156
18	-1	0	18	-1	0	18	-1	0	18	-1	0
19	0,99819	-0,087156	19	0,087156	-0,99619	19	-0,08718	-0,99819	19	-0,99819	-0,087156
20	-0,93969	0,34202	20	-0,93969	-0,34202	20	-0,93989	0,34202	20	-0,93969	-0,34202
21	0,70711	-0,70711	21	0,70711	-0,70711	21	-0,70711	-0,70711	21	-0,70711	-0,70711
22	-0,17385	0,98481	22	-0,17385	-0,98481	22	-0,17365	0,98481	22	-0,17385	-0,98481
23	-0,57358	-0,81915	23	0,81915	0,57358	23	-0,81915	0,57358	23	0,57358	-0,81915
24	1	0	24	1	0	24	1	0	24	1	0

(Continuación)

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=19$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=35$	Parte real	Parte imaginaria
25	-0,42282	0,90631	25	-0,90831	0,42282	25	0,90831	0,42262	25	0,42282	0,90631
26	-0,76604	-0,64279	26	-0,78604	0,64279	26	-0,78804	-0,64279	26	-0,76604	0,64279
27	0,70711	-0,70711	27	0,70711	-0,70711	27	-0,70711	-0,70711	27	-0,70711	-0,70711
28	0,76604	0,64279	28	0,78604	-0,64279	28	0,76804	0,64279	28	0,76604	-0,64279
29	-0,42262	0,90631	29	-0,90631	0,42262	29	0,90631	0,42262	29	0,42262	0,90631
30	-1	0	30	-1	0	30	-1	0	30	-1	0
31	-0,57358	-0,81915	31	0,81915	0,57358	31	-0,81915	0,57358	31	0,57358	-0,81915
32	0,17385	-0,98481	32	0,17365	0,98481	32	0,17385	-0,98481	32	0,17365	0,98481
33	0,70711	-0,70711	33	0,70711	-0,70711	33	-0,70711	-0,70711	33	-0,70711	-0,70711
34	0,93989	-0,34202	34	0,93989	0,34202	34	0,93989	-0,34202	34	0,93969	0,34202
35	0,99819	-0,087158	35	0,087156	-0,99819	35	-0,08718	-0,99619	35	-0,99619	-0,087156

El resultado de la Tabla 9 está relacionado con cuatro secuencias. Cualquiera de las cuatro secuencias puede configurarse en la forma de la FIG. 11. Sin embargo, la FIG. 11 se refiere a la secuencia de Frank, y el resultado de la Tabla 9 está relacionado con la secuencia de Zadoff-Chu.

5 En caso de utilizar la Ecuación 16, puede generarse el resultado de secuencia asociado con un único grupo de índices que tiene una longitud de 32 y los valores $m_0=1$, $m_1=15$, $m_2=17$ y $m_3=31$. La siguiente Tabla 10 muestra ejemplos de las secuencias generadas.

[Tabla 10]

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=15$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2 = 17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=31$	Parte real	Parte imaginaria
0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0
1	0,99518	-0,098017	1	0,098017	-0,99518	1	-0,098017	-0,99518	1	-0,99518	-0,098017
2	0,92388	-0,38268	2	0,92388	0,38268	2	0,92388	0,38268	2	0,92388	0,38268
3	0,63439	-0,77301	3	0,77301	-0,63439	3	-0,77301	-0,63439	3	-0,83439	-0,77301
4	0	-1	4	0	1	4	0	-1	4	0	1
5	-0,77301	-0,63439	5	0,83439	0,77301	5	-0,83439	0,77301	5	0,77301	-0,83439
8	-0,92388	0,38268	8	-0,92388	-0,38268	6	-0,92388	0,38268	6	-0,92388	-0,38268
7	0,098017	0,99518	7	-0,99518	-0,098017	7	0,99518	-0,098017	7	-0,098017	0,99518
8	1	0	8	1	0	8	1	0	8	1	0
9	-0,098017	-0,99518	9	0,99518	0,098017	9	-0,99518	0,098017	9	0,098017	-0,99518
10	0,92388	0,38268	10	-0,92388	-0,38268	10	-0,92388	0,38268	10	-0,92388	-0,38268
11	0,77301	0,83439	11	-0,83439	-0,77301	11	0,83439	-0,77301	11	0,77301	0,83439
12	0	-1	12	0	1	12	0	-1	12	0	1
13	-0,63439	0,77301	13	-0,77301	0,83439	13	0,77301	0,83439	13	0,83439	0,77301
14	0,92388	-0,38268	14	0,92388	0,38268	14	0,92388	-0,38268	14	0,92388	0,38268
15	-0,99518	0,098017	15	-0,098017	0,99518	15	0,098017	0,99518	15	0,99518	0,098017
16	1	0	16	1	0	16	1	0	16	1	0
17	-0,99518	0,098017	17	-0,098017	0,99518	17	0,098017	0,99518	17	0,99518	0,098017
18	0,92388	-0,38268	18	0,92388	0,38268	18	0,92388	-0,38268	18	0,92388	0,38268
19	-0,63439	0,77301	19	0,77301	-0,63439	19	0,77301	0,83439	19	0,63439	0,77301
20	0	-1	20	0	1	20	0	-1	20	0	1
21	0,77301	0,83439	21	-0,63439	-0,77301	21	0,63439	-0,77301	21	-0,77301	0,83439
22	-0,92388	0,38268	22	-0,92388	-0,38268	22	-0,92388	0,38268	22	-0,92388	-0,38268
23	-0,098017	-0,99518	23	0,99518	0,098017	23	-0,99518	0,098017	23	0,098017	-0,99518
24	1	0	24	1	0	24	1	0	24	1	0

(continuación)

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=15$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2 = 17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=31$	Parte real	Parte imaginaria
25	0,098017	0,99518	25	-0,99518	-0,098017	25	0,99518	-0,098017	25	-0,098017	0,99518
26	-0,92388	0,38268	28	-0,92388	-0,38268	26	-0,92388	0,38268	26	-0,92388	-0,38268
27	-0,77301	-0,83439	27	0,83439	0,77301	27	-0,83439	0,77301	27	0,77301	-0,83439
28	0	-1	28	0	1	28	0	-1	28	0	1
29	0,63439	0,77301	29	0,77301	-0,63439	29	-0,77301	-0,63439	29	-0,53439	-0,77301
30	0,92388	-0,38268	30	0,92388	0,38268	30	0,92388	-0,38268	30	0,92388	0,38268
31	0,99518	-0,098017	31	0,098017	-0,99518	31	-0,098017	-0,99518	31	-0,99518	-0,098017

A continuación se describirá la etapa S30 que repite la secuencia N veces en el dominio de tiempo en la FIG. 16.

La etapa S30 puede omitirse para facilitar la descripción y el valor de "N" puede determinarse libremente.

A continuación se describirá el resultado de la FIG. 9, es decir, la estructura de repetición 2x en el dominio de tiempo, con referencia a las Tablas 11 y 12. Las siguientes Tablas 11 y 12 muestran el resultado de repetición de la Tabla 9.

[Tabla 11]

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=19$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=35$	Parte real	Parte imaginaria
0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0
1	0,99619	-0,087158	1	0,087156	-0,99619	1	-0,08718	-0,99619	1	-0,99819	-0,087156
2	0,93969	-0,34202	2	0,93989	0,34202	2	0,93969	-0,34202	2	0,93969	0,34202
3	0,70711	-0,70711	3	0,70711	-0,70711	3	-0,70711	-0,70711	3	-0,70711	-0,70711
4	0,17385	-0,98481	4	0,17365	0,98481	4	0,17365	-0,98481	4	0,17365	0,98481
5	-0,57358	-0,81915	5	0,81915	0,57358	5	-0,81915	0,57358	5*	0,57358	-0,81915
8	-1	0	6	-1	0	6	1	0	6	-1	0
7	-0,42282	0,90831	7	-0,90631	0,42282	7	0,90631	0,42282	7	0,42262	0,90631
8	0,76604	0,84279	8	0,78604	-0,84279	8	0,76604	0,84279	8	0,78604	-0,84279
9	0,70711	-0,70711	9	0,70711	-0,70711	9	-0,70711	-0,70711	9	-0,70711	-0,70711
10	-0,76604	-0,84279	10	-0,76604	0,64279	10	-0,76604	-0,84279	10	-0,76604	0,84279
11	-0,42262	0,90631	11	-0,90631	0,42282	11	0,90631	0,42262	11	0,42282	0,90631
12	1	0	12	1	0	12	1	0	12	1	0
13	-0,57358	-0,81915	13	0,81915	0,57358	13	-0,81915	0,57358	13	0,57358	-0,81915
14	-0,17365	0,98481	14	-0,17385	-0,98481	14	-0,17365	0,98481	14	-0,17365	-0,98481
15	0,70711	-0,70711	15	0,70711	-0,70711	15	-0,70711	-0,70711	15	-0,70711	-0,70711
16	-0,93969	0,34202	16	-0,93989	-0,34202	16	-0,93969	0,34202	16	-0,93969	-0,34202
17	0,99619	-0,087156	17	0,087158	-0,99819	17	-0,08718	-0,99619	17	-0,99619	-0,087156
18	-1	0	18	-1	0	18	-1	0	18	-1	0
19	0,99619	-0,087158	19	0,087156	-0,99819	19	-0,08716	-0,99619	19	-0,99819	-0,087156
20	-0,93969	0,34202	20	-0,93989	-0,34202	20	-0,93969	0,34202	20	-0,93969	-0,34202
21	0,70711	-0,70711	21	0,70711	-0,70711	21	-0,70711	-0,70711	21	-0,70711	-0,70711
22	-0,17365	0,98481	22	-0,17385	-0,98481	22	-0,17365	0,98481	22	-0,17365	-0,98481
23	-0,57358	-0,81915	23	0,81915	0,57358	23	-0,81915	0,57358	23	0,57358	-0,81915
24	1	0	24	1	0	24	1	0	24	1	0

(continuación)

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=19$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=35$	Parte real	Parte imaginaria
25	-0,42282	0,90631	25	-0,90631	0,42262	25	0,90631	0,42282	25	0,42262	0,90831
28	-0,78804	-0,84279	26	-0,76604	0,84279	28	-0,76604	-0,84279	26	-0,76604	0,64279
27	0,70711	-0,70711	27	0,70711	-0,70711	27	-0,70711	-0,70711	27	-0,70711	-0,70711
28	0,76604	0,64279	28	0,76604	-0,84279	28	0,76604	0,64279	28	0,78604	-0,64279
29	-0,42282	0,90631	29	-0,90831	0,42282	29	0,90631	0,42262	29	0,42262	0,90631
30	-1	0	30	-1	0	30	-1	0	30	-1	0
31	-0,57358	-0,81915	31	0,81915	0,57358	31	-0,81915	0,57358	31	0,57358	-0,81915
32	0,17365	-0,98481	32	0,17365	0,98481	32	0,17365	-0,98481	32	0,17365	0,98481
33	0,70711	-0,70711	33	0,70711	-0,70711	33	-0,70711	-0,70711	33	-0,70711	-0,70711
34	0,93969	-0,34202	34	0,93969	0,34202	34	0,93969	-0,34202	34	0,93969	0,34202
35	0,99619	-0,087156	35	0,087158	-0,99619	35	-0,08716	-0,99619	35	-0,99619	-0,087158

[Tabla 12]

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=19$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=35$	Parte real	Parte imaginaria
38	1	0	36	1	0	36	1	0	36	1	0
37	0,99819	-0,087166	37	0,067158	-0,99819	37	-0,08718	-0,99819	37	-0,99619	-0,087156
38	0,93969	-0,34202	38	0,93969	0,34202	38	0,93969	-0,34202	38	0,93989	0,34202
39	0,70711	-0,70711	39	0,70711	-0,70711	39	-0,70711	-0,70711	39	-0,70711	-0,70711
40	0,17385	-0,98481	40	0,17365	0,98481	40	0,17385	-0,98481	40	0,17385	0,98481
41	-0,57358	-0,81915	41	0,81915	0,57358	41	-0,81915	0,57358	41	0,57358	-0,81915
42	-1	0	42	-1	0	42	-1	0	42	-1	0
43	-0,42262	0,90631	43	-0,90631	0,42262	43	0,90631	0,42262	43	0,42282	0,90631
44	0,76604	0,84279	44	0,76604	-0,64279	44	0,76604	0,84279	44	0,76804	-0,84279
45	0,70711	-0,70711	45	0,70711	-0,70711	45	-0,70711	-0,70711	45	-0,70711	-0,70711
46	-0,76604	-0,84279	46	-0,76604	0,54279	46	-0,76604	-0,64279	46	-0,76604	0,84279
47	-0,42262	0,90631	47	-0,90831	0,42282	47	0,90631	0,42282	47	0,42262	0,90631
48	1	0	48	1	0	48	1	0	48	1	0
49	-0,57358	-0,81915	49	0,81915	0,57358	49	-0,81915	0,57358	49	0,57358	-0,81915
50	-0,17365	0,98481	50	-0,17385	-0,98481	50	-0,17385	0,98481	50	-0,17365	-0,98481
51	0,70711	-0,70711	51	0,70711	0,70711	51	-0,70711	-0,70711	51	-0,70711	-0,70711
52	-0,93989	0,34202	52	-0,93969	-0,34202	52	-0,93989	0,34202	52	-0,93969	-0,34202
53	0,99619	-0,087156	53	0,087158	-0,99819	53	-0,08718	-0,99819	53	-0,99619	-0,087156
54	-1	0	54	-1	0	54	-1	0	54	-1	0
55	0,99619	-0,087158	55	0,087156	-0,99619	55	-0,08716	-0,99819	55	-0,99819	-0,087156
56	-0,93969	0,34202	56	-0,93969	-0,34202	56	-0,93969	0,34202	56	-0,93969	-0,34202
57	0,70711	-0,70711	57	0,70711	-0,70711	57	-0,70711	-0,70711	57	-0,70711	-0,70711
58	-0,17385	0,98481	58	-0,17365	-0,98481	58	-0,17365	0,98481	58	-0,17365	-0,98481
59	-0,57358	-0,81915	59	0,81915	0,57358	59	-0,81915	0,57358	59	0,57358	-0,81915
60	1	0	60	1	0	80	1	0	80	1	0

(Continuación)

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=19$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=35$	Parte real	Parte imaginaria
81	-0,42282	0,90831	81	-0,90831	0,42282	61	0,90831	0,42282	81	0,42282	0,90831
82	-0,75604	-0,84279	62	-0,76604	0,84279	82	-0,76604	-0,84279	82	-0,78604	0,84279
83	0,70711	-0,70711	63	0,70711	-0,70711	63	-0,70711	-0,70711	63	-0,70711	-0,70711
84	0,76604	0,64279	84	0,76604	-0,64279	84	0,76604	0,84279	64	0,78604	-0,84279
65	-0,42282	0,90831	85	-0,90631	0,42262	85	0,90831	0,42282	65	0,422S2	0,90631
68	-1	0	66	-1	0	66	-1	0	88	-1	0
87	-0,57358	-0,81915	87	0,81915	0,57358	87	-0,81915	0,57358	67	0,57358	-0,81915
88	0,17365	-0,98481	88	0,17365	0,98481	68	0,17365	-0,98481	88	0,17385	0,98481
69	0,70711	-0,70711	89	0,70711	-0,70711	89	-0,70711	-0,70711	89	-0,70711	-0,70711
70	0,93969	-0,34202	70	0,93969	-0,34202	70	0,93969	-0,34202	70	0,93989	0,34202
71	0,99619	-0,087156	71	0,087156	-0,99619	71	-0,08716	-0,99619	71	-0,99819	-0,87156

A continuación se describirá, con referencia a las Tablas 13 y 14, un ejemplo obtenido cuando el resultado de la Tabla 10 se repite dos veces en el dominio de tiempo. Como puede observarse en las Tablas 13 y 14, el resultado de la Tabla 10 se repite una vez más.

[Tabla 13]

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=15$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=31$	Parte real	Parte imaginaria
0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0
1	0,99518	-0,098017	1	0,098017	-0,99518	1	-0,098017	-0,99518	1	-0,99518	-0,098017
2	0,92388	-0,38268	2	0,92388	0,38268	2	0,92388	0,38268	2	0,92388	0,38268
3	0,63439	-0,77301	3	0,77301	-0,63439	3	-0,77301	-0,33439	3	-0,83439	-0,77301
4	0	-1	4	0	1	4	0	-1	4	0	1
5	-0,77301	-0,83439	5	0,63439	0,77301	5	-0,63439	0,77301	5	0,77301	-0,83439
8	-0,92388	0,38268	6	-0,92388	-0,38268	6	-0,92388	0,38268	6	-0,92388	-0,38268
7	0,098017	0,99518	7	-0,99518	-0,098017	7	0,99518	-0,098017	7	-0,098017	0,99518
8	1	0	8	1	0	8	1	0	8	1	0
9	-0,098017	-0,99518	9	0,99518	0,098017	9	-0,99518	0,098017	9	0,098017	-0,99518
10	-0,92388	0,38268	10	-0,92388	-0,38268	10	-0,92388	0,38268	10	-0,92388	-0,38268
11	0,77301	0,83439	11	-0,63439	-0,77301	11	0,63439	-0,77301	11	-0,77301	0,63439
12	0	-1	12	0	1	12	0	-1	12	0	1
13	-0,63439	0,77301	13	-0,77301	0,63439	13	0,77301	0,63439	13	0,63439	0,77301
14	0,92388	-0,38268	14	0,92388	0,38268	14	0,52388	-0,38268	14	0,92388	0,38268
15	-0,99518	0,098017	15	-0,098017	0,99518	15	0,098017	0,99518	15	0,99518	0,098017
16	1	0	16	1	0	16	1	0	16	1	0
17	-0,99518	0,098017	17	-0,098017	0,99518	17	0,098017	0,99518	17	0,99518	0,098017
18	0,92388	-0,38268	18	0,92388	0,38268	18	0,92388	-0,38268	18	0,92388	0,38268
19	-0,63439	0,77301	19	-0,77301	0,63439	19	0,77301	0,83439	19	0,63439	0,77301
20	0	-1	20	0	1	20	0	-1	20	0	1
21	0,77301	0,63439	21	-0,63439	-0,77301	21	0,63439	-0,77301	21	-0,77301	0,63439
22	-0,92388	0,38268	22	-0,92388	-0,38268	22	-0,92388	0,38268	22	-0,92388	-0,38268
23	-0,098017	-0,99518	23	0,99518	0,098017	23	-0,99518	0,098017	23	0,098017	-0,99518
24	1	0	24	1	0	24	1	0	24	1	0

(Continuación)

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=15$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=31$	Parte real	Parte imaginaria
25	0,098017	0,99518	25	-0,99518	-0,098017	25	0,99518	-0,098017	25	-0,098017	0,99518
26	-0,92388	0,38268	28	-0,92388	-0,38268	26	-0,92388	0,38268	26	-0,92388	-0,38268
27	-0,77301	-0,63439	27	0,63439	0,77301	27	-0,63439	0,77301	27	0,77301	-0,63439
28	0	-1	28	0	1	28	0	-1	28	0	1
29	0,83439	-0,77301	29	0,77301	-0,63439	29	-0,77301	-0,83439	29	-0,63439	-0,77301
30	0,92388	-0,38268	30	0,92388	0,38268	30	0,92388	-0,38268	30	0,92388	0,38268
31	0,99518	-0,098017	31	0,098017	-0,99518	31	-0,098017	-0,99518	31	-0,99518	-0,098017
32	1	0	32	1	0	32	1	0	32	1	0

[Tabla 14]

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=15$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=31$	Parte real	Parte imaginaria
33	0,99518	-0,098017	33	0,098017	-0,99518	33	-0,098017	-0,99518	33	-0,99516	-0,098017
34	0,92388	-0,38268	34	0,92388	0,38266	34	0,92388	0,38268	34	0,92388	0,38268
35	0,83439	-0,77301	35	0,77301	-0,63439	35	-0,77301	-0,63439	35	-0,63439	-0,77301
36	0	-1	36	0	1	36	0	-1	36	0	1
37	-0,77301	-0,83439	37	0,63439	0,77301	37	-0,63439	0,77301	37	0,77301	-0,63439
38	-0,92388	0,38268	38	-0,92388	-0,38268	38	-0,92388	0,38268	38	-0,92388	-0,38268
39	0,098017	0,99518	39	-0,99518	-0,098017	39	0,99518	-0,098017	39	-0,098017	0,99518
40	1	0	40	1	0	40	1	0	40	1	0
41	-0,098017	-0,99518	41	0,99518	0,098017	41	-0,99518	0,098017	41	0,098017	-0,99516
42	-0,92388	0,38268	42	-0,92388	-0,38268	42	-0,92388	0,38268	42	-0,92388	-0,38268
43	0,77301	0,63439	43	-0,83439	-0,77301	43	0,63439	-0,77301	43	-0,77301	
44	0	-1	44	0	1	44	0	-1	44	0	0,63439 1
45	-0,63439	0,77301	45	-0,77301	0,83439	45	0,77301	0,83439	45	0,63439	0,77301
46	0,92388	-0,36266	46	0,92388	0,38268	48	0,92388	-0,38268	46	0,92388	0,38268
47	-0,99518	0,098017	47	-0,098017	0,99518	47	0,098017	0,99518	47	0,99518	0,098017
48	1	0	48	1	0	48	1	0	48	1	0
49	-0,99518	0,098017	49	-0,098017	0,99518	49	0,098017	0,99518	49	0,99518	0,098017
50	0,92388	-0,38268	50	0,92388	0,38268	50	0,92388	-0,38268	50	0,92388	0,38268
51	-0,83439	0,77301	51	-0,77301	0,63439	51	0,77301	0,83439	51	0,63439	0,77301
52	0	-1	52	0	1	52	0	-1	52	0	1
53	0,77301	0,63439	53	-0,63439	-0,77301	53	0,63439	-0,77301	53	-0,77301	0,63439
54	-0,92388	0,38268	54	-0,92388	-0,38268	54	-0,92388	0,38268	54	-0,92388	-0,38268
55	-0,098017	-0,99518	55	0,99518	0,098017	55	-0,99518	0,098017	55	0,098017	-0,38518
58	1	0	56	1	0	56	1	0	56	1	0
57	0,098017	0,99518	57	-0,99518	-0,098017	57	0,99518	-0,098017	57	-0,098017	0,99518

(Continuación)

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=15$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=31$	Parte real	Parte imaginaria
58	-0,92388	0,38268	58	-0,92388	-0,38268	58	-0,92388	0,38268	58	-0,92388	-0,38268
59	-0,77301	-0,83439	59	0,63439	0,77301	59	-0,63439	0,77301	59	0,77301	-0,63439
60	0	-1	60	0	1	60	0	-1	60	0	1
61	0,83439	-0,77301	61	0,77301	-0,63439	61	-0,77301	-0,83439	61	-0,63439	-0,77301
62	0,92388	-0,38288	62	0,92388	0,38268	62	0,92388	-0,38268	82	0,92388	0,38268
63	0,99518	-0,098017	63	0,098017	-0,99518	63	-0,098017	-0,99518	63	-0,99518	-0,098017

A continuación se describirá la etapa S40, la cual mapea la secuencia de dominio de tiempo con el dominio de frecuencia en la FIG. 16. Sin embargo, debe observarse que la secuencia según la presente invención puede generarse en el dominio de frecuencia, de manera que puede mapearse directamente con el elemento de recurso de frecuencia según sea necesario.

- 5 Si la secuencia con la estructura de repetición $2x$ se mapea con el dominio de frecuencia, se genera una secuencia específica en el dominio de frecuencia. En este caso, esta secuencia específica tiene una componente de frecuencia solamente en índices de frecuencia pares del dominio de frecuencia debido a las características de la operación DFT.

En mayor detalle, si las secuencias de las Tablas 11 y 12 se mapean con el dominio de frecuencia, pueden obtenerse las siguientes secuencias mostradas en las Tablas 15 y 16.
- 10 Si las secuencias de las Tablas 13 y 14 se mapean con el dominio de frecuencia, pueden obtenerse las siguientes secuencias mostradas en las Tablas 17 y 18.

