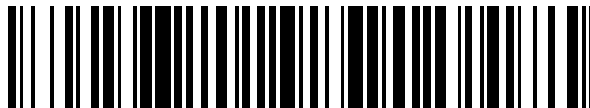


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 589 061**

51 Int. Cl.:

H04L 27/26 (2006.01)

H04L 5/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **17.10.2008 PCT/IB2008/002821**

87 Fecha y número de publicación internacional: **07.05.2009 WO09056933**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **17.10.2008 E 08807238 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **29.06.2016 EP 2215794**

54 Título: **Sincronización OFDM que utiliza dos símbolos piloto que tienen un desplazamiento de frecuencia predeterminado entre sí**

30 Prioridad:

02.11.2007 US 934462

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

08.11.2016

73 Titular/es:

NOKIA TECHNOLOGIES OY (100.0%)

Karaportti 3

02610 Espoo, FI

72 Inventor/es:

HENRIKSSON, JUKKA ALLAN;

TUPALA, MIIKA y

VESMA, JUSSI

74 Agente/Representante:

VALLEJO LÓPEZ, Juan Pedro

ES 2 589 061 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

Sincronización OFDM que utiliza dos símbolos piloto que tienen un desplazamiento de frecuencia predeterminado entre sí

5

Campo de la invención

Las realizaciones se refieren, en general, a redes de comunicaciones. Más específicamente, las realizaciones se refieren a la sincronización mediante multiplexación por división de frecuencias ortogonales.

10

Antecedentes de la invención

Las redes de difusión digital de banda ancha permiten que los usuarios finales reciban contenido digital, incluyendo vídeo, audio, datos, etcétera. Mediante el uso de un terminal móvil, un usuario puede recibir contenido digital a través de una red de difusión digital inalámbrica. El contenido digital puede transmitirse en una celda dentro de una red. Una celda puede representar una zona geográfica que puede cubrirse mediante un transmisor en una red de comunicación. Una red puede tener múltiples celdas y las celdas pueden ser adyacentes a otras celdas.

15

Un dispositivo receptor, tal como un terminal móvil, puede recibir un programa o servicio en un flujo de datos o flujo de transporte. El flujo de transporte transporta los elementos individuales del programa o servicio, tales como componentes de audio, vídeo y datos de un programa o servicio. Normalmente, el dispositivo receptor coloca los diferentes componentes de un programa o servicio particular en un flujo de datos a través de la Información Específica del Programa (PSI, por sus siglas en inglés Program Specific Information) o de la Información de Servicio (SI, por sus siglas en inglés Service Information) embebidos en el flujo de datos. Sin embargo, las señalizaciones PSI o SI pueden ser insuficientes en algunos sistemas de comunicaciones inalámbricas, tales como los sistemas de radiodifusión de vídeo digital para terminales portátiles (DVB-H por sus siglas en inglés Digital Video Broadcasting-Handheld). El uso de señalización PSI o SI en tales sistemas puede dar lugar a una experiencia inferior a la óptima para el usuario final puesto que las tablas del PSI y del SI que llevan la información PSI y SI puede tener períodos largos de repetición. Además, las señalizaciones PSI o SI requieren una gran cantidad de ancho de banda que es costoso y que también disminuye la eficiencia del sistema.

20

25

30

El documento US 2004/0141457 A1 divulga un método para determinar una señal de entrenamiento para facilitar la adquisición del símbolo de sincronización, la estimación del desplazamiento de frecuencia y la estimación de canal en un sistema OFDM.

35

Breve resumen de la invención

A continuación se presenta un resumen simplificado para proporcionar una comprensión básica de algunos aspectos de la invención. El resumen no es un resumen amplio de la invención. Ni se concibe para identificar elementos clave o críticos de la invención ni para delinear el alcance de la invención. El siguiente resumen se limita a presentar algunos conceptos de la invención de forma simplificada como preludeo a la descripción más detallada a continuación.

40

El alcance de la invención se define mediante las reivindicaciones independientes adjuntas.

45

Las realizaciones se refieren a los símbolos piloto OFDM primero y segundo. Los símbolos piloto primero y segundo tienen módulos primero y segundo, respectivamente, de permitido, prohibido y de frecuencias portadoras activas. Los segundos módulos de frecuencias portadoras se forman mediante desplazamiento de frecuencia de los primeros módulos respectivos por una frecuencia predeterminada, tal como la diferencia de frecuencia entre portadoras adyacentes. Una realización se refiere a la parte de traslación de frecuencia de un primer símbolo piloto recibida por un intervalo de portadora en una primera dirección, a la parte de traslación de frecuencia de un segundo símbolo recibida por un intervalo de portadora en una segunda dirección que es opuesta a la primera dirección, y que forma una correlación multiplicando las partes de traslación de frecuencia de los símbolos piloto primero y segundo por conjugados complejos de las partes de los símbolos piloto en las que no se ha realizado la traslación de frecuencia, y sumando los resultados de la multiplicación.

50

55

Breve descripción de los dibujos

Puede adquirirse una comprensión más completa de la presente invención y de las ventajas de la misma por referencia a la siguiente descripción en consideración de los dibujos adjuntos, en los que números de referencia similares indican características similares, y en los que:

60

La figura 1 ilustra un sistema de difusión digital de banda ancha adecuado en el que puede implementarse una o más realizaciones ilustrativas de la invención.

65

La figura 2 ilustra un ejemplo de un dispositivo móvil de acuerdo con un aspecto de la presente invención.

- La figura 3 ilustra esquemáticamente un ejemplo de celdas, cada una de las cuales puede cubrirse mediante un receptor diferente de acuerdo con un aspecto de la presente invención.
- 5 La figura 4 muestra una trama y una supertrama de símbolos, símbolos de sincronización usados para la búsqueda de canales y el descubrimiento de servicios, y de datos.
- La figura 5 muestra cómo una frecuencia central de la señal puede coincidir con, o estar desplazada con respecto a una frecuencia central del canal.
- 10 La figura 6 es un diagrama de flujo que muestra las etapas realizadas por un receptor.
- La figura 7 muestra un ejemplo del tamaño de un ancho de banda de una señal piloto en relación con el ancho de banda de una señal y un ancho de banda de un barrido de canal.
- 15 La figura 8 ilustra la escasa separación piloto de una secuencia piloto de un símbolo piloto.
- La figura 9 es un diagrama de flujo que muestra las etapas realizadas por un receptor para realizar la correlación en el dominio de la frecuencia para detectar el desplazamiento grueso que se utiliza.
- 20 La figura 10 es un diagrama de flujo que muestra las etapas para realizar una correlación de descubrimiento de servicios en el dominio del tiempo.
- La figura 11 muestra un ejemplo de un símbolo piloto/señalización.
- 25 La figura 12 es un diagrama de flujo que muestra las etapas de un método realizado por un transmisor.
- Las figuras 13 y 14 representan las relaciones entre los símbolos P1, P2 y DATA.
- 30 La figura 15 muestra un modelo de trama y una estructura de intervalos que incluye símbolos OFDM y celdas.
- La figura 16 ilustra el ancho de banda de coherencia y la modulación diferencial dentro de un símbolo piloto.
- La figura 17 representa la modulación diferencial entre dos símbolos P1.
- 35 La figura 18 muestra dos símbolos 1k con intervalo de guarda 1/1 y modulación diferencial entre los símbolos.
- La figura 19 muestra el cálculo de las sumas de energía recibida de uno o más símbolos piloto.
- 40 La figura 20 muestra un transmisor.
- La figura 21 muestra un receptor.
- La figura 22 es un diagrama de flujo que muestra las etapas que pueden realizarse por un receptor.
- 45 La figura 23 es un gráfico de autocorrelaciones/correlaciones cruzadas entre secuencias piloto y sus versiones de desplazamientos de frecuencia.
- La figura 24 es una versión ampliada del gráfico de la figura 23 que muestra el bajo intervalo de correlación cruzada de desplazamientos de frecuencia.
- 50 La figura 25 es un gráfico que muestra la envolvente de amplitud de una primera señal de símbolo piloto.
- La figura 26 es una versión ampliada del gráfico de la figura 25.
- 55 La figura 27 muestra un ejemplo de un símbolo (P1) de símbolo 2k, de acuerdo con una realización.
- La figura 28 muestra un símbolo P1 de sincronización que tiene dos símbolos OFDM consecutivos (P1a y P1b) que tienen el mismo tamaño de FFT de acuerdo con una realización.
- 60 La figura 29 muestra un ejemplo de P1 en el que los impulsos P1a y P1b cada uno se han subdividido en dos partes de acuerdo con una realización.
- La figura 30 es un diagrama esquemático de una porción de correlación de un receptor de acuerdo con una realización.
- 65 La figura 31 es un diagrama esquemático de una porción de correlación de un receptor de acuerdo con una

realización.

La figura 32 muestra las etapas de una secuencia de detección de acuerdo con una realización.

5 Descripción detallada de la invención

La siguiente descripción y los dibujos ilustran realizaciones de la invención que comprenden las características de las reivindicaciones independientes, así como otras realizaciones de métodos y aparatos relacionados que no comprenden todas las características de las reivindicaciones independientes, pero son útiles para una mejor comprensión de la invención reivindicada.

Las realizaciones se refieren al descubrimiento de servicios y a la búsqueda de canales en las redes de difusión digital. Desde el punto de vista del usuario es deseable un descubrimiento de servicios relativamente rápido. Naturalmente, la primera vez que se utiliza el dispositivo receptor, se realiza un descubrimiento ciego de servicios ciego/búsqueda ciega de canales. Además, cuando un terminal se apaga y se traslada a una ubicación diferente, también se realiza una nueva búsqueda a ciegas. Por lo general, una aplicación de TV móvil también ejecuta de vez en cuando la búsqueda de canales en segundo plano para detectar nuevos posibles servicios. El descubrimiento ciego de servicios solo debe llevar un par de segundos para no irritar al usuario final y para permitir re-exploraciones frecuentes.

Los desafíos relacionados con el descubrimiento de servicios de difusión de vídeo digital convencional son los siguientes. El DVB-H estándar ofrece una gran flexibilidad para los anchos de banda de la señal, tamaños de FFT, intervalos de guarda, modulaciones interiores y similares. Los operadores pueden utilizar desplazamientos para la señal de DVB-H, es decir, la señal no está en la frecuencia central nominal de un canal, sino que está desplazada una cierta cantidad. Diferentes países utilizan diferentes barridos de canal y anchos de banda de la señal. En el estándar se incluye un TPS (transmisor de parámetros de señalización) para ayudar a la sincronización del receptor y a la búsqueda de canales. Desafortunadamente, el receptor debe conocer varios parámetros antes de que pueda decodificar la información TPS. Deben conocerse el ancho de banda de la señal, el desplazamiento de frecuencia, el tamaño de la FFT y el intervalo de guarda antes de que el TPS pueda decodificarse. La mayoría de los canales en la banda UHF no contienen servicio DVB-H. Los canales sin DVB-H se detectan con un método de ensayo y error (tratando de lograr el enganche con todos los modos) y eso consume mucho tiempo. El tiempo para detectar los servicios sin DVB-H en realidad establece principalmente la velocidad alcanzable para la búsqueda de canales, porque normalmente la mayoría de los canales están vacíos o contienen servicios sin DVB-H.

Un ejemplo de cálculo para el descubrimiento ciego de servicios es el siguiente: número de canales en UHF 35, (Canales 21-55, 470-750 MHz); número de desplazamientos de frecuencia 7 (-3/6, -2/6, -1/6, 0, +1/6, +2/6, +3/6 MHz); número de anchos de banda de la señal 3 (6 MHz, 7 MHz, 8 MHz. Se separa 5 MHz solo en el caso de receptores estadounidenses); número de tamaños de la FFT 3 (2K, 4K, 8K); número de intervalos de guarda 4 (1/32, 1/16, 1/8 y 1/4); y tiempo medio para decodificar el TPS para un modo de 120 ms (2K 50 ms, 4K 100 ms, 8K 200 ms). Los números son a modo de ejemplo.

El tiempo resultante para el descubrimiento ciego de servicios sería en este ejemplo: $35 \cdot 7 \cdot 3 \cdot 3 \cdot 4 \cdot 120 \text{ ms} = 1.058,4 \text{ segundos} = 17,64 \text{ minutos}$.

De acuerdo con las realizaciones, pueden utilizarse diversos métodos para reducir el tiempo que se tarda en realizar la búsqueda de canales/descubrimiento de servicios. La idea básica de los diversos métodos es introducir una parte de una señal (por ejemplo, un símbolo o símbolos de inicialización/sincronización) que tiene características conocidas y sigue siendo la misma con diferentes modos de operación de difusión de vídeo digital. Por lo tanto, la parte conocida de la señal puede ser decodificada sin tener que recurrir a los métodos de ensayo y error. La parte conocida de la señal contiene los parámetros para el resto de la señal; por lo tanto, el resto de la señal puede decodificarse sin métodos de ensayo y error después de que se descodifique la parte conocida. La parte conocida de la señal comprende un subconjunto de subportadoras disponibles y su modulación. La combinación de las subportadoras predefinidas (números de subportadora) y su modulación se elige de manera que la combinación sea única para cada par de tamaños de desplazamiento de la FFT (o única para los diferentes tamaños de la FFT solamente) y la combinación puede usarse para identificar la señal como una señal deseada para la difusión de vídeo digital. Además, los canales que contienen servicios de difusión de vídeo digital pueden detectarse de manera eficiente utilizando la parte conocida de la señal. Si no se encuentra la parte conocida fija a partir de la señal examinada, entonces se considerará la señal como una señal sin difusión de vídeo digital o como un canal vacío, y el receptor podrá proceder rápidamente a un canal/frecuencia próximos. De este modo, la detección de canales sin difusión de vídeo digital se hace relativamente rápida.

La figura 1 ilustra un sistema de difusión digital de banda ancha 102 adecuado en el que pueden implementarse una o más realizaciones ilustrativas. Los sistemas como el que se ilustra en el presente documento pueden utilizar una tecnología de difusión digital de banda ancha, por ejemplo, sistemas de radiodifusión de vídeo digital para terminales portátiles (DVB-H) o redes DVB-H de próxima generación. Ejemplos de otros estándares de difusión digital que puede utilizar el sistema de difusión digital de banda ancha 102 incluyen la difusión de vídeo digital terrestre (DVB-T

por sus siglas en inglés Digital Video Broadcasting-Terrestrial), la radiodifusión digital terrestre de servicios integrados (ISDB-T por sus siglas en inglés Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial), la norma para difusión de datos del Comité de Sistemas de Televisión Avanzada (ATSC por sus siglas en inglés Advanced Television Systems Committee), la difusión terrestre digital multimedia (DMB-T por sus siglas en inglés Digital Multimedia Broadcast-Terrestrial), la radiodifusión multimedia digital terrestre (T-DMB por sus siglas en inglés Terrestrial Digital Multimedia Broadcasting), la radiodifusión digital multimedia vía satélite (S-DMB por sus siglas en inglés Satellite Digital Multimedia Broadcasting), el enlace directo único (FLO por sus siglas en inglés Forward Link Only), la radiodifusión digital de audio (DAB por sus siglas en inglés digital audio broadcasting) y la radio digital mundial (DRM por sus siglas en inglés Digital Radio Mondiale). También pueden utilizarse otras normas y técnicas de radiodifusión digital, ya conocidas o desarrolladas más adelante. También pueden aplicarse aspectos de la invención a otros sistemas de difusión digital multiportadora tales como, por ejemplo, T-DAB, T/S-DMB, ISDB-T y ATSC, tecnología privada tal como Qualcomm MediaFLO/FLO y sistemas no tradicionales tales como 3GPP MBMS- (por sus siglas en inglés Multimedia Broadcast/Multicast Services) y 3GPP2 BCMCS (por sus siglas en inglés Broadcast/Multicast Service).

El contenido digital puede crearse y/o proporcionarse por las fuentes de contenido digital 104 y puede incluir señales de vídeo, señales de audio, datos, etcétera. Las fuentes de contenido digital 104 pueden proporcionar contenido al transmisor de difusión digital 103 en forma de paquetes digitales, por ejemplo, paquetes de Protocolo de Internet (IP, por sus siglas en inglés Internet Protocol). Un grupo de paquetes IP relacionados que comparten una única dirección IP determinada u otro identificador de fuente se describen a veces como un flujo IP. El transmisor de difusión digital 103 puede recibir, procesar y transmitir flujos de datos de contenido digital de difusión de fuentes de contenido digital 104. En varias realizaciones, los flujos de datos de contenido digital pueden ser flujos IP. El contenido digital procesado puede pasar posteriormente a la torre de difusión digital 105 (o a otro componente de transmisión física) para la transmisión inalámbrica. Finalmente, los terminales o dispositivos móviles 112 pueden recibir y consumir de forma selectiva contenido digital procedente de las fuentes de contenido digital 104.

Como se muestra en la figura 2, el dispositivo móvil 112 puede incluir un procesador 128 conectado a la interfaz del usuario 130, la memoria 134 y/u otros medios de almacenamiento, y la pantalla 136, que puede utilizarse para la visualización del contenido de vídeo, de la información de guía de servicios y similares, por un usuario de dispositivos móviles. El dispositivo móvil 112 también puede incluir la batería 150, el altavoz 152 y antenas 154. La interfaz del usuario 130 puede incluir además un teclado, una pantalla táctil, interfaz de voz, una o más teclas de dirección, una palanca de mando, un guante de datos, un ratón, una bola, una pantalla táctil o similares.

En una memoria legible por ordenador 134 pueden almacenarse instrucciones y datos ejecutables por ordenador utilizados por el procesador 128 y otros componentes dentro del dispositivo móvil 112. La memoria puede implementarse con cualquier combinación de módulos de memoria de solo lectura o módulos de memoria de acceso aleatorio, incluyendo opcionalmente tanto memoria de acceso directo como memoria no volátil. El software 140 puede almacenarse dentro de la memoria 134 y/o almacenarse para proporcionar instrucciones al procesador 128 para permitir que el dispositivo móvil 112 realice diversas funciones. Alternativamente, algunas o todas las instrucciones ejecutables por ordenador de los dispositivos móviles 112 pueden incorporarse en el hardware o en el firmware (no mostrado).

El dispositivo móvil 112 puede estar configurado para recibir, decodificar y procesar transmisiones de difusión digital de banda ancha que se basan, por ejemplo, en la norma de difusión de vídeo digital (DVB por sus siglas en inglés Digital Video Broadcasting), tales como DVB-H o DVB-T, a través de un receptor DVB específico 141. El dispositivo móvil puede estar provisto también de otros tipos de receptores para las transmisiones de difusión digital de banda ancha. Además, el dispositivo móvil 112 también puede estar configurado para recibir, decodificar y procesar transmisiones a través de un receptor de radio FM/AM 142, de un transceptor WLAN 143 y de un transceptor de telecomunicaciones 144. En un aspecto de la invención, el dispositivo móvil 112 puede recibir mensajes de flujo de datos por radio (mensajes RDS, por sus siglas en inglés Radio data stream).

En un ejemplo de la norma DVB, una transmisión DVB de 10 Mbit/s puede tener 200, 50 kbit/s canales de programas de audio o 50, 200 kbit/s canales de programas de vídeo (TV). El dispositivo móvil 112 puede estar configurado para recibir, decodificar y procesar una transmisión basada en la norma de los sistemas de difusión de vídeo digital para terminales portátiles (DVB-H) o en otras normas DVB, tales como DVB-MHP, DVB-Satélite (DVB-S) o DVB-Terrestre (DVB-T). Del mismo modo, pueden utilizarse otros formatos de transmisión digital, alternativamente, para distribuir contenido e información de la disponibilidad de servicios complementarios, tales como ATSC (Comité de Sistemas de Televisión Avanzada), NTSC (Comité de Sistemas de Televisión Nacional, por sus siglas en inglés National Television System Committee), ISDB-T (radiodifusión digital terrestre de servicios integrados), DAB (radiodifusión digital de audio), DMB (radiodifusión digital multimedia), FLO (enlace directo único) o DIRECTV. Además, la transmisión digital puede segmentarse, como en la tecnología DVB-H. La segmentación del tiempo puede reducir el consumo de energía medio de un terminal móvil y puede permitir el traspaso suave y sin interrupciones. La segmentación del tiempo implica el envío de datos en ráfagas con una tasa instantánea de bits más alta en comparación con la tasa de bits necesaria si los datos se transmitirían mediante un mecanismo de emisión tradicional. En este caso, el dispositivo móvil 112 puede tener una o más memorias intermedias para almacenar el tiempo de transmisión segmentado decodificado antes de la presentación.

Además, puede utilizarse una guía electrónica de Servicios (ESG por sus siglas en inglés Electronic Service Guide) para proporcionar la información relacionada con el servicio o programa. En general, una guía electrónica de servicios (ESG) permite a un terminal comunicar que servicios están disponibles para los usuarios finales y cómo puede accederse a los servicios. La ESG incluye, de forma independiente, piezas existentes de fragmentos ESG. Tradicionalmente, los fragmentos ESG incluyen XML y/o documentos binarios, pero más recientemente han abarcado una amplia selección de artículos, como por ejemplo, una descripción SDP (por sus siglas en inglés Session Description Protocol), un archivo de texto o una imagen. Los fragmentos ESG describen uno o varios aspectos del servicio o programa de emisión actualmente disponible (o futuro). Tales aspectos pueden incluir, por ejemplo: descripción de texto libre, horario, disponibilidad geográfica, precio, método de compra, género, e información complementaria tal como tráileres o imágenes de avance. Audio, vídeo y otros tipos de datos, incluyendo los fragmentos ESG pueden transmitirse a través de una variedad de tipos de redes de acuerdo con muchos protocolos diferentes. Por ejemplo, los datos pueden transmitirse a través de un conjunto de redes normalmente denominadas como "Internet" que usan protocolos de la sucesión de protocolos de Internet, tal como el protocolo de Internet (IP por sus siglas en inglés Internet Protocol) y el protocolo de datagramas de usuario (UDP por sus siglas en inglés User Datagram Protocol). A menudo, los datos se transmiten a través de Internet dirigidos a un solo usuario. Sin embargo, pueden dirigirse a un grupo de usuarios, lo que comúnmente se conoce como multidifusión. En el caso en el que los datos se dirigen a todos los usuarios que se llama la radiodifusión.

Una forma de radiodifusión de datos es utilizar una red de datos IP (IPDC por sus siglas en inglés IP datacasting). IPDC es una combinación de difusión digital y protocolo de Internet. A través de una red de radiodifusión de este tipo basada en IP, uno o más proveedores de servicios pueden suministrar diferentes tipos de servicios IP, incluyendo periódicos, radio y televisión en línea. Estos servicios IP están organizados en uno o más flujos de medios en forma de audio, vídeo y/u otros tipos de datos. Para determinar cuándo y dónde se producen estos flujos, los usuarios se refieren a una guía electrónica de servicios (ESG). Un tipo de DVB es el sistema de radiodifusión de vídeo digital para terminales portátiles (DVB-H). El DVB-H está diseñado para distribuir 10 Mbps de datos a un dispositivo terminal de baterías.

Los flujos de transporte DVB distribuyen audio, vídeo y datos comprimidos a un usuario a través de redes de distribución de terceros. La MPEG (por sus siglas en inglés Moving Picture Expert Group) es una tecnología mediante la cual los vídeos, audios y datos codificados en un solo programa se multiplexan, con otros programas, en un flujo de transporte (TS por sus siglas en inglés transport stream). El TS es un flujo de datos empaquetado, con paquetes de longitud fija, que incluyen un encabezamiento. Los elementos individuales de un programa, de audio y de vídeo, se encuentran cada uno dentro de paquetes que tienen una identificación única de paquete (PID por sus siglas en inglés unique packet identification). Para permitir que un dispositivo receptor localice los diferentes elementos de un programa en particular dentro del TS, se suministra información específica del programa (PSI por sus siglas en inglés Program Specific Information), que se incrusta en el TS. Además, se incorpora en el TS, información adicional de servicio (SI), un conjunto de tablas que se adhieren a la sección privada de sintaxis MPEG, se incorpora en el TS. Esto permite que un dispositivo receptor procese correctamente los datos contenidos dentro del TS.

Como se ha indicado anteriormente, los fragmentos de ESG pueden transportarse por el IPDC través de una red a los dispositivos de destino, como por ejemplo, el DVB-H. El DVB-H puede incluir, por ejemplo, flujos de audio, vídeo y datos por separado. El dispositivo de destino debe, entonces, determinar de nuevo el orden de los fragmentos ESG y montarlos en información útil.

En un sistema de comunicación típico, una celda puede definir un área geográfica que puede cubrirse mediante un transmisor. La celda puede ser de cualquier tamaño y puede tener celdas vecinas. La figura 3 ilustra esquemáticamente un ejemplo de celdas, cada una de las cuales puede cubrirse por un transmisor diferente. En este ejemplo, la celda 1 representa un área geográfica que se cubre por un transmisor para una red de comunicación. La celda 2 está al lado de la celda 1 y representa una segunda área geográfica que puede cubrirse por un transmisor diferente. La celda 2 puede ser, por ejemplo, una celda diferente dentro de la misma red de la celda 1. Alternativamente, la celda 2 puede estar en una red diferente de la de la celda 1. En este ejemplo, las celdas 1, 3, 4, y 5 son las celdas vecinas de la celda 2.

De acuerdo con una o más realizaciones, los datos utilizados en las búsquedas de canales y en el descubrimiento de servicios se señalizan mediante el uso de símbolos al menos al inicio de una trama de datos que transporta multimedia y otros datos para servicios. En otras realizaciones, uno o más de estos símbolos también pueden insertarse dentro de las tramas de datos. Además, uno o más de estos símbolos pueden insertarse al inicio de y/o dentro de una supertrama compuesta de dos o más tramas de datos.

En una realización, los símbolos comprenden un primer símbolo que puede utilizarse para identificar que la señal es del tipo deseado. Además, el primer símbolo puede utilizarse para detectar un desplazamiento de la frecuencia central del canal de radio. Los símbolos pueden comprender un segundo símbolo que puede transportar los datos relativos a los parámetros de modulación que se utilizan en los símbolos de datos posteriores. En otra realización, los símbolos comprenden un tercer símbolo que puede utilizarse para la estimación de canal.

La figura 4 muestra una trama y una supertrama de símbolos, símbolos de sincronización, S1-S3, que se utilizan para las búsquedas de canales y el descubrimiento de servicios, y los datos D.

En varias redes de difusión digital, una señal multiportadora puede posicionarse con respecto a un barrido de canal de modo que la frecuencia central de la señal (SCF por sus siglas en inglés signal center frequency) coincida con la frecuencia central del canal (CCF por sus siglas en inglés channel center frequency), o puede estar desplazada con respecto a la frecuencia central del canal. La frecuencia central de la señal puede desplazarse debido a razones de uso del espectro de frecuencia (por ejemplo, la interferencia de un canal vecino). Para el primer símbolo, no se utilizan todas las subportadoras disponibles. En varias realizaciones, las subportadoras que se seleccionan para el primer símbolo pueden separarse de forma uniforme y pueden situarse de forma simétrica con respecto a la frecuencia central del canal o a la frecuencia de la señal desplazada.

La figura 5 muestra cómo una frecuencia central de la señal puede coincidir con, o estar desplazada respecto a una frecuencia central del canal (CCF). En la figura 5, la SCF A y su correspondiente CCF coinciden, la SCF B y SCF C están desplazadas con respecto a las CCF correspondientes. Los rectángulos de la figura 5 ilustran las subportadoras seleccionadas para el primer símbolo de las subportadoras disponibles. Para las SCF A, SCF B y SCF C, las subportadoras seleccionadas se centran alrededor de las respectivas SCF. Sin embargo, la subportadora seleccionada para la SCF D, se centra alrededor de la CCF, en oposición a la SCF.

Para el primer símbolo utilizado para las búsquedas de canales y el descubrimiento de servicios, las subportadoras pueden seleccionarse de modo que puedan encontrarse con independencia del desplazamiento. En el primer símbolo, puede utilizarse una transformada rápida de Fourier fija (FFT por sus siglas en inglés Fast Fourier Transform). La FFT fija puede seleccionarse de los tamaños de FFT disponibles que en los sistemas de difusión de vídeo digital actuales incluyen 2K, 4K, 8K, pero también pueden incluir 1K en el extremo inferior y 16K en el extremo superior. En una realización, se utiliza la FFT más baja disponible. Además, el primer símbolo puede utilizar un intervalo de guarda (GI) fijo que puede seleccionarse de los GI utilizados para los símbolos que transportan datos. En una realización, el primer símbolo puede no tener intervalo de guarda.

El número de subportadoras para el primer símbolo puede ser menos de la mitad de las subportadoras disponibles.

Cuando se usa el primer símbolo para la señalización por canal desplazado, las portadoras pueden modularse usando modulación por desplazamiento de fase binaria (BPSK por sus siglas en inglés Binary Phase Shift Keying) o modulación por desplazamiento de fase cuaternaria (QPSK por sus siglas en inglés Quadrature Phase Shift Keying). El patrón piloto seleccionado puede ser diferente para diferentes valores de desplazamiento de los canales y el patrón piloto y la modulación de la subportadora pueden seleccionarse en una realización, de manera que los diferentes patrones piloto son ortogonales entre sí y difieren entre sí permitiendo al máximo de este modo la robustez en la detección. En una realización, los diferentes patrones piloto pueden señalar solamente el tamaño de la FFT y el desplazamiento de frecuencia se encuentra detectando el cambio de la frecuencia central nominal.

Para el segundo símbolo (y el tercero, si está presente) puede utilizarse el ancho de banda total de la señal (sustancialmente todas las portadoras disponibles). En una realización, el segundo (y el tercer) símbolo puede utilizar el mismo tamaño de FFT y el mismo intervalo de guarda que el primer símbolo. En algunas realizaciones, no se utilizan todas las subportadoras disponibles para el segundo (y el tercer) símbolo. En una realización, el segundo y el tercer símbolo pueden tener las mismas subportadoras que las subportadoras piloto y, una realización adicional, tiene subportadoras adicionales utilizadas como pilotos. En una realización, el segundo símbolo también transporta datos de señalización y, además, puede transportar datos de corrección de errores hacia adelante (FEC por sus siglas en inglés forward error correction) para los datos de señalización.