[Tabla 15]

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=19$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=35$	Parte real	Parte imaginaria
0	1	-1	0	1	-1	0	-1	-1	0	-1	-1
1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0
2	1,0834	-0,90904	2	1,0834	0,90904	2	1,0834	-0,90904	2	1,0834	0,90904
3	0	0	3	0	0	3	0	0	3	0	0
4	1,2817	-0,59787	4	0,59767	-1,2817	4	-0,59767	-1,2817	4	-1,2817	-0,59767
5	0	0	5	0	0	5	0	0	5	0	0
6	1,4142	0	8	1,4142	0	8	1,4142	0	6	1,4142	0
7	0	0	7	0	0	7	0	0	7	0	0
8	1,1585	0,81116	8	-0,81118	-1,1585	8	0,81116	-1,1585	8	-1,1585	0,81116
9	0	0	9	0	0	9	0	0	9	0	0
10	0,24558	1,3927	10	0,24558	-1,3927	10	0,24558	1,3927	10	0,24558	-1,3927
11	0	0	11	0	0	11	0	0	11	0	0
12	-1	1	12	-1	1	12	1	1	12	1	1
13	0	0	13	0	0	13	0	0	13	0	0
14	-1,3289	-0,48369	14	-1,3289	0,48369	14	-1,3289	-0,48369	14	-1,3289	0,48369
15	0	0	15	0	0	15	0	0	15	0	0
16	0,12326	-1,4088	16	1,4068	-0,12326	16	-1,4088	-0,12326	16	-0,12326	-1,4088
17	0	0	17	0	0	17	0	0	17	0	0
18	1,4142	0	18	1,4142	0	18	1,4142	0	18	1,4142	0
19	0	0	19	0	0	19	0	0	19	0	0
20	-0,12326	1,4068	20	-1,4088	0,12328	20	1,4088	0,12326	20	0,12326	1,4088
21	0	0	21	0	0	21	0	0	21	0	0
22	-1,3289	-0,48369	22	-1,3289	0,48369	22	-1,3289	-0,48369	22	-1,3289	0,46369
23	0	0	23	0	0	23	0	0	23	0	0
24	1	-1	24	1	-1	24	-1	-1	24	-1	-1

(Continuación)

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=19$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=35$	Parte real	Parte imaginaria
25	0	0	25	0	0	25	0	0	25	0	0
28	0,24558	1,3927	28	0,24558	-1,3927	26	0,24558	1,3927	26	0,24556	-1,3927
27	0	0	27	0	0	27	0	0	27	0	0
28	-1,1585	-0,81116	28	0,81116	1,1585	28	-0,81118	1,1585	28	1,1585	-0,61116
29	0	0	29	0	0	29	0	0	29	0	0
30	1,4142	0	30	1,4142	0	30	1,4142	0	30	1,4142	0
31	0	0	31	0	0	31	0	0	31	0	0
32	-1,2617	0,59767	32	-0,59767	1,2817	32	0,59787	1,2917	32	1,2817	0,59787
33	0	0	33	0	0	33	0	0	33	0	0
34	1,0834	-0,90904	34	1,0834	0,90904	34	1,0834	-0,90904	34	1,0834	0,90904
35	0	0	35	0	0	35	0	0	35	0	0

[Tabla 16]

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=19$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=35$	Parte real	Parte imaginaria
36	-1	1	36	-1	1	36	1	1	36	1	1
37	0	0	37	0	0	37	0	0	37	0	0
38	1,0834	-0,90904	38	1,0834	0,90904	38	1,0834	-0,90904	38	1,0834	0,90904
39	0	0	39	0	0	39	0	0	39	0	0
40	-1,2817	0,59767	40	-0,59767	1,2817	40	0,59787	1,2817	40	1,2817	0,59767
41	0	0	41	0	0	41	0	0	41	0	0
42	1,4142	0	42	1,4142	0	42	1,4142	0	42	1,4142	0
43	0	0	43	0	0	43	0	0	43	0	0
44	-1,1585	-0,81116	44	0,81116	1,1585	44	-0,81116	1,1585	44	1,1585	-0,81118
45	0	0	45	0	0	45	0	0	45	0	0
48	0,24558	1,3927	48	0,24558	-1,3927	46	0,24558	1,3927	48	0,24558	-1,3927
47	0	0	47	0	0	47	0	0	47	0	0
48	1	-1	48	1	-1	48	-1	-1	48	-1	-1
49	0	0	49	0	0	49	0	0	49	0	0
50	-1,3289	-0,48369	50	-1,3289	0,48369	50	-1,3289	-0,48369	50	-1,3269	0,48369
51	0	0	51	0	0	51	0	0	51	0	0
52	-0,12326	1,4088	52	-1,4088	0,12326	52	1,4088	0,12326	52	0,12326	1,4088
53	0	0	53	0	0	53	0	0	53	0	0
54	1,4142	0	54	1,4142	0	54	1,4142	0	54	1,4142	0
55	0	0	55	0	0	55	0	0	55	0	0
56	0,12326	-1,4088	56	1,4088	-0,12326	56	-1,4088	-0,12326	58	-0,12328	-1,4088
57	0	0	57	0	0	57	0	0	57	0	0
58	-1,3289	-0,48389	58	-1,3289	0,48389	58	-1,3289	-0,48369	58	-1,3289	0,48369
59	0	0	59	0	0	59	0	0	59	0	0
60	60 -1	1	60	-1	1	60	1	1	80	1	1

(Continuación)

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=19$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=35$	Parte real	Parte imaginaria
61	0	0	61	0	0	61	0	0	61	0	0
82	0,24558	1,3927	62	0,24558	-1,3927	62	0,24558	1,3927	82	0,24558	-1,3927
63	0	0	63	0	0	63	0	0	63	0	0
64	1,1585	0,81116	64	-0,81116	1,1585	64	0,81116	-1,1585	64	-1,1585	0,81116
65	0	0	65	0	0	85	0	0	65	0	0
66	1,4142	0	66	1 as 42	0	86	1,4142	0	66	1,4142	0
87	0	0	67	0	0	67	0	0	87	0	0
68	1,2817	-0,59767	68	0,59767	-1,2817	88	-0,59767	-1,2817	88	-1,2817	-0,59767
69	0	0	69	0	0	69	0	0	69	0	0
70	1,0834	-0,90904	70	1,0834	0,90904	70	1,0834	-0,90904	70	1,0834	0,90904
71	0	0	71	0	0	71	0	0	71	0	0

[Tabla 17]

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=15$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=31$	Parte real	Parte imaginaria
0	1	-1	0	1	1	0	1	-1	0	1	1
1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0
2	1,0932	-0,89717	2	0,89717	-1,0932	2	-0,89717	-1,0932	2	-1,0932	-0,89717
3	0	0	3	0	0	3	0	0	3	0	0
4	1,3066	-0,5412	4	1,3066	0,5412	4	1,3066	-0,5412	4	1,3066	0,5412
5	0	0	5	0	0	5	0	0	5	0	0
6	1,4074	0,13862	6	-0,13882	-1,4074	6	0,13862	-1,4074	6	-1,4074	0,13862
7	0	0	7	0	0	7	0	0	7	0	0
8	1	1	8	1	-1	8	1	1	8	1	-1
9	0	0	9	0	0	9	0	0	9	0	0
10	-0,13862	1,4074	10	-1,4074	0,13862	10	1,4074	0,13862	10	0,13862	1,4074
11	0	0	11	0	0	11	0	0	11	0	0
12	-1,3066	0,5412	12	-1,3066	-0,5412	12	-1,3066	0,5412	12	-1,3066	-0,5412
13	0	0	13	0	0	13	0	0	13	0	0
14	-0,89717	-1,0932	14	1,0932	0,89717	14	-1,0932	0,89717	14	0,69717	-1,0932
15	0	0	15	0	0	15	0	0	15	0	0
16	1	-1	16	1	1	16	1	-1	16	1	1
17	0	0	17	0	0	17	0	0	17	0	0
18	0,89717	1,0932	18	-1,0932	-0,89717	18	1,0932	-0,89717	18	-0,89717	1,0932
19	0	0	19	0	0	19	0	0	19	0	0
20	-1,3066	0,5412	20	-1,3066	-0,5412	20	-1,3066	0,5412	20	-1,3066	-0,5412
21	0	0	21	0	0	21	0	0	21	0	0
22	0,13862	-1,4074	22	1,4074	-0,13862	22	-1,4074	-0,13862	22	-0,13862	-1,4074
23	0	0	23	0	0	23	0	0	23	0	0
24	1	1	24	1	-1	24	1	1	24	1	-1

(Continuación)

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=15$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=31$	Parte real	Parte imaginaria
25	0	0	25	0	0	25	0	0	25	0	0
26	-1,4074	-0,13862	26	0,13862	1,4074	26	-0,13862	1,4074	26	1,4074	-0,13862
27	0	0	27	0	0	27	0	0	27	0	0
28	1,3066	-0,5412	28	1,3066	0,5412	28	1,3066	-0,5412	28	1,3066	0,5412
	29 0		0 29	0		0 29	0		0 29	0	0
30	-1,0932	0,89717	30	-0,89717	1,0932	30	0,89717	1,0932	30	1,0932	0,89717
31	0	0	31	0	0	31	0	0	31	0	0

[Tabla 18]

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=15$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=31$	Parte real	Parte imaginaria
32	1	-1	32	1	1	32	1	-1	32	1	1
33	0	0	33	0	0	33	0	0	33	0	0
34	-1,0932	0,89717	34	-0,89717	1,0932	34	0,89717	1,0932	34	1,0932	0,89717
35	0	0	35	0	0	35	0	0	35	0	0
38	1,3066	-0,5412	38	1,3066	0,5412	36	1,3066	-0,5412	36	1,3066	0,5412
37	0	0	37	0	0	37	0	0	37	0	0
38	-1,4074	-0,13862	38	0,13862	1,4074	38	-0,13862	1,4074	38	1,4074	-0,13862
39	0	0	39	0	0	39	0	0	39	0	0
40	1	1	40	1	-1	40	1	1	40	1	-1
41	0	0	41	0	0	41	0	0	41	0	0
42	0,13862	-1,4074	42	1,4074	-0,13862	42	-1,4074	-0,13862	42	-0,13862	-1,4074
43	0		0 43	0		0 43	0		0 43	0	0
44	-1,3068	0,5412	44	-1,3066	-0,5412	44	-1,3068	0,5412	44	-1,3066	-0,5412
45	0	0	45	0	0	45	0	0	45	0	0
46	0,89717	1,0932	46	-1,0932	-0,89717	46	1,0932	-0,89717	46	-0,89717	1,0932
47	0	0	47	0	0	47	0	0	47	0	0
48	1	-1	48	1	1	48	1	-1	48	1	1
49	0	0	49	0	0	49	0	0	49	0	0
50	-0,89717	-1,0932	50	1,0932	0,89717	50	-1,0932	0,89717	50	0,89717	-1,0932
51	0	0	51	0	0	51	0	0	51	0	0
52	-1,3066	0,5412	52	-1,3066	-0,5412	52	-1,3066	0,5412	52	-1,3066	-0,5412
53	0	0	53	0	0	53	0	0	53	0	0
54	-0,13862	1,4074	54	-1,4074	0,13862	54	1,4074	0,13862	54	0,13862	1,4074
55	0	0	55	0	0	55	0	0	55	0	0
56	1	1	56	1	-1	56	1	1	56	1	-1

(Continuación)

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=15$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=31$	Parte real	Parte imaginaria
57	0	0	57	0	0	57	0	0	57	0	0
58	1,4074	0,13862	58	-0,13862	-1,4074	58	0,13862	-1,4074	58	-1,4074	0,13862
59	0	0	59	0	0	59	0	0	59	0	0
60	1,3066	-0,5412	60	1,3066	0,5412	60	1,3066	-0,5412	60	1,3066	0,5412
61	0	0	61	0	0	61	0	0	61	0	0
62	1,0932	-0,89717	62	0,89717	-1,0932	62	-0,89717	-1,0932	62	-1,0932	-0,89717
63	0	0	63	0	0	63	0	0	63	0	0

A continuación se describirá la etapa S51 ó S52, la cual elimina la componente de CC del dominio de frecuencia en la FIG. 16.

5 La etapa S51 se utiliza para eliminar de manera selectiva la componente de CC. Solo la componente de CC de la Tabla 15 pasa a tener el valor 0. Dicho de otro modo, el resultado de las Tablas 15 y 16 se muestra en la siguiente Tabla 19, y el resultado de las Tablas 17 y 18 se muestra en la siguiente Tabla 20.

Para fines descriptivos, las siguientes Tablas 19 y 20 indican solamente las componentes de CC, y las componentes restantes diferentes de las componentes de CC se omiten en las Tablas 19 y 20.

[Tabla 19]

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=19$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=35$	Parte real	Parte imaginaria
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

10

[Tabla 20]

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=15$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=31$	Parte real	Parte imaginaria
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

La etapa S51 puede explicarse en función del dominio de frecuencia tal y como se ha descrito anteriormente, o también puede explicarse en función del dominio de tiempo.

15 Por ejemplo, según esta realización de la presente invención, la secuencia de longitud 35 puede denotarse como $c(n)$. Esta secuencia "c(n)" corresponde a la secuencia de dominio de tiempo. El resultado de la eliminación selectiva de CC de la secuencia "c(n)" puede denotarse como "d(n)".

$$c(n) = \exp\left(-j\pi M \frac{n(n+1)}{35}\right)$$

En este caso, la secuencia "c(n)" puede representarse mediante , y la secuencia "d(n)"

$$\frac{35}{34} \left(c(n) - \sum_{k=0}^{34} c(k) \exp(-j2\pi k \cdot 0/35) \right)$$

puede representarse mediante

20 Si la secuencia presenta la estructura de repetición en el dominio de tiempo en la etapa S52, una componente de frecuencia se genera de manera alternativa en los índices de frecuencia del dominio de frecuencia. En la etapa S52, con el fin de impedir que la componente de frecuencia esté presente en la componente de CC durante el mapeo de subportadoras, una secuencia correspondiente se desplaza o experimenta un proceso CS para eliminar la componente de CC.

25 Los índices resultantes de las Tablas 15 a 18 se ajustan mediante la anterior etapa S52, y el resultado detallado se omitirá en este documento para facilitar la descripción.

Después de que haya finalizado el proceso de datos para eliminar la componente de CC, se lleva a cabo otro proceso de datos S60 para convertir la secuencia resultante en una secuencia de dominio de tiempo. Si el resultado de la Tabla 19 se procesa mediante la anterior etapa S60, se obtienen los resultados de las Tablas 21 y 22. Si se procesa el resultado de la Tabla 20 pueden obtenerse los resultados de las Tablas 23 y 24.

30

[Tabla 21]

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=19$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=35$	Parte real	Parte imaginaria
0	0,88215	0,11785	0	0,88215	0,11785	0	1,1179	0,11785	0	1,1179	0,11785
1	0,87834	0,030695	1	-0,0307	-0,87834	1	0,030695	-0,87834	1	-0,87834	0,030695
2	0,82184	-0,22417	2	0,82184	0,45987	2	1,0575	-0,22417	2	1,0575	0,45987
3	0,58926	-0,58926	3	0,58928	-0,58926	3	-0,58926	-0,58926	3	-0,58926	-0,58926
4	0,055797	-0,86696	4	0,055797	1,1027	4	0,2915	-0,86696	4	0,2915	1,1027
5	-0,89143	-0,7013	5	0,7013	0,89143	5	-0,7013	0,69143	5	0,69143	-0,7013
8	-1,1179	0,11785	6	-1,1179	0,11785	6	-0,88215	0,11785	6	-0,88215	0,11785
7	-0,54047	1,0242	7	-1,0242	0,54047	7	1,0242	0,54047	7	0,54047	1,0242
8	0,64819	0,76064	8	0,64819	-0,52494	8	0,8839	0,76064	8	0,8839	-0,52494
9	0,58926	-0,58926	9	0,58926	-0,58926	9	-0,58926	-0,58926	9	-0,58926	-0,58926
10	-0,8839	-0,52494	10	-0,8839	0,76064	10	-0,84819	-0,52494	10	-0,64819	0,76064
11	-0,54047	1,0242	11	-1,0242	0,54047	11	1,0242	0,54047	11	0,54047	1,0242
12	0,68215	0,11785	12	0,88215	0,11785	12	1,1179	0,11785	12	1,1179	0,11785
13	-0,69143	-0,7013	13	0,7013	0,69143	13	-0,7013	0,69143	13	0,69143	-0,7013
14	-0,2915	1,1027	14	-0,2915	-0,86696	14	-0,0558	1,1027	14	-0,0558	-0,86696
15	0,58926	-0,58926	15	0,56926	-0,56926	15	-0,58926	-0,58926	15	-0,56926	-0,58926
18	-1,0575	0,45987	16	-1,0575	-0,22417	16	-0,82184	0,45987	16	-0,82184	-0,22417
17	0,87834	0,030695	17	-0,0307	-0,87834	17	0,030695	-0,87834	17	-0,87834	0,030695
18	-1,1179	0,11785	18	-1,1179	0,11785	18	-0,88215	0,11785	18	-0,88215	0,11785
19	0,87834	0,030695	19	-0,0307	-0,87834	19	0,030695	-0,87834	19	-0,87834	0,030695
20	-1,0575	0,45987	20	-1,0575	-0,22417	20	-0,82184	0,45987	20	-0,82184	-0,22417
21	0,58926	-0,58926	21	0,58926	-0,58926	21	-0,58926	-0,58926	21	-0,58926	-0,58926
22	-0,2915	1,1027	22	-0,2915	-0,86696	22	-0,0558	1,1027	22	-0,0558	-0,86696
23	-0,69143	-0,7013	23	0,7013	0,69143	23	-0,7013	0,69143	23	0,69143	-0,7013
24	0,88215	0,11785	24	0,88215	0,11785	24	1,1179	0,11785	24	1,1179	0,11785

(continuación)

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=19$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=35$	Parte real	Parte imaginaria
25	-0,54047	1,0242	25	-1,0242	0,54047	25	1,0242	0,54047	25	0,54047	1,0242
26	-0,8839	-0,52494	26	-0,8839	0,76064	26	-0,84819	-0,52494	26	-0,64819	0,76064
27	0,58926	-0,58926	27	0,58926	-0,58926	27	-0,56926	-0,58926	27	-0,58926	-0,58926
28	0,64819	0,76064	28	0,64819	-0,52494	28	0,8839	0,76064	28	0,8839	-0,52494
29	-0,54047	1,0242	29	-1,0242	0,54047	29	1,0242	0,54047	29	0,54047	1,0242
30	-1,1179	0,11785	30	-1,1179	0,11785	30	-0,88215	0,11785	30	-0,88215	0,11785
31	-0,69143	-0,7013	31	0,7013	0,69143	31	-0,7013	0,89143	31	0,89143	-0,7013
32	0,055797	-0,86696	32	0,055797	1,1027	32	0,2915	-0,86696	32	0,2915	1,1027
33	0,56926	-0,58926	33	0,58926	-0,58926	33	-0,58926	-0,58926	33	-0,58926	-0,56926
34	0,82184	-0,22417	34	0,82184	0,45987	34	1,0575	-0,22417	34	1,0575	0,45987
35	0,87834	0,030695	35	-0,0307	-0,87834	35	0,030695	-0,87834	35	-0,87834	0,030895

[Tabla 22]

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=19$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=35$	Parte real	Parte imaginaria
36	0,88215	0,11785	36	0,88215	0,11785	36	1,1179	0,11785	36	1,1179	0,11785
37	0,87834	0,030695	37	-0,0307	-0,87834	37	0,030695	-0,67834	37	-0,87834	0,030695
38	0,82184	-0,22417	38	0,82184	0,45987	38	1,0575	-0,22417	38	1,0575	0,45987
39	0,58926	-0,58926	39	0,58926	-0,58926	39	-0,58926	-0,58926	39	-0,58926	-0,58926
40	0,055797	-0,86696	40	0,055797	1,1027	40	0,2915	-0,68696	40	0,2915	1,1027
41	-0,69143	-0,7013	41	0,7013	0,69143	41	-0,7013	0,69143	41	0,69143	-0,7013
42	-1,1179	0,11785	42	-1,1179	0,11785	42	-0,88215	0,11785	42	-0,88215	0,11785
43	-0,54047	1,0242	43	-1,0242	0,54047	43	1,0242	0,54047	43	0,54047	1,0242
44	0,64819	0,76064	44	0,84819	-0,52494	44	0,8839	0,76064	44	0,8839	-0,52494
45	0,58926	-0,58926	45	0,58926	-0,58926	45	-0,58926	-0,58926	45	-0,58926	-0,58926
46	-0,8839	-0,52494	46	-0,8839	0,76064	46	-0,64819	-0,52494	46	-0,64819	0,76064
47	-0,54047	1,0242	47	-1,0242	0,54047	47	1,0242	0,54047	47	0,54047	1,0242
48	0,68215	0,11785	48	0,88215	0,11785	48	1,1179	0,11785	48	1,1179	0,11785
49	-0,69143	-0,7013	49	0,7013	0,69143	49	-0,7013	0,69143	49	0,69143	-0,7013
50	-0,2915	1,1027	50	-0,2915	-0,86896	50	-0,0558	1,1027	50	-0,0558	-0,86896
51	0,58926	-0,58926	51	0,58926	-0,58926	51	-0,58926	-0,58926	51	-0,58926	-0,58926
52	-1,0575	0,45987	52	-1,0575	-0,22417	52	-0,82184	0,45987	52	-0,82184	-0,22417
53	0,87834	0,030695	53	-0,0307	-0,87834	53	0,030695	-0,87834	53	-0,87834	0,030695
54	-1,1179	0,11785	54	-1,1179	0,11785	54	-0,88215	0,11785	54	-0,88215	0,11785
55	0,87834	0,030695	55	-0,0307	-0,87834	55	0,030695	-0,87834	55	-0,87834	0,030695
56	-1,0575	0,45987	56	-1,0575	-0,22417	56	-0,82184	0,45987	56	-0,82184	-0,22417
57	0,58926	-0,58926	57	0,58926	-0,58926	57	-0,58926	-0,58926	57	-0,58926	-0,58926
58	-0,2915	1,1027	58	-0,2915	-0,86696	58	-0,0558	1,1027	58	-0,0558	-0,86696
59	-0,69143	-0,7013	59	0,7013	0,69143	59	-0,7013	0,69143	59	0,69143	-0,7013
60	0,88215	0,11785	60	0,88215	0,11785	60	1,1179	0,11785	60	1,1179	0,11785

(Continuación)

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=19$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=35$	Parte real	Parte imaginaria
61	-0,54047	1,0242	61	-1,0242	0,54047	61	1,0242	0,54047	61	0,54047	1,0242
62	-0,8839	-0,52494	62	-0,8839	0,76064	62	-0,64819	-0,52494	62	-0,64819	0,76064
63	0,58926	-0,58926	63	0,58926	-0,58926	63	-0,58926	-0,58926	63	-0,58926	-0,58926
64	0,64819	0,76064	64	0,64819	-0,52494	64	0,8839	0,76064	64	0,8839	-0,52494
85	-0,54047	1,0242	65	-1,0242	0,54047	65	1,0242	0,54047	65	0,54047	1,0242
66	-1,1179	0,11785	66	-1,1179	0,11785	66	-0,88215	0,11785	66	-0,88215	0,11785
67	-0,69143	-0,7013	67	0,7013	0,69143	67	-0,7013	0,69143	67	0,69143	-0,7013
68	0,055797	-0,86696	68	0,055797	1,1027	68	0,2915	-0,86696	68	0,2915	1,1027
69	0,58926	-0,58926	69	0,58926	-0,58926	69	-0,58926	-0,56926	69	-0,58926	-0,58926
70	0,82184	-0,22417	70	0,82184	0,45987	70	1,0575	-0,22417	70	1,0575	0,45987
71	0,87834	0,030695	71	-0,0307	-0,87834	71	0,030695	-0,87834	71	-0,87834	0,030695

[Tabla 23]

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=15$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=31$	Parte real	Parte imaginaria
0	0,875	0,125	0	0,875	-0,125	0	0,875	0,125	0	0,875	-0,125
1	0,87018	0,026983	1	-0,02898	-1,1202	1	-0,22302	-0,87018	1	-1,1202	-0,22302
2	0,79888	-0,25768	2	0,79888	0,25768	2	0,79888	-0,25768	2	0,79888	0,25768
3	0,50939	-0,54801	3	0,84801	-0,75939	3	-0,89801	-0,50939	3	-0,75939	-0,89801
4	-0,125	-0,875	4	-0,125	0,875	4	-0,125	-0,875	4	-0,125	0,875
5	-0,89801	-0,50939	5	0,50939	0,64801	5	-0,75939	0,89801	5	0,64801	-0,75939
8	-1,0489	0,50768	6	-1,0489	-0,50768	8	-1,0489	0,50768	6	-1,0489	-0,50768
7	-0,02698	1,1202	7	-1,1202	-0,22302	7	0,87018	0,026983	7	-0,22302	0,87018
8	0,875	0,125	8	0,875	-0,125	8	0,875	0,125	8	0,875	-0,125
9	-0,22302	-0,87018	9	0,87018	-0,02698	9	-1,1202	0,22302	9	-0,02698	-1,1202
10	-1,0489	0,50768	10	-1,0489	-0,50768	10	-1,0489	0,50768	10	-1,0489	-0,50768
11	0,64801	0,75939	11	-0,75939	-0,89801	11	0,50939	-0,64801	11	-0,89801	0,50939
12	-0,125	-0,875	12	-0,125	0,875	12	-0,125	-0,875	12	-0,125	0,875
13	-0,75939	0,89801	13	-0,89801	0,50939	13	0,64801	0,75939	13	0,50939	0,64801
14	0,79888	-0,25768	14	0,79888	0,25768	14	0,79888	-0,25768	14	0,79888	0,25768
15	-1,1202	0,22302	15	-0,22302	0,87018	15	-0,02698	1,1202	15	0,87018	-0,02698
18	0,875	0,125	18	0,875	-0,125	18	0,875	0,125	16	0,875	-0,125
17	-1,1202	0,22302	17	-0,22302	0,87018	17	-0,02698	1,1202	17	0,87018	-0,02698
18	0,79886	-0,25768	18	0,79888	0,25768	18	0,79888	-0,25768	18	0,79888	0,25768
19	-0,75939	0,89801	19	-0,89801	0,50939	19	0,64801	0,75939	19	0,50939	0,64801
20	-0,125	-0,875	20	-0,125	0,875	20	-0,125	-0,875	20	0,125	0,875
21	0,84801	0,75939	21	-0,75939	-0,89801	21	0,50939	-0,64801	21	-0,89801	0,50939
22	-1,0489	0,50768	22	-1,0489	-0,50768	22	-1,0489	0,50768	22	-1,0489	-0,50768
23	-0,22302	-0,87018	23	0,87018	-0,02698	23	-1,1202	0,22302	23	-0,02698	-1,1202
24	0,875	0,125	24	0,875	-0,125	24	0,875	0,125	24	0,875	-0,125

(Continuación)

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=15$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=31$	Parte real	Parte imaginaria
25	-0,02696	1,1202	25	-1,1202	-0,22302	25	0,87018	0,026983	25	-0,22302	0,87018
28	-1,0489	0,50788	26	-1,0489	-0,50788	26	-1,0489	0,50788	26	-1,0489	-0,50788
27	-0,89801	-0,50939	27	0,50939	0,64801	27	-0,75939	0,89801	27	0,84801	-0,75939
28	-0,125	-0,875	28	-0,125	0,875	28	0,125	-0,875	28	-0,125	0,875
29	0,50939	-0,64801	29	0,64801	-0,75939	29	-0,89801	-0,50939	29	-0,75939	-0,89801
30	0,79888	-0,25768	30	0,79888	0,25788	30	0,79888	-0,25768	30	0,79888	0,25768
31	0,87018	0,026983	31	-0,02698	-1,1202	31	-0,22302	-0,87018	31	-1,1202	-0,22302

[Tabla 24]

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=15$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=31$	Parte real	Parte imaginaria
32	0,875	0,125	32	0,875	-0,125	32	0,875	0,125	32	0,875	-0,125
33	0,87018	0,026983	33	-0,02698	-1,1202	33	-0,22302	-0,87018	33	-1,1202	-0,22302
34	0,79888	-0,25788	34	0,79888	0,25788	34	0,79888	-0,25788	34	0,79888	0,25768
35	0,50939	-0,84801	35	0,84801	-0,75939	35	-0,89801	-0,50939	35	-0,75939	-0,89801
36	-0,125	-0,875	36	-0,125	0,875	36	-0,125	-0,875	36	-0,125	0,875
37	-0,89801	-0,50939	37	0,50939	0,64801	37	-0,75939	0,89801	37	0,84801	-0,75939
38	-1,0489	0,50768	38	-1,0489	-0,50788	38	-1,0489	0,50788	38	-1,0489	-0,50768
39	-0,02898	1,1202	39	-1,1202	-0,22302	39	0,87018	0,026983	39	-0,22302	0,87018
40	0,875	0,125	40	0,875	-0,125	40	0,875	0,125	40	0,875	-0,125
41	-0,22302	-0,87018	41	0,87018	-0,02698	41	-1,1202	0,22302	41	-0,02698	-1,1202
42	-1,0489	0,50788	42	-1,0489	-0,50768	42	-1,0489	0,50788	42	-1,0489	-0,50788
43	0,84801	0,75939	43	-0,75939	-0,89801	43	0,50939	-0,64801	43	-0,89801	0,50939
44	-0,125	-0,875	44	-0,125	0,875	44	-0,125	-0,875	44	-0,125	0,875
45	-0,75939	0,89801	45	-0,89801	0,50939	45	0,84801	0,75939	45	0,50939	0,84801
48	0,79888	-0,25766	48	0,79886	0,25788	46	0,79888	-0,25768	46	0,79888	0,25768
47	-1,1202	0,22302	47	-0,22302	0,87018	47	-0,02898	11202	47	0,87018	-0,02698
48	0,875	0,125	48	0,875	-0,125	48	0,875	0,125	48	0,875	-0,125
49	-1,1202	0,22302	49	-0,22302	0,87018	49	-0,02898	1,1202	49	0,87018	-0,02898
50	0,79888	-0,25768	50	0,79888	0,25768	50	0,79888	-0,25788	50	0,79888	0,25788
51	-0,75939	0,89801	51	-0,89801	0,50939	51	0,84801	0,75939	51	0,50939	0,84801
52	-0,125	-0,875	52	-0,125	0,875	52	-0,125	-0,875	52	-0,125	0,875
53	0,84801	0,75939	53	-0,75939	-0,89801	53	0,50939	-0,84801	53	-0,89801	0,50939
54	-1,0489	0,50768	54	-1,0489	-0,50788	54	-1,0489	0,50788	54	-1,0489	-0,50768
55	-0,22302	-0,87018	55	0,97018	-0,02698	55	-1,1202	0,22302	55	-0,02898	-1,1202
58	0,875	0,125	56	0,875	-0,125	56	0,875	0,125	56	0,875	-0,125

(continuación)

$m_0=1$	Parte real	Parte imaginaria	$m_1=15$	Parte real	Parte imaginaria	$m_2=17$	Parte real	Parte imaginaria	$m_3=31$	Parte real	Parte imaginaria
57	-0,02698	1,1202	57	-1,1202	-0,22302	57	0,87018	0,026983	57	-0,22302	0,87018
58	-1,0489	0,50788	58	-1,0489	-0,50788	58	-1,0489	0,50768	58	-1,0489	-0,50788
59	-0,89801	-0,50939	59	0,50939	0,64801	59	-0,75939	0,89801	59	0,84801	-0,75939
60	-0,125	-0,875	60	-0,125	0,875	80	-0,125	-0,875	80	-0,125	0,875
81	0,50939	-0,84801	61	0,84801	-0,75939	81	-0,89801	-0,50939	81	-0,75939	-0,89801
62	0,79888	-0,25768	62	0,79888	0,25788	82	0,79888	-0,25788	62	0,79888	0,25788
63	0,87018	0,026983	63	-0,02898	-1,1202	63	-0,22302	-0,87018	63	-1,1202	-0,22302

La FIG. 17 muestra la comparación en el mapa de constelaciones entre una secuencia que no tiene ninguna componente de CC y otra secuencia que tiene una componente de CC, según la presente invención.

5 En mayor detalle, si el índice de secuencia madre (m_0) es "1", el resultado de la repetición 2x de una secuencia de longitud 36 se muestra en la FIG. 17(a), y el resultado de la repetición 2x de una secuencia de longitud 32 se muestra en la FIG. 17(b).

En este caso, cada uno de los dos casos mencionados anteriormente de la FIG. 17(a) y la FIG. 17(b) incluye solamente 12 constelaciones. Aunque se realiza una eliminación selectiva de CC, la ubicación de las constelaciones está desplazada por el valor de eliminado de manera selectiva, de manera que permanecen 12 constelaciones fijas.

10 Las características mencionadas anteriormente con el menor número de constelaciones pueden reducir en gran medida el número de cálculos asociados con la función de correlación del extremo de recepción.

La FIG. 18 es un diagrama conceptual que ilustra un procedimiento para diseñar una secuencia en el dominio de frecuencia, de manera que se forma una estructura de repetición 2x en el dominio de tiempo según la presente invención.

15 La secuencia de Zadoff-Chu mantiene características de correlación ideales en el dominio de tiempo y en el dominio de frecuencia. Por lo tanto, la secuencia puede generarse en el dominio de tiempo, o también puede generarse en el dominio de frecuencia.

Dicho de otro modo, si la secuencia de Zadoff-Chu se inserta en el dominio de frecuencia, y la secuencia se inserta en los índices de frecuencia pares a intervalos de dos particiones (es decir, dos espacios), se obtiene el mismo resultado que en el caso anterior en el que la secuencia generada en el dominio de tiempo se mapea con el dominio de tiempo.

20 A continuación se proporcionará una descripción adicional de la etapa S10 de la FIG. 16. El procedimiento de selección de múltiples índices de secuencia es igual a un procedimiento que calcula fácilmente la correlación cruzada utilizando el extremo de recepción.

Sin embargo, la secuencia de Zadoff-Chu sirve básicamente como una secuencia polifásica, de manera que es vulnerable al desplazamiento de frecuencia.

25 Por lo tanto, es preferible que la secuencia pueda seleccionarse teniendo en cuenta el desplazamiento de frecuencia en la etapa de selección de secuencia.

30 Dicho de otro modo, si se seleccionan tres secuencias sin tener en cuenta el desplazamiento de frecuencia según la Ecuación 18, la presente invención puede tener dificultades a la hora de buscar un valor de correlación correcto según el desplazamiento de frecuencia. En este caso, pueden determinarse dos índices de secuencia a partir de tres índices de secuencia mediante la Ecuación 18, y el índice de secuencia restante puede determinarse considerando las características de desplazamiento de frecuencia.

En conclusión, en caso de seleccionar una pluralidad de índices de secuencia, solo puede considerarse la Ecuación 18, y las características de desplazamiento de frecuencia también pueden considerarse junto con la Ecuación 18.

35 El concepto mencionado anteriormente se refiere a una pluralidad de índices de secuencia teniendo en cuenta el desplazamiento de frecuencia. A continuación se describirá un procedimiento que tiene en cuenta adicionalmente otros criterios diferentes al desplazamiento de frecuencia.

A continuación se describirá un procedimiento que tiene en cuenta el índice de secuencia considerando además las características de correlación.

40 Por ejemplo, la secuencia de Zadoff-Chu sirve como una secuencia CAZAC, de manera que es preferible que pueda seleccionarse una secuencia específica que presente características de autocorrelación ideales y características de correlación cruzada superiores. Por ejemplo, si la longitud es de 35, el conjunto de tres secuencias (1, 2, 34) ó (1, 33, 34) puede seleccionarse considerando la Ecuación 19, las características de desplazamiento de frecuencia y las características PAPR.

En la FIG. 19 se muestran las características de correlación cruzada del conjunto de índices (1, 2, 34).

A continuación se describirán las características de una secuencia de longitud 35 según la presente invención.

45 Preferentemente, la secuencia de longitud 35 puede utilizarse para el sistema LTE.

Se supone que la señal SCH se transfiere a seis bloques de radio (correspondientes a 73 subportadoras incluyendo la componente de CC).

Si la estructura de repetición 2x se genera en el dominio de tiempo utilizando las 73 subportadoras, puede utilizarse una secuencia de longitud 36. Todos los casos del dominio de frecuencia o de tiempo pueden volverse disponibles. Por

ejemplo, aunque la secuencia no se repita en el dominio de tiempo o se repita tres veces, todos los casos del dominio de frecuencia o de tiempo también pueden volverse disponibles.

En este caso, la presente invención requiere el extremo de recepción del interpolador (1,08 x MHz).

5 Sin embargo, en función de los criterios mencionados anteriormente (es decir, referencias), un grupo de índices óptimo es (1, 2, 35). En este caso, la correlación cruzada se muestra en la FIG. 20.

En el peor escenario posible, el grupo de índices de la FIG. 20 puede tener una correlación cruzada del 40%.

En este caso, es preferible que la presente invención pueda utilizar una secuencia con una longitud inferior a "36".

10 En este caso, es preferible que la presente invención se acerque a una longitud deseada que se generará inicialmente y que al mismo tiempo seleccione una secuencia de longitud impar, de manera que es más preferible que la longitud pueda fijarse a 35.

La secuencia de longitud 35 puede buscar el conjunto que tenga características de correlación superiores a las de una secuencia de longitud par.

A modo de referencia, la selección del índice de secuencia (1, 2, 34) en las FIG. 19 y 20 se refiere a la repetición 2x de la secuencia.

15 Cuando se genera el PSC para el P-SCH, la presente invención puede utilizar una secuencia correspondiente sin repetir la secuencia después de generar la secuencia.

20 Se supone que la presente invención utiliza tres secuencias de Zadoff-Chu como múltiples secuencias para el PSC. En este caso, la presente invención debe seleccionar dos índices de raíz a partir de tres secuencias de Zadoff-Chu de manera que la suma de los dos índices de raíz sea "63" en caso de utilizar una secuencia de longitud 63. Como resultado, se cumple la propiedad de simetría conjugada entre secuencias correspondientes.

Además, el índice de raíz restante, diferente a los dos índices de raíz, puede seleccionarse utilizando otras condiciones, y es preferible que el índice de raíz restante pueda seleccionarse teniendo en cuenta el problema de desplazamiento de frecuencia mencionado anteriormente (y/o PAPR (CM)).

25 Según la suposición mencionada anteriormente, si la sensibilidad al desplazamiento de frecuencia y/o el grado de PAPR para cada índice de raíz se expresa(n) según varias condiciones, puede obtenerse el siguiente resultado.

La FIG. 21 es un gráfico que ilustra la sensibilidad al desplazamiento de frecuencia y la CM conforme a varias condiciones según la presente invención.

30 Haciendo referencia a la FIG. 21, "Nzc" indica la longitud de una secuencia de Zadoff-Chu (ZC). El caso 1 indica que se utiliza una secuencia ZC de longitud 63. El caso 2 indica que se utiliza una secuencia ZC de longitud 63 según el esquema de extensión circular.

El caso 3 indica que se utiliza una secuencia ZC de longitud 64. El caso 4 indica que se utiliza una secuencia ZC de longitud 64 mediante un esquema truncado.

En mayor detalle, la FIG. 21(a) muestra la sensibilidad al desplazamiento de frecuencia de los casos 1 a 4 mencionados anteriormente, y la FIG. 21(b) muestra la CM de cada uno de los casos 1 a 4 mencionados anteriormente.

35 En función del resultado mencionado anteriormente, la presente invención proporciona un procedimiento para seleccionar el conjunto de índices de raíz, tal y como se muestra en la siguiente Tabla 25.

[Tabla 25]

	Caso 1			Caso 2			Caso 3			Caso 4		
Índice de raíz	34	29	25	34	29	25	29	31	27	31	34	38
Sensibilidad al desplazamiento de frecuencia	0,2 020 4	0,2 020 4	0,2 288 5	0,1 863 1	0,1 863 1	0,2 161 3	0,3 744 7	0,3 756 4	0,3 815 1	0,1 654 7	0,1 654 7	0,17 94 2
CM aproximada [dB]	2,2 763	2,2 763	2,3 062	2,2 318	2,2 318	2,2 179	2,9 416	4,6 762	4,2 103	4,2 067	4,2 067	2,64 42
Valor medio de correlación cruzada	0,015622			0,015569			0,015185			0,015019		
Simetría de raíz con una frecuencia de maestro de 0,96 MHz	O			O			X			O		

5 Dicho de otro modo, si el índice de raíz de la primera secuencia, el índice de raíz de la segunda secuencia y el índice de raíz de la tercera secuencia se denotan como (x, y z), se selecciona (34, 29, 25) según el caso 1 y se selecciona (34, 29, 25) según el caso 2. Por otro lado, se selecciona (29, 31, 27) según el caso 3 y se selecciona (31, 34, 38) según el caso 4. Excepto para el conjunto de índices de raíz del caso 3 de entre los conjuntos de índices de raíz, todos los conjuntos, cada uno de los cuales tiene la propiedad de simetría conjugada mencionada anteriormente, están incluidos en el proceso de selección de secuencia.

10 Cuando se utiliza el conjunto de índices de raíz seleccionado como se ha descrito anteriormente, el perfil de autocorrelación es como sigue.

Las FIG. 22 a 25 son gráficos que ilustran perfiles de autocorrelación de los conjuntos individuales cuando se selecciona un conjunto de índices de raíz según la presente invención.

15 En las FIG. 22 a 25, se supone que la correlación de una parte indica la situación de desplazamiento de frecuencia de 0,1 ppm, y la correlación de 2 partes indica la situación de desplazamiento de frecuencia de 5,0 ppm. En caso de utilizar el conjunto de índices de raíz según la presente invención, puede reconocerse que pueden obtenerse las características de autocorrelación superiores.

20 Por otro lado, a continuación se describirá un procedimiento para la transmisión de señales utilizando secuencias generadas cuando se utiliza el conjunto de índices de raíz del caso 1 y una secuencia ZC de longitud 63. En este caso, en el conjunto de índices de raíz del caso 1, el índice de raíz de la primera secuencia es 34, el índice de raíz de la segunda secuencia es 29 y el índice de raíz de la tercera secuencia es 25.

25 Si se utilizan los valores "34", "29" y "25" como los índices de raíz de tres combinaciones de secuencia, la suma de los índices de raíz "34" y "29" es 63, correspondiente a la longitud de la secuencia ZC correspondiente, de manera que se cumple la propiedad de simetría conjugada mencionada anteriormente. Por lo tanto, si la secuencia generada por los anteriores índices de raíz se transmite como una señal de comunicaciones, el extremo de recepción puede calcular fácilmente la operación de correlación cruzada utilizando la secuencia generada.

Por otro lado, siempre que se seleccione cualquiera de los índices de raíz del conjunto de índices de raíz mencionado anteriormente para que se genere una secuencia de longitud 62, a continuación se describirá un procedimiento para mapear la secuencia generada con el elemento de recurso de dominio de frecuencia.

30 La FIG. 26 es un diagrama conceptual que ilustra un procedimiento para mapear una secuencia de longitud 63 con un elemento de recurso de dominio de frecuencia según la presente invención.

35 Después de generar la secuencia de longitud 63, la presente invención mapea continuamente la secuencia generada con el elemento de recurso de frecuencia con el fin de mantener las características de la secuencia ZC en la medida de lo posible, indicando que la secuencia ZC tiene una amplitud constante en los dominios de tiempo y de frecuencia, lo que se describe a continuación de manera detallada.

Como puede observarse en la FIG. 26, en la secuencia de Zadoff-Chu (ZC) de longitud 63, las componentes correspondientes al "punto(30)" se mapean continuamente con elementos de recurso desde un elemento de recurso de frecuencia con un índice de elemento de recurso de frecuencia de "-31" hasta un elemento de recurso de frecuencia con

un índice de elemento de recurso de frecuencia de "-1", y componentes correspondientes a "P(32) ~ P(62)" se mapean continuamente con elementos de recurso desde un elemento de recurso de frecuencia con un índice de elemento de recurso de frecuencia de "1" hasta un elemento de recurso de frecuencia con un índice de elemento de recurso de frecuencia de "31". Conforme a la operación de correlación mencionada anteriormente, el elemento trigésimo segundo (es decir, P(31)) de la secuencia generada, se mapea con la parte de la frecuencia "0".

Por lo tanto, esta realización proporciona un procedimiento para eliminar de manera selectiva la parte "P(31)" mapeada con la parte que tiene la frecuencia "0", como se muestra en la FIG. 26. Sin embargo, si fuera necesario, la presente invención también puede utilizar otro procedimiento capaz de eliminar de manera selectiva la parte que tiene la frecuencia "0" durante transmisiones en el dominio de tiempo.

La secuencia mapeada con el dominio de frecuencia puede convertirse en una señal de dominio de tiempo mediante la operación IFFT u otra equivalente (por ejemplo, IDFT o IFT), de manera que también puede transmitirse como una señal de símbolos OFDM.

La señal transmitida por las realizaciones mencionadas anteriormente puede recibirse en el extremo de recepción, de manera que el extremo de recepción puede detectar una señal correspondiente utilizando la operación de correlación cruzada. En este caso, es caso de utilizar el conjunto de secuencias que presenta la propiedad de simetría conjugada mencionada anteriormente, el extremo de recepción puede detectar más fácilmente la señal.

A continuación se describirá el proceso de detección de señales del extremo de recepción, es decir, un procedimiento para calcular el valor de correlación cruzada.

El aspecto del extremo de recepción

A continuación se describirán operaciones del extremo de recepción.

Hay una regla predeterminada entre las secuencias Tx generadas por las realizaciones mencionadas anteriormente. Por tanto, el extremo de recepción puede obtener los valores de correlación de secuencias correspondientes a los índices de secuencia de raíz restantes utilizando un valor de correlación de una secuencia específica correspondiente a un único índice de secuencia de raíz, en lugar de calcular el valor de correlación cruzada de todas las secuencias.

A continuación se describirá un procedimiento para calcular el valor de correlación cruzada según esta realización. Esta realización calcula el valor de correlación cruzada entre la señal Rx y cada una de las múltiples secuencias. En este caso, la presente invención determina varios valores intermedios generados mientras se calcula el valor de correlación cruzada entre la señal Rx y la secuencia específica (es decir, la primera secuencia). Además, la presente invención puede calcular no solamente el valor de correlación cruzada entre la señal Rx y la primera secuencia mediante la suma o resta de los valores intermedios, sino también otro valor de correlación cruzada entre la señal Rx y otra secuencia (es decir, una segunda secuencia).

Se describirán en detalle varios casos en los que se seleccionan múltiples secuencias disponibles.

<Caso 1>

Este ejemplo muestra un procedimiento para calcular el valor de correlación cruzada de las secuencias seleccionadas, que tienen una longitud de 36 y los valores $m_0=1$, $m_1=17$, $m_2=19$ y $m_3=35$.

El extremo de recepción almacena la secuencia que tiene un índice de secuencia de "1" y calcula el valor de correlación cruzada entre la secuencia almacenada y la secuencia recibida. En este caso, en caso de usar los resultados intermedios generados cuando se calcula el valor de correlación cruzada entre la señal Rx y la secuencia que tiene un índice de secuencia "1", puede calcularse el valor de correlación cruzada entre la señal Rx y la secuencia que tiene el índice de secuencia "17", puede calcularse el valor de correlación cruzada entre la señal Rx y la secuencia que tiene el índice de secuencia "19" y al mismo tiempo puede calcularse el valor de correlación cruzada entre la señal Rx y la secuencia que tiene el índice de secuencia "35".

Este ejemplo se describirá en función de un caso específico en el que se calcula el valor de correlación cruzada del retardo τ -ésimo. Dicho de otro modo, si la señal Rx se denota como $r(n)$, este ejemplo se describirá en función del valor de correlación cruzada asociado con la d-ésima muestra retardada $r(n+d)$.

En este caso, el resultado del valor de correlación del índice de secuencia "m" se muestra en la siguiente ecuación 22:

[Ecuación 22]

$$R^m(d) = \frac{1}{LN} \sum_{n=0}^{LN-1} r(n+d) (a^m(n))^*$$

en la que $m_0=1, m_1=17, m_2=19$ y $m_3=35$, por lo que puede proporcionarse la siguiente relación.

[Ecuación 23]

$$\begin{aligned}
 a^{m_0=1}(k) &= \exp\left(-j\pi \cdot 1 \cdot \frac{k^2}{36}\right) \\
 a^{m_1=17}(k) &= \exp\left(-j\pi \cdot 17 \cdot \frac{k^2}{36}\right) = \exp\left(-j\pi \cdot (18-1) \cdot \frac{k^2}{36}\right) = \exp\left(-j\left(\frac{\pi}{2}k^2 - \frac{\pi}{36}k^2\right)\right) \\
 &= \begin{cases} (a_{par}^{m_0=1}(k))^* & \text{cuando } k \text{ es par} \\ -j \cdot (a_{impar}^{m_0=1}(k))^* & \text{en caso contrario} \end{cases} \\
 a^{m_2=19}(k) &= \exp\left(-j\pi \cdot 19 \cdot \frac{k^2}{36}\right) = \exp\left(-j\pi \cdot (18+1) \cdot \frac{k^2}{36}\right) = \exp\left(-j\left(\frac{\pi}{2}k^2 + \frac{\pi}{36}k^2\right)\right) \\
 &= \begin{cases} a_{par}^{m_0=1}(k) & \text{cuando } k \text{ es par} \\ -j \cdot a_{impar}^{m_0=1}(k) & \text{en caso contrario} \end{cases} \\
 a^{m_3=35}(k) &= \exp\left(-j\pi \cdot 35 \cdot \frac{k^2}{36}\right) = \exp\left(-j\pi \cdot (36-1) \cdot \frac{k^2}{36}\right) = \exp\left(-j\left(\pi k^2 - \frac{\pi}{36}k^2\right)\right) \\
 &= \begin{cases} (a_{par}^{m_0=1}(k))^* & \text{cuando } k \text{ es par} \\ -(a_{impar}^{m_0=1}(k))^* & \text{en caso contrario} \end{cases}
 \end{aligned}$$

5 Además, $a^{m_1=17}(k)$ indica un conjugado de $a^{m_0=1}(k)$ con la condición de que el valor de "k" sea un número par. Si el valor de "k" es un número impar, la parte real de $a^{m_0=1}(k)$ se sustituye por la parte imaginaria del mismo, y el resultado sustituido se multiplica por el valor "-1".

Además, $a^{m_2=19}(k)$ indica un conjugado de $a^{m_0=1}(k)$ con la condición de que el valor de "k" sea un número par. Si el valor de "k" es un número impar, $a^{m_2=19}(k)$ indica un conjugado del resultado obtenido cuando la parte real se sustituye por la parte imaginaria.

10 $a^{m_3=35}(k)$ se obtiene cuando el valor "-1" se multiplica solamente por la parte real de $a^{m_0=1}(k)$ con la condición de que el valor de "k" sea un número par. Si el valor de "k" es un número impar, $a^{m_3=35}(k)$ es igual a la propiedad de simetría conjugada de $a^{m_0=1}(k)$.

La señal $R_x r(k+d)$ puede calcularse usando un valor de correlación instantáneo de cada secuencia en asociación con " $r_i(k+d) + jr_q(k+d)$ ". En este caso, " $r_i()$ " indica la parte real de la señal R_x , y " $r_q()$ " indica la parte imaginaria de la señal R_x .

15 Para fines descriptivos, el valor de correlación cruzada de la señal R_x (es decir, el valor de correlación cruzada entre la señal R_x y la secuencia conocida del extremo de recepción) puede definirse de la siguiente manera.

Para fines descriptivos, el valor de correlación cruzada $\sum_{i=0}^{17} r(2i+d)(a^{m_0=1}(2i))$ entre la secuencia conocida del extremo de recepción y las secuencias pares de la señal R_x se divide en una parte real y una parte imaginaria, según se representa mediante la siguiente Ecuación 24:

[Ecuación 24]

$$\begin{aligned}
 \sum_{i=0}^{17} r(2i+d)(a^{m_0=1}(2i))^* &= (R_{par_i_i} + R_{par_q_q}) + j(-I_{par_i_q} + I_{par_q_i}) \\
 &= R_{par}^0 + jI_{par}^0
 \end{aligned}$$

20 El resultado de la Ecuación 24 puede dividirse en una parte real (denominada en lo sucesivo como "Rpar(0)") y una parte imaginaria (denominada en lo sucesivo como "Ipar(0)").

Si el valor de correlación cruzada asociado con las secuencias impares de la señal R_x se divide en una parte real y en una parte imaginaria, puede obtenerse la siguiente Ecuación 25:

[Ecuación 25]

$$\sum_{i=0}^{17} r(2l+1+d)a^{m0=i}(2l+1) = (R_{\text{impar_i_i}} - R_{\text{impar_q_q}}) + j(I_{\text{impar_i_q}} + I_{\text{impar_q_i}})$$

$$= R_{\text{impar}} + jI_{\text{impar}}$$

El resultado de la Ecuación 25 puede dividirse en una parte real (denominada en lo sucesivo como "Rimpar(0)") y una parte imaginaria (denominada en lo sucesivo como "limpar(0)").

5 Si el valor de correlación cruzada $\sum r(2l+d)(a^{m0=1}(2l))$ asociado con las secuencias pares del conjugado de la señal Rx se divide en una parte real y en una parte imaginaria, puede obtenerse la siguiente Ecuación 26:

[Ecuación 26]

$$\sum_{i=0}^{17} r(2l+1+d)a^{m0=i}(2l+1) = (R_{\text{impar_i_i}} - R_{\text{impar_q_q}}) + j(I_{\text{impar_i_q}} + I_{\text{impar_q_i}})$$

$$= R_{\text{impar}} + jI_{\text{impar}}$$

El resultado de la Ecuación 26 puede dividirse en una parte real (denominada en lo sucesivo como "Rpar(1)") y una parte imaginaria (denominada en lo sucesivo como "lpar(1)").

10 Si el valor de correlación cruzada $\sum r(2l+1+d)(a^{m0=1}(2l+1))$ asociado con las secuencias impares del conjugado de la señal Rx se divide en una parte real y en una parte imaginaria, puede obtenerse la siguiente Ecuación 27:

[Ecuación 27]

$$\sum_{i=0}^{17} r(2l+1+d)a^{m0=i}(2l+1) = (R_{\text{impar_i_i}} - R_{\text{impar_q_q}}) + j(I_{\text{impar_i_q}} + I_{\text{impar_q_i}})$$

$$= R_{\text{impar}} + jI_{\text{impar}}$$

El resultado de la Ecuación 27 puede dividirse en una parte real (denominada en lo sucesivo como "Rimpar(1)") y una parte imaginaria (denominada en lo sucesivo como "limpar(1)").

15 En este caso, el cálculo de los valores "Rpar0", "lpar0", "Rimpar0", "limpar0", "Rpar1", "lpar1", "Rimpar1" e "limpar1" puede considerarse idéntico al cálculo de los valores "Rpar_i_i", "Rpar_q_q", "lpar_i_q", "lpar_q_i", "Rimpar_i_i", "Rimpar_q_q", "limpar_i_q" e "limpar_q_i" mostrados en las Ecuaciones 24 a 27.

A continuación se describirá el procedimiento para calcular los valores "Rpar_i_i", "Rpar_q_q", "lpar_i_q", "lpar_q_i", "Rimpar_i_i", "Rimpar_q_q", "limpar_i_q" e "limpar_q_i", mencionados anteriormente, con referencia a la siguiente Ecuación 28:

20

[Ecuación 28]

$\mathcal{R}_{par} \underline{i} \underline{i}$

$$\begin{aligned}
 &= \\
 &r_{-i}(0+d)*1+r_{-i}(2+d)*0.93969+r_{-i}(4+d)*0.17365+r_{-i}(6+d)*(-1)+r_{-i}(8+d)*0.76604 \\
 &+r_{-i}(10+d)*(-0.76604)+r_{-i}(12+d)*1+r_{-i}(14+d)*(-0.17365)+r_{-i}(16+d)*(-0.93969) \\
 &+r_{-i}(18+d)*(-1)+r_{-i}(20+d)*(-0.93969)+r_{-i}(22+d)*(-0.17365)+r_{-i}(24+d)*1 \\
 &+r_{-i}(26+d)*(-0.76604)+r_{-i}(28+d)*0.76604+r_{-i}(30+d)*(-1)+r_{-i}(32+d)*0.17365 \\
 &+r_{-i}(34+d)*0.93969 \\
 &= \\
 &\{r_{-i}(0+d)-r_{-i}(6+d)+r_{-i}(12+d)-r_{-i}(18+d)+r_{-i}(24+d)-r_{-i}(30+d)\} \\
 &+\{r_{-i}(2+d)-r_{-i}(16+d)-r_{-i}(20+d)+r_{-i}(34+d)\} * 0.93969 \\
 &+\{r_{-i}(4+d)-r_{-i}(14+d)-r_{-i}(22+d)+r_{-i}(32+d)\} * 0.17365 \\
 &+\{r_{-i}(8+d)-r_{-i}(10+d)-r_{-i}(26+d)+r_{-i}(28+d)\} * 0.76604
 \end{aligned}$$

$\mathcal{R}_{par} \underline{q} \underline{q}$

$$\begin{aligned}
 &= \\
 &r_{-q}(0+d)*0+r_{-q}(2+d)*(-0.34202)+r_{-q}(4+d)*(-0.98481)+r_{-q}(6+d)*0+r_{-q}(8+d)*0.64279 \\
 &+r_{-q}(10+d)*(-0.64279)+r_{-q}(12+d)*0+r_{-q}(14+d)*0.98481+r_{-q}(16+d)*0.34202+r_{-q}(18+d)*0 \\
 &+r_{-q}(20+d)*0.34202+r_{-q}(22+d)*0.98481+r_{-q}(24+d)*0+r_{-q}(26+d)*(-0.64279)+r_{-q}(28+d)*0.64279 \\
 &+r_{-q}(30+d)*0+r_{-q}(32+d)*(-0.98481)+r_{-q}(34+d)*(-0.34202) \\
 &= \\
 &\{-r_{-q}(2+d)+r_{-q}(16+d)+r_{-q}(20+d)-r_{-q}(34+d)\} * 0.34202 \\
 &+\{-r_{-q}(4+d)+r_{-q}(14+d)+r_{-q}(22+d)-r_{-q}(32+d)\} * 0.98481 \\
 &+\{r_{-q}(8+d)-r_{-q}(10+d)-r_{-q}(26+d)+r_{-q}(28+d)\} * 0.64279
 \end{aligned}$$

$I_{par_i_q}$

$$\begin{aligned}
 &= r_i(0+d)*0+r_i(2+d)*(-0.34202)+r_i(4+d)*(-0.98481)+r_i(6+d)*0+r_i(8+d)*0.64279 \\
 &+r_i(10+d)*(-0.64279)+r_i(12+d)*0+r_i(14+d)*0.98481+r_i(16+d)*0.34202+r_i(18+d)*0 \\
 &-r_i(20+d)*0.34202-r_i(22+d)*0.98481+r_i(24+d)*0+r_i(26+d)*(-0.64279)-r_i(28+d)*0.64279 \\
 &+r_i(30+d)*0+r_i(32+d)*(-0.98481)+r_i(34+d)*(-0.34202) \\
 &= \{ -r_i(2+d)+r_i(16+d)+r_i(20+d)-r_i(34+d) \} * 0.34202 \\
 &+ \{ -r_i(4+d)-r_i(14+d)+r_i(22+d)-r_i(32+d) \} * 0.98481 \\
 &+ \{ r_i(8+d)-r_i(10+d)-r_i(26+d)+r_i(28+d) \} * 0.64279
 \end{aligned}$$