De acuerdo con las realizaciones, se introduce una parte de una señal (por ejemplo el símbolo(s) de inicialización/sincronización) que tiene características conocidas y que permanece igual con diferentes modos de operación de difusión de vídeo digital. La parte conocida de la señal contiene parámetros para el resto de la señal; por lo tanto, el resto de la señal puede decodificarse sin métodos de ensayo y error después de que se decodifique la parte conocida. Además, los canales que contienen los servicios de difusión de vídeo digital pueden detectarse de manera eficiente utilizando la parte conocida de la señal. Si no se encuentra la parte conocida fija a partir de la señal examinada, entonces la señal se considerará una señal sin difusión de vídeo digital o un canal vacío, y el receptor puede proceder rápidamente a un canal/frecuencia próximos.

La figura 6 es un diagrama de flujo que muestra las etapas realizadas por un receptor de acuerdo con al menos una realización. Se programa un sintetizador de frecuencia en el receptor para la frecuencia central nominal del canal, de acuerdo con el barrido de canal, como se muestra en 602 para recibir una señal en el canal. Se hace un intento para determinar si la señal recibida es de un tipo deseado y si está en uso un desplazamiento mediante la comparación de la señal recibida con un conjunto almacenado de señales conocidas, como se muestra en 604. Si se encuentra una coincidencia, se determina que la señal es del tipo deseado y se pueden determinar el tamaño del desplazamiento y de la FFT de la señal. Se hace una determinación con respecto a si se detecta una coincidencia, como se muestra en 606. Si no se detecta una coincidencia, entonces se sigue la rama "no" desde 606, se considera que el canal contiene una señal sin difusión de vídeo digital o que la señal recibida no es del tipo deseado, y el

proceso pasa al siguiente canal, como se muestra en 608.

De lo contrario, si se detecta una coincidencia, entonces se sigue la rama "sí" desde 606, el desplazamiento de frecuencia determinado se utiliza para reprogramar el sintetizador de frecuencia, como se muestra en 610. El siguiente símbolo de sincronización se demodula para detectar parámetros de modulación de símbolos de datos, como se muestra en 612. Por último, a continuación se realizan la estimación de canal y la corrección y demodulación de datos, como se muestra en 614.

En caso de que la reprogramación del sintetizador de frecuencia lleve un tiempo relativamente largo, el receptor puede esperar al siguiente conjunto de símbolos de inicialización/sincronización y demodular los parámetros de modulación de ese conjunto.

La figura 7 muestra un ejemplo de las dimensiones del ancho de banda de una señal piloto en relación con el ancho de banda de una señal y el ancho de banda de un barrido de canal. En una realización, el primer símbolo es un símbolo piloto para la frecuencia gruesa y para la sincronización en tiempo real. El ancho de banda del símbolo piloto es menor que el símbolo de datos real, por ejemplo, en el caso de un símbolo de datos de 8 MHz, el símbolo piloto podría ser de 7 MHz de ancho. La frecuencia central del símbolo piloto puede ser la misma que la frecuencia de los símbolos de datos, es decir, en caso de que se use un desplazamiento para los símbolos de datos, el desplazamiento también puede utilizarse para el símbolo piloto. Con un ancho de banda del símbolo piloto menor, la parte RF del receptor puede programarse a la frecuencia central nominal del canal durante la fase de sincronización inicial y aún ajustarse para recibir el ancho de banda total del símbolo piloto. Sin un ancho de banda menor del símbolo piloto, el filtro de selección de canal RF del receptor filtraría parte del símbolo piloto.

En una realización, el símbolo piloto puede utilizar una FFT conocida (fija) y una selección de intervalo de guarda. Además, el número de pilotos usado puede ser diferente que para símbolos de datos, es decir, parte de los pilotos puede extinguirse, por ejemplo, se podrían utilizar 256 pilotos. Los pilotos pueden modularse con una secuencia conocida.

La figura 8 ilustra la escasa separación piloto de una secuencia piloto de un símbolo piloto. La secuencia de modulación "huella digital" para el patrón piloto puede conocerse mediante el receptor. Además de la modulación, las subportadoras de los símbolos piloto también pueden tener diferentes niveles de impulso, como se ilustra en la figura 8.

La figura 9 es un diagrama de flujo que muestra las etapas realizadas por un receptor para realizar la correlación en el dominio de frecuencia para detectar el desplazamiento grueso que se utiliza. Se programa una parte de radiofrecuencia del receptor (sintetizador de frecuencia) a la frecuencia central nominal (de acuerdo con el barrido de canal) del canal, como se muestra en 902.

Se calcula una FFT utilizando un tamaño de FFT predeterminado como se muestra en 904. El ancho del símbolo piloto es menor que el ancho de banda del canal. Por lo tanto, la FFT es capaz de capturar el símbolo piloto incluso cuando un ajuste inicial del sintetizador de frecuencia esté mal debido al desplazamiento.

El desplazamiento de frecuencia se detecta basándose en el desplazamiento del símbolo piloto de sincronización en el dominio de frecuencia, como se muestra en 906. Si no se encuentra correlación en el dominio de frecuencia, entonces, la señal no es una señal de difusión de vídeo digital y la búsqueda de canales puede proceder al siguiente canal.

El desplazamiento se compensa mediante la reprogramación del sintetizador de frecuencia del receptor, como se muestra en 908. El siguiente símbolo de sincronización se demodula para detectar parámetros de modulación de símbolos de datos, como se muestra en 910. Se llevan a cabo la estimación del canal y la corrección basada en el símbolo de estimación de canal, como se muestra en 912, y después se demodulan los datos como se muestra en 914. En una realización, el receptor puede esperar a un símbolo de sincronización del siguiente conjunto de símbolos de sincronización permitiendo así que el sintetizador de frecuencia se re programe a la frecuencia central de la señal.

Pueden utilizarse diferentes secuencias piloto (huellas digitales) basadas en el desplazamiento en uso. Por ejemplo, si son posibles 7 desplazamientos ($\pm 3/6$ MHz, $\pm 2/6$ MHz, $\pm 1/6$ MHz, 0), pueden introducirse 7 secuencias piloto diferentes. Pueden utilizarse varios métodos para construir la secuencia piloto, incluyendo, pero no limitándose a: secuencia pseudoaleatoria, invirtiendo cada segundo, impulsando la portadora central y similares. De acuerdo con una realización, el receptor realiza una correlación en el dominio del tiempo para detectar la secuencia piloto utilizada, y, por lo tanto, el desplazamiento utilizado. Las huellas digitales pueden utilizarse de acuerdo con una o más realizaciones dirigidas a realizar una correlación de dominio de tiempo. Pero, en las realizaciones de dominio de frecuencia, el desplazamiento puede detectarse mediante un correlador de deslizamiento en el dominio de frecuencia, es decir, se puede utilizar una única huella digital. Además, por ejemplo, si se utilizan diferentes huellas digitales para diferentes tamaños de FFT, se podría codificar información como el tamaño de la FFT de las realizaciones de dominio de frecuencia. A continuación, se podría ejecutar una correlación de dominio de frecuencia

con varias huellas digitales. En una realización, si se usan varias huellas digitales, la huella digital recibida puede compararse simultáneamente a varias huellas digitales almacenadas. Una secuencia piloto recibida puede traducirse en etapas de dominio de frecuencia sobre el ancho de banda del canal, en el que se produce una señal de correlación alta cuando las secuencias piloto coinciden.

5 La figura 10 es un diagrama de flujo que muestra las etapas de acuerdo con una realización para realizar cabo una correlación de descubrimiento de servicios en el dominio de tiempo. Se programa una parte de radiofrecuencia del receptor (sintetizador de frecuencia) a la frecuencia central nominal (de acuerdo con el barrido de canal) del canal, como se muestra en 1002.

10 En una realización, se realiza una correlación de la secuencia piloto recibida, en el dominio de tiempo con secuencias piloto conocidas para detectar el desplazamiento utilizado, como se muestra en 1004. Por ejemplo, si hay siete desplazamientos en uso, se definen siete secuencias piloto diferentes (huellas digitales). Cada desplazamiento grueso corresponde a una secuencia piloto particular de la huella digital. Basándose en la correlación, puede detectarse la huella digital utilizada, es decir, el desplazamiento utilizado. La secuencia piloto estará en la frecuencia central nominal del canal (de acuerdo con el barrido de canal). En una realización, se define un conjunto de símbolos piloto para que cada uno de ellos corresponda a una frecuencia de par de tamaños de desplazamiento de FFT, en el que pueden detectarse tanto el desplazamiento como el tamaño sobre la base de la correlación detectada.

20 El desplazamiento de frecuencia se detecta sobre la base de la secuencia piloto identificada de la huella digital, como se muestra en el 1006. Si ninguna de las secuencias piloto muestran correlación, entonces, la señal no es una señal de difusión de vídeo digital deseada y la búsqueda puede proceder al siguiente canal.

25 El desplazamiento se compensa mediante la reprogramación del sintetizador de frecuencia del receptor, como se muestra en 1008. El siguiente símbolo de sincronización se demodula para detectar parámetros de modulación de símbolos de datos, como se muestra en 1010. Se realiza la estimación del canal y la corrección basada en el símbolo de estimación de canal, como muestra en 1012 y, a continuación se demodulan los datos, como se muestra en 1014. En una realización, el receptor puede esperar a un siguiente conjunto de símbolos de sincronización para permitir que el sintetizador de frecuencia se re programe.

30 Después de que se haya encontrado el desplazamiento y de que el sintetizador de frecuencia se re programe, el segundo símbolo (es decir, el símbolo después del símbolo piloto) puede utilizar la FFT fija y la selección del intervalo de guarda, pero utilizaría el ancho de banda total de la señal. El segundo símbolo puede entonces contener información específica sobre los parámetros de modulación para los símbolos de datos posteriores. En otra realización, el segundo símbolo puede utilizar la FFT que se señala en el primer símbolo.

Podría insertarse un tercer símbolo opcional antes de los símbolos de datos para facilitar la estimación de canal.

40 La figura 11 muestra un ejemplo de una secuencia de símbolos piloto/de señalización. El símbolo piloto 1102 y los símbolos de señalización 1104 y 1106 pueden repetirse en la transmisión con la frecuencia suficiente, por ejemplo, cada 50 ms, para permitir la detección de la señal y la sincronización tan rápido como se desee. El primer símbolo piloto 1102 se utiliza para la frecuencia gruesa y para la sincronización de tiempo, y, además, también puede transportar información del tamaño de la FFT para los siguientes símbolos. La FFT, el intervalo de guarda y la modulación se fijan para el primer símbolo. En una realización, el segundo símbolo 1104 comprende la misma subportadora piloto que el primer símbolo, pero puede tener, además, más subportadoras que se usan como subportadoras piloto. El segundo símbolo de señalización también transporta los datos de señalización que comprenden el tamaño de la FFT, el intervalo de guarda y los parámetros de modulación. El tercer símbolo de señalización comprende aún más pilotos que se utilizan para la estimación de canal y la temporización fina.

50 El parámetro de modulación para símbolos de datos (como constelación, QPSK vs. 16QAM vs. 64QAM) se puede variar con frecuencia porque los símbolos de señalización repetidos transportan información acerca de los parámetros seleccionados.

55 La figura 12 es un diagrama de flujo que muestra las etapas de un método realizado por un transmisor. Se compone una secuencia de símbolos que incluye un símbolo piloto configurado para transmitir información de frecuencia gruesa y de sincronización en tiempo real como el primer símbolo seguido de un siguiente símbolo de señalización configurado para transmitir parámetros de modulación como el segundo símbolo, que es seguido por una pluralidad de símbolos de datos, como se muestra en 1202. En una realización, el segundo símbolo de señalización puede estar seguido por un tercer símbolo de señalización. La secuencia de símbolos se transmite a continuación en un canal de difusión con un ancho de banda de la señal piloto que puede ser más estrecho que un ancho de banda de la señal de datos, que además puede ser más estrecho que un ancho de banda del barrido de canal del canal de difusión, como se muestra en 2004.

65 La figura 13 y la figura 14 representan la relación entre P1, P2 y los símbolos de datos (es decir, los símbolos OFDM) por ejemplo. En las figuras 13 y14, puede verse cómo los datos se han dividido por la duración de P2 y de

los símbolos de datos. Los paquetes de datos pueden colocarse inmediatamente después del último paquete P2-n y ambos se transportan realizan dentro de los "símbolos de datos".

5 La figura 15 muestra una trama y una estructura de intervalos a modo de ejemplo. En la figura 15, una trama 1502 puede consistir en uno o más intervalos 1504. Por ejemplo, la trama 1502 incluye el intervalo 1 1506 al intervalo 4 1512. Cada intervalo 1506 -1512 puede incluir varios símbolos OFDM (multiplexación por división de frecuencias ortogonales), normalmente de unos pocos símbolos hasta a algunas decenas de símbolos. Los servicios se distribuyen en estos intervalos de manera que se utilizan uno o más intervalos para un servicio. Por ejemplo, el intervalo 1 1506 puede incluir un número de símbolos OFDM 1514 a 1524. Además, cada símbolo OFDM puede incluir numerosas celdas OFDM. Por ejemplo, el símbolo OFDM 1514 incluye las celdas OFDM 1526 a 1534.

15 Las realizaciones se refieren al descubrimiento inicial de servicio en un sistema de radiodifusión de vídeo digital-terrestre de próxima generación (DVB-T2). El sistema DVB-T2 puede incluir un preámbulo, que está concebido para la identificación eficiente de señales T2 disponibles. El preámbulo no debe consumir demasiada capacidad, pero debe de ser compatible con diferentes tamaños de la transformada rápida de Fourier (FFT) (2k, 4k, 8k, 16k y 32k). Minimizar la sobrecarga ha llevado a usar un símbolo de 2k (P1) para cada tamaño de la FFT y para la señalización del tamaño real de la FFT dentro de este símbolo mediante la modulación de las portadoras por diferentes secuencias binarias pseudoaleatorias (PRBS por sus siglas en inglés pseudo random binary sequences). Para averiguar el tamaño de la FFT de los siguientes símbolos, el receptor detecta la modulación de la PRBS. Esta PRBS también indica el desplazamiento de frecuencia entero (la señal DVB-T2 puede desplazarse por +/- 1/6, +/- 2/6, +/- 3/6 MHz en comparación con la frecuencia central nominal). Para resumir, los símbolos P1 se utilizan en la exploración inicial para: (1) detectar la presencia de la señal T2; (2) estimar el desplazamiento de frecuencia; y (3) detectar el tamaño de la FFT utilizado.

25 Después de la exploración inicial, el símbolo P1 no puede ser utilizado durante la recepción de datos normal o durante el traspaso porque los parámetros transportados por P1 (es decir, el tamaño de la FFT y el desplazamiento de frecuencia) se mantienen constantes. Con respecto a los traspasos, estos parámetros son los mismos entre los canales de frecuencia de radio (RF, por sus siglas en inglés radio frequency) o se señalizan antes de un traspaso (por ejemplo, en la Información Específica de Programa/Información de Servicio (PSI/SI) de acuerdo con la norma ETSI EN 300 468 Digital Video Broadcasting (DVB); en la especificación para la Información de Servicio (SI) en sistemas DVB). Sin embargo, puede utilizarse P1 durante la recepción de datos normal, por ejemplo, para detectar el inicio de trama o para mejorar los algoritmos de sincronización y de estimación de canal. El símbolo(s) P2 es/son un símbolo(s) de señalización y de estimación de canal que se sitúa(n) después de P1.

35 La detección de P1, y, por lo tanto, la detección de la señal DVB-T2, se basan en una correlación del intervalo de guarda (GIC por sus siglas en inglés guard interval correlation). En GIC, el intervalo de guarda se correlaciona con el final del símbolo. Un pico en el GIC indica una señal DVB-T2 potencial, que puede verificarse desde el símbolo P2. El primer problema es que el intervalo de guarda debe ser largo con el fin de proporcionar una detección robusta (es decir, un intervalo de guarda largo proporciona una mayor relación señal/ruido). Un intervalo de guarda más largo, y por lo tanto un P1 más largo, sin embargo, disminuyen la capacidad de datos.

45 Puesto que P1 es el primer símbolo que se recibe, normalmente no hay conocimiento anterior de las condiciones del canal. Por lo tanto, el símbolo P1 debe incluir algunos medios para superar las distorsiones del canal. En la práctica, esto significaría el uso de, por ejemplo, de portadoras piloto adicionales para la estimación del canal o para la modulación diferencial entre las subportadoras.

50 Debido al menor tamaño de la FFT, la separación de portadoras del símbolo P1 puede no ser tan densa como en los siguientes símbolos de datos (por ejemplo, 2k para P1 y 32k para datos). Para una buena detección PRBS en P1, el ancho de banda de coherencia del canal debe ser menor que la separación de subportadora de un símbolo de 2k. Sin embargo, la red podría estar diseñada para el modo de 32k, y los largos retardos de la red de frecuencia única (SFN por sus siglas en inglés Single Frequency Network) podrían producir una selectividad de frecuencia mucho más alta.

55 El señal recibida de valor complejo en índice de portadora k puede expresarse como $r_k = h_k s_k + n_k$, donde s_k es el símbolo de datos transmitido (por ejemplo, utilizando modulación por desplazamiento de fase cuaternaria (QPSK)), h_k es la respuesta de canal en el índice de portadora k, y n_k es el término de ruido.

60 En la demodulación coherente, se estima primero h_k utilizando los pilotos, y después se ecualiza el efecto del canal, por ejemplo, dividiendo r_k por el valor h_k estimado.

65 Si consideramos DVB-T2 y el símbolo P1, no hay pilotos para estimar h_k . Por lo tanto, normalmente se utilizará una demodulación no coherente, sin estimación de canal. Esto puede hacerse usando una modulación diferencial (por ejemplo una modulación por desplazamiento de fase binaria diferencial (DBPSK por sus siglas en inglés Differential Binary Phase Shift Keying)) en la que se codifica la información para la diferencia de fase entre dos portadoras adyacentes. Estas dos portadoras adyacentes pueden expresarse como $r_k = h_k s_k + n_k$ y $r_{k+1} = h_{k+1} s_{k+1} + n_{k+1}$. El símbolo transmitido puede decodificarse a partir de la diferencia de fase entre estas dos portadoras recibidas: $r_{k+1} -$

$$r_k = h_{k+1} s_{k+1} - h_k s_k + n.$$

La figura 16 ilustra el ancho de banda de coherencia y la modulación diferencial dentro de un símbolo OFDM piloto (PI). Se asume que las fases de las respuestas de canal h_k y h_{k+1} son aproximadamente las mismas, como se muestra en el gráfico superior de la figura 16. Sin embargo, en un canal de frecuencia altamente selectiva (por ejemplo, el gráfico inferior de la figura 16), la correlación entre las respuestas de canales adyacentes es relativamente baja. Esto hace que sea imposible usar modulación diferencial entre portadoras.

El ancho de banda de coherencia (es decir, el ancho de banda en el que la respuesta de canal está altamente correlacionada) se puede aproximar por $W_{coh} \approx 1/T_d$, donde T_d es la dispersión del retardo del canal. El ancho de banda de coherencia del canal debe ser inferior a la separación de portadoras con el fin de utilizar DBPSK entre portadoras. El tamaño de la FFT de P1 es 2k y la separación de portadoras en el canal de 8 MHz es 4,46 kHz. A partir de estas portadoras se utiliza una portadora cada 3 o cada 9. Por lo tanto, la separación de portadoras real puede ser incluso de 40,1 kHz. Por otro lado, la dispersión del retardo en una red SFN grande puede ser de 448 μ s (modo de 16k con intervalo de guarda $1/4$) que da lugar a un ancho de banda de coherencia de 2,2 kHz.

De acuerdo con un método relacionado, se utilizan dos símbolos P1, por ejemplo, un símbolo 1k con GI = 1/1. Ambos símbolos se utilizan por separado en GIC. Cuando GI = 1/1, toda la duración del símbolo puede utilizarse en GIC.

De acuerdo con un método relacionado, se aplica la modulación diferencial entre dos símbolos P1 como se muestra en la figura 17. Debido a que la modulación diferencial se realiza ahora mediante subportadoras, no hay requisitos para el ancho de banda de coherencia. (Alternativamente, el primer símbolo P1 podría utilizarse para la estimación de canal, lo que permitiría la demodulación coherente para el segundo símbolo P1).

El intervalo de tiempo de dos símbolos P1 es relativamente corto de manera que el canal no cambia del primer al segundo símbolo. Por lo tanto, de acuerdo con una o más realizaciones, la modulación diferencial puede realizarse en el dominio del tiempo entre las portadoras que tienen el mismo número de portadora.

Las realizaciones también soportan la recepción móvil. De acuerdo con las realizaciones, el tiempo de coherencia del canal es mayor que la duración de los dos símbolos P1. Esto hace que la correlación entre $r_k(1)$ y $R_k(2)$ sea alta. El tiempo de coherencia del canal se puede aproximar mediante $T_{coh} \approx 1/F_d$, donde F_d es la dispersión Doppler del canal y viene dada por $F_d = v \times F_c / c$, donde v es la velocidad del receptor, c es la velocidad de la luz (3×10^8 m/s), y F_c es la frecuencia portadora. Si $v = 120$ km/h y $F_c = 666$ MHz, entonces $F_d = 74$ Hz y $T_{coh} = 13,5$ ms, que es significativamente más largo que la duración de un símbolo P1 (por ejemplo, 280 μ s).

De acuerdo con una o más realizaciones, el símbolo de sincronización de P1 puede mejorarse. Los símbolos P1 pueden tener un intervalo de guarda 1/1, lo que mejoraría la sincronización de símbolos y maximizaría la longitud de correlación del intervalo de guarda con respecto al encabezado. Los símbolos P1 pueden utilizar una FFT de 1k, lo que reduciría el encabezamiento en comparación con dos símbolos 2k.

La correlación del intervalo de guarda (GIC) es un método básico para la sincronización de símbolos de multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM). Dado que el GI es una copia cíclica de la última parte del símbolo OFDM real, el receptor es capaz de encontrar el inicio de un símbolo OFDM mediante la detección de esta correlación. En la práctica, el receptor correlaciona de forma continua dos bloques de la señal recibida, que están separados por N muestras (N es el tamaño de la FFT y también el número de muestras de datos). Se detecta un pico de correlación en la posición correcta.

La figura 18 muestra dos símbolos 1k con intervalo de guarda 1/1 y modulación diferencial entre los símbolos. Como puede verse, el intervalo de guarda 1/1 significa que el GI y la parte de datos tienen la misma longitud y las muestras también son iguales. De manera equivalente, podría decirse que el símbolo 1/1 tiene dos símbolos iguales sin intervalo de guarda.

Debido a la modulación diferencial, los símbolos consecutivos, P1 y P1', son diferentes, lo que significa que debe aplicarse un GIC normal dentro de cada símbolo P1. La longitud de correlación, sin embargo, se duplica en comparación con un símbolo de 2k y un GI $1/4$ ($1/4 \times 2048 = 512$) y las correlaciones de los dos símbolos pueden combinarse para mejoras adicionales. También es deseable el símbolo 1k GI 1/1 puesto que la correlación del intervalo de guarda no coincide ahora con los modos de datos (2k, 4k, etc.).

Otra realización acelera la exploración inicial. Es deseable detectar rápidamente las señales sin T2 para que el receptor pueda sintonizar a la siguiente frecuencia. Esto puede hacerse detectando las portadoras de cero en el símbolo P1 mediante: (1) el cálculo de tres sumas (véase la figura 19, que muestra el cálculo de sumas de energía recibida de P1 de acuerdo con una o más realizaciones) de la energía recibida de las portadoras que pertenecen a los subconjuntos r_{3k} , r_{3k-1} , y r_{3k+1} , donde r es la k -ésima portadora de símbolo(s) P1 y $k = 1, 2, 3 \dots$; y (2) la detección de la existencia de señal T2 por comparación de la energía recibida en los tres subconjuntos; y (3) el establecimiento de un umbral de energía (por ejemplo, 5 dB por debajo del más fuerte); y (4) si solo una suma

supera el umbral, se detecta una posible señal T2.

La figura 20 muestra un transmisor de acuerdo con una o más realizaciones. El primer P1 se modula con BPSK de acuerdo con una secuencia de referencia, y el segundo P1 se modula como sigue: si $PRBS_k = 0 \rightarrow b_{k,2} = b_{k,1}$, si $PRBS_k = 1 \rightarrow b_{k,2} = -b_{k,1}$ (o viceversa), donde $PRBS_k$ es el k -ésimo elemento de la PRBS, y $b_{k,m}$ es el símbolo transmitido en la k -ésima portadora en m th en el símbolo P1. A continuación, el transmisor combina la secuencia de referencia original y la secuencia modulada diferencialmente retrasada antes de la inserción de la transformada rápida de Fourier inversa (IFFT por sus siglas en inglés Inverse Fast Fourier Transform) y el intervalo de guarda. N se refiere al tamaño de la FFT.

La figura 21 muestra un receptor de acuerdo con una o más realizaciones. El receptor realiza la inversa de las operaciones del transmisor que se ha discutido anteriormente en relación con la figura 20. Es decir, el receptor elimina el intervalo de guarda de los símbolos P1 (primer y segundo símbolo piloto), realiza una transformada rápida de Fourier en los símbolos P1 y a partir de entonces demodula de forma diferencial los símbolos P1 para obtener una estimación de la secuencia binaria pseudoaleatoria transmitida. El receptor no tiene que conocer la secuencia de referencia.

La figura 22 es un diagrama de flujo que muestra las etapas que pueden realizarse por un receptor de acuerdo con una o más realizaciones. En la exploración inicial, el receptor puede sintonizarse a la frecuencia central nominal del canal, y puede comenzar a buscar el símbolo P1. El siguiente procedimiento puede repetirse a continuación en los canales seleccionados (y en los anchos de banda)-pero no necesariamente con cada desplazamiento de frecuencia puesto que el símbolo P1 puede detectarse en la frecuencia central nominal, independientemente del desplazamiento utilizado.

La primera tarea después de la selección de frecuencia central nominal y del ancho de banda es encontrar la existencia de una señal T2. Se puede encontrar el símbolo P1, por ejemplo, mediante la correlación del intervalo de guarda, que es inmune al desplazamiento de frecuencia. El uso de la correlación del intervalo de guarda también ayuda en la detección de la señal T2 ya que la falta de un símbolo $2k$ implica a un canal sin T2.

La correlación del intervalo de guarda se concibe para situaciones en las que la dispersión del retardo del canal se mantiene dentro del intervalo de guarda, que puede no ser el caso con el símbolo P1 en la SFN a gran escala (por ejemplo, con modo de 32k). En este caso, los retardos más largos que los intervalos de guarda-especialmente los retardos que son múltiplos de la duración útil del símbolo-producen una correlación falsa.

Cabe señalar, sin embargo, que la temporización de símbolos en presencia de una fuerte repetición de SFN no es solo un problema específico de P1 ya que el receptor de todos modos debe ser capaz de sincronizar a la ruta correcta. La diferencia es que la correlación P1 tiene mayor nivel de ruido debido a la ventana GIC más corta.

Las sincronizaciones aproximadas de frecuencia fraccional y de tiempo se obtienen a partir de la correlación del intervalo de guarda. Estas son estimaciones gruesas que se utilizan para el propio símbolo P1, y pueden ser refinadas utilizando los símbolos siguientes. Se supone que estas estimaciones son lo suficientemente precisas para detectar uno de los cinco patrones de PRBS para encontrar el tamaño de la FFT.

Para una exploración inicial rápida, los canales que no contienen una señal T2 deben desecharse de forma relativamente rápida. La estructura de preámbulo de acuerdo con las realizaciones soporta una detección por etapas en la que los canales sin T2 pueden desecharse de forma relativamente rápida, y la detección de una señal T2 puede confirmarse mediante la lectura de la señalización estática L1.

La primera eliminación puede hacerse mediante la correlación del intervalo de guarda. La señal P1 puede repetirse cada trama (aproximadamente 200 ms) y es bastante robusta en términos de requisitos de SNR de modo que el ensayo de dos posiciones P1 consecutivas puede ser lo suficientemente fiable para detectar la señal T2. Esto llevaría aproximadamente 500 ms por canal RF. Un receptor puede entonces decidir si se ha encontrado un posible símbolo P1. Si esto se hace durante los 39 canales UHF e incluso con 3 anchos de banda de canal, el tiempo total utilizado para la exploración es aproximadamente 58 segundos. Téngase en cuenta que tratar de explorar diferentes anchos de banda al mismo tiempo, realmente no ayuda ya que los barridos de canal son diferentes.

Una vez que se ha encontrado un posible símbolo P1, el receptor puede realizar la sincronización gruesa y la FFT. A continuación, el receptor puede utilizar el barrido de portadora escaso para diferenciar entre señales T2 y otras señales $2k$. Por lo tanto, las señales sin T2 pueden detectarse más probablemente a partir del primer símbolo P1 recibido.

La detección del desplazamiento de frecuencia se basa en encontrar el patrón piloto desplazado. La detección del desplazamiento de frecuencia y del tamaño de la FFT puede separarse utilizando primero la energía en las portadoras piloto asumidas para encontrar el desplazamiento correcto, y, después de eso, calculando la correlación con las cinco PRBS. Por otro lado, las PRBS podrían utilizarse ya a la hora de encontrar el desplazamiento de frecuencia. El barrido de portadora escaso disminuye la complejidad de los algoritmos de búsqueda.

Después de que se ha detectado el desplazamiento de frecuencia, el receptor puede sintonizarse para recibir los símbolos de datos. Otra tarea es averiguar el intervalo de guarda utilizado para decodificar el símbolo P2. Como el símbolo P1 no transporta ninguna información de señalización del GI, el receptor puede detectar esto mediante el uso de los símbolos OFDM normales durante la trama. No se puede decodificar el símbolo P2 inmediatamente después del P1 detectado. Pero hay tiempo suficiente para detectar el GI antes de la siguiente trama ya que puede utilizarse toda la duración de la trama de 200 ms. Esto añade otros 200 ms al tiempo de adquisición de la señal, pero esto sucede más probablemente solo con las señales T2 encontradas, no con todos los canales de la prueba. Como el número máximo de multiplexaciones paralelas normalmente es del orden de 7 a 8, el tiempo total añadido a la secuencia de exploración es menor que 2 s.