$\delta_{par_q_i}$

$$\begin{aligned}
 &= r_q(0+d)*1+r_q(2+d)*0.99969+r_q(4+d)*0.17365+r_q(6+d)*(-1)+r_q(8+d)*0.76604+r_q(10+d)*(-0.76604) \\
 &+r_q(12+d)*1+r_q(14+d)*(-0.17365)+r_q(16+d)*(-0.99969)+r_q(18+d)*(-1)+r_q(20+d)*(-0.99969) \\
 &+r_q(22+d)*(-0.17365)+r_q(24+d)*1+r_q(26+d)*(-0.76604)+r_q(28+d)*0.76604+r_q(30+d)*(-1) \\
 &+r_q(32+d)*0.17365+r_q(34+d)*0.99969 \\
 &= \{ r_q(0+d)-r_q(6+d)-r_q(12+d)-r_q(18+d)+r_q(24+d)-r_q(30+d) \} \\
 &+ \{ r_q(2+d)-r_q(16+d)-r_q(20+d)+r_q(34+d) \} * 0.99969 \\
 &+ \{ r_q(4+d)-r_q(14+d)-r_q(22+d)+r_q(32+d) \} * 0.17365 \\
 &+ \{ r_q(8+d)-r_q(10+d)-r_q(26+d)+r_q(28+d) \} * 0.76604
 \end{aligned}$$

$R_{impar_i_i}$

$$\begin{aligned}
 &= r_i(1+d)*0.99619+r_i(3+d)*0.70711+r_i(5+d)*(-0.57358)+r_i(7+d)*(-0.42262)+r_i(9+d)*0.70711 \\
 &-r_i(11+d)*(-0.42262)+r_i(13+d)*(-0.57358)+r_i(15+d)*0.70711+r_i(17+d)*0.99619+r_i(19+d)*0.99619 \\
 &+r_i(21+d)*0.70711+r_i(23+d)*(-0.57358)+r_i(25+d)*(-0.42262)+r_i(27+d)*0.70711+r_i(29+d)*(-0.42262) \\
 &+r_i(31+d)*(-0.57358)+r_i(33+d)*0.70711+r_i(35+d)*0.99619 \\
 &= \{ r_i(1+d)+r_i(17+d)+r_i(19+d)+r_i(35+d) \} * 0.99619 \\
 &+ \{ r_i(3+d)+r_i(9+d)+r_i(15+d)+r_i(21+d)+r_i(27+d)+r_i(33+d) \} * 0.70711 \\
 &+ \{ -r_i(5+d)-r_i(13+d)-r_i(23+d)-r_i(31+d) \} * 0.57358 \\
 &+ \{ -r_i(7+d)-r_i(11+d)-r_i(25+d)-r_i(29+d) \} * 0.42262
 \end{aligned}$$

$R_{impar_q_q}$

$$\begin{aligned}
 &= r_q(1+d)*(-0.087156)+r_q(3+d)*(-0.70711)+r_q(5+d)*(-0.81915)+r_q(7+d)*0.90631 \\
 &-r_q(9+d)*(-0.70711)+r_q(11+d)*0.90631+r_q(13+d)*(-0.81915)+r_q(15+d)*(-0.70711) \\
 &+r_q(17+d)*(-0.087156)+r_q(19+d)*(-0.087156)+r_q(21+d)*(-0.70711)+r_q(23+d)*(-0.81915) \\
 &-r_q(25+d)*0.90631+r_q(27+d)*(-0.70711)+r_q(29+d)*0.90631+r_q(31+d)*(-0.81915) \\
 &+r_q(33+d)*(-0.70711)+r_q(35+d)*(-0.087156) \\
 &= \{ -r_q(1+d)-r_q(17+d)-r_q(19+d)-r_q(35+d) \} * 0.087156 \\
 &+ \{ -r_q(3+d)-r_q(9+d)-r_q(15+d)-r_q(21+d)-r_q(27+d)-r_q(33+d) \} * 0.70711 \\
 &+ \{ -r_q(5+d)-r_q(13+d)-r_q(23+d)-r_q(31+d) \} * 0.81915 \\
 &+ \{ r_q(7+d)+r_q(11+d)+r_q(25+d)+r_q(29+d) \} * 0.90631
 \end{aligned}$$

Impar_i q:

$$\begin{aligned}
 &= r_{-i}(1+d)^{-1}(-0.087156) + r_{-i}(3+d)^{-1}(-0.70711) + r_{-i}(5+d)^{-1}(-0.81915) + r_{-i}(7+d)^{-1}0.90631 + r_{-i}(9+d)^{-1}(-0.70711) \\
 &+ r_{-i}(11+d)^{-1}0.90631 + r_{-i}(13+d)^{-1}(-0.81915) + r_{-i}(15+d)^{-1}(-0.70711) + r_{-i}(17+d)^{-1}(-0.087156) + r_{-i}(19+d)^{-1}(-0.087156) \\
 &+ r_{-i}(21+d)^{-1}(-0.70711) + r_{-i}(23+d)^{-1}(-0.81915) + r_{-i}(25+d)^{-1}0.90631 + r_{-i}(27+d)^{-1}(-0.70711) + r_{-i}(29+d)^{-1}0.90631 \\
 &+ r_{-i}(31+d)^{-1}(-0.81915) + r_{-i}(33+d)^{-1}(-0.70711) + r_{-i}(35+d)^{-1}(-0.087156) \\
 &= \{r_{-i}(1+d) - r_{-i}(17+d) - r_{-i}(19+d) - r_{-i}(35+d)\} \cdot 0.087156 \\
 &+ \{r_{-i}(3+d) - r_{-i}(9+d) - r_{-i}(15+d) - r_{-i}(21+d) - r_{-i}(27+d) - r_{-i}(33+d)\} \cdot 0.70711 \\
 &+ \{r_{-i}(5+d) - r_{-i}(13+d) - r_{-i}(23+d) - r_{-i}(31+d)\} \cdot 0.81915 \\
 &+ \{r_{-i}(7+d) + r_{-i}(11+d) - r_{-i}(25+d) + r_{-i}(29+d)\} \cdot 0.90631
 \end{aligned}$$

Impar_q i

$$\begin{aligned}
 &= r_{-q}(1+d)^{-1}0.99619 + r_{-q}(3+d)^{-1}0.70711 + r_{-q}(5+d)^{-1}(-0.57358) + r_{-q}(7+d)^{-1}(-0.42262) + r_{-q}(9+d)^{-1}0.70711 \\
 &+ r_{-q}(11+d)^{-1}(-0.42262) + r_{-q}(13+d)^{-1}(-0.57358) + r_{-q}(15+d)^{-1}0.70711 + r_{-q}(17+d)^{-1}0.99619 + r_{-q}(19+d)^{-1}0.99619 \\
 &+ r_{-q}(21+d)^{-1}0.70711 + r_{-q}(23+d)^{-1}(-0.57358) + r_{-q}(25+d)^{-1}(-0.42262) + r_{-q}(27+d)^{-1}0.70711 + r_{-q}(29+d)^{-1}(-0.42262) \\
 &+ r_{-q}(31+d)^{-1}(-0.57358) - r_{-q}(33+d)^{-1}0.70711 + r_{-q}(35+d)^{-1}0.99619 \\
 &= \{r_{-q}(1+d) + r_{-q}(17+d) + r_{-q}(19+d) + r_{-q}(35+d)\} \cdot 0.99619 \\
 &+ \{r_{-q}(3+d) + r_{-q}(9+d) + r_{-q}(15+d) + r_{-q}(21+d) + r_{-q}(27+d) - r_{-q}(33+d)\} \cdot 0.70711 \\
 &+ \{-r_{-q}(5+d) - r_{-q}(13+d) - r_{-q}(23+d) - r_{-q}(31+d)\} \cdot 0.57358 \\
 &+ \{-r_{-q}(7+d) - r_{-q}(11+d) - r_{-q}(25+d) - r_{-q}(29+d)\} \cdot 0.42262
 \end{aligned}$$

El proceso de la Ecuación 28 puede calcularse mediante aproximación. Dicho de otro modo, el cálculo de la Ecuación 28 puede realizarse fácilmente mediante cuantificación.

- 5 Por ejemplo, es preferible que la anterior aproximación pueda realizarse en la forma de 0,93969 → 1; 0,17365 → 0,125 (=1/8); 0,76604 → 0,75 (=1/2+1/4); 0,34202 → 0,375 (=1/4+1/8); 0,98481 → 1; 0,64279 → 0,625 (=1/2+1/8); 0,99619 → 1; 0,70711 → 0,75 (=1/2+1/4); 0,57358 → 0,625 (=1/2+1/8); 0,42262 → 0,375 (=1/4+1/8); 0,087156 → 0,125 (=1/8); 0,81915 → 0,875 (=1-1/8) y 0,90631 → 0,875 (=1-1/8).

Si el concepto de la Ecuación 28 se aproxima, puede obtenerse la siguiente Ecuación 29:

[Ecuación 29]

R par i_i

=

$$\left\{ \begin{aligned} & r_i(0+d) - r_i(6+d) + r_i(12+d) - r_i(18+d) + r_i(24+d) - r_i(30+d) \\ & + r_i(2+d) - r_i(16+d) - r_i(20+d) + r_i(34+d) \end{aligned} \right\}$$

$$+ \{ r_i(4+d) - r_i(14+d) - r_i(22+d) + r_i(32+d) \} * 0.125$$

$$+ \{ r_i(8+d) - r_i(10+d) - r_i(26+d) + r_i(28+d) \} * 0.75$$

R par q_q

=

$$\{ -r_q(2+d) + r_q(16+d) + r_q(20+d) - r_q(34+d) \} * 0.375$$

$$+ \{ -r_q(4+d) + r_q(14+d) + r_q(22+d) - r_q(32+d) \}$$

$$+ \{ r_q(8+d) - r_q(10+d) - r_q(26+d) + r_q(28+d) \} * 0.625$$

I par i_q

=

$$\{ -r_i(2+d) + r_i(16+d) + r_i(20+d) - r_i(34+d) \} * 0.375$$

$$+ \{ -r_i(4+d) + r_i(14+d) + r_i(22+d) - r_i(32+d) \}$$

$$+ \{ r_i(8+d) - r_i(10+d) - r_i(26+d) + r_i(28+d) \} * 0.625$$

I par q_i

=

$$\left\{ \begin{aligned} & r_q(0+d) - r_q(6+d) + r_q(12+d) - r_q(18+d) + r_q(24+d) - r_q(30+d) \\ & + r_q(2+d) - r_q(16+d) - r_q(20+d) + r_q(34+d) \end{aligned} \right\}$$

$$+ \{ r_q(4+d) - r_q(14+d) - r_q(22+d) + r_q(32+d) \} * 0.125$$

$$+ \{ r_q(8+d) - r_q(10+d) - r_q(26+d) + r_q(28+d) \} * 0.75$$

$$\begin{aligned}
 & R_{\text{impar}_i_i} \\
 & = \\
 & \{r_i(1+d) + r_i(17+d) + r_i(19+d) + r_i(35+d)\} \\
 & + \{r_i(3+d) + r_i(9+d) + r_i(15+d) + r_i(21+d) + r_i(27+d) + r_i(33+d)\} * 0.75 \\
 & + \{-r_i(5+d) - r_i(13+d) - r_i(23+d) - r_i(31+d)\} * 0.625 \\
 & + \{-r_i(7+d) - r_i(11+d) - r_i(25+d) - r_i(29+d)\} * 0.375
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & R_{\text{impar}_q_q} \\
 & = \\
 & \{-r_q(1+d) - r_q(17+d) - r_q(19+d) - r_q(35+d)\} * 0.125 \\
 & + \{-r_q(3+d) - r_q(9+d) - r_q(15+d) - r_q(21+d) - r_q(27+d) - r_q(33+d)\} * 0.75 \\
 & + \{-r_q(5+d) - r_q(13+d) - r_q(23+d) - r_q(31+d)\} * 0.875 \\
 & + \{+r_q(7+d) + r_q(11+d) + r_q(25+d) + r_q(29+d)\}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & I_{\text{impar}_i_q} \\
 & = \\
 & \{-r_i(1+d) - r_i(17+d) - r_i(19+d) - r_i(35+d)\} * 0.125 \\
 & + \{-r_i(3+d) - r_i(9+d) - r_i(15+d) - r_i(21+d) - r_i(27+d) - r_i(33+d)\} * 0.75 \\
 & + \{-r_i(5+d) - r_i(13+d) - r_i(23+d) - r_i(31+d)\} * 0.875 \\
 & + \{+r_i(7+d) + r_i(11+d) + r_i(25+d) + r_i(29+d)\}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & I_{\text{impar}_q_i} \\
 & = \\
 & \{r_q(1+d) + r_q(17+d) + r_q(19+d) + r_q(35+d)\} \\
 & + \{r_q(3+d) + r_q(9+d) + r_q(15+d) + r_q(21+d) + r_q(27+d) + r_q(33+d)\} * 0.75 \\
 & + \{-r_q(5+d) - r_q(13+d) - r_q(23+d) - r_q(31+d)\} * 0.625 \\
 & + \{-r_q(7+d) - r_q(11+d) - r_q(25+d) - r_q(29+d)\} * 0.375
 \end{aligned}$$

5 En este caso, debe observarse que el resultado de la Ecuación 29 se genera mediante una única secuencia conocida (es decir, una secuencia correspondiente al índice de secuencia madre) del extremo de recepción y la señal Rx. Aunque el extremo de recepción debe llevar a cabo la operación de correlación asociada con los cuatro PSC bajo la condición de que una célula transmita cualquiera de los cuatro PSC, el extremo de recepción calcula los valores de la Ecuación 29 utilizando solamente una secuencia correspondiente al índice de secuencia madre. Además, el valor de correlación cruzada de los cuatro PSC puede calcularse utilizando los valores de la Ecuación 29.

Un procedimiento para calcular el valor de correlación cruzada asociado con los cuatro PSC utilizando el resultado de la Ecuación 29 es el siguiente.

[Ecuación 30]

$$\begin{aligned}
 R^{2i-1}(d) &= R_{\text{par}}^{2i-1}(d) + R_{\text{impar}}^{2i-1}(d) \\
 &= \sum_{l=0}^{17} r(2l+d) \{a^{*2i-1}(2l)\}^* + \sum_{l=0}^{17} r(2l+1+d) \{a^{*2i-1}(2l+1)\}^* \\
 &= (R_{\text{par}}^{2i-1} + R_{\text{impar}}^{2i-1}) + j(I_{\text{par}}^{2i-1} + I_{\text{impar}}^{2i-1})
 \end{aligned}$$

[Ecuación 31]

$$\begin{aligned}
 \mathcal{R}^{\pi i - 17}(d) &= \mathcal{R}_{par}^{\pi i - 17}(d) + \mathcal{R}_{impar}^{\pi i - 17}(d) \\
 &= \sum_{l=0}^{17} r(2l+d)(a^{\pi i - 17}(2l))^* + \sum_{l=0}^{17} r(2l+1+d)(a^{\pi i - 17}(2l+1))^* \\
 &= \sum_{l=0}^{17} r(2l+d)(a^{\pi i - 1}(2l))^* + \sum_{l=0}^{17} r(2l+1+d)(-j(a^{\pi i - 1}(2l+1))^*)^* \\
 &= \sum_{l=0}^{17} r(2l+d)a^{\pi i - 1}(2l) + \sum_{l=0}^{17} r(2l+1+d)(j \cdot a^{\pi i - 1}(2l+1)) \\
 &= (\mathcal{R}_{par}^{-1} - \mathcal{I}_{impar}^{-1}) + j(\mathcal{I}_{par}^{-1} + \mathcal{R}_{impar}^{-1})
 \end{aligned}$$

[Ecuación 32]

$$\begin{aligned}
 \mathcal{R}^{\pi i - 19}(d) &= \mathcal{R}_{par}^{\pi i - 19}(d) + \mathcal{R}_{impar}^{\pi i - 19}(d) \\
 &= \sum_{l=0}^{17} r(2l+d)(a^{\pi i - 19}(2l))^* + \sum_{l=0}^{17} r(2l+1+d)(a^{\pi i - 19}(2l+1))^* \\
 &= \sum_{l=0}^{17} r(2l+d)(a^{\pi i - 3}(2l))^* + \sum_{l=0}^{17} r(2l+1+d)(-j \cdot a^{\pi i - 3}(2l+1))^* \\
 &= (\mathcal{R}_{par}^{-3} - \mathcal{I}_{impar}^{-3}) + j(\mathcal{I}_{par}^{-3} + \mathcal{R}_{impar}^{-3})
 \end{aligned}$$

[Ecuación 33]

$$\begin{aligned}
 \mathcal{R}^{\pi i - 21}(d) &= \mathcal{R}_{par}^{\pi i - 21}(d) + \mathcal{R}_{impar}^{\pi i - 21}(d) \\
 &= \sum_{l=0}^{17} r(2l+d)(a^{\pi i - 21}(2l))^* + \sum_{l=0}^{17} r(2l+1+d)(a^{\pi i - 21}(2l+1))^* \\
 &= \sum_{l=0}^{17} r(2l+d)(a^{\pi i - 5}(2l))^* + \sum_{l=0}^{17} r(2l+1+d)(-(a^{\pi i - 5}(2l+1))^*)^* \\
 &= \sum_{l=0}^{17} r(2l+d)(a^{\pi i - 1}(2l)) + \sum_{l=0}^{17} r(2l+1+d)(-a^{\pi i - 1}(2l+1)) \\
 &= (\mathcal{R}_{par}^{-1} - \mathcal{R}_{impar}^{-1}) + j(\mathcal{I}_{par}^{-1} - \mathcal{I}_{impar}^{-1})
 \end{aligned}$$

- La Ecuación 30 indica un valor de correlación cruzada entre una secuencia correspondiente al índice de secuencia madre (m_0) y la señal Rx. La Ecuación 31 indica un valor de correlación cruzada entre una secuencia correspondiente al índice de secuencia restante (m_1) y la señal Rx. La Ecuación 32 indica un valor de correlación cruzada entre una secuencia correspondiente al índice de secuencia restante (m_2) y la señal Rx. La Ecuación 33 indica un valor de correlación cruzada entre una secuencia correspondiente al índice de secuencia restante (m_3) y la señal Rx.
- En resumen, si múltiples secuencias se generan según los procedimientos inventivos de las realizaciones mencionadas anteriormente, la presente invención puede calcular el valor de correlación cruzada de múltiples secuencias correspondientes a múltiples índices de secuencia utilizando tanto la secuencia correspondiente a un único índice de secuencia y la señal Rx.
- La FIG. 27 es un diagrama estructural que ilustra el extremo de recepción según la presente invención.
- Haciendo referencia a la FIG. 27, la señal Rx del extremo de recepción y la secuencia conocida del extremo de recepción se aplican a un desmapeador de índices 1900. La unidad 1950 del extremo de recepción de la FIG. 27 puede calcular "Rpar_ii", "Rpar_qq", "lpar_iq", "lpar_qi", "Rimpar_ii", "Rimpar_qq", "limpar_iq" e "limpar_qi" utilizando la Ecuación 28 ó 29.
- Los valores "Rpar_ii", "Rpar_qq", "lpar_iq", "lpar_qi", "Rimpar_ii", "Rimpar_qq", "limpar_iq" e "limpar_qi" se calculan como "Rpar⁰", "lpar⁰", "Rimpar⁰", "limpar⁰", "Rpar¹", "lpar¹", "Rimpar¹" e "limpar¹", respectivamente, utilizando las Ecuaciones 24 a 27.
- Por ejemplo, "Rpar_ii + Rpar_qq" se calcula como "Rpar⁰", "-lpar_iq + lpar_qi" se calcula como "lpar⁰".
- La unidad 1960 realiza las operaciones de las Ecuaciones 24 a 27.
- Si la suma o la resta de las Ecuaciones 30 a 33 se aplica al resultado de Rpar⁰, lpar⁰, Rimpar⁰, limpar⁰, Rpar¹, lpar¹, Rimpar¹ e lpar¹ de la unidad 1960, pueden calcularse cuatro valores de correlación de los índices de secuencia individuales (m_0, m_1, m_2, m_3).
- Por ejemplo, el valor de correlación del valor de m_0 se calcula mediante la Ecuación 30. En mayor detalle, la suma de Rpar⁰ y de Rimpar⁰ se utiliza como la parte real del valor de correlación del valor de m_0 , y la suma de lpar⁰ y de limpar⁰ se utiliza como la parte imaginaria del valor de m_0 .
- Haciendo referencia a las Ecuaciones 24 a 33 y a la FIG. 27, el resultado final puede obtenerse mediante el resultado de la unidad 1850 aunque la unidad 1960 no exista de manera independiente, y puede reconocerse que el resultado final puede obtenerse utilizando solamente la unidad 1960 sin utilizar la unidad 1950.
- El concepto de la FIG. 27 también se describirá según otro esquema, el cual se describirá a continuación de manera detallada.
- En caso de calcular el valor de correlación cruzada entre la señal Rx y la secuencia correspondiente al valor de " m_0 ", siempre que la parte real del valor de correlación cruzada asociado con las secuencias pares de " m_0 " se fije a un primer resultado, el primer resultado puede denotarse como Rpar⁰ según la Ecuación 24. En la FIG. 27, el número de referencia 1901 de la FIG. 27 indica el primer resultado.
- A condición de que la parte imaginaria del valor de correlación cruzada asociado con las secuencias pares de " m_0 " se fije a un segundo resultado, el segundo resultado puede denotarse como lpar⁰ según la Ecuación 24. En la FIG. 27, el número de referencia 1902 de la FIG. 27 indica el segundo resultado.
- A condición de que la parte real del valor de correlación cruzada asociado con las secuencias impares de " m_0 " se fije a un tercer resultado, el tercer resultado puede denotarse como Rimpar⁰ según la Ecuación 25. En la FIG. 27, el número de referencia 1903 de la FIG. 27 indica el tercer resultado.
- A condición de que la parte imaginaria del valor de correlación cruzada asociado con las secuencias impares de " m_0 " se fije a un cuarto resultado, el cuarto resultado puede denotarse como limpar⁰ según la Ecuación 25. En la FIG. 27, el número de referencia 1904 de la FIG. 27 indica el cuarto resultado.
- A condición de que la parte real del valor de correlación cruzada asociado con un conjugado de las secuencias pares de " m_0 " se fije a un quinto resultado, el quinto resultado puede denotarse como Rpar¹ según la Ecuación 26. En la FIG. 27, el número de referencia 1905 de la FIG. 27 indica el quinto resultado.
- A condición de que la parte imaginaria del valor de correlación cruzada asociado con un conjugado de las secuencias pares de " m_0 " se fije a un sexto resultado, el sexto resultado puede denotarse mediante lpar¹ según la Ecuación 26. En la FIG. 27, el número de referencia 1906 de la FIG. 27 indica el sexto resultado.
- A condición de que la parte real del valor de correlación cruzada asociado con un conjugado de las secuencias impares de

"m₀" se fije a un séptimo resultado, el séptimo resultado puede denotarse como Rimpar¹ según la Ecuación 27. En la FIG. 27, el número de referencia 1907 de la FIG. 27 indica el séptimo resultado.

5 A condición de que la parte imaginaria del valor de correlación cruzada asociado con un conjugado de las secuencias impares de "m₀" se fije a un octavo resultado, el octavo resultado puede denotarse como limpar¹ según la Ecuación 27. En la FIG. 27, el número de referencia 1908 de la FIG. 27 indica el octavo resultado.

Según el procedimiento mencionado anteriormente, se determinan los ocho resultados. Si dos resultados de los ocho resultados mencionados anteriormente se suman o se restan entre sí, se obtiene el valor de cálculo de la unidad 1970.

10 Por ejemplo, la parte real del valor de correlación de la secuencia de "m₀" es igual a la suma de la unidad 1901 y de la unidad 1903. La parte imaginaria del valor de correlación de la secuencia "m₀" es igual a la suma de la unidad 1906 y la unidad 1906.

En resumen, el extremo de recepción calcula los ocho resultados mencionados anteriormente y puede llevar a cabo la suma o resta entre dos resultados diferentes de entre los ochos resultados, de manera que puede calcular el valor de correlación cruzada de las secuencias "m₀ a m₃".

15 La FIG. 27 muestra un caso específico en el que la longitud de secuencia se denota mediante un número par. Para los expertos en la técnica resulta evidente que el concepto mencionado anteriormente también puede aplicarse no solamente a un número par sino también a un número impar.

A continuación se describirá un receptor de secuencias de longitud impar con referencia a la FIG. 18 y las siguientes ecuaciones.

En primer lugar, si la longitud de secuencia es 35, pueden seleccionarse dos índices de secuencia.

20 Por ejemplo, la longitud del índice de secuencia madre puede fijarse a "1" y la longitud del índice de secuencia restante puede fijarse a "34".

En este caso, la expresión correspondiente a la Ecuación 23 se representa mediante la siguiente Ecuación 34:

[Ecuación 34]

$$\begin{aligned}
 a^{m_0-1}(k) &= \exp\left(-j\pi \cdot 1 \cdot \frac{k(k+1)}{35}\right) \\
 a^{m_1-22}(k) &= \exp\left(-j\pi \cdot 34 \cdot \frac{k(k-1)}{35}\right) \\
 &= \exp\left(-j\pi \cdot (35-1) \cdot \frac{k(k-1)}{35}\right) \\
 &= \exp\left(-j\left(\pi k(k-1) - \pi \frac{k(k-1)}{35}\right)\right) \\
 &= \left(a^{m_0-1}(k)\right)^*
 \end{aligned}$$

En este caso, el valor de correlación cruzada puede representarse mediante la siguiente Ecuación 35:

[Ecuación 35]

$$\begin{aligned}
 R^{m_0-1}(d) &= \frac{1}{N} \sum_{n=d}^{N-1} r(n+d) \left(a^{m_1-22}(n) \right)^* \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{n=d}^{N-1} \left((r_1(n+d) a_1^{m_0-1}(n) - r_2(n+d) a_2^{m_0-1}(n)) - j \{ r_2(n+d) a_1^{m_0-1}(n) - r_1(n+d) a_2^{m_0-1}(n) \} \right) \\
 R^{m_1-22}(d) &= \frac{1}{N} \sum_{n=d}^{N-1} r(n+d) \left(a^{m_0-1}(n) \right)^* \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{n=d}^{N-1} \left((r_1(n+d) a_1^{m_0-1}(n) - r_2(n+d) a_2^{m_0-1}(n)) + j \{ r_2(n+d) a_1^{m_0-1}(n) - r_1(n+d) a_2^{m_0-1}(n) \} \right)
 \end{aligned}$$

25

Con el fin de expresar brevemente el resultado de la Ecuación 35, las variables mostradas en la siguiente Ecuación 36 se definen de la siguiente manera:

[Ecuación 36]

$$R_{11} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (r_1(n+d) a_1^{m_0-1}(n))$$

$$R_{20} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (r_2(n+d) a_2^{m_0-1}(n))$$

$$I_{11} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (r_1(n+d) a_1^{m_0-1}(n))$$

$$I_{20} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (r_2(n+d) a_2^{m_0-1}(n))$$

En función de la anterior Ecuación 36, el resultado de la Ecuación 35 puede representarse mediante la siguiente Ecuación 37:

[Ecuación 37]

$$R^{m_0-1}(d) = (R_{11} - R_{20}) - j(I_{11} - I_{20})$$

$$R^{m_0-1}(d) = (R_{11} - R_{20}) - j(I_{11} + I_{20})$$

5 En la FIG. 28 se muestra el extremo de recepción a modo de ejemplo para calcular la Ecuación 37.

En la FIG. 28, cuatro variables se calculan mediante la Ecuación 36, de manera que el valor de correlación de las secuencias de longitud impar se calcula a la vez. Por lo tanto, en caso de utilizar la estructura mencionada anteriormente, la presente invención puede procesar de manera apropiada el caso de recepción de la secuencia de longitud 63.

10 Tal y como se ha descrito anteriormente, puede diseñarse un extremo de recepción asociado con secuencias de diferente longitud.

<Caso 2>

Este ejemplo muestra un procedimiento para calcular el valor de correlación cruzada de las secuencias seleccionadas, que tienen una longitud de 32 y los valores $m_0=1$, $m_1=15$, $m_2=17$ y $m_3=32$.

15 Esta realización del caso 2 mostrará ecuaciones detalladas ya que el caso 1 ya ha descrito los procedimientos detallados. Además, puede reconocerse que cualquiera de las ecuaciones mostradas en la FIG. 1 se considera idéntica a cada ecuación del caso 2.