En caso de que la duración de la trama sea configurable, la sincronización de trama se puede obtener mediante el reconocimiento del siguiente símbolo P1. Se confirman entonces los parámetros detectados a partir de la señalización estática L1 en los símbolos P2.

En una realización, el primer P1 se utiliza para una estimación de canal, que después se utiliza para ecualizar el segundo P1. Esto reutiliza una idea subyacente de diversas realizaciones, aunque la implementación es diferente. N se refiere al tamaño de la FFT.

De acuerdo con los estándares DVB-T2, los símbolos P1 y P2 se presentan como una solución para la exploración inicial y para la transmisión de la señalización. De acuerdo con las realizaciones, la modulación diferencial entre dos símbolos P1 puede tener ventajas en canales de alta frecuencia selectiva.

Como se ha analizado anteriormente, los símbolos P1 se utilizan en la exploración inicial para: (1) detectar la presencia de la señal T2; (2) estimar el desplazamiento de frecuencia; y (3) detectar el tamaño de la FFT utilizado. Un posible método de estimar el desplazamiento de frecuencia (y en cierta medida la detección de la presencia de señal T2) es el uso de un dominio de frecuencia 'peine', es decir, utilizar un subconjunto de las subportadoras disponibles en el símbolo OFDM. Se supone que hay un total de L subportadoras disponibles (= tamaño de la FFT con bandas de guarda deducidas). Además, se supone que cada tercera subportadora está disponible para este uso piloto/sincronización, por lo que habrá $L' = \lfloor L / 3 \rfloor + 1$ subportadoras activas para la señal de sincronización. Matemáticamente, el peine puede representarse con una secuencia de bits $P(0), P(1), \dots, P(L'-1)$. En este caso, el bit $P(k)$ dice, si el número de subportadoras *más bajo* $+ 3 * k$ contiene una señal modulación por desplazamiento de fase binaria (BPSK) o no: '0' indica una subportadora que no contiene energía, y '1' indica una subportadora que contiene una señal BPSK modulada. La idea es que cuando el operador utilice un canal de desplazamiento de frecuencia, el peine se desplace en consecuencia. Por lo tanto, después de lograr la sincronización de temporización y la sincronización de frecuencia fraccional, el receptor puede llevar a cabo la FFT y la búsqueda del desplazamiento de frecuencia entero. Aquí el receptor puede utilizar la energía recibida en las presuntas portadoras piloto (es decir, el peine) y encontrar el desplazamiento de frecuencia sin demodular la secuencia binaria pseudoaleatoria. El desplazamiento de frecuencia entero correcto (=un múltiplo entero de la separación de subportadora), puede detectarse entonces por la presencia de una coincidencia relativamente buena con el peine desplazado y la medida de la energía de la señal subportadora. El tamaño de la FFT (seleccionado de, por ejemplo, 5 opciones) se indica a continuación, por una selección de 5 patrones BPSK $S_m(0), S_m(1), \dots, S_m(L'-1)$, para $m = 1, 2, 3, 4$ o 5 .

El desplazamiento de frecuencia (después de ajustarlo por su parte fraccional) equivale a añadir un desplazamiento

constante n para los subíndices. La suma $S(n) = \sum_{k=0}^{L'-1-n} P(k)P(k+n)$, calcula a continuación el número de colisiones entre el peine y su versión desplazada, y $S(0) = N$ es iguala al número N de subportadoras en el peine. Para detectar el desplazamiento de frecuencia entero para funcionar, los recuentos de colisión $S(n)$, $n \neq 0$ deben ser pequeños en comparación con la coincidencia correcta N .

Idealmente, la estructura de las señales P1-debe ser tal que también soporte otros métodos de detección, dando de ese modo libertad de elección a los diseñadores de hardware. Otro enfoque para el problema de detectar la presencia de una señal P1 se basa en la correlación de dominio de tiempo. Con el fin de apoyar también este

enfoque alternativo, las señales reales $\sum_{k=0}^{L'-1} P(k)S_m(k) \exp(2\pi j[f + (n+3k)\Delta f]t)$ deben tener buenas propiedades de correlación cruzada - no solo para los distintos valores de m , sino para los valores distintos de los pares (m, n) , es decir, para diferentes valores de las combinaciones (tamaño de la FFT, desplazamiento de frecuencia).

Otras propiedades requeridas por el conjunto de señales son propiedades de autocorrelación de dominio de tiempo razonables y propiedades de relación potencia de cresta/potencia media (PAPR por sus siglas en inglés peak-to-average-power ratio) razonables. Idealmente, también debe ser posible regenerar rápida y eficientemente tanto el peine como las secuencias BPSK sin recurrir a grandes tablas de consulta.

Las realizaciones se refieren a: 1) peines limitados a cada tercio de la subportadora, y 2) peines que contienen aproximadamente la mitad de las subportadoras restantes, por lo que el número de subportadoras activas N debe

ser de aproximadamente $L/6$. Con estos supuestos, son de interés patrones de peine más cortos/secuencias de longitud $L' = \lfloor L/3 \rfloor + 1$.

De acuerdo con las realizaciones, se utiliza una secuencia m binaria de una longitud adecuada para generar el peine, y se utilizan desplazamientos cíclicos seleccionados de la misma secuencia m (ahora interpretado como $+1/-1$ en oposición a $0/1$) para generar 5 patrones BPSK.

Se especifican seis patrones de bits, cada uno consistiendo en r bits, no todos cero, que en lo sucesivo en el presente documento se denominan semillas. A continuación las semillas se extienden en una secuencia de longitud $2^r - 1$ mediante la aplicación de una fórmula de recurrencia determinada por un polinomio primitivo de grado r . Téngase en cuenta que se aplica la misma fórmula de recurrencia para formar cada una de las 6 secuencias. Una de las secuencias se selecciona para determinar el peine y las otras 5 determinan los patrones BPSK reinterpretando '0' como $+1$ y '1' como -1 . Idealmente, entonces $L' = 2^r - 1$. También pueden utilizarse diferentes casos de uso y un método alternativo para construir el peine.

En el caso de uso específico de DVB-T2, $L = 1531$ subportadoras, por lo que $L' = 511 = 2^9 - 1$, $r = 9$, y puede utilizarse el polinomio de respuesta primitivo $1 + x^4 + x^9$. Un ejemplo de conjunto de semillas consiste en 100 000 000 para el peine, y 000 110 101, 110 001 100, 101 111 101, 101 101 111, 111 100 111 (todo interpretado como $+/-1$ s) para los 5 patrones BPSK. Estos se extienden a secuencias de P y de S_m para $m = 1, 2, 3, 4$ y 5 por aplicaciones repetidas de las fórmulas de recurrencia $P(k) = P(k-4) + P(k-9) \pmod{2}$ y $S_m(k) = S_m(k-4) * S_m(k-9)$, para $k = 9, 10, \dots, 510$.

Un criterio de diseño en la selección de las semillas es que, mientras que las secuencias resultantes son desplazamientos cíclicos de unas a otras, la cantidad de desplazamiento que se tarda en llegar de una a otra debe hacerse relativamente grande. Del mismo modo, las semillas pueden diseñarse de manera que una de ellas no se pueda producir desde el XOR a nivel de bit de la secuencia de peine y de otra secuencia mediante un desplazamiento cíclico corto (por ejemplo, menos de 45 posiciones).

Si el número de portadoras disponibles L' no es de la forma $2^r - 1$, pero está todavía relativamente cerca de tal número, entonces el peine y las secuencias pueden acortarse truncando un pequeño segmento del extremo de cola de las secuencias m , o el patrón puede extenderse mediante la repetición cíclica del mismo durante un tiempo relativamente corto. En el ejemplo anterior, el número de subportadoras puede reducirse de 1531 a 1507 mediante el desplazamiento cíclico del patrón de peine, así como de las secuencias BPSK en una posición. Para lograr esto, las semillas de 9 bits pueden extenderse a 10 bits mediante la aplicación de la relación de recurrencia una vez. Después de eso, el primer bit se puede dejar fuera produciendo de esta manera una semilla de 9 bits. Por lo tanto, en lugar de las sugerencias anteriores, se utilizan la semilla 000 000 001 para el peine, y las semillas 001 101 010 100 011 000, 011 111 010, 011 011 110, 111 001 111 para las secuencias BPSK. Entonces, el peine se iniciará con 8 ceros, es decir, 24 subportadoras vacías, y la señal P1 se reducirá a 1.507 portadoras consecutivas. Obsérvese que el papel desempeñado por el ancho de banda disponible es menos importante, ya que en una aplicación de banda más estrecha (por ejemplo, 5 MHz), la separación entre subportadoras es también más estrecha y todavía hay espacio para aproximadamente el mismo número de subportadoras.

Un método alternativo de generar un peine de dominio de frecuencia es usar las secuencias de residuos cuadráticos (= Secuencias QR), que son conocidas en la técnica. El peine resultante comparte las estadísticas de colisión entre las versiones desplazadas con el peine basado en la secuencia m . Este método alternativo tiene la ventaja de que la longitud de una secuencia QR es un número primo p congruente a 3 módulo 4. Por lo tanto, el conjunto de longitudes disponibles es más flexible cuando se utilizan secuencias QR. Aquí pueden utilizarse también versiones desplazadas cíclicamente de la misma secuencia para construir las secuencias BPSK. Sin embargo, generar una secuencia QR relativamente larga sobre la marcha es computacionalmente más difícil, y en la práctica puede tener que utilizarse una tabla de consulta relativamente grande.

De acuerdo con al menos una realización, las 5 propuestas de señales P1 son

$$P1_m(t) = \sum_{k=0}^{510} P(k) S_m(k) \exp(2\pi j [f + (n + 3k)\Delta f] t)$$

para $m = 1, 2, 3, 4$ y 5 . Aquí n denota la parte entera del desplazamiento de frecuencia. Se cuenta como un múltiplo de la separación de las subportadoras, por lo que en el caso de uso propuesto $n = \pm 37, \pm 75, \pm 112$ corresponden a desplazamientos de frecuencia de $\pm 1/6, \pm 1/3, \pm 1/2$ MHz (téngase en cuenta que las fracciones de separación de las subportadoras se manejan antes con independencia de si son resultado de un error de redondeo o resultado de una discrepancia de reloj entre el receptor y el transmisor). Pero la construcción presentada en realidad permite cualquier valor entero de n hasta 134. Aquí P y S_m para $m = 1, 2, 3, 4$ y 5 , son las secuencias de longitud 511 que se han discutido anteriormente. Estas señales ocupan 256 subportadoras dentro de un intervalo de 1531 subportadoras consecutivas.

Hay varias otras opciones para las semillas que funcionan igual de bien. Por ejemplo, cada una de las 6 secuencias m puede desplazarse cíclicamente la misma cantidad sin cambiar las propiedades de correlación. Los valores de ejemplo de semillas funcionan bien, cuando la parte entera n del desplazamiento de frecuencia es menor que $3 * 45$

= 135. Dentro de este intervalo, las correlaciones cruzadas entre las versiones de desplazamiento de las secuencias permanecen bajas. Un equipo de búsqueda ha revelado otros conjuntos de semillas con un rendimiento igual de bueno. No se ha excluido completamente la posibilidad de un intervalo incluso ligeramente más amplio de baja correlación, pero se sabe que si n fuera tan grande como $3 * 51 = 153$, no se podría lograr un intervalo de correlación tan bajo con este método, no importa cómo de cuidadosamente se seleccionen las semillas.

La separación en múltiplos de 3 permite que la parte entera del desplazamiento de frecuencia se detecte de forma relativamente rápida ya que no hay colisiones entre el verdadero peine y la versión de prueba, a menos que la diferencia entre el desplazamiento de prueba y el desplazamiento entero real sea un múltiplo de 3. Si se cumple esta condición, entonces el número de colisiones es de 256, cuando tenemos el desplazamiento correcto, y de lo contrario, el número de colisiones está en el intervalo de 119... 128, es decir, cerca del punto de transición óptimo pseudoaleatorio de 128. Para un peine generado al azar con una estructura similar (= limitado a cada tres subportadoras) y una densidad similar (= en total una de cada 6 subportadoras de media es "activa"), el intervalo esperado (+/- 2 desviaciones estándar a partir del valor esperado) para el número de colisiones es de 104 a 144, por lo que el uso de secuencias m lo mejora, llevando la variación en un intervalo más estrecho.

La estructura algebraica subyacente de las secuencias m ayuda a asegurar que casi todas las secuencias producidas de esta manera tienen propiedades PAPR (la excepción es el uso de la misma semilla para el peine y para una de las secuencias) y autocorrelaciones de dominio de tiempo razonablemente buenas. La elección cuidadosa de las semillas ayuda además a asegurar buenas propiedades de correlación cruzada entre la versión de desplazamiento de las diversas secuencias. De hecho, las correlaciones no triviales están muy cerca de cero en oposición a las fluctuaciones al azar que varían hasta +/- nivel 2SD de 32.

La figura 23 es un gráfico de autocorrelaciones/correlaciones cruzadas entre secuencias piloto y sus versiones de desplazamientos de frecuencia de acuerdo con una o más realizaciones.

La figura 24 es una versión ampliada del gráfico de la figura 23 que muestra el bajo intervalo de correlación cruzada de desplazamientos de frecuencia.

La figura 25 es un gráfico que muestra la envolvente de amplitud de una primera señal P1 (un solo símbolo computado con una frecuencia central de 666 MHz, y separación de portadoras de 4464 Hz, muestreada a 25 MHz para producir esas figuras) de acuerdo con al menos una realización. Se elige la escala de manera que la amplitud cuadrática media sea igual a uno.

La figura 26 es una versión ampliada del gráfico de la figura 25. Juntas, las figuras 25 y 26 muestran las propiedades PAPR razonables del conjunto.

En el análisis de las secuencias BPSK y P1 que sigue, $F = GF(512)$ denotará el campo finito de 512 elementos, y g será un elemento primitivo de F que satisface la ecuación $1 + g^5 + g^9 = 0$, por lo que la potencia g^i va a través de los elementos no nulos de F, cuando el exponente i toma los valores $i = 0, 1, \dots, 510$. Se señala además que g^{-1} será entonces una raíz de la ecuación de respuesta anterior $1 + x^4 + x^9 = 0$. Se permite que $tr: F \rightarrow GF(2)$ sea la función de rastreo. El valor anterior 0/1 de la secuencia m y todos sus desplazamientos cíclicos se consiguen como las secuencias $m_\alpha(i) = tr(\alpha g^{i-1})$, para $i = 1, 2, \dots, 511$ y $\alpha \neq 0$. Se escribe $e(x) = (-1)^{tr(x)}$, y $\omega = e^{2\pi i/511}$. Por lo tanto, pueden seleccionarse los elementos $\alpha \in F$ y $\beta_j \in F, j = 1, 2, 3, 4, 5$ de manera que el peine de ceros y unos se consigue como $P(i) = tr(\alpha g^{i-1}) / 2$, y que las secuencias BPSK se consiguen como $S_j(i) = e(\beta_j g^{i-1})$. Por tanto, las secuencias P1 se dan por la fórmula

$$P1_j(i) = (1 - e(\alpha g^{i-1})) e(\beta_j g^{i-1}) / 2$$

Tenemos la identidad $e(x \pm y) = e(x) \cdot e(y)$ y las sumas $S(\gamma) = \sum_{x \in F} e(\gamma x) = 0$ (en lo sucesivo en el presente documento, denominadas ecuación (1) o suma (1)), siempre que γ no sea cero,

y las llamadas sumas de Gauss $S(k, \gamma) = \sum_{i=0}^{510} e(\gamma g^i) \omega^{kj}$ (en lo sucesivo en el presente documento, denominadas ecuación (2) o suma (2)) que tienen valor absoluto complejo de $\sqrt{512}$ cuando tanto γ como k son distintos de cero, y menor de ese valor cuando uno pero no ambos de ellos es cero.

En este punto se deja constancia de que el peine propuesto corresponde a la elección $\alpha = 1$.

Si consideremos el número de colisiones entre el patrón $P(k) = (1 - e(\alpha g^k)) / 2$ y su versión desplazada $P(k + n)$,

donde n indica la cantidad desplazada (como máximo $\lfloor 511/3 \rfloor = 37$). Si tuviéramos que seguir el patrón de este peine cíclicamente con un período de 511, entonces el número de colisiones puede calcularse. Indicar la variable $x = g^k$ y adoptar la convención habitual de que F^* es el conjunto de elementos distintos de cero en el campo F. Entonces, el número de 'colisiones módulo 511' es (si $k + n$ se calcula como módulo 511)

5

$$\sum_{k=1}^{511} P(k)P(k+n) = \frac{1}{4} \left(\sum_{x \in F^*} 1 - \sum_{x \in F^*} e(\alpha x) - \sum_{x \in F^*} e(\alpha g^n x) + \sum_{x \in F^*} e(\alpha(1+g^n)x) \right)$$

En este caso, la primera suma es 511. Debido a que $t < 511$, los coeficientes α , αg^n , $\alpha(1+g^n)$ son distintos de cero, y la ecuación (1) nos dice que las sumas restantes son todas iguales a -1 (ajustando por el hecho de que el término $e(0) = 1$ no se encuentra en las sumas). En conjunto se consigue que el peine desplazado tenga una colisión de $512/4 = 128$ con el peine extendido cíclicamente. Cuando se toman en cuenta los efectos de la cola debido a la suma de desbordamiento $k + n > 511$, se ve una caída prevista del número de colisiones. Con $n = 1, 2, 3, 4, 6, 7, 8$ hay 128 colisiones, y este número se reduce aproximadamente de forma lineal a medida que n aumenta. Cuando n alcanza el valor máximo de 37, el número de colisiones es 125. Se alcanza el valor más bajo de 119 colisiones con el desplazamiento $n = 36$. Por lo tanto, con este peine el número de colisiones entre dos peines desplazados estará cerca del punto medio ideal de 128.

10

15

Puede calcularse la correlación cruzada entre dos secuencias P1 (en el dominio f, según el teorema de Parseval no importa si esto se hace en el dominio de frecuencia o en el de tiempo) como

20

$$\langle P1_j, P1_{j'} \rangle = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{510} (1 - e(\alpha g^i)) e((\beta_j - \beta_{j'}) g^i) = \frac{1}{2} \left(\sum_{x \in F} e((\beta_j - \beta_{j'}) x) - \sum_{x \in F} e((\alpha + \beta_j - \beta_{j'}) x) \right)$$

por lo que la suma (1) nos dice que esta correlación cruzada es igual a cero, siempre que $\beta_j - \beta_{j'}$ sea distinto de cero (en otras palabras, las dos secuencias, son diferentes) y que $\alpha + \beta_j - \beta_{j'}$ es distinto de cero (en otras palabras, las dos secuencias no son complementos entre sí a nivel de bits). Una prueba práctica de esto es que para que dos secuencias de este tipo sean ortogonales, sus segmentos iniciales son diferentes unos de otros, y que el XOR a nivel de bits de sus segmentos iniciales difiere del segmento inicial del peine P.

25

Como en el cálculo del número de colisiones, en el que primero se extiende la secuencia cíclicamente en el dominio f, calcular la correlación cruzada entre un par de señales tan extendidas, y más o menos ignorar la corta "cola", que es la suma un puñado de términos pseudoaleatorios y no va a aportar mucho. Por lo tanto, la correlación cruzada (dominio f) entre una señal P1 y otra señal P1 desplazada por t posiciones de la primera, es

30

$$\begin{aligned} \langle P1_j, P1_{j'}(\text{desplazada por } n) \rangle &= \frac{1}{4} \sum_{i=0}^{510} (1 - e(\alpha g^i)) e(\beta_j g^i) (1 - e(\alpha g^{i+n})) e(\beta_{j'} g^{i+n}) = \\ &= \frac{1}{4} \left(\sum_{x \in F} e((\beta_j - g^n \beta_{j'}) x) - \sum_{x \in F} e((\alpha + \beta_j) - g^n \beta_{j'}) x) - \sum_{x \in F} e((\beta_j - g^n(\alpha + \beta_{j'})) x) + \sum_{x \in F} e((\alpha + \beta_j) - g^n(\alpha + \beta_{j'})) x) \right) \end{aligned}$$

35

(en lo sucesivo en el presente documento, denominada ecuación (3)).

Obsérvese que aquí los índices j y j' pueden ser iguales, es decir, también se tiene interés en la correlación entre una secuencia y su versión desplazada. A partir de la ecuación (1), se ve que este término principal es cero, a menos que uno de los coeficientes entre corchetes sea cero. A medida que n toma valores en un intervalo de aproximadamente cero, se mantiene el objetivo de seleccionar los coeficientes β_1, K, β_5 de tal manera que los logaritmos discretos de base g de los coeficientes en sí mismos, y también de las sumas $\alpha + \beta_1, K, \alpha + \beta_5$ estén tan lejos entre sí como sea posible (en función del ciclo de módulo 511). Como hay 10 elementos de campo en total, la separación mínima entre los logaritmos discretos no puede ser mayor que $\lfloor 511/10 \rfloor = 51$. Con la elección $\alpha = 1 = g^0$ de la construcción de muestra, una pequeña búsqueda heurística dio el conjunto utilizado en la discusión anterior: $\beta_1 = g^{33}, \alpha + \beta_1 = g^{181}, \beta_2 = g^{135}, \alpha + \beta_2 = g^{499}, \beta_3 = g^{245}, \alpha + \beta_3 = g^{398}, \beta_4 = g^{349}, \alpha + \beta_4 = g^{85}, \beta_5 = g^{445}, \alpha + \beta_5 = g^{296}$. Aquí los logaritmos discretos forman una lista {33, 135, 245, 349, 445, 181, 499, 398, 85, 296}-los primeros cinco logaritmos discretos especifican los elementos β_1, K, β_5 , y los últimos cinco logaritmos discretos de la lista de los elementos $\alpha + \beta_1, K, \alpha + \beta_5$. La menor separación cíclica de 45 está aquí entre 499 y 33, puesto que $33 - 499 + 511 = 45$. Otra secuencia de logaritmos discretos que también tiene la menor separación cíclica de 45 es {33, 135, 233, 339, 447, 181, 499, 388, 286, 80}. No se sabe, si hay opciones que conducen a una separación cíclica aún mayor. Puesto que $3 * 45 = 135$ (separaciones de subportadora) es mayor que 112, esto basta para nuestros propósitos.

50

Estos números explican las brechas de la figura 23. No hay coincidencias con los desplazamientos hasta 44 en cualquiera de las dos direcciones, por lo que la anchura de la zona cercana a cero de la figura 28 es de $2 * 44 + 1 = 89$ portadoras. Se observa que la separación 45 corresponde a los términos con un signo menos en la ecuación (3). La menor separación cíclica que corresponde a un término con un signo más es 96 y se produce entre los pares (445, 349) y (181, 85). Esto explica por qué los lóbulos laterales más cercanos son todos negativos, y también explica la brecha más amplia de $2 * 96 + 1 = 193$ portadoras por encima del eje x.

Aquí se muestra cómo el $S(k, \gamma) = \sum_{i=0}^{510} e(\gamma g^i) \omega^{kj}$ significa que la autocorrelación de las señales propuestas se mantiene en un nivel bajo, al menos durante un cierto conjunto discreto de desplazamientos de tiempo. La versión

$$P1_j(t) = K \sum_k P1_j(k) e^{2\pi i(f+k \cdot \Delta f)t}$$

de dominio de tiempo de la señal P1 propuesta es , donde por conveniencia puede incluirse el desplazamiento de frecuencia en f , y dejar que Δf sea la separación entre dos posibles portadoras de la señal P1 (= 3 veces la separación de la subportadora del símbolo OFDM de $2k$). Suponiendo que existe un error de tiempo Δt que es menor que el intervalo de guarda. Entonces, el dominio de tiempo correlador atiende a

$$\begin{aligned} \langle P1_j(t), P1_j(t + \Delta t) \rangle &= K^2 \int_{\text{periodo}} \sum_k \sum_{k'} P1_j(k) P1_j(k') e^{2\pi i(f+k \cdot \Delta f)t} e^{-2\pi i(f+k' \cdot \Delta f)(t+\Delta t)} dt \\ &= K' e^{-2\pi i f \Delta t} \sum_k P1_j(k)^2 e^{2\pi i k(\Delta f \cdot \Delta t)} \end{aligned}$$

(en lo sucesivo en el presente documento, denominada ecuación (4)).

Aquí, los coeficientes K y K' están para normalizar y contener el poder impulsor, así como las constantes procedentes de DFT y la integración. Por lo tanto, el valor absoluto de este término depende (hasta la escala) solo de la suma. Suponiendo que Δt tiene una magnitud tal que el producto $\Delta f \Delta t = n/511$, para algún entero n. Es decir, el error de tiempo es un múltiplo entero de $1/511$ del periodo común de las subportadoras. De esta manera se puede escribir $e^{2\pi i k(\Delta f \cdot \Delta t)} = \omega^{nk}$. Teniendo en cuenta el hecho de que $P1_j(k+1) = (1 - e(\alpha g^k))/2$ solo depende del patrón del peine (y en absoluto de la modulación BPSK), se ve que en estos valores del error de tiempo, la correlación cruzada es igual a

$$\langle P1_j(t), P1_j(t + n/(511 \cdot \Delta f)) \rangle = K'' \sum_{k=0}^{510} (1 - e(\alpha g^k)) \omega^{nk}.$$

(en lo sucesivo en el presente documento, denominada ecuación (5)).

A continuación, la suma de las ecuaciones (1) y (2), nos dice que (olvidando el multiplicador K"- su valor absoluto es independiente de n) esta suma tiene el valor 256, cuando $n = 0$ (es decir, cuando no hay error de temporización) y de otra manera tiene un valor absoluto $\sqrt{512} \approx 22,6$. Resumiendo: con nuestras señales hay un conjunto discreto relativamente denso de los errores de tiempo que conducen a valores de autocorrelación aproximadamente 10 dB por debajo del valor sincronizado. Si bien esto no es concluyente, es altamente sugerente de que las propiedades de autocorrelación de las señales propuestas son relativamente buenas.

De nuevo, la suma de (1) y (2) son centrales en nuestra estimación. Cuando se comparan dos señales P1 diferentes $P1, P1_j$ y $P1_j$, el cálculo que conducen a las ecuaciones (4) y (5) anteriores esta vez producirá

$$\langle P1_j(t), P1_{j'}(t + n/(511 \cdot \Delta f)) \rangle = K'' \sum_{k=0}^{510} (1 - e(\alpha g^k)) e((\beta_j - \beta_{j'}) g^k) \omega^{nk}.$$

Recuérdese que trabajamos bajo el supuesto de que $\beta_j - \beta_{j'} \neq \alpha$. Si aquí $n = 0$, entonces esta suma evalúa a 0 mediante la fórmula (1), y de otra manera se tienen dos sumas de Gauss sumas, de forma que por la desigualdad triangular podemos estimar $|\langle P1_j(t), P1_{j'}(t + n/(511 \cdot \Delta f)) \rangle| \leq 2K'' \sqrt{512}$. En otras palabras, en este conjunto discreto de errores de tiempo, las correlaciones cruzadas son al menos 7 dB por debajo de la coincidencia perfecta de $256 * K''$.

Una vez más la suma (2) nos permite dar una estimación relativamente fina de la envolvente de potencia en los instantes de muestreo $\Delta t = n/(511 \Delta f)$ para todo $n = 0, 1, \dots, 510$. Tenemos

$$\left| P1_j(n/(511 \cdot \Delta f)) \right| = \frac{1}{\sqrt{2048}} \left| \sum_{k=0}^{510} (1 - e(\alpha g^k)) e(\beta_j g^k) \omega^{kn} \right|$$

5 Como $\alpha \neq \beta_j$ se obtiene cero en $n = 0$, y por el resultado de la ecuación (2) sobre las sumas de Gauss, la suma en valor absoluto señala el límite superior por $2 \sqrt{512}$.

10 Por lo tanto, en total, la envolvente de potencia de la muestra es, como máximo, 1. Aquí, la energía total de la señal es de 256, por lo que la potencia media es $\sqrt{(256/2048)} = 1/\sqrt{8}$. Por lo tanto en esta relación de muestreo (Nyquist) la relación de la envolvente de potencia máxima con la envolvente de potencia media es como máximo $\sqrt{8}$.

15 Hay un límite general obligado nos dice que la relación envolvente de potencia de pico a potencia media es entonces como máximo $(2 \ln(511) + 1,132 + 4/511) \sqrt{8}$ en el peor de los casos (y en la práctica es más probable que sea un poco mejor).

20 Como se ha discutido anteriormente, el reconocimiento relativamente rápido y la sincronización de las señales OFDM se pueden lograr usando de señales de sincronización especiales o símbolos diseñados específicamente, de acuerdo con diversas realizaciones. Por ejemplo, el símbolo P1 puede definirse para ser predeterminado, por ejemplo, símbolo OFDM 2k predeterminado, con una estructura especial que utiliza portadoras asignadas relativamente escasas (por ejemplo, se asigna una cada tres posiciones, como se ha discutido anteriormente).

25 Un problema potencial con este enfoque es que, en ciertas condiciones de trayectos múltiples, la energía del símbolo de sincronización puede reducirse de manera significativa, específicamente en las portadoras activas seleccionadas. Por ejemplo, si hay un canal de dos trayectos con fuerza de 0 dB, y con un retardo que es un tercio de la longitud del símbolo OFDM (parte útil sin intervalo de guarda), entonces una de cada tres portadoras se cancelará de manera significativa. Con un ajuste de fase adecuado, desafortunado, estas cancelaciones pueden producirse en las posiciones de las portadoras activas seleccionadas. La cancelación será parcial, pero aún podría ser potencialmente dañina.

30 Otro problema potencial es una interferencia de onda continua. Esto también podría ser difícil de manejar con el enfoque establecido anteriormente.

35 En el pasados han utilizado otros enfoques para los símbolos de sincronización, como que tiene una secuencia más larga que las formas de onda conocidas (como sinusoides) o códigos pseudoaleatorios. El principal inconveniente de tales enfoques es que normalmente usan períodos de tiempo bastante largos y, por lo tanto, son relativamente ineficaces. La capacidad de datos se reduce. Además, en los canales móviles es beneficioso un período de entrenamiento/tiempo de sincronización corto. De esta manera, el canal puede permanecer más o menos constante durante el símbolo de sincronización, lo que aumenta el rendimiento de la detección de sincronización.