Como es bien sabido por los expertos en la técnica, el caso 2 y un procedimiento de recepción de varios índices de secuencia pueden llevarse a cabo en función de la explicación del caso 1.

[Ecuación 38]

$$R^m(d) = \frac{1}{LN} \sum_{n=0}^{LN-1} r(n+d) (a^m(n))^*$$

20 La Ecuación 38 es igual a la Ecuación 22.

[Ecuación 39]

$$\begin{aligned}
 a^{\pi \cdot 0 - i}(k) &= \exp\left(-j\pi \cdot 1 \cdot \frac{k^2}{32}\right) \\
 a^{\pi \cdot 1 - i}(k) &= \exp\left(-j\pi \cdot 15 \cdot \frac{k^2}{32}\right) = \exp\left(-j\pi \cdot (16-1) \cdot \frac{k^2}{32}\right) = \exp\left(-j\left(\frac{\pi}{2}k^2 - \frac{\pi}{32}k^2\right)\right) \\
 &= \begin{cases} (a_{par}^{\pi \cdot 0 - i}(k))^* & \text{cuando } k \text{ es par} \\ -j \cdot (a_{impar}^{\pi \cdot 0 - i}(k))^* & \text{en caso contrario} \end{cases} \\
 a^{\pi \cdot 2 - i}(k) &= \exp\left(-j\pi \cdot 17 \cdot \frac{k^2}{32}\right) = \exp\left(-j\pi \cdot (16+1) \cdot \frac{k^2}{32}\right) = \exp\left(-j\left(\frac{\pi}{2}k^2 + \frac{\pi}{32}k^2\right)\right) \\
 &= \begin{cases} a_{par}^{\pi \cdot 2 - i}(k) & \text{cuando } k \text{ es par} \\ -j \cdot a_{impar}^{\pi \cdot 2 - i}(k) & \text{en caso contrario} \end{cases} \\
 a^{\pi \cdot 3 - i}(k) &= \exp\left(-j\pi \cdot 31 \cdot \frac{k^2}{32}\right) = \exp\left(-j\pi \cdot (32-1) \cdot \frac{k^2}{32}\right) = \exp\left(-j\left(\pi k^2 - \frac{\pi}{32}k^2\right)\right) \\
 &= \begin{cases} (a_{par}^{\pi \cdot 0 - i}(k))^* & \text{cuando } k \text{ es par} \\ -(a_{impar}^{\pi \cdot 0 - i}(k))^* & \text{en caso contrario} \end{cases}
 \end{aligned}$$

La Ecuación 39 es igual a la Ecuación 23.

[Ecuación 40]

$$\begin{aligned}
 \sum_{i=0}^{15} r(2^i + d)(a^{\pi \cdot 0 - i}(2^i))^* &= (R_{par_i_i} + R_{par_q_q}) + j(-I_{par_i_q} + I_{par_q_i}) \\
 &= R_{par}^0 + jI_{par}^0
 \end{aligned}$$

La Ecuación 40 corresponde a la Ecuación 24.

[Ecuación 41]

$$\begin{aligned}
 \sum_{i=0}^{15} r(2^i + 1 + d)(a^{\pi \cdot 0 - i}(2^i + 1))^* &= (R_{impar_i_i} + R_{impar_q_q}) + j(-I_{impar_i_q} + I_{impar_q_i}) \\
 &= R_{impar}^0 + jI_{impar}^0
 \end{aligned}$$

5

La Ecuación 40 corresponde a la Ecuación 25.

[Ecuación 42]

$$\begin{aligned}
 \sum_{i=0}^{15} r(2^i + d)a^{\pi \cdot 0 - i}(2^i) &= (R_{par_i_i} - R_{par_q_q}) + j(I_{par_i_q} + I_{par_q_i}) \\
 &= R_{par}^1 + jI_{par}^1
 \end{aligned}$$

La Ecuación 42 corresponde a la Ecuación 26.

[Ecuación 43]

$$\begin{aligned}
 \sum_{i=0}^{15} r(2^i + 1 + d)a^{\pi \cdot 0 - i}(2^i + 1) &= (R_{impar_i_i} - R_{impar_q_q}) - j(I_{impar_i_q} + I_{impar_q_i}) \\
 &= R_{impar}^1 + jI_{impar}^1
 \end{aligned}$$

La Ecuación 43 corresponde a la Ecuación 27.

[Ecuación 44]

$$\begin{aligned}
 & R_{par_i_i} \\
 & = \\
 & r_i(0+d)*1+r_i(2+d)*0.92388+r_i(4+d)*0+r_i(6+d)*(-0.92388)+r_i(8+d)*1 \\
 & +r_i(10+d)*(-0.92388)+r_i(12+d)*0+r_i(14+d)*0.92388+r_i(16+d)*1 \\
 & +r_i(18+d)*0.92388+r_i(20+d)*0+r_i(22+d)*(-0.92388)+r_i(24+d)*1 \\
 & +r_i(26+d)*(-0.92388)+r_i(28+d)*0+r_i(30+d)*0.92388 \\
 & = \\
 & \{r_i(0+d)+r_i(8+d)+r_i(16+d)+r_i(24+d)\} \\
 & + \left\{ \begin{array}{l} r_i(2+d)-r_i(6+d)-r_i(10+d)+r_i(14+d) \\ +r_i(18+d)-r_i(22+d)-r_i(26+d)+r_i(30+d) \end{array} \right\} *0.92388
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & R_{par_q_q} \\
 & = \\
 & r_q(0+d)*0+r_q(2+d)*(-0.38268)+r_q(4+d)*(-1)+r_q(6+d)*0.38268+r_q(8+d)*0 \\
 & +r_q(10+d)*0.38268+r_q(12+d)*(-1)+r_q(14+d)*(-0.38268)+r_q(16+d)*0+r_q(18+d)*(-0.38268) \\
 & +r_q(20+d)*(-1)+r_q(22+d)*0.38268-r_q(24+d)*0+r_q(26+d)*0.38268+r_q(28+d)*(-1) \\
 & +r_q(30+d)*(-0.38268) \\
 & = \\
 & \left\{ \begin{array}{l} -r_q(2+d)+r_q(6+d)-r_q(10+d)-r_q(14+d)-r_q(18+d) \\ +r_q(22+d)+r_q(26+d)-r_q(30+d) \end{array} \right\} *0.38268 \\
 & + \{-r_q(4+d)-r_q(12+d)-r_q(20+d)-r_q(28+d)\}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & I_{par_i_q} \\
 & = \\
 & r_i(0+d)*0+r_i(2+d)*(-0.38268)+r_i(4+d)*(-1)+r_i(6+d)*0.38268+r_i(8+d)*0 \\
 & +r_i(10+d)*0.38268+r_i(12+d)*(-1)+r_i(14+d)*(-0.38268)+r_i(16+d)*0+r_i(18+d)*(-0.38268) \\
 & +r_i(20+d)*(-1)+r_i(22+d)*0.38268+r_i(24+d)*0+r_i(26+d)*0.38268+r_i(28+d)*(-1) \\
 & +r_i(30+d)*(-0.38268) \\
 & = \\
 & \left\{ \begin{array}{l} -r_i(2+d)+r_i(6+d)+r_i(10+d)-r_i(14+d)-r_i(18+d) \\ +r_i(22+d)+r_i(26+d)-r_i(30+d) \end{array} \right\} *0.38268 \\
 & + \{-r_i(4+d)-r_i(12+d)-r_i(20+d)-r_i(28+d)\}
 \end{aligned}$$

i par q

$$\begin{aligned}
 &= \\
 &r_q(0+d)*1 \div r_q(2+d)*0.92388 \div r_q(4+d)*0 \div r_q(6+d)*(-0.92388) \div r_q(8+d)*1 \\
 &\div r_q(10+d)*(-0.92388) \div r_q(12+d)*0 \div r_q(14+d)*0.92388 \div r_q(16+d)*1 \\
 &\div r_q(18+d)*0.92388 \div r_q(20+d)*0 \div r_q(22+d)*(-0.92388) \div r_q(24+d)*1 \\
 &\div r_q(26+d)*(-0.92388) \div r_q(28+d)*0 \div r_q(30+d)*0.92388 \\
 &= \\
 &\{r_q(0+d) \div r_q(8+d) \div r_q(16+d) \div r_q(24+d)\} \\
 &+ \left\{ \begin{aligned} &r_q(2+d) - r_q(6+d) - r_q(10+d) + r_q(14+d) \\ &+ r_q(18+d) - r_q(22+d) - r_q(26+d) + r_q(30+d) \end{aligned} \right\} * 0.92388
 \end{aligned}$$

R impar i

$$\begin{aligned}
 &= \\
 &r_i(1+d)*(-0.098017) \div r_i(3+d)*(-0.77301) \div r_i(5+d)*(-0.63439) \div r_i(7+d)*0.99518 \div r_i(9+d)*(-0.99518) \\
 &\div r_i(11+d)*0.63439 \div r_i(13+d)*0.77301 \div r_i(15+d)*0.098017 \div r_i(17+d)*0.098017 \div r_i(19+d)*0.77301 \\
 &\div r_i(21+d)*0.63439 \div r_i(23+d)*(-0.99518) \div r_i(25+d)*0.99518 \div r_i(27+d)*(-0.63439) \div r_i(29+d)*(-0.77301) \\
 &\div r_i(31+d)*(-0.098017) \\
 &= \\
 &\{-r_i(1+d) \div r_i(15+d) \div r_i(17+d) - r_i(31+d)\} * 0.098017 \\
 &+ \{-r_i(3+d) \div r_i(13+d) \div r_i(19+d) - r_i(29+d)\} * 0.77301 \\
 &+ \{-r_i(5+d) \div r_i(11+d) \div r_i(21+d) - r_i(27+d)\} * 0.63439 \\
 &+ \{r_i(7+d) - r_i(9+d) - r_i(23+d) \div r_i(25+d)\} * 0.99518
 \end{aligned}$$

R impar q

$$\begin{aligned}
 &= \\
 &r_q(1+d)*(-0.098017) \div r_q(3+d)*(-0.77301) \div r_q(5+d)*(-0.63439) \div r_q(7+d)*0.99518 \\
 &\div r_q(9+d)*(-0.99518) \div r_q(11+d)*0.63439 \div r_q(13+d)*0.77301 \div r_q(15+d)*0.098017 \\
 &\div r_q(17+d)*0.098017 \div r_q(19+d)*0.77301 \div r_q(21+d)*0.63439 \div r_q(23+d)*(-0.99518) \\
 &\div r_q(25+d)*0.99518 \div r_q(27+d)*(-0.63439) \div r_q(29+d)*(-0.77301) \div r_q(31+d)*(-0.098017) \\
 &= \\
 &\{-r_q(1+d) \div r_q(15+d) \div r_q(17+d) - r_q(31+d)\} * 0.098017 \\
 &+ \{-r_q(3+d) \div r_q(13+d) \div r_q(19+d) - r_q(29+d)\} * 0.77301 \\
 &- \{-r_q(5+d) \div r_q(11+d) \div r_q(21+d) - r_q(27+d)\} * 0.63439 \\
 &+ \{r_q(7+d) - r_q(9+d) - r_q(23+d) \div r_q(25+d)\} * 0.99518
 \end{aligned}$$

$I_{\text{impar}_i}_q$

$$\begin{aligned}
 &= \\
 & r_i(1+d)*(-0.098017) + r_i(3+d)*(-0.77301) + r_i(5+d)*(-0.63439) + r_i(7+d)*0.99518 \\
 & + r_i(9+d)*(-0.99518) + r_i(11+d)*0.63439 + r_i(13+d)*0.77301 + r_i(15+d)*0.098017 \\
 & + r_i(17+d)*0.098017 + r_i(19+d)*0.77301 + r_i(21+d)*0.63439 + r_i(23+d)*(-0.99518) \\
 & + r_i(25+d)*0.99518 + r_i(27+d)*(-0.63439) + r_i(29+d)*(-0.77301) + r_i(31+d)*(-0.098017) \\
 & = \\
 & \{ -r_i(1+d) + r_i(15+d) + r_i(17+d) - r_i(31+d) \} * 0.098017 \\
 & + \{ -r_i(3+d) + r_i(13+d) + r_i(19+d) - r_i(29+d) \} * 0.77301 \\
 & + \{ -r_i(5+d) + r_i(11+d) + r_i(21+d) - r_i(27+d) \} * 0.63439 \\
 & + \{ r_i(7+d) - r_i(9+d) - r_i(23+d) + r_i(25+d) \} * 0.99518
 \end{aligned}$$

$I_{\text{impar}_q}_i$

$$\begin{aligned}
 &= \\
 & r_q(1+d)*(-0.098017) + r_q(3+d)*(-0.77301) + r_q(5+d)*(-0.63439) + r_q(7+d)*0.99518 - r_q(9+d)*(-0.99518) \\
 & + r_q(11+d)*0.63439 + r_q(13+d)*0.77301 + r_q(15+d)*0.098017 + r_q(17+d)*0.098017 + r_q(19+d)*0.77301 \\
 & + r_q(21+d)*0.63439 + r_q(23+d)*(-0.99518) + r_q(25+d)*0.99518 + r_q(27+d)*(-0.63439) + r_q(29+d)*(-0.77301) \\
 & + r_q(31+d)*(-0.098017) \\
 & = \\
 & \{ -r_q(1+d) + r_q(15+d) + r_q(17+d) - r_q(31+d) \} * 0.098017 \\
 & + \{ -r_q(3+d) + r_q(13+d) + r_q(19+d) - r_q(29+d) \} * 0.77301 \\
 & + \{ -r_q(5+d) + r_q(11+d) + r_q(21+d) - r_q(27+d) \} * 0.63439 \\
 & + \{ r_q(7+d) - r_q(9+d) - r_q(23+d) + r_q(25+d) \} * 0.99518
 \end{aligned}$$

La Ecuación 44 corresponde a la Ecuación 28.

[Ecuación 45]

$R_{\text{par}_i}_i$

$$\begin{aligned}
 &= \\
 & \left\{ r_i(0+d) + r_i(8+d) + r_i(16+d) + r_i(24+d) \right\} \\
 & + \left\{ r_i(2+d) - r_i(6+d) - r_i(10+d) + r_i(14+d) \right. \\
 & \left. + r_i(18+d) - r_i(22+d) - r_i(26+d) + r_i(30+d) \right\} * 0.875
 \end{aligned}$$

$R_{par_q_q}$

$$= \left\{ \begin{aligned} & -r_q(2+d) + r_q(6+d) + r_q(10+d) - r_q(14+d) - r_q(18+d) \\ & + r_q(22+d) + r_q(26+d) - r_q(30+d) \end{aligned} \right\} * 0.375 \\ + \{ -r_q(4+d) - r_q(12+d) - r_q(20+d) - r_q(28+d) \}$$

$I_{par_i_q}$

$$= \left\{ \begin{aligned} & -r_i(2+d) + r_i(6+d) + r_i(10+d) - r_i(14+d) - r_i(18+d) \\ & + r_i(22+d) + r_i(26+d) - r_i(30+d) \end{aligned} \right\} * 0.375 \\ + \{ -r_i(4+d) - r_i(12+d) - r_i(20+d) - r_i(28+d) \}$$

$I_{par_q_i}$

$$= \left\{ \begin{aligned} & r_q(0+d) + r_q(8+d) + r_q(16+d) + r_q(24+d) \\ & + r_q(2+d) - r_q(6+d) - r_q(10+d) + r_q(14+d) \\ & + r_q(18+d) - r_q(22+d) - r_q(26+d) + r_q(30+d) \end{aligned} \right\} * 0.875$$

$R_{impar_i_i}$

$$= \{ -r_i(1+d) + r_i(15+d) + r_i(17+d) - r_i(31+d) \} * 0.125 \\ + \{ -r_i(3+d) + r_i(13+d) + r_i(19+d) - r_i(29+d) \} * 0.75 \\ + \{ -r_i(5+d) + r_i(11+d) + r_i(21+d) - r_i(27+d) \} * 0.625 \\ + \{ r_i(7+d) - r_i(9+d) - r_i(23+d) + r_i(25+d) \}$$

$R_{impar_q_q}$

$$= \{ -r_q(1+d) + r_q(15+d) + r_q(17+d) - r_q(31+d) \} * 0.125 \\ + \{ -r_q(3+d) + r_q(13+d) + r_q(19+d) - r_q(29+d) \} * 0.75 \\ + \{ -r_q(5+d) + r_q(11+d) + r_q(21+d) - r_q(27+d) \} * 0.625 \\ + \{ r_q(7+d) - r_q(9+d) - r_q(23+d) + r_q(25+d) \}$$

$$\begin{aligned}
 &I_{\text{impar}_i}_q \\
 &= \\
 &\left\{-r_i(1+d) + r_i(15+d) + r_i(17+d) - r_i(31+d)\right\} * 0.125 \\
 &+ \left\{-r_i(3+d) + r_i(13+d) + r_i(19+d) - r_i(29+d)\right\} * 0.75 \\
 &+ \left\{-r_i(5+d) + r_i(11+d) + r_i(21+d) - r_i(27+d)\right\} * 0.625 \\
 &+ \left\{r_i(7+d) - r_i(9+d) - r_i(23+d) + r_i(25+d)\right\}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &I_{\text{impar}_q}_i \\
 &= \\
 &\left\{-r_q(1+d) + r_q(15+d) + r_q(17+d) - r_q(31+d)\right\} * 0.125 \\
 &+ \left\{-r_q(3+d) + r_q(13+d) + r_q(19+d) - r_q(29+d)\right\} * 0.75 \\
 &+ \left\{-r_q(5+d) + r_q(11+d) + r_q(21+d) - r_q(27+d)\right\} * 0.625 \\
 &+ \left\{r_q(7+d) - r_q(9+d) - r_q(23+d) + r_q(25+d)\right\}
 \end{aligned}$$

La Ecuación 45 corresponde a la Ecuación 29.

[Ecuación 46]

$$\begin{aligned}
 R^{\pi^0-1}(d) &= R_{\text{par}}^{\pi^0-1}(d) + R_{\text{impar}}^{\pi^0-1}(d) \\
 &= \sum_{i=0}^{15} r(2i+d) \left(a^{\pi^0-1}(2i)\right)^{\pi} + \sum_{i=0}^{15} r(2i+1+d) \left(a^{\pi^0-1}(2i+1)\right)^{\pi} \\
 &= (R_{\text{par}}^0 + R_{\text{impar}}^0) + j(I_{\text{par}}^0 + I_{\text{impar}}^0)
 \end{aligned}$$

5

La Ecuación 46 corresponde a la Ecuación 30.

[Ecuación 47]

$$\begin{aligned}
 R^{\pi^1-15}(d) &= R_{\text{par}}^{\pi^1-15}(d) + R_{\text{impar}}^{\pi^1-15}(d) \\
 &= \sum_{i=0}^{15} r(2i+d) \left(a^{\pi^1-15}(2i)\right)^{\pi} + \sum_{i=0}^{15} r(2i+1+d) \left(a^{\pi^1-15}(2i+1)\right)^{\pi} \\
 &= \sum_{i=0}^{15} r(2i+d) \left(a^{\pi^0-1}(2i)\right)^{\pi} + \sum_{i=0}^{15} r(2i+1+d) \left(-j \left(a^{\pi^0-1}(2i+1)\right)^{\pi}\right) \\
 &= \sum_{i=0}^{15} r(2i+d) a^{\pi^0-1}(2i) + \sum_{i=0}^{15} r(2i+1+d) (j \cdot a^{\pi^0-1}(2i+1)) \\
 &= (R_{\text{par}}^1 - I_{\text{impar}}^1) + j(I_{\text{par}}^1 + R_{\text{impar}}^1)
 \end{aligned}$$

10

La Ecuación 47 corresponde a la Ecuación 31.

[Ecuación 48]

$$\begin{aligned}
 R^{n2-17}(d) &= R_{par}^{n2-17}(d) + R_{impar}^{n2-17}(d) \\
 &= \sum_{i=0}^{15} r(2i+d)(a^{n2-17}(2i))^* + \sum_{i=0}^{15} r(2i+1+d)(a^{n2-17}(2i+1))^* \\
 &= \sum_{i=0}^{15} r(2i+d)(a^{n2-17}(2i))^* + \sum_{i=0}^{15} r(2i+1+d)(-j \cdot a^{n2-17}(2i+1))^* \\
 &= (R_{par}^{n2-17} - I_{impar}^{n2-17}) + j(I_{par}^{n2-17} + R_{impar}^{n2-17})
 \end{aligned}$$

La Ecuación 48 corresponde a la Ecuación 32.

[Ecuación 49]

$$\begin{aligned}
 R^{n2-11}(d) &= R_{par}^{n2-11}(d) + R_{impar}^{n2-11}(d) \\
 &= \sum_{i=0}^{15} r(2i+d)(a^{n2-11}(2i))^* + \sum_{i=0}^{15} r(2i+1+d)(a^{n2-11}(2i+1))^* \\
 &= \sum_{i=0}^{15} r(2i+d)(a^{n2-11}(2i))^* + \sum_{i=0}^{15} r(2i+1+d)(-a^{n2-11}(2i+1))^* \\
 &= \sum_{i=0}^{15} r(2i+d)(a^{n2-11}(2i))^* + \sum_{i=0}^{15} r(2i+1+d)(-a^{n2-11}(2i+1))^* \\
 &= (R_{par}^{n2-11} - R_{impar}^{n2-11}) + j(I_{par}^{n2-11} - I_{impar}^{n2-11})
 \end{aligned}$$

5

La Ecuación 49 corresponde a la Ecuación 33.

Esta realización puede reducir en gran medida el número de cálculos, la cual se describirá a continuación de manera detallada.

10

Para calcular el d-ésimo valor de correlación asociado con una secuencia PSC, que tiene una longitud L=36 y se clasifica en cuatro tipos, el procedimiento convencional requiere 575 multiplicaciones de valores reales y 568 sumas de valores reales suponiendo que se ignoran los cálculos generados por el convertidor de signo.

Sin embargo, la presente invención requiere 28 multiplicaciones de valores reales y 140 sumas de valores reales. En caso de cuantificación, la presente invención no requiere ninguna multiplicación de valores reales, requiere 156 sumas de valores reales y una operación de desplazamiento de 54 bits.

15

El convertidor de signo y la operación de desplazamiento de bits no se incluyen en el número de cálculos cuando se implementa el hardware, de manera que el número de cálculos de cada técnica se muestra en la siguiente Tabla 26. La presente invención puede calcular el valor de correlación cruzada de cuatro secuencias PSC utilizando solamente 156 sumas de valores reales.

[Tabla 26]

Número de cálculos	Número de multiplicaciones de valores reales	Número de sumas de valores reales
Procedimiento convencional	576	568
Esta realización	28	140
Realización aproximada por cuantificación	0	156

20

Además, si la longitud (L) se fija a 32, surge una diferencia de rendimiento entre la técnica convencional y la presente invención, como se representa mediante la siguiente Tabla 27:

[Tabla 27]

Número de cálculos	Número de multiplicaciones de valores reales	Número de sumas de valores reales
Procedimiento convencional	512	504
Esta realización	20	120
Realización aproximada por cuantificación	0	132

- 5 Debe observarse que la mayor parte de la terminología utilizada en la presente invención se define con relación a las funciones de la presente invención y puede determinarse de diferente manera según la intención del experto en la técnica o las prácticas habituales. Por lo tanto, es preferible que la terminología mencionada anteriormente se entienda en función de todos los contenidos dados a conocer en la presente invención.
- Para los expertos en la técnica resultará evidente que pueden realizarse varias modificaciones y variaciones en la presente invención sin apartarse del espíritu o alcance de la invención. Por tanto, la presente invención cubre las modificaciones y variaciones de esta invención siempre que estén dentro del alcance de las reivindicaciones adjuntas y sus equivalentes.
- 10 La secuencia generada por la presente invención mantiene características de correlación de al menos un nivel predeterminado en el dominio de tiempo, y tiene bajas características de PAPR. Además, utilizando la secuencia generada por una realización de la presente invención, el extremo de recepción puede detectar fácilmente la secuencia mediante una operación de correlación.
- 15 La presente invención puede configurar un canal de rendimiento superior con la condición de que la secuencia se aplique a una norma de comunicaciones tal como el sistema LTE.
- A partir de la descripción anterior resultará evidente que la secuencia generada por la presente invención mantiene las características de correlación de más de un nivel predeterminado y tiene bajas características PAPR.
- Si la secuencia proporcionada por la presente invención se aplica a una norma de comunicaciones, tal como el sistema LTE, puede configurar un canal que tenga un rendimiento superior.
- 20 Aunque las realizaciones preferidas de la presente invención se han descrito con fines ilustrativos, los expertos en la técnica apreciarán que varias modificaciones, adiciones y sustituciones son posibles sin apartarse del alcance de la invención descrita en las reivindicaciones adjuntas.

REIVINDICACIONES

1.- Un procedimiento de transmisión de señales a un receptor en un transmisor de un sistema de comunicaciones móviles basado en un esquema de multiplexación por división de frecuencia ortogonal, comprendiendo el procedimiento:

5 mapear una secuencia con elementos de recurso de dominio de frecuencia, en el que la secuencia se genera en el dominio de frecuencia a partir de una secuencia CAZAC específica según uno de los índices de raíz seleccionados en un conjunto de índices de raíz que comprende un primer y un segundo índice, donde la suma del primer y del segundo índice corresponde a la longitud impar de la secuencia CAZAC específica;

10 convertir la secuencia mapeada con el dominio de frecuencia en una señal de transmisión de dominio de tiempo; y transmitir la señal de transmisión de dominio de tiempo al receptor.

2.- El procedimiento según la reivindicación 1, en el que la secuencia se genera a partir de una secuencia de Zadoff-Chu que tiene una longitud de número impar, y

en el que una ecuación para generar la secuencia a partir de la secuencia de Zadoff-Chu se basa en la siguiente ecuación:

$$\exp\left(-i \frac{M\pi n(n+1)}{N}\right)$$

15 en la que la longitud de la secuencia de Zadoff-Chu es "N", "M" es un índice de raíz de la secuencia de Zadoff-Chu, y "n" es el índice de cada uno de los componentes constituyentes de la secuencia generada, y

en el que la suma del primer índice y del segundo índice es "N".

20 3.- El procedimiento según la reivindicación 2, en el que "N" es 63, y el primer índice y el segundo índice son 34 y 29, respectivamente.

4.- El procedimiento según la reivindicación 1, en el que el conjunto de índices de raíz comprende 3 índices.

5.- El procedimiento según la reivindicación 4, en el que el conjunto de índices de raíz comprende 34, 29 y 25 como el primer índice, el segundo índice y un tercer índice, respectivamente.

25 6.- El procedimiento según la reivindicación 1, en el que el transmisor utiliza la secuencia generada como una secuencia de transmisión de P-SCH (SCH primario).

7.- El procedimiento según la reivindicación 1, en el que el transmisor utiliza la secuencia generada como una secuencia de transmisión de preámbulo de enlace ascendente.

8.- Un transmisor para transmitir señales a un receptor de un sistema de comunicaciones móviles basado en un esquema de multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM), comprendiendo el transmisor:

30 una unidad de mapeo (504) adaptada para mapear una secuencia con elementos de recurso de dominio de frecuencia, donde la secuencia se genera en el dominio de frecuencia a partir de una secuencia CAZAC (autocorrelación constante de amplitud cero) específica según uno de los índices de raíz seleccionados en un conjunto de índices de raíz que comprende un primer y un segundo índice, donde la suma del primer y del segundo índice corresponde a la longitud impar de la secuencia CAZAC específica;

35 un módulo IFFT (505) adaptado para convertir la secuencia mapeada con el dominio de frecuencia en una señal de transmisión de dominio de tiempo; y

una unidad de radiofrecuencia (RF) adaptada para transmitir la señal de transmisión de dominio de tiempo al receptor.