40 Las realizaciones utilizan símbolos bastante cortos (como símbolos 2k o 1k en el caso de DVB), bien definidos en el dominio de frecuencia, que incluyen portadoras distribuidas de forma escasa en posiciones pseudoaleatorias, con una modulación relativamente robusta (como modulación por desplazamiento de fase binaria (BPSK) o en modulación por desplazamiento de fase cuaternaria (QPSK)). Además, las realizaciones pueden utilizar dos símbolos OFDM consecutivos cortos, ambos transportando portadoras activas escasas ("piloto"), con el segundo símbolo que tiene las posiciones de portadoras activas desplazadas en una cantidad predeterminada en la frecuencia. Por razones de implementación, el desplazamiento puede, en una realización, ser un intervalo de portadora del símbolo OFDM. Una forma de realización se aprovecha del hecho de que solo están permitidas las posiciones de portadoras que se toman de una estructura regular (cada segundo, cada tercio o similares). Las portadoras activas se han distribuido de forma (pseudo)aleatoria en esas posiciones. Esto conduce a una estructura regular en el dominio de tiempo (conocida como propiedad de muestreo de la transformada rápida de Fourier (FFT)): si se permite una posición de portadora cada n , estas posiciones pueden o no tener una portadora activa, (otras portadoras ser cero), entonces el símbolo OFDM tendrá n partes consecutivas idénticas en el dominio de tiempo.

55 La figura 27 muestra un ejemplo de un símbolo 2k símbolo (P1), de acuerdo con una realización, con longitud T_u 224 μ s y con un intervalo de guarda de longitud T_g , que es $1/4$ de la longitud de símbolo útil T_u , T_s , que no se muestra en la figura 27 se refiere a la longitud del símbolo OFDM = $T_u + T_g$. Las posiciones de portadoras se toman de un barrido de uno de cada tres que conduce a una periodicidad de 3 en la parte de señal útil.

60 La periodicidad mostrada en la figura 27 puede utilizarse para detectar la señal de forma eficiente y fiable. El receptor puede tener una correlación entre el ciclo uno y dos para detectar la existencia de la señal. Téngase en cuenta que en los datos normales que transportan símbolos OFDM estas correlaciones serían pequeñas-cercanas a cero. La detección de la robustez puede aumentarse tomando correlaciones múltiples simultáneas, por ejemplo, tomar, además, la correlación entre el ciclo uno y el ciclo tres. También es posible añadir una correlación entre el ciclo 2 y ciclo 3 para una fiabilidad adicional.

Las soluciones anteriores tienden a depender de la correlación del intervalo de guarda (GIC) puesto que los datos en el intervalo de guarda (prefijo cíclico) son los mismos que los datos al final del símbolo útil (final del ciclo 3 en el ejemplo anterior). De acuerdo con las realizaciones, sin embargo, hay más energía de señal disponible en la correlación, y es posible utilizar varias correlaciones simultáneas a través de varias partes de la señal que da tolerancia hacia la interferencia y el ruido. Además, también puede realizarse una correlación entre el intervalo de guarda y cualquiera de las secciones n.

En un aspecto adicional, pueden incluirse algún transporte de información en el símbolo de sincronización. Una posibilidad es usar una secuencia BPSK (o QPSK) conocida en los símbolos OFDM. La secuencia puede ser una de un conjunto de pocas secuencias. Estas secuencias pueden ser las mismas o diferentes para el primer y el segundo pulso. Estas secuencias se correlacionan en el receptor frente a secuencias conocidas para determinar cuál de ellas se envía y, por lo tanto, pueden transportarse unos pocos bits de información. Por ejemplo, si el número de combinaciones posibles de la secuencia BPSK es de 8, entonces pueden transportarse 3 bits.

Una modificación es que la secuencia en el símbolo uno puede utilizarse como referencia. Por lo tanto el receptor conoce con antelación la secuencia en el primer símbolo piloto (P1a). El segundo símbolo piloto podría entonces tener, por ejemplo, m posibles secuencias. La secuencia en el símbolo P1a se utiliza como una estimación de canal en bruto para el símbolo P1b. El receptor decide qué secuencia se envía en P1b basándose en la información de fase que tiene desde el primer símbolo. De nuevo, se transmiten $\log_2(m)$ bits.

Una modificación adicional es que la información en la secuencia P1b puede codificarse usando la modulación diferencial de manera que el valor codificado en la secuencia en P1b se da mediante la diferencia de fase en comparación con el valor de fase en la posición de la portadora correspondiente en la secuencia en P1a. Normalmente esta diferencia de fase es 0 o 180 grados en modulación por desplazamiento de fase binaria (DBPSK). También puede utilizarse modulación por desplazamiento de fase cuaternaria (DQPSK).

De acuerdo con las realizaciones, un receptor puede tomar ventaja de la periodicidad que resulta del escaso submuestreo. El receptor puede realizar traslaciones de frecuencia en varias (es decir, dos o más) de las subsecciones de pulsos recibidos, como se discute en más detalle a continuación.

De acuerdo con las realizaciones, un transmisor puede incluir señales de sincronización en la señal transmitida. Una implementación beneficiosa es que la señal de sincronización tiene una forma determinada que utiliza un tamaño fijo de FFT (por ejemplo 1k en DVB-T2/H2). Los datos que transportan los símbolos OFDM seguidos de los símbolos de sincronización (también puede haber algunas otras señales de sincronización) podrían ser de forma diferente teniendo diferentes tamaños de FFT, longitud de símbolo, intervalos de guarda (GI), modulación, etc. Esta estructura preferida del símbolo de sincronización se describirá más adelante. En segundo lugar, el receptor podría utilizar las propiedades del símbolo de sincronización de varias maneras. También se describirán algunos algoritmos del receptor innovadores.

La robustez del símbolo de sincronización P1 puede incrementarse dividiéndolo en dos partes, P1a y P1b, donde ambas partes son símbolos FFT 1k con intervalos de guarda (GI) relativamente pequeños (como 1/16) o incluso sin ningún GI. Los intervalos de guarda cortos son suficientes, ya que, en cualquier caso, la detección debe basarse en la robustez de P1, y no se puede tener GI con una longitud suficiente para evitar la interferencia entre símbolos (ISI por sus siglas en inglés Intersymbol interference). Pero el impulso de portadoras en P1 contrarresta esto. El impulso resulta del hecho de que solo se utiliza un número relativamente bajo de portadoras activas. En una realización, un valor adecuado podría ser que, en media, se utilice una de cada 6 portadoras. Para FFT 1k, esto significaría del orden de 128 portadoras activas situadas de forma pseudoaleatoria. Estas portadoras activas pueden tomarse de un barrido en el que se permite cualquier posición n de portadoras, donde n es un número relativamente pequeño, tal como, 2, 3, 4, 5 o similares. El resto de las portadoras puede tener un valor de cero.

La figura 28 muestra un símbolo de sincronización P1 que tiene dos símbolos OFDM consecutivos (P1a y P1b) que tienen el mismo tamaño de la FFT de acuerdo con una realización. En la figura 28, las posiciones de las portadoras activas se representan mediante líneas continuas anchas. Como se muestra en la figura 28, las posiciones de las portadoras activas en P1b se desplazan en frecuencia con respecto a las posiciones de las portadoras activas en P1a. En la figura 28, las líneas continuas horizontales estrechas representan posiciones permitidas de las portadoras del símbolo FFT, y las líneas de trazos horizontales representan posiciones prohibidas de portadoras.

La posición de las portadoras activas de la segunda parte (P1b) se desplazaría una cierta cantidad en frecuencia, en una realización, por una posición de portadora en comparación con la primera parte P1a. Esto daría la ventaja de no tener interferencias de P1a a P1b ya que el desbordamiento (debido a la propagación por trayectos múltiples) de P1a caería sobre las posiciones de portadoras no utilizadas en P1b. En la figura 28, las posiciones de portadoras 1-5 están etiquetadas. Las posiciones de portadoras 1, 3, 5,... se refieren a posiciones de portadoras numeradas impares y las posiciones de portadoras 2, 4, 6,... se refieren a posiciones de portadoras numeradas pares.

Se proporcionarán ahora unas pocas realizaciones que utilizan ejemplos para DVB-T2/H2. En un primer ejemplo, por razones de robustez, la estructura de P1a podría ser: FFT 1k, longitud GI $T_v = 1/16 * T_u$ (corresponde a 64

muestras). El barrido básico para 128 portadoras es $1/2$, patrón pseudoaleatorio no uniforme, las portadoras activas tendrían una codificación media BPSK pseudoaleatoria $1/6$ (por ejemplo, solo portadoras pares utilizadas). De otra manera, P1b podría ser similar, pero las posiciones desplazadas por uno, es decir, solo posiciones de portadoras impares utilizadas). La secuencia BPSK podría ser la misma que, o diferente, que en P1a. Se pueden utilizar varias secuencias BPSK no correlacionadas para indicar, por ejemplo, el tamaño de FFT de los próximos símbolos de datos o algunos otros parámetros útiles.

Además, en otro aspecto, las secuencias BPSK en P1a y P1b podrían seleccionarse de manera que la secuencia en el primer símbolo P1a seguiría siendo la misma (y sería conocida por el receptor). La información adicional puede codificarse en la selección de la secuencia BPSK del segundo símbolo P1b. Las portadoras activas en el primer símbolo pueden servir entonces como valores piloto para el segundo símbolo. Como se supone que la longitud del símbolo es corta en relación con las variaciones del canal, puede suponerse que el canal permanece más o menos sin cambios durante el tiempo del segundo símbolo. Además, como el desplazamiento de frecuencia es un intervalo de portadora (o algún otro número pequeño), la fase de canal puede cambiar por una cantidad relativamente pequeña de P1a a P1b (en las posiciones correspondientes). Así que para las señales BPSK, la información de fase estaría lo suficientemente cerca para una detección bastante fiable (ya que esto se basa en correlaciones de más de 128 portadoras).

En un segundo ejemplo de DVB-T2/H2, como el símbolo de sincronización P1 es robusto debido al impulso de la portadora activa (la potencia media puede ser la misma que en los símbolos de datos reales), pueden omitirse los intervalos de guarda. Por lo que sería posible usar la siguiente estructura: P1a: FFT 1k, GI 0, 128 portadoras activas, posicionadas de forma pseudoaleatoria, utilizando solo posiciones de portadoras pares, BPSK modulada mediante una secuencia aleatoria. P1b: igual que P1a pero con posiciones de portadoras activas desplazadas hacia arriba o hacia abajo en frecuencia por un intervalo de frecuencia de una portadora, es decir, utilizando únicamente posiciones de portadoras impares, si el P1a utiliza posiciones de portadoras pares. La información del tamaño de FFT de los símbolos de datos puede codificarse en la selección de las secuencias BPSK. Puede haber, por ejemplo, 5 o 6 secuencias diferentes que deben diferir de forma máxima entre sí. La definición de estas secuencias podría suceder utilizando el razonamiento de codificación normal-maximizar la distancia de Hamming entre las secuencias.

En un tercer ejemplo de DVB-T2/H2, la estructura de pulsos es la misma que en el segundo ejemplo, pero se utilizan intervalos de guarda cortos (aproximadamente $1/16$) en las dos partes P1a y P1b.

Se discutirán ahora los algoritmos del receptor de acuerdo con las realizaciones. La estructura de pulso de P1, como se ha descrito anteriormente, se presta a diferentes algoritmos de detección. Por lo menos la siguiente información puede extraerse de tal estructura de pulsos: la existencia de señal DVB-T2/H2 (o cualquier otro sistema definido). Como la señal tiene características únicas en el dominio de tiempo (periodicidad de n) y en el dominio de frecuencia (debido a la secuencia BPSK conocida), el símbolo piloto puede detectarse de forma fiable con una probabilidad relativamente baja de detección falsa.

Puede obtenerse la temporización gruesa de la señal. Las propiedades de correlación de P1 dan un buen candidato para la correcta temporización. Las correlaciones múltiples y/o la utilización de la mayor parte de la energía de la señal en correlación hacen que esta sea fiable.

Puede obtenerse una estimación del perfil de retardo del canal de trayectos múltiples. Las propiedades de correlación de tiempo también dan la estructura en bruto del canal de trayectos múltiples. Específicamente para redes SFN, esto podría utilizarse para estimar la diferencia de los extremos de retardo en el perfil de trayectos múltiples (útil en localizar la posición de la ventana FFT para detectar los datos útiles).

Puede obtenerse una estimación del desplazamiento de frecuencia de la señal. Esto se basa en la FFT del primer símbolo P1a y/o del segundo símbolo P1b. El desplazamiento puede resolverse, correlacionando, por ejemplo, las potencias recibidas en las portadoras con posiciones de portadoras activas conocidas.

Pueden transmitirse pequeñas cantidades de información codificada en la selección de secuencias BPSK (dos métodos como se ha descrito anteriormente). Por ejemplo, podría señalarse el tamaño de FFT de los símbolos de datos útiles en la trama.

Para la detección, puede utilizarse medio símbolo de correlación y, preferentemente, de forma simultánea para P1a y P1b.

El desplazamiento de portadoras puede resolverse tomando FFT 1k sobre P1a y/o P1b (P1b podría utilizarse para una robustez extra). La correlación con los patrones candidatos BPSK conocidos resolvería el tamaño de FFT de los datos útiles.

Para SFN, un valor de retardo de $1/2$ de la longitud del símbolo 1k podría crear, por ejemplo, la eliminación parcial del símbolo P1a. Sin embargo, en ese caso el símbolo P1b no se vería afectado (el componente retardado se adiciona de forma constructiva). En principio, el valor de retardo de una longitud de símbolo 1 podría crear vacíos

para cada portadora 1k (para sinusoides continuos), pero entonces sería inofensivo ya que interferencia retardada estaría fuera del período de símbolo útil. Así que, en consecuencia, los valores de retardo no crean problemas notables.

5 Se analizarán a continuación aspectos de un ejemplo de algoritmo de receptor. Para el caso especial de los ejemplos segundo y tercero anteriores, vale la pena señalar que P1b es una versión transformada de P1a. Por lo que si el receptor trasladara el pulso P1b por la cantidad conocida en frecuencia, entonces P1a y P1b serían iguales. Eso significaría que las correlaciones podrían asumirse por P1a y la versión trasladada de la frecuencia P1b (incluso con el intervalo de guarda incluido). Eso podría ser beneficioso para contrarrestar algunas interferencias como una
10 interferencia CW en una frecuencia. La traslación de frecuencia significaría que tal interferencia prácticamente se divide en dos partes que se diferencian en la frecuencia. La correlación de tales señales sería entonces aproximadamente de cero y P1 podría detectarse con fiabilidad sin influencia significativa de la interferencia.

15 Otro aspecto de un ejemplo posible de algoritmo de receptor funciona en casos como los ejemplos 2 y 3 en los que las secuencias BPSK (o QPSK) en P1a y P1b son las mismas.