40 9.- El transmisor según la reivindicación 8, en el que la secuencia se genera a partir de una secuencia de Zadoff-Chu que tiene una longitud de número impar, y

en el que una ecuación para generar la secuencia a partir de la secuencia de Zadoff-Chu se basa en la siguiente ecuación:

$$\exp\left(-i \frac{M\pi n(n+1)}{N}\right)$$

en la que la longitud de la secuencia de Zadoff-Chu es "N", "M" es un índice de raíz de la secuencia de Zadoff-Chu, y "n" es el índice de cada uno de los componentes constituyentes de la secuencia generada, y

en el que la suma del primer índice y del segundo índice es "N".

- 5 10.- El transmisor según la reivindicación 9, en el que "N" es 63, y el primer índice y el segundo índice son 34 y 29, respectivamente.
- 11.- El transmisor según la reivindicación 8, en el que el conjunto de índices de raíz comprende 3 índices.
- 12.- El transmisor según la reivindicación 11, en el que el conjunto de índices de raíz comprende 34, 29 y 25 como el primer índice, el segundo índice y un tercer índice, respectivamente.
- 10 13.- El transmisor según la reivindicación 8, en el que el transmisor utiliza la secuencia generada como una secuencia de transmisión de P-SCH (SCH primario).
- 14.- El transmisor según la reivindicación 8, en el que el transmisor utiliza la secuencia generada como una secuencia de transmisión de preámbulo de enlace ascendente.
- 15 15.- Un procedimiento de detección de una secuencia utilizada en una señal Rx recibida por un receptor de un sistema de comunicaciones móviles basado en un esquema de multiplexación por división de frecuencia ortogonal, comprendiendo el procedimiento:
- recibir la señal Rx desde un transmisor; y
- detectar la secuencia utilizada en la señal Rx,
- 20 en el que la secuencia utilizada en la señal Rx se genera en el dominio de frecuencia a partir de una secuencia CAZAC específica según uno de los índices de raíz seleccionados en un conjunto de índices de raíz que comprende un primer y un segundo índice,
- en el que la suma del primer y del segundo índice corresponde a la longitud impar de la secuencia CAZAC específica.
- 25 16.- El procedimiento según la reivindicación 15, en el que la secuencia utilizada en la señal Rx se genera a partir de una secuencia de Zadoff-Chu que tiene una longitud de número impar, y
- en el que una ecuación para generar la secuencia a partir de la secuencia de Zadoff-Chu se basa en la siguiente ecuación:

$$\exp\left(-i \frac{M\pi n(n+1)}{N}\right)$$

30 en la que la longitud de la secuencia de Zadoff-Chu es "N", "M" es un índice de raíz de la secuencia de Zadoff-Chu, y "n" es el índice de cada uno de los componentes constituyentes de la secuencia generada, y

en el que la suma del primer índice y del segundo índice es "N".

- 17.- El procedimiento según la reivindicación 16, en el que "N" es 63, y el primer índice y el segundo índice son 34 y 29, respectivamente.
- 18.- El procedimiento según la reivindicación 15, en el que el conjunto de índices de raíz comprende 3 índices.
- 35 19.- El procedimiento según la reivindicación 18, en el que el conjunto de índices de raíz comprende 34, 29 y 25 como el primer índice, el segundo índice y un tercer índice, respectivamente.
- 20.- El procedimiento según la reivindicación 15, en el que la señal Rx es una señal de P-SCH (SCH primario).

21.- El procedimiento según la reivindicación 20, que comprende además:

llevar a cabo una sincronización con el transmisor en función de la detección de la secuencia utilizada en la señal Rx.

5 22.- Un receptor para detectar una secuencia utilizada en una señal Rx recibida en un sistema de comunicaciones móviles basado en un esquema de multiplexación por división de frecuencia ortogonal, comprendiendo el receptor:

una unidad de radiofrecuencia adaptada para recibir la señal Rx desde un transmisor; y

un desmapeador de índices adaptado para detectar la secuencia utilizada en la señal Rx,

10 en el que la secuencia utilizada en la señal Rx se genera en el dominio de frecuencia a partir de una secuencia CAZAC específica según uno de los índices de raíz seleccionados en un conjunto de índices de raíz que comprende un primer y un segundo índice,

en el que la suma del primer y del segundo índice corresponde a la longitud impar de la secuencia CAZAC específica.

23.- El receptor según la reivindicación 22, en el que la secuencia utilizada en la señal Rx se genera a partir de una secuencia de Zadoff-Chu que tiene una longitud de número impar, y

15 en el que una ecuación para generar la secuencia a partir de la secuencia de Zadoff-Chu se basa en la siguiente ecuación:

$$\exp\left(-i \frac{M\pi n(n+1)}{N}\right)$$

donde la longitud de la secuencia de Zadoff-Chu es "N", "M" es un índice de raíz de la secuencia de Zadoff-Chu, y "n" es el índice de cada uno de los componentes constituyentes de la secuencia generada, y

20 en el que la suma del primer índice y del segundo índice es "N".

24.- El receptor según la reivindicación 23, en el que "N" es 63, y el primer índice y el segundo índice son 34 y 29, respectivamente.

25.- El receptor según la reivindicación 22, en el que el conjunto de índices de raíz comprende 3 índices.

25 26.- El receptor según la reivindicación 25, en el que el conjunto de índices de raíz comprende 34, 29 y 25 como el primer índice, el segundo índice y un tercer índice, respectivamente.

27.- El receptor según la reivindicación 22, en el que la señal Rx es una señal de P-SCH (SCH primario).

28.- El receptor según la reivindicación 22, en el que el receptor lleva a cabo una sincronización con el transmisor en función de la detección de la secuencia utilizada en la señal Rx.

FIG. 1

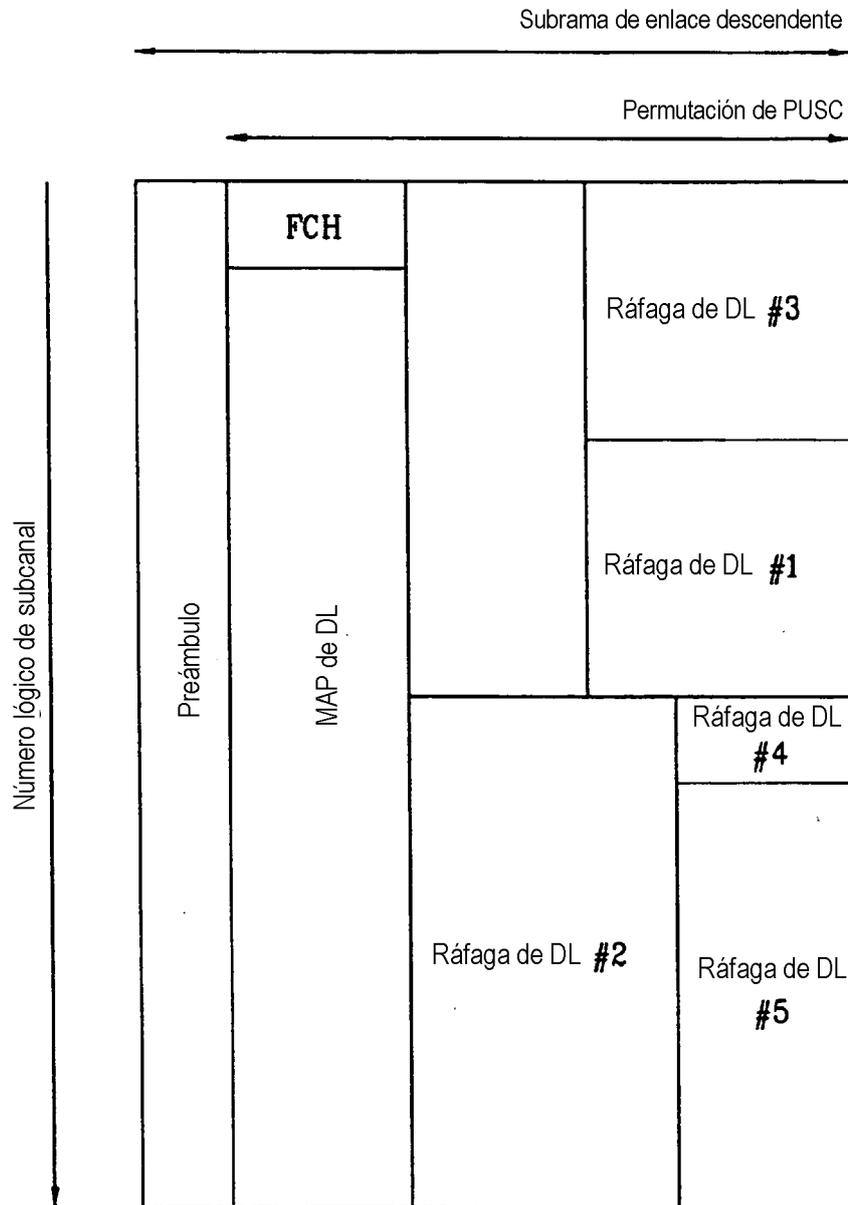


FIG. 2

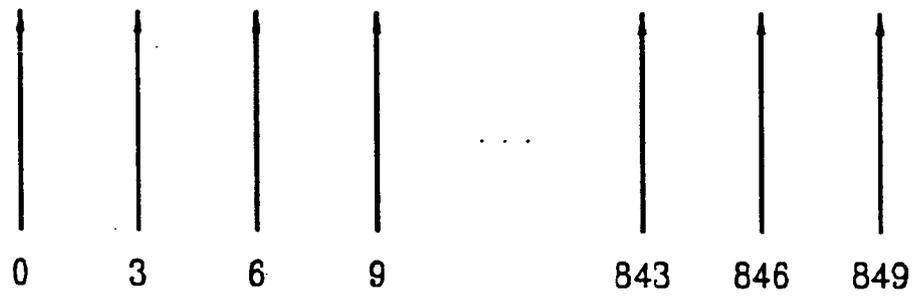


FIG. 3

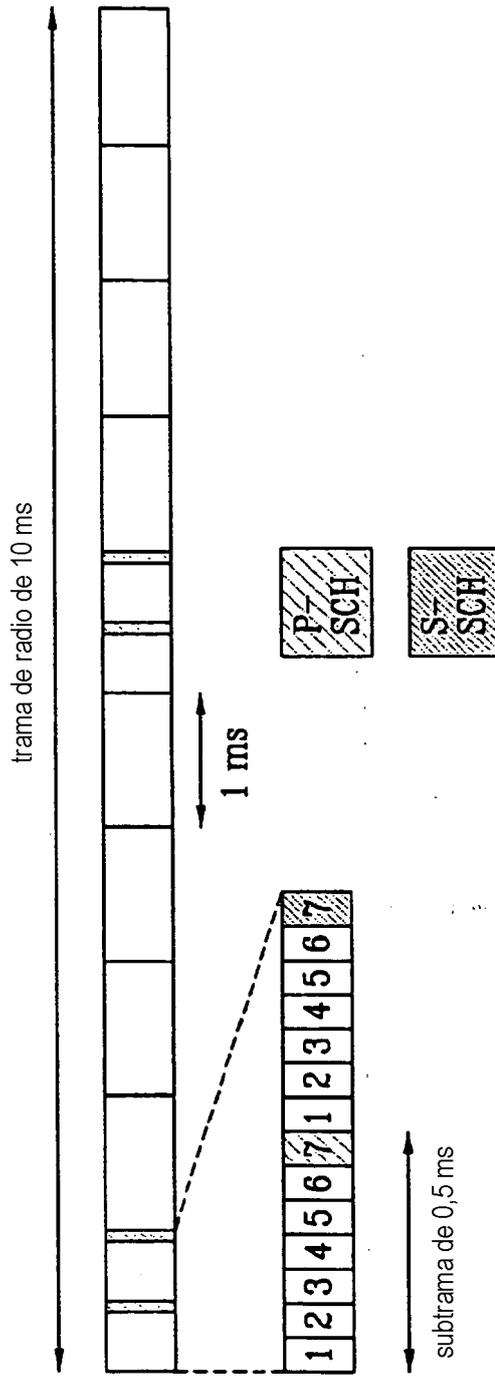


FIG. 4

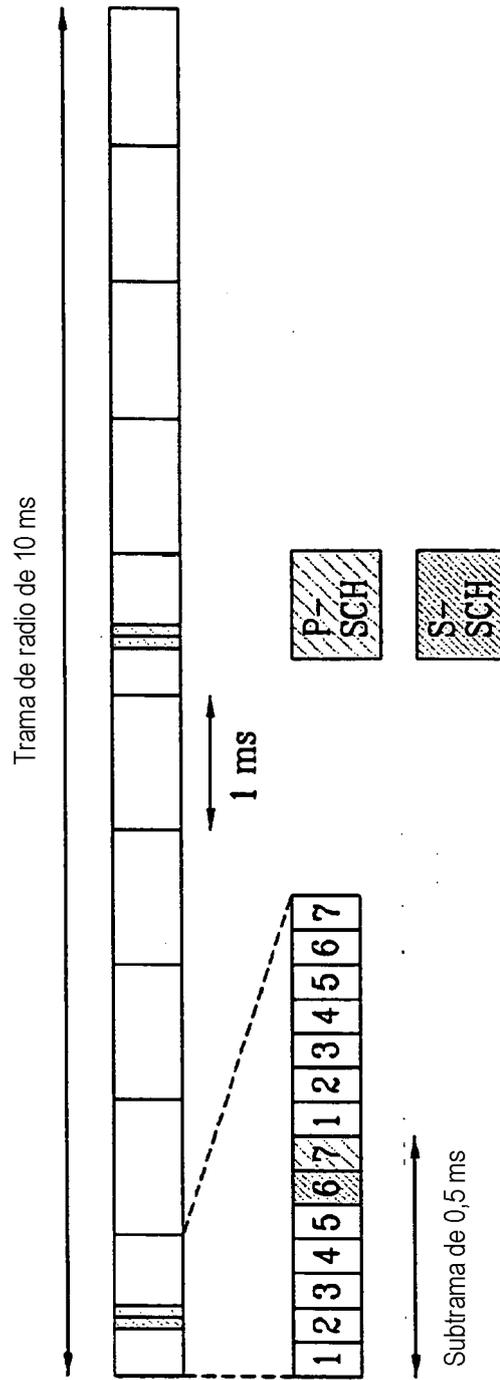


FIG. 5

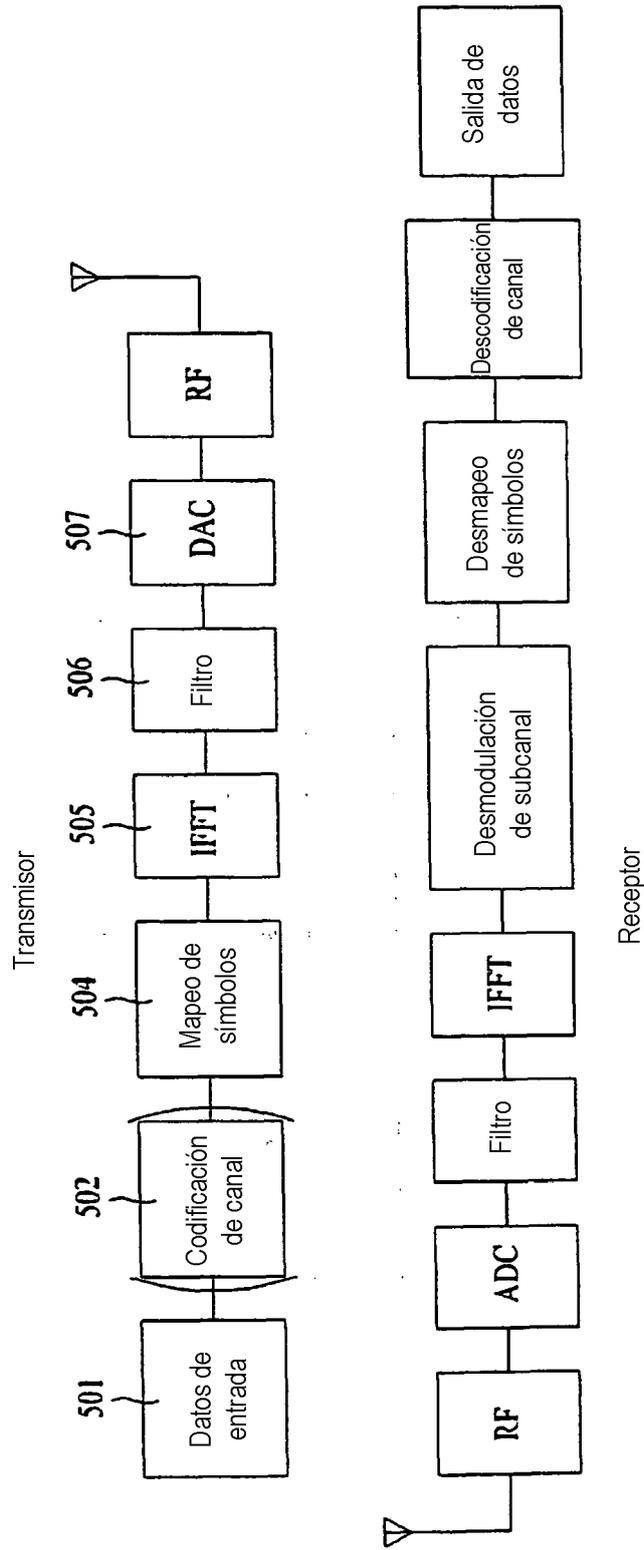


FIG. 6

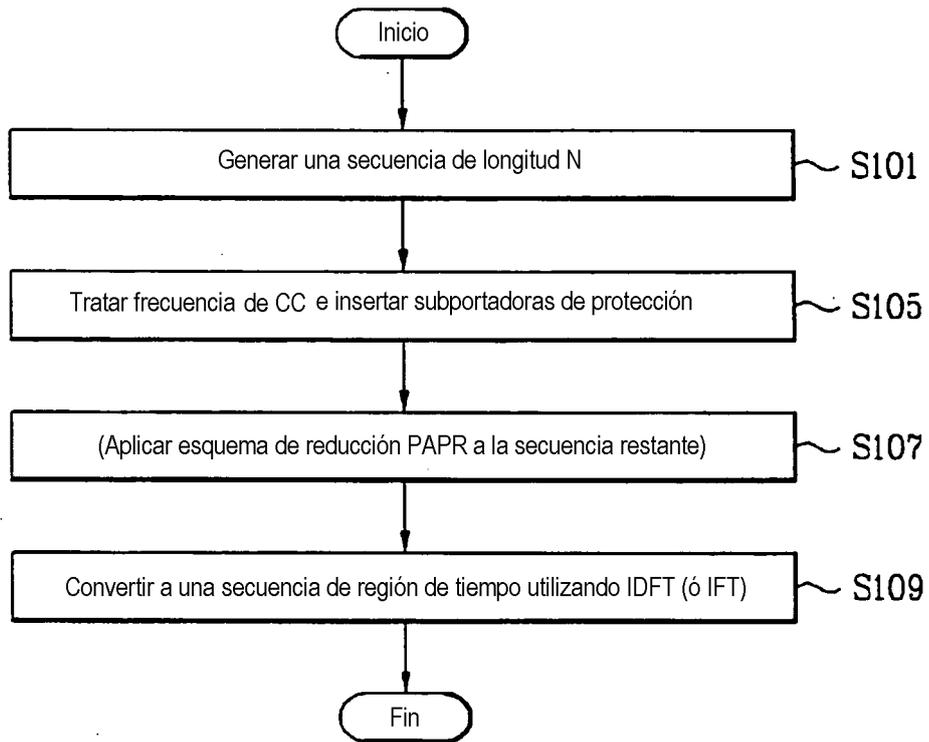


FIG. 7

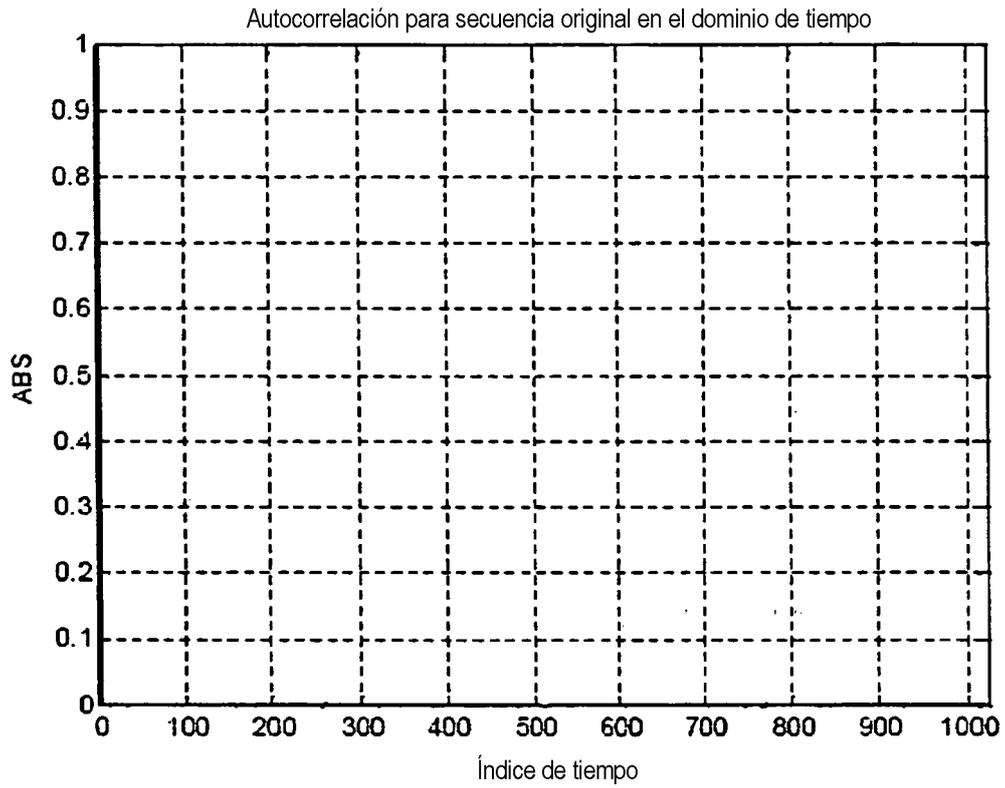


FIG. 8

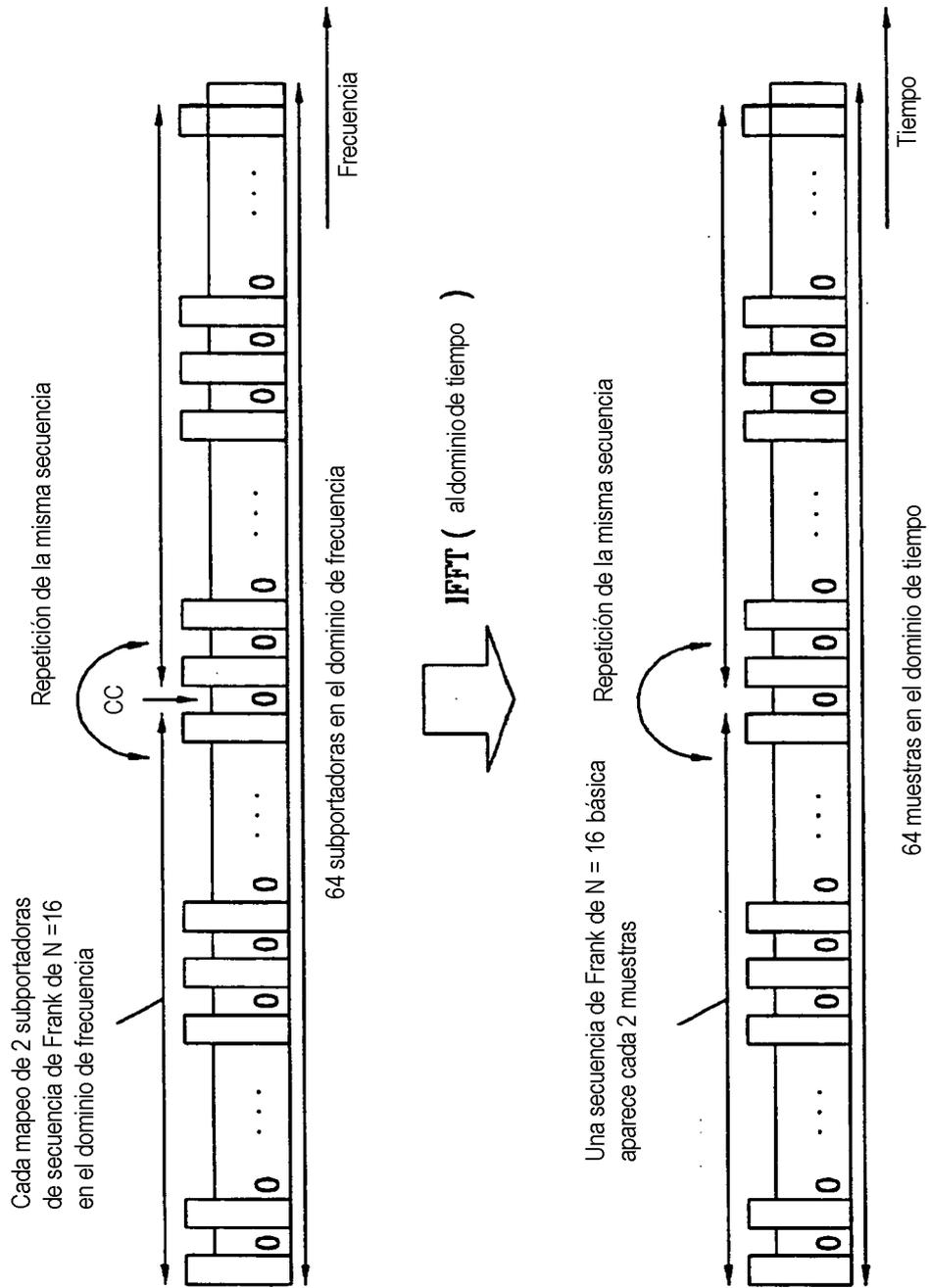


FIG. 9

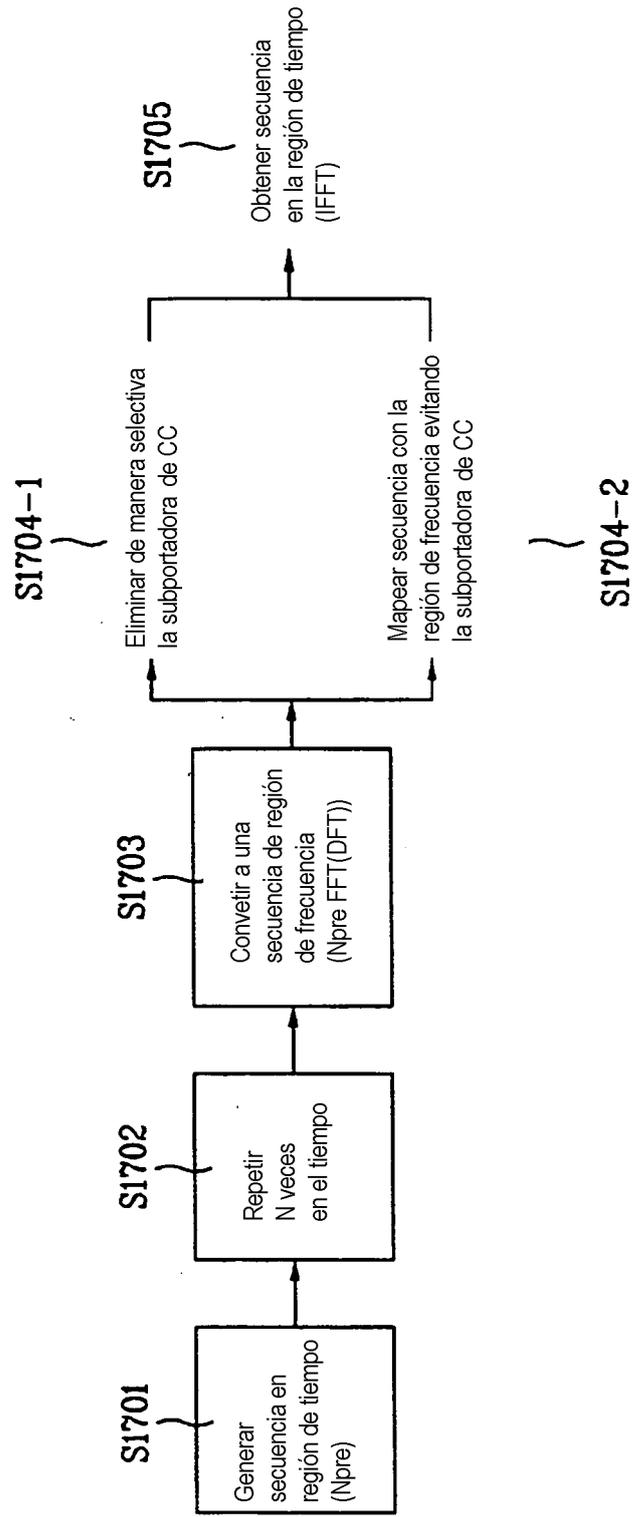


FIG. 10

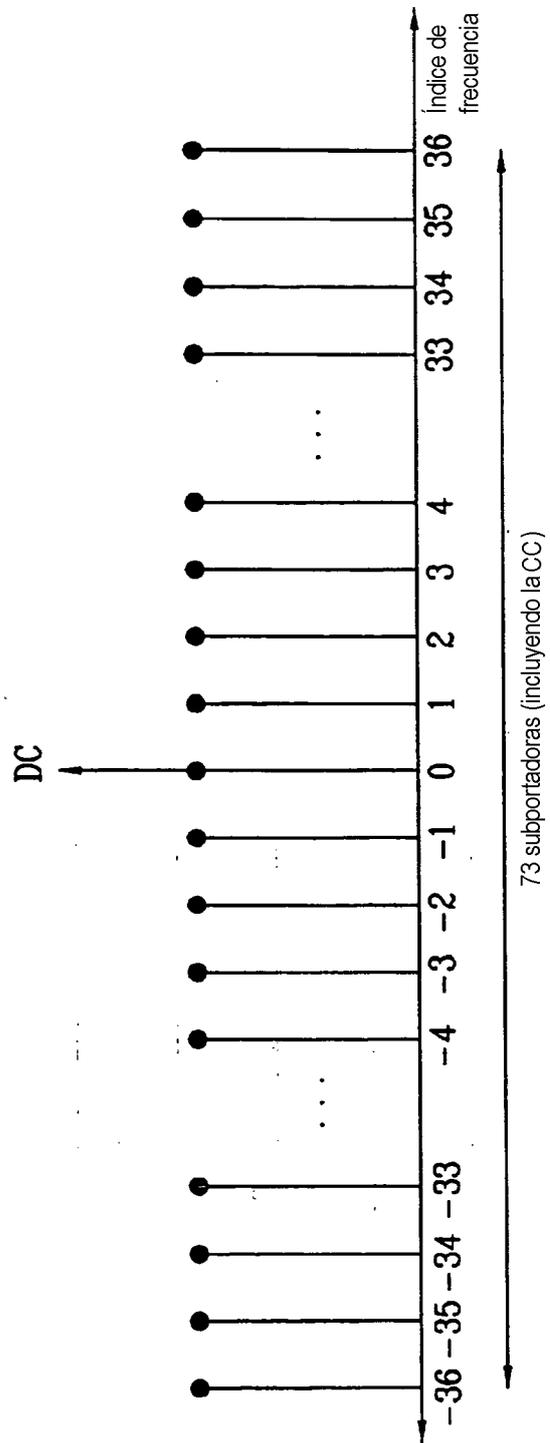


FIG. 11

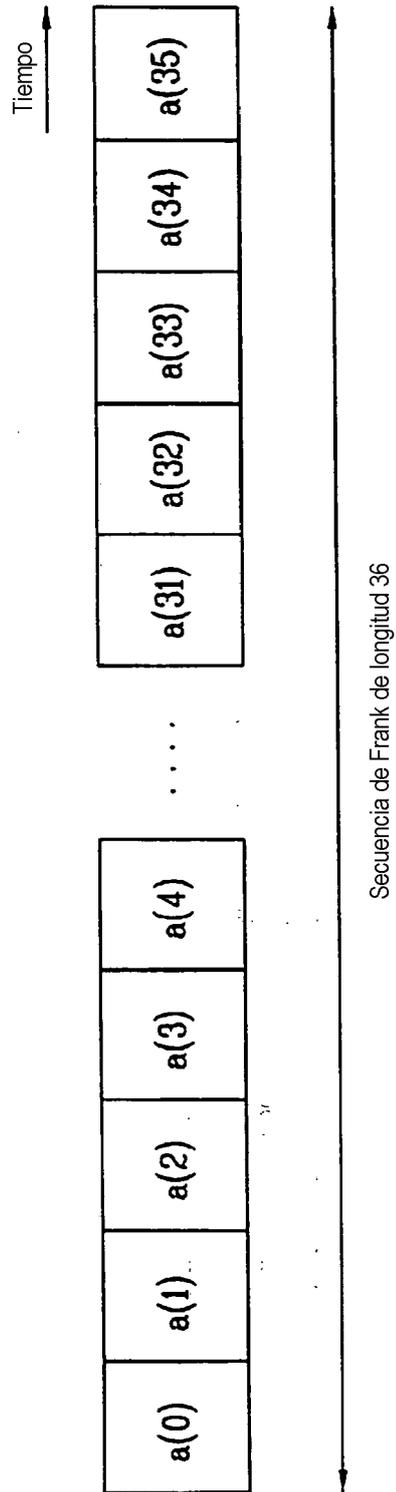


FIG. 12

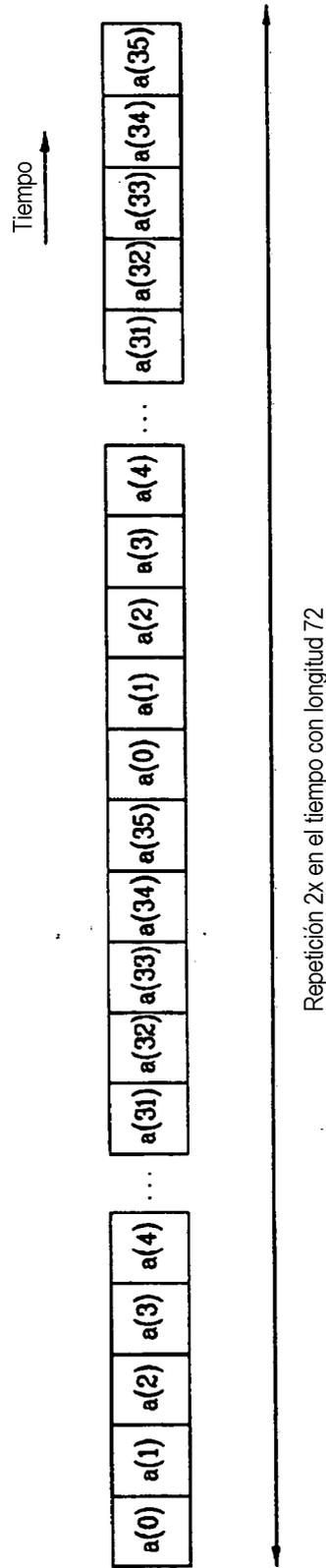


FIG. 13

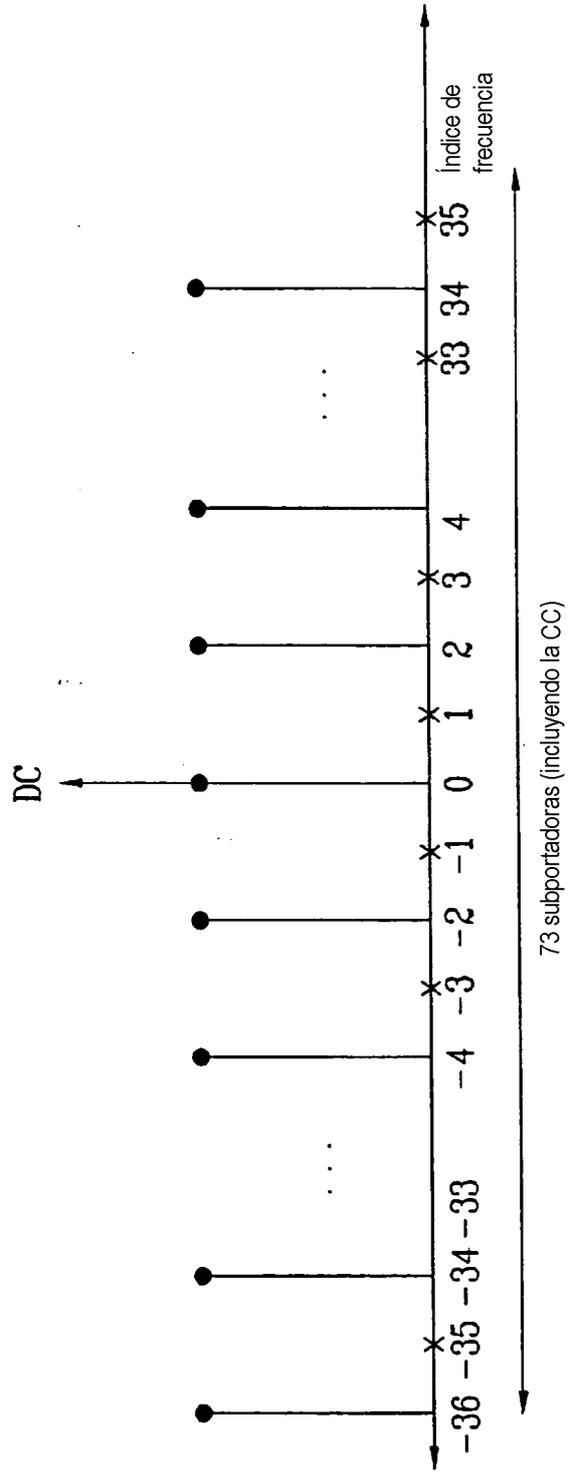


FIG. 14

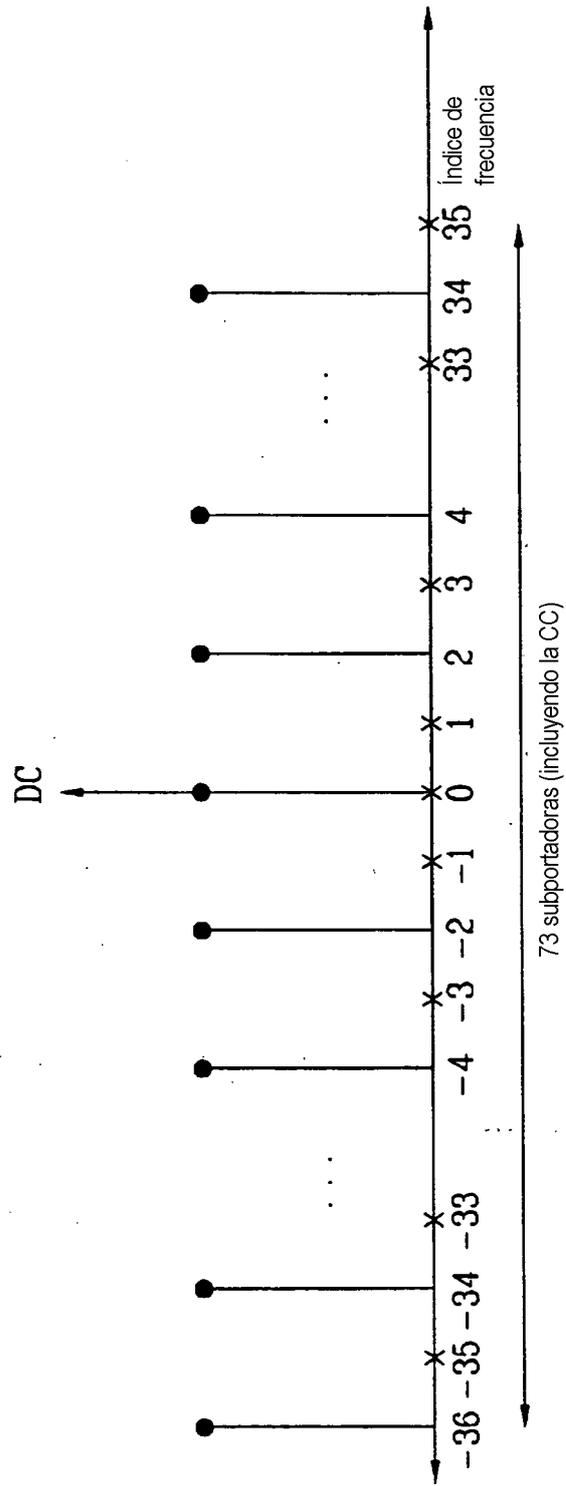


FIG. 15

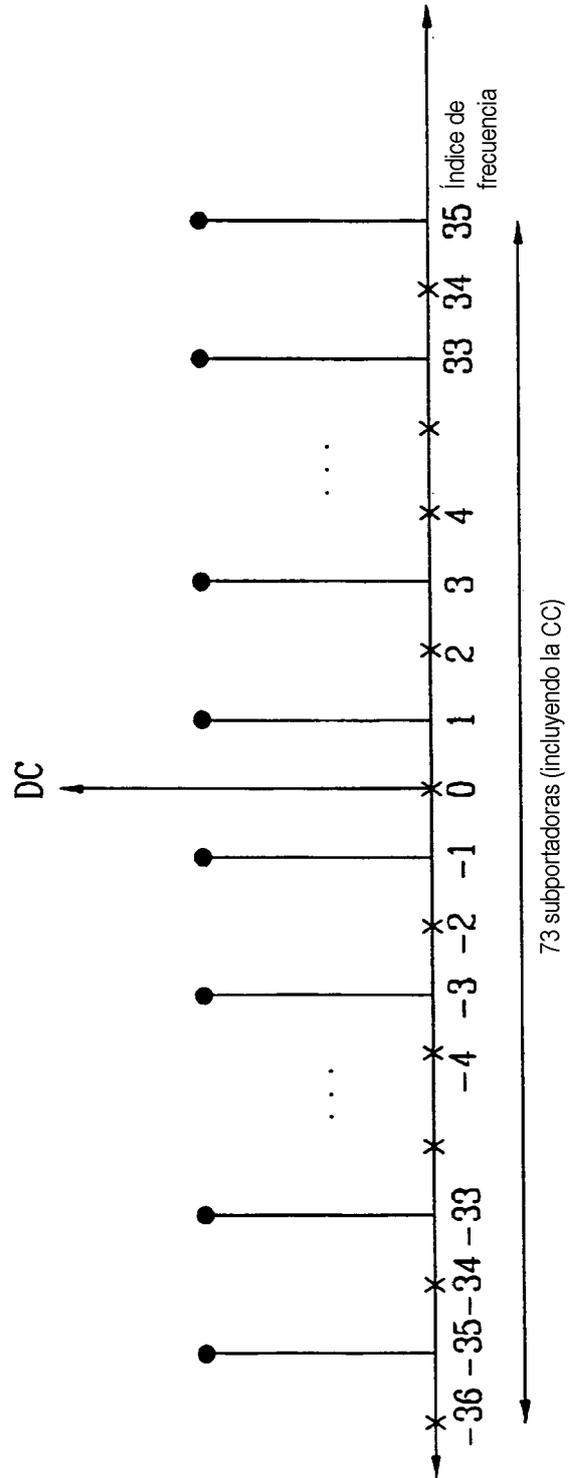


FIG. 16

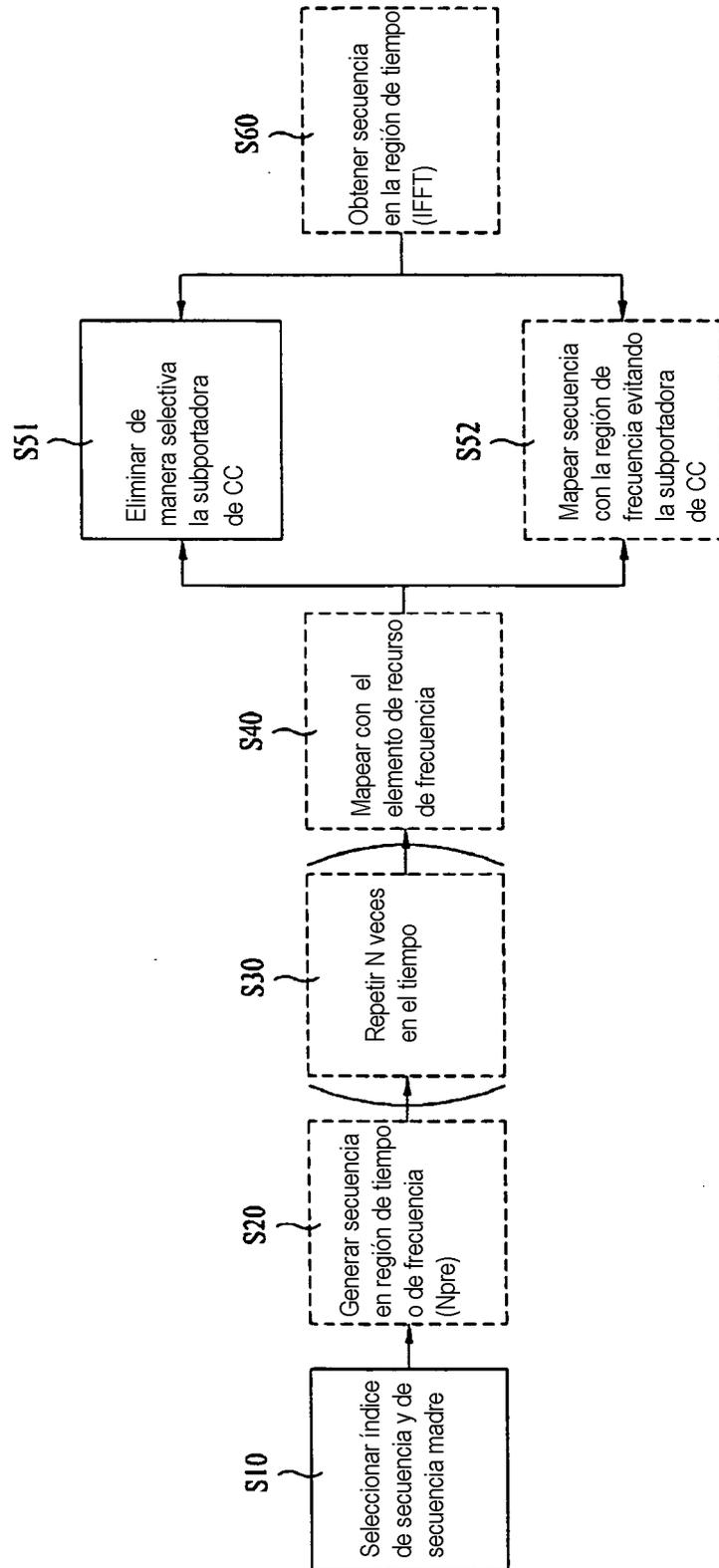
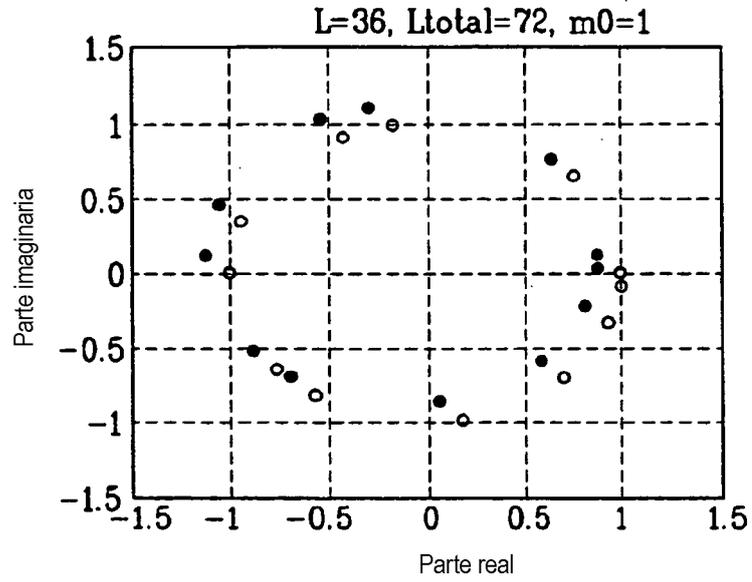


FIG. 17

(a)



(b)

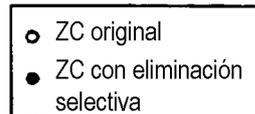
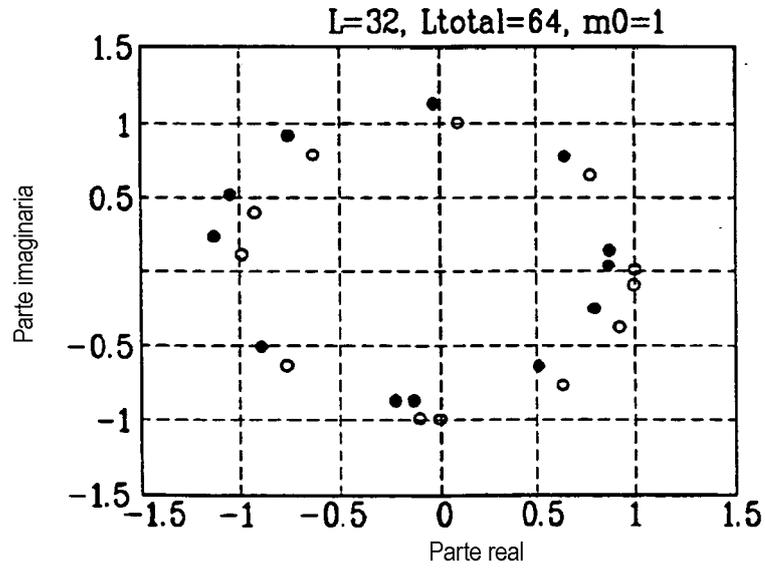


FIG. 18

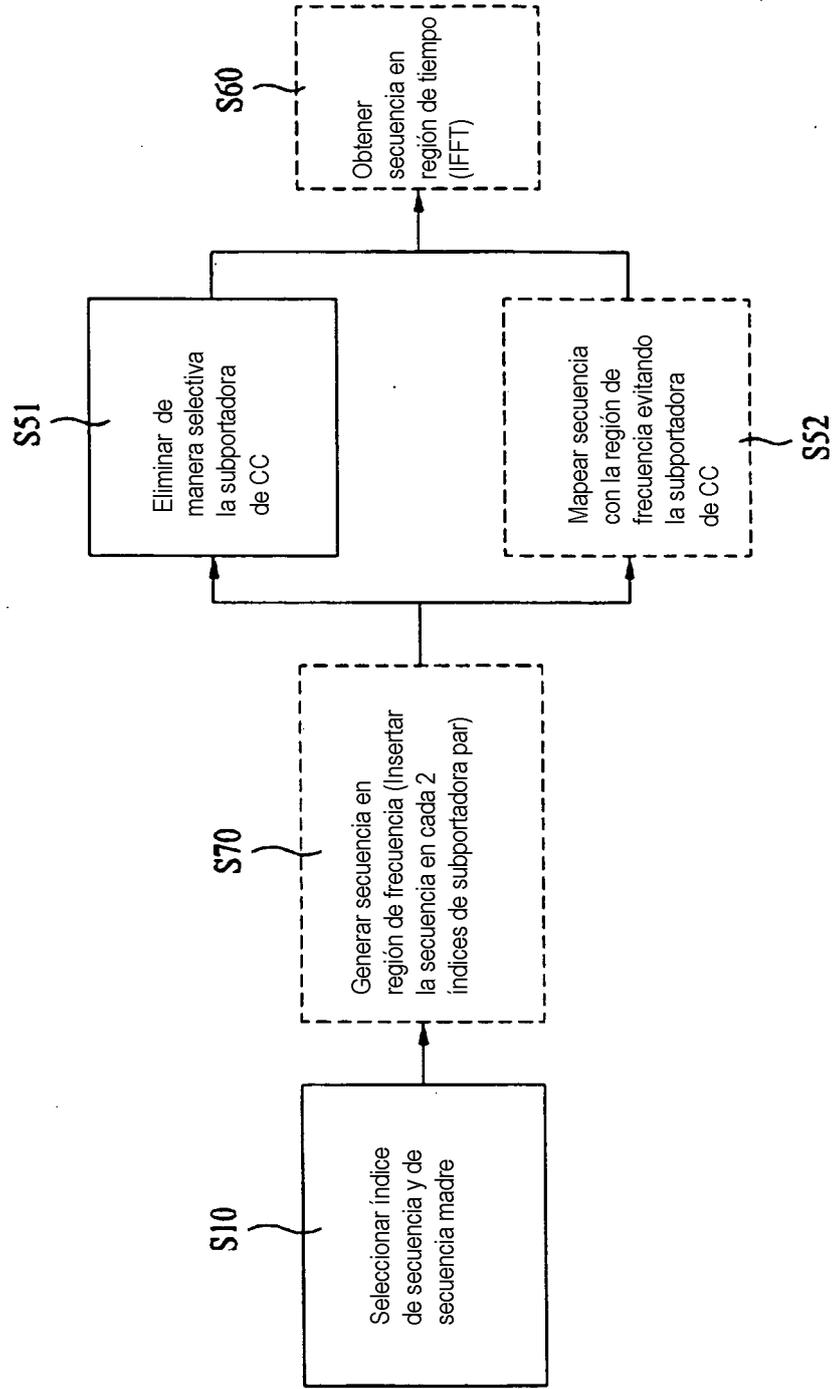


FIG. 19

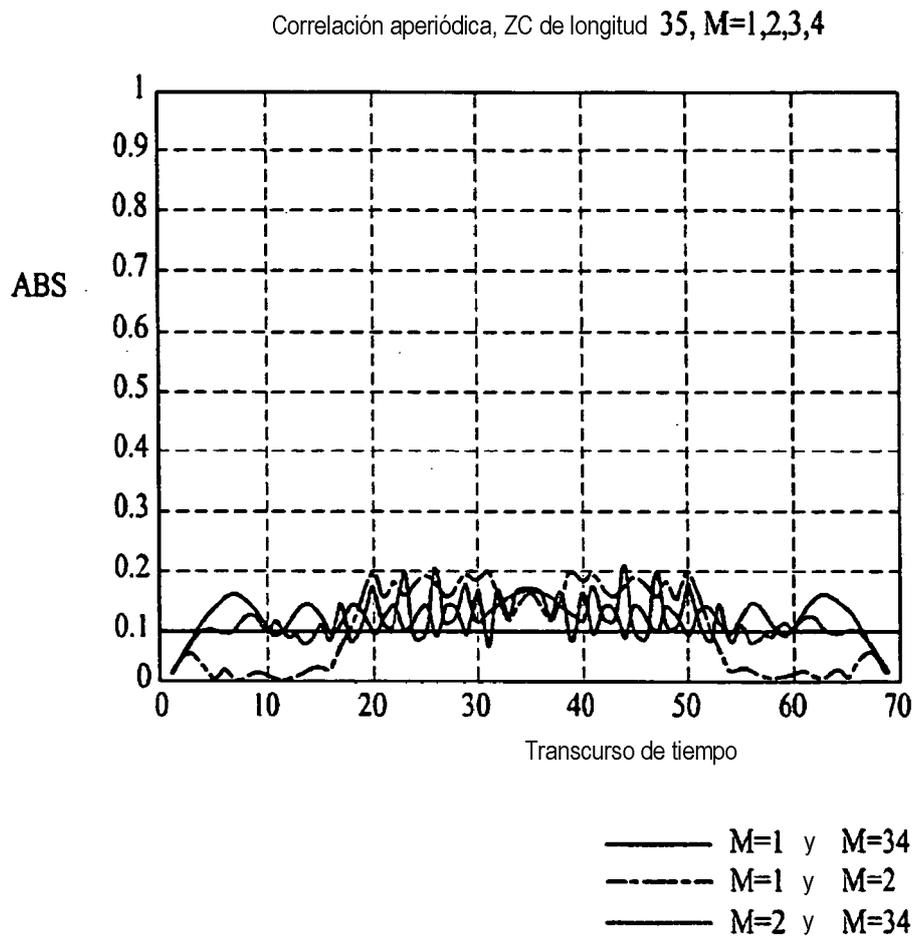


FIG. 20

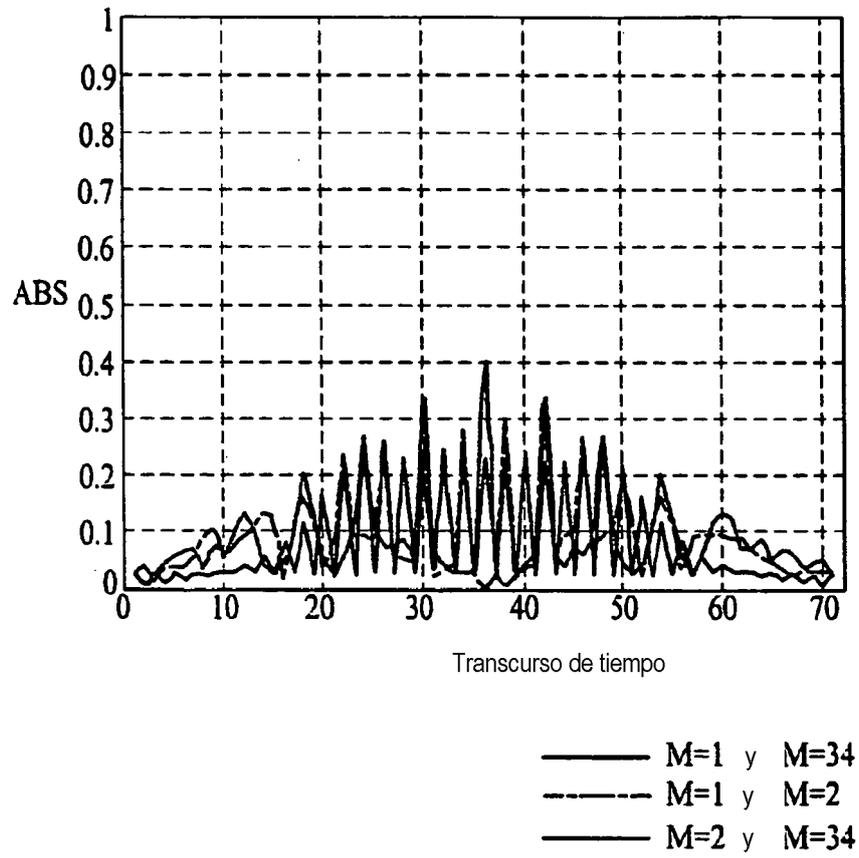
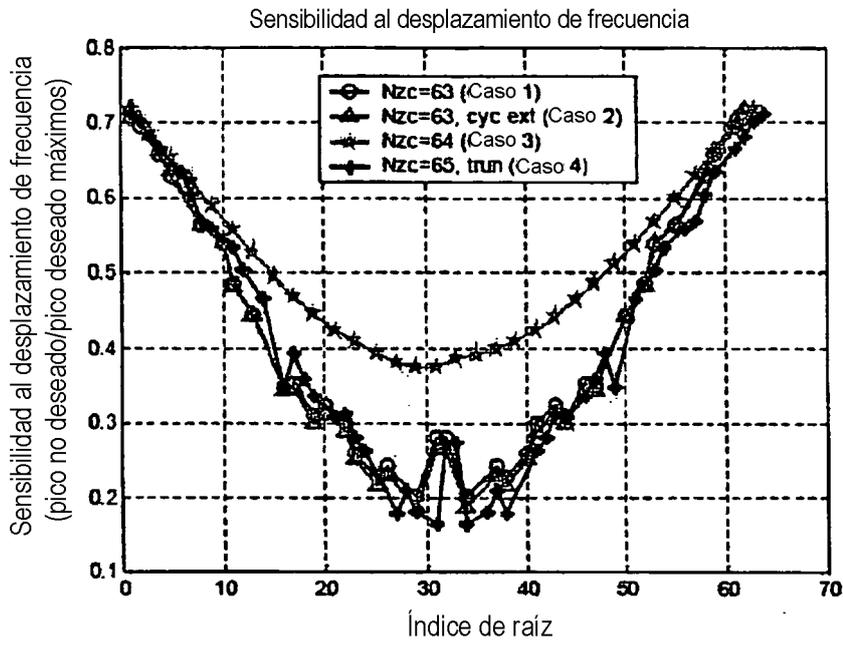
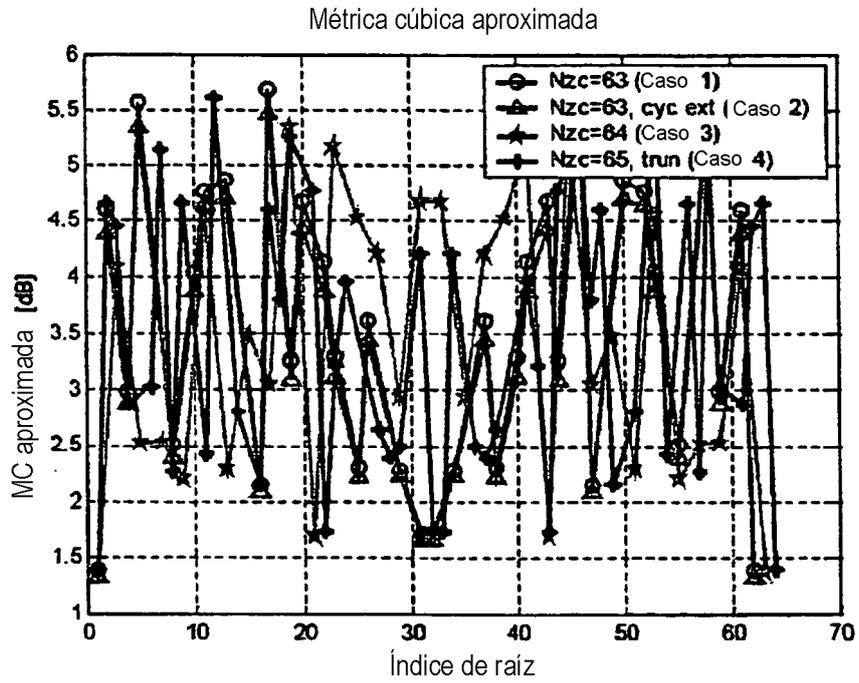


FIG. 21



(a)



(b)

FIG. 22

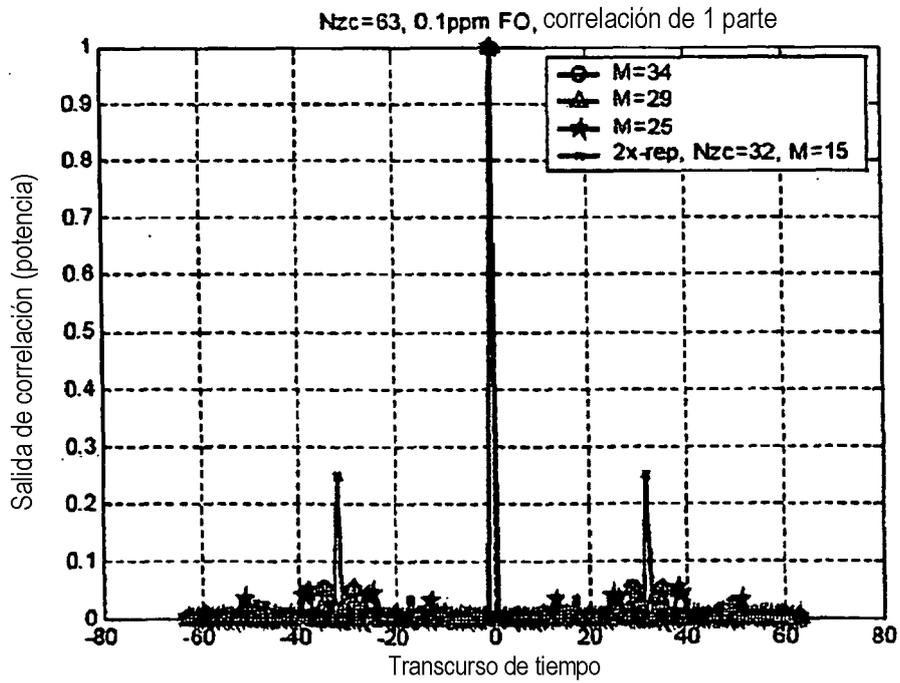
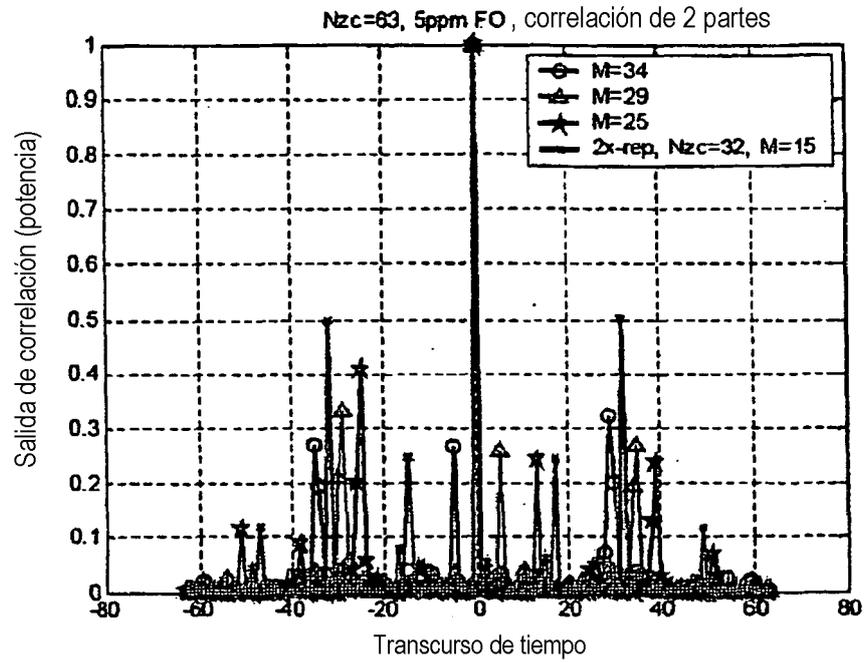


FIG. 23

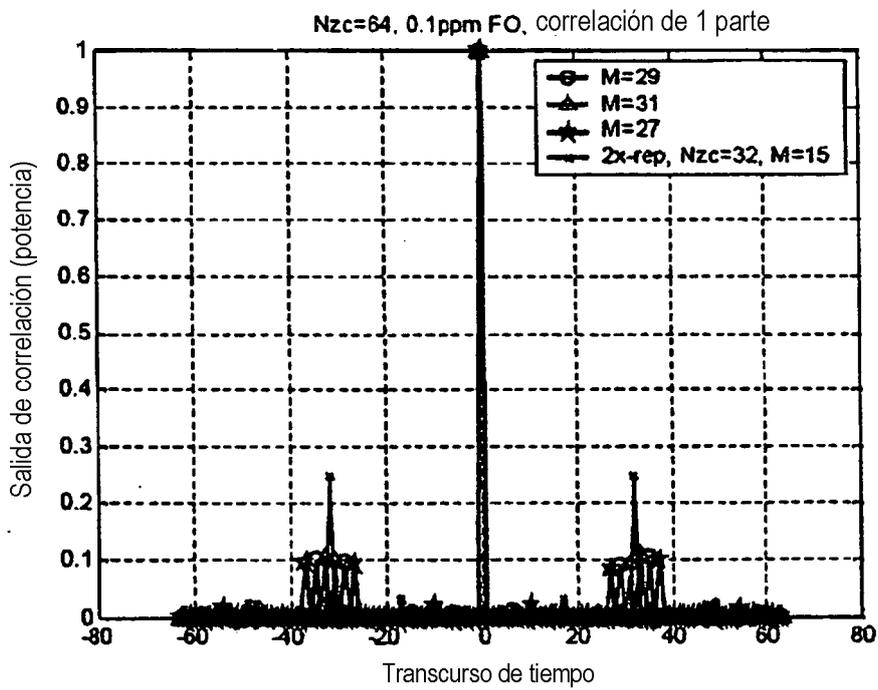
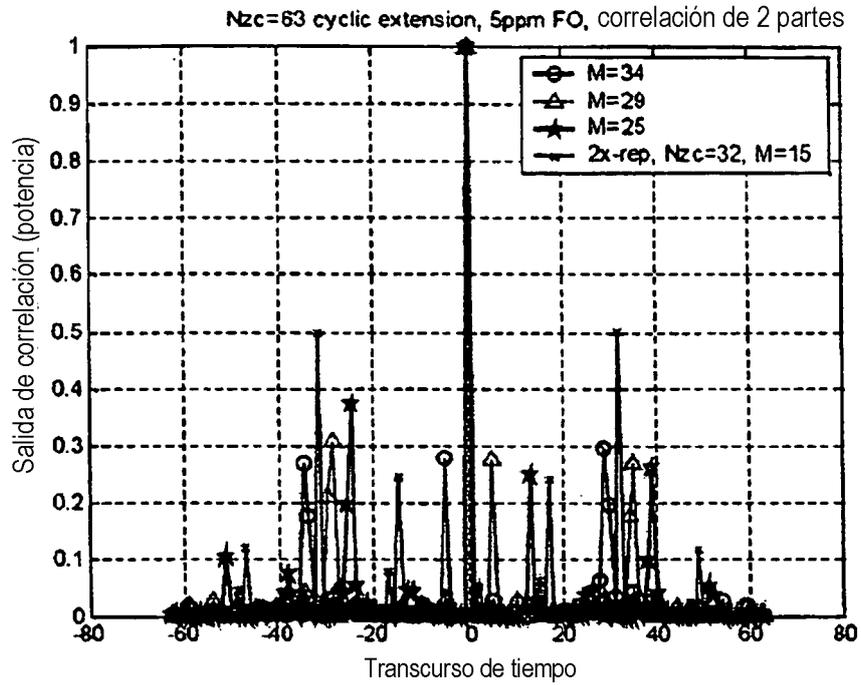
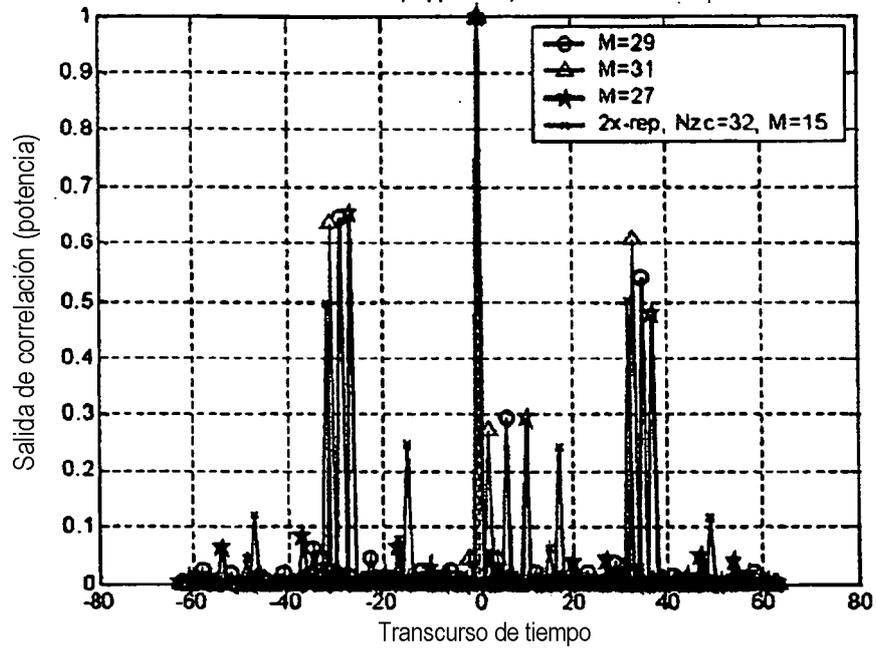


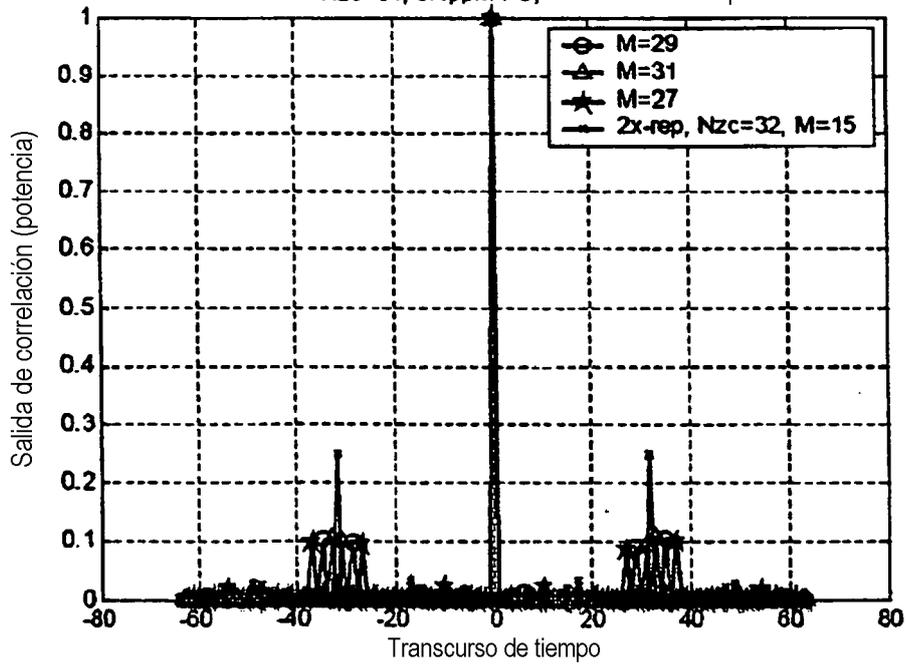
FIG. 24

Nzc=64, 5ppm FO, correlación de 2 partes



(a)

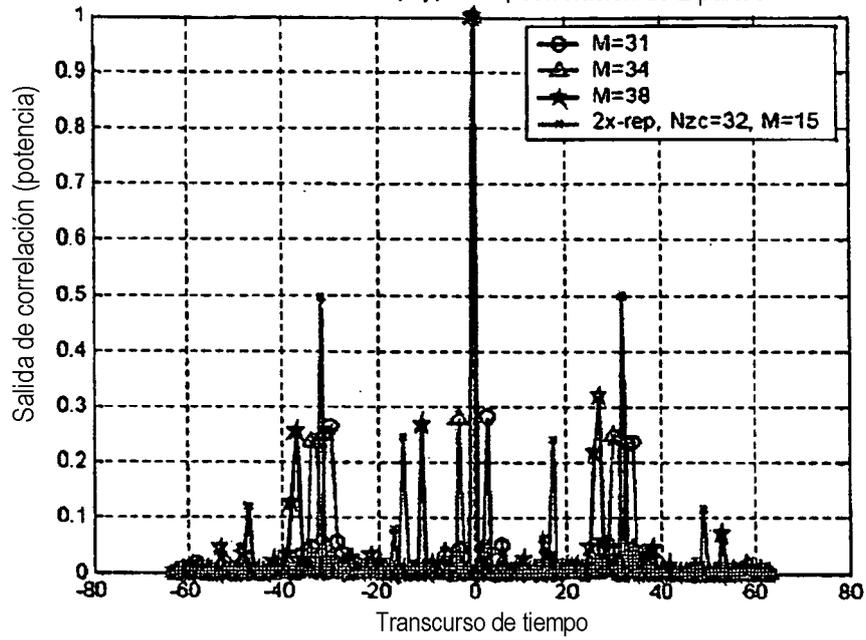
Nzc=64, 0.1ppm FO, correlación de 1 parte



(b)

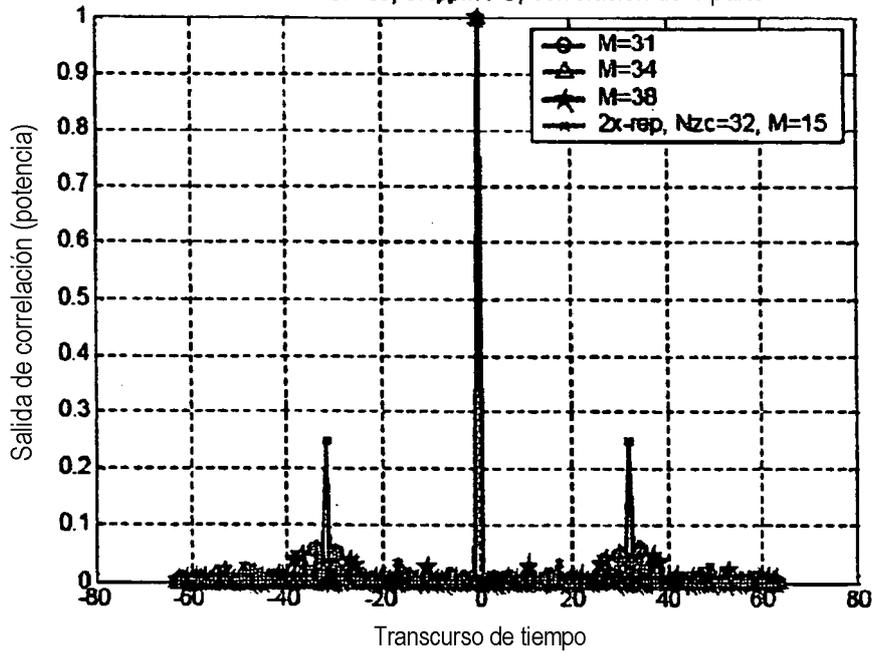
FIG. 25

Nzc=65, 5ppm FO, correlación de 2 partes



(a)

Nzc=65, 0.1ppm FO, correlación de 1 parte



(b)

FIG. 26

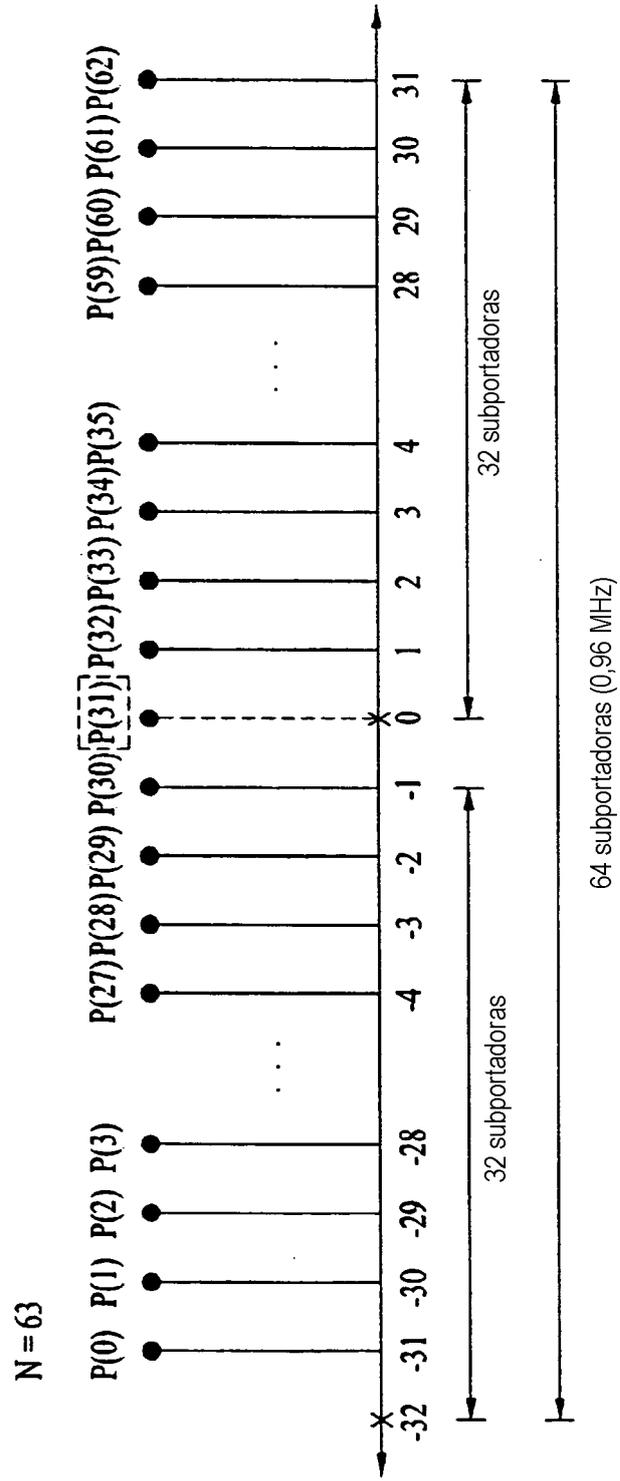


FIG. 27

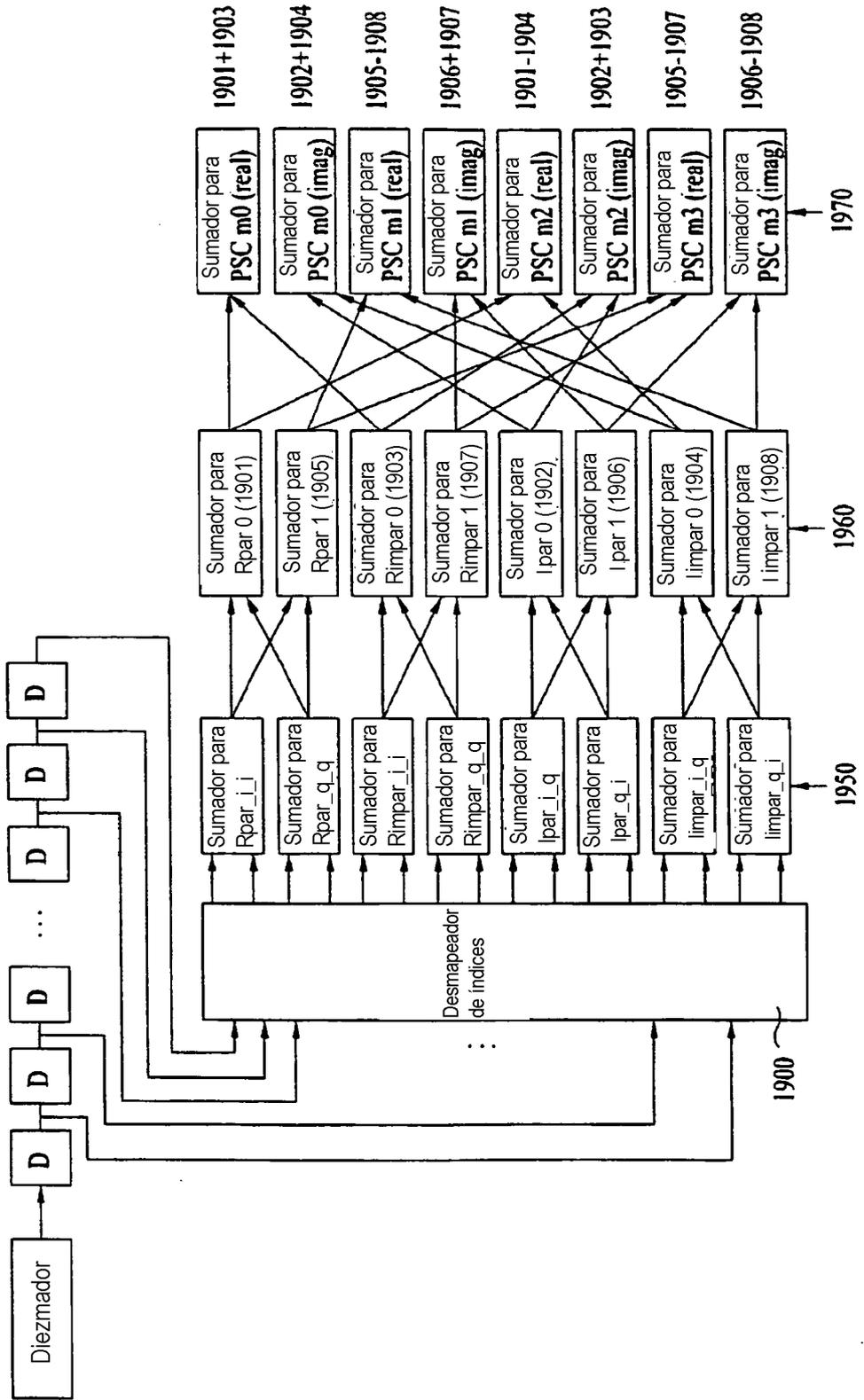


FIG. 28