La figura 29 muestra un ejemplo de P1 en el que los símbolos P1a y P1b cada uno se ha subdividido en dos partes de acuerdo con una realización. Suponiendo que las posiciones de portadoras permitidas se toman de un barrido de cada segundo (por ejemplo, los números pares de portadoras para P1a y los números impares para P1b), la parte
20 útil de los símbolos incluyen dos partes idénticas (es decir P1a1 y P1a2 y correspondientemente P2a1 y P2a2). El receptor podría ahora tener correlaciones mezclando partes de P1a y P1b (véase la figura 30). A los efectos de correlación, las operaciones que se extienden sobre el intervalo de tiempo cubierto por la longitud total de P1 pueden hacerse las siguientes disposiciones: las muestras que pertenecen al primer período incluyendo el intervalo de guarda G11 y P1a1 (para el tercer ejemplo, esto significaría $64 + 512 = 576$ muestras) se quedan como están; las
25 muestras que pertenecen al segundo período (P1a2) se trasladarán de frecuencia, es decir, cada muestra se multiplica por $\exp(j2\pi i/N)$, donde N es el tamaño de FFT (1024 en este ejemplo) e i es el índice de la muestra (576...1087), esto hará que el desplazamiento de frecuencia deseado por un intervalo de portadora. Las muestras que pertenecen a la primera parte del segundo pulso incluyendo el intervalo de guarda G12 y P1b1 se trasladan en frecuencia a la dirección opuesta multiplicando estas muestras por $\exp(-j2\pi i/N)$, donde i va de 0 a 575. Las
30 muestras que pertenecen a P1b2 permanecen como están.

La correlación se forma ahora multiplicando las muestras modificadas correspondientes a la parte P1a con el conjugado complejo de las muestras modificadas correspondientes a la parte P1b. Los resultados de la multiplicación por pares se suman y se logra el resultado de la correlación. El resultado se maximiza cuando el
35 período de cálculo (en este ejemplo un longitud de 2174 muestras) cae en el P1 recibido.

La figura 30 es un diagrama esquemático de una porción de correlación de un receptor de acuerdo con una realización. Los bloques marcados G11-P1b2 representan el símbolo P1 recibido de la trama de la señal OFDM. Los datos se introducen en una memoria intermedia y las multiplicaciones por pares y las sumas tienen lugar en cada
40 tiempo de muestreo entrante. El *s de la figura 30 representa el conjugado complejo. La expresión 'Exp (j ωt)' y 'Exp (-j ωt)' se refieren a la traslación en frecuencia hacia arriba y hacia abajo, respectivamente.

La figura 31 es un diagrama esquemático de una porción de correlación de un receptor de acuerdo con una realización. Esta disposición lleva a un pico de correlación estrecho. Las partes de correlación por pares son diferentes a las de la realización de la figura 30. Pero, el principio de funcionamiento y las operaciones son más o menos iguales. Los intervalos de guarda no se utilizan en correlación en la disposición de la figura 31. Una vez más, 'Exp (j ωt)' y 'Exp (-j ωt)' refieren a la traslación en frecuencia hacia arriba y hacia abajo, respectivamente.
45

En la disposición de la figura 31, no se utilizan los intervalos de guarda en la correlación, lo que hace que la memoria intermedia sea ligeramente más corta. De manera significativa, las partes del símbolo que se correlacionan por pares son, por un lado, P1a1 vs. P1b2 y, por otro lado, P1a2 vs. P1b1. Puede mostrarse que esto dará lugar a un pico de correlación más estrecho que la disposición de la figura 30. El inconveniente a la realización de la figura 31 es que la energía del intervalo de guarda no se utiliza. Por lo que sería beneficioso hacer los GI significativamente más cortos que la longitud del símbolo, o incluso usar GI de cero.
50

Las realizaciones de las figuras 30 y 31 producen los siguientes resultados: las modificaciones (traslaciones) en P1a y P1b son simétricas (desplazamientos de frecuencia hacia arriba y hacia abajo), que pueden ayudar a cancelar pequeños errores idénticos en los procesos; las modificaciones tiene lugar en (aproximadamente) la mitad del intervalo de longitud del símbolo, que ayuda a "encriptar" posibles ondas continuas (CW por sus siglas en inglés continuous waves), de trayectos múltiples, y otras interferencias en la correlación; toda se utiliza toda la energía de pulso-también el intervalo de guarda en la realización de la figura 30; y el pico de correlación será bastante estrecho (solo aproximadamente la mitad de la anchura si P1a y P1b se correlacionan en la forma en la que tiene lugar la traslación de frecuencia en P1b (o P1a) solamente).
60

65 La figura 32 muestra las etapas de una secuencia de detección de acuerdo con una realización. La figura 32 se presenta en el contexto de procesamiento de una señal de acuerdo con el tercer ejemplo que se ha expuesto

anteriormente.

5 Se asume una correlación durante un período que corresponde a la longitud de símbolo P1a, como se muestra en 3202. Las muestras que se toman con un retardo de T_s (= longitud de P1a) se corrigen multiplicándolas con un coeficiente complejo $\exp(-j\omega t)$ donde ω es la diferencia de frecuencia entre las portadoras de símbolos OFDM (= $1/T_u$).

10 El resultado de correlación anterior se compara con un promedio de deslizamiento de los últimos resultados de la correlación, como se muestra en 3204.

10 Cuando el resultado de la comparación anterior es superior a un valor umbral establecido, se toma una decisión que P1 está presente, y se sigue la rama "sí" de 3206. De lo contrario, se realiza el procesamiento para el período de correlación, como se muestra en 3216.

15 El receptor determina una posición de máximo local de la correlación y determina el comienzo del símbolo P1 basándose en la posición de máximo local, como se muestra en 3208.

El receptor toma FFT 1k sobre la parte P1a de la señal, como se muestra en 3210.

20 El receptor correlaciona varias posiciones de las secuencias BPSK en el dominio de frecuencia, como se muestra en 3212. La correlación máxima da la posición de la cuadrícula de frecuencia en el dominio de FFT que se puede utilizar para resolver la diferencia entre la frecuencia portadora del receptor y la frecuencia nominal (desplazamiento de portadora). La secuencia que maximiza la correlación indica el tamaño de FFT de los símbolos de datos reales.

25 Un posible desplazamiento de frecuencia se corrige para detectar los símbolos siguientes, como se muestra en 3214, y a continuación se realiza el procesamiento para el período de correlación, como se muestra en 3214.

30 De acuerdo con las realizaciones, la tolerancia contra el desvanecimiento de trayectos múltiples se incrementa, ya que sería muy poco probable que las dos partes, P1a y P1b se anularan al mismo tiempo. Cuando la detección en el receptor se basa en los resultados de correlación utilizando tanto P1a y P1b, al menos un resultado será significativamente mayor que simplemente la correlación con el ruido o con datos aleatorios.

35 Además, debido a la periodicidad de P1 causada por el escaso uso de posiciones de portadoras, el receptor puede basar su decisión en cuanto a la existencia de una señal P1 en las correlaciones de las partes periódicas de las señales. Esta periodicidad aumenta la potencia de la señal utilizada (ya que se puede utilizar prácticamente toda la energía de la señal en la detección) y también aumenta la variedad (diversidad) ya que se pueden utilizar diferentes partes de la señal en el dominio del tiempo para dar una variedad de resultados de correlación. Estos resultados de la correlación se diferencian en el contenido de la interferencia (o en las señales no deseadas) y pueden usarse para tomar decisiones más fiables.

40 Pueden representarse uno o más aspectos de la invención en las instrucciones ejecutables por ordenador, tales como en uno o más módulos de programa, ejecutados por uno o más ordenadores u otros dispositivos. Generalmente, los módulos de programa incluyen rutinas, programas, objetos, componentes, estructuras de datos, etc., que realizan tareas particulares o implementan tipos de datos abstractos particulares cuando son ejecutados por un procesador en un ordenador u otro dispositivo. Las instrucciones ejecutables por ordenador se pueden almacenar en un medio legible por ordenador tal como un disco duro, disco óptico, medios de almacenamiento extraíbles, memoria de estado sólido, la memoria RAM, etc. Como apreciará un experto en la materia, la funcionalidad de los módulos de programa puede combinarse o distribuirse según se desee en diversas realizaciones. Además, la funcionalidad puede representarse en su totalidad o en parte en el firmware o en el hardware equivalentes tales como circuitos integrados, matrices de puertas programables *in situ* (FPGA por sus siglas en inglés field programmable gate arrays), circuitos integrados de aplicación específica (ASIC por sus siglas en inglés application specific integrated circuits) y similares.

50

REIVINDICACIONES

1. Un método para detectar un símbolo de sincronización (P1), que comprende:

5 recibir un primer símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales (P1a), teniendo el primer símbolo de multiplexación por división de frecuencias ortogonales una primera pluralidad de subportadoras activas;
 recibir un segundo símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales (P1b), teniendo el
 10 segundo símbolo de multiplexación por división de frecuencias ortogonales una segunda pluralidad de subportadoras activas, en donde la segunda pluralidad de subportadoras activas está desplazada en una frecuencia predeterminada con respecto a la primera pluralidad de subportadoras;
 una parte de traslación de frecuencia (P1a2) del primer símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales por un intervalo de portadora en una primera dirección;
 formar una correlación multiplicando las muestras de la parte de traslación de frecuencia del primer símbolo
 15 piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales por muestras de un conjugado complejo de una parte (P1b1, P1b2) del segundo símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales sobre el que no se ha realizado la traslación de frecuencia, y sumar los resultados de la multiplicación; y
 detectar un comienzo del símbolo de sincronización (P1) basándose en el resultado de la correlación.

20 2. El método de la reivindicación 1, en el que la parte de traslación de frecuencia del primer símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales se realiza multiplicando cada muestra de la parte que se traslada por $\exp [j2\pi i / N]$, donde N es un tamaño de la transformada rápida de Fourier del primer símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales e i es un índice de la muestra.

25 3. El método de la reivindicación 1, que comprende además la parte de traslación de frecuencia (P1b1, P1b2) del segundo símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales mediante un intervalo de portadora en una segunda dirección que es opuesta a la primera dirección.

30 4. El método de la reivindicación 3, en el que la parte de traslación de frecuencia del segundo símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales se realiza multiplicando cada muestra de la parte que se traslada por $\exp [-j2\pi i/N]$, donde N es un tamaño de la transformada rápida de Fourier del segundo símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales e i es un índice de la muestra.

35 5. El método de la reivindicación 4, en el que la parte de traslación de frecuencia del segundo símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales se realiza adicionalmente multiplicando cada muestra del intervalo de guarda del segundo símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales por $\exp [-j2\pi i/N]$

40 6. Aparato para detectar un símbolo de sincronización (P1), que comprende un procesador (128) y una memoria (134) que contiene instrucciones ejecutables que, al ejecutarse, hacen que el aparato realice al menos:

recibir un primer símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales (P1a), teniendo el primer símbolo de multiplexación por división de frecuencias ortogonales una primera pluralidad de subportadoras activas;
 45 recibir un segundo símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales (P1b), teniendo el segundo símbolo de multiplexación por división de frecuencias ortogonales una segunda pluralidad de subportadoras activas, en donde la segunda pluralidad de subportadoras activas está desplazada en una frecuencia predeterminada con respecto a la primera pluralidad de subportadoras;
 una parte de traslación de frecuencia (P1a2) del primer símbolo piloto de multiplexación por división de
 50 frecuencias ortogonales por un intervalo de portadora en una primera dirección;
 formar una correlación multiplicando las muestras de la parte de traslación de frecuencia del primer símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales por muestras de un conjugado complejo de una parte (P1b1, P1b2) del segundo símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales sobre el que no se ha realizado la traslación de frecuencia, y sumar los resultados de la multiplicación; y
 55 detectar un comienzo del símbolo de sincronización (P1), basándose en el resultado de la correlación.

60 7. El aparato de la reivindicación 6, en el que la parte de traslación de frecuencia del primer símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales se realiza multiplicando cada muestra de la parte que se traslada por $\exp [j2\pi i/N]$, donde N es un tamaño de una transformada rápida de Fourier del primer símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales e i es un índice de la muestra.

8. El aparato de la reivindicación 6, que comprende además la parte de traslación de frecuencia (P1b1, P1b2) del segundo símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales por un intervalo de portadora en una segunda dirección que es opuesta a la primera dirección.

65 9. El aparato de la reivindicación 8, en el que la parte de traslación de frecuencia del segundo símbolo piloto de

multiplexación por división de frecuencias ortogonales se realiza multiplicando cada muestra de la parte que se traslada por $\exp[-j2\pi i/N]$, donde N es un tamaño de la transformada rápida de Fourier del segundo símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales e i es un índice de la muestra.

5 10. El aparato de la reivindicación 9, en el que la parte de traslación de frecuencia del segundo símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales se realiza adicionalmente multiplicando cada muestra del intervalo de guarda del segundo símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales por $\exp[-j2\pi i/N]$

10 11. Un método para detectar un símbolo de sincronización (P1), que comprende:

recibir un primer símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales (P1a), teniendo el primer símbolo de multiplexación por división de frecuencias ortogonales una primera pluralidad de subportadoras activas;

15 recibir un segundo símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales (P1b), teniendo el segundo símbolo de multiplexación por división de frecuencias ortogonales una segunda pluralidad de subportadoras activas, en donde la segunda pluralidad de subportadoras activas está desplazada en una frecuencia predeterminada con respecto a la primera pluralidad de subportadoras;

20 una parte de traslación de frecuencia (P1b1, P2b2) del segundo símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales por un intervalo de portadora en una primera dirección;

formar una correlación multiplicando las muestras de una parte del primer símbolo de multiplexación por división de frecuencias ortogonales sobre la que no se ha realizado la traslación de frecuencias (P1a1) por muestras de un conjugado complejo de la parte de traslación de frecuencia (P1b1, P1b2) del segundo símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales, y sumando los resultados de la multiplicación; y

25 detectar un comienzo del símbolo de sincronización (P1), basándose en el resultado de la correlación.

12. El método de la reivindicación 11, en el que la parte de traslación de frecuencia del segundo símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales se realiza multiplicando cada muestra de la parte que se traslada por $\exp[-j2\pi i/N]$, donde N es un tamaño de la transformada rápida de Fourier del primer símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales e i es un índice de la muestra.

30 13. El método de la reivindicación 11, que comprende además la parte de traslación de frecuencia (P1a2) del primer símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales mediante un intervalo de portadora en una segunda dirección que es opuesta a la primera dirección.

35 14. Aparato para detectar un símbolo de sincronización (P1), que comprende un procesador (128) y una memoria (134) que contiene instrucciones ejecutables que, al ejecutarse, hacen que el aparato realice al menos:

recibir un primer símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales (P1a), teniendo el primer símbolo de multiplexación por división de frecuencias ortogonales una primera pluralidad de subportadoras activas;

40 recibir un segundo símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales (P1b), teniendo el segundo símbolo de multiplexación por división de frecuencias ortogonales una segunda pluralidad de subportadoras activas, en donde la segunda pluralidad de subportadoras activas está desplazada en una frecuencia predeterminada con respecto a la primera pluralidad de subportadoras;

45 una parte de traslación de frecuencia (P1b1, P2b2) del segundo símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales por un intervalo de portadora en una primera dirección;

formar una correlación multiplicando las muestras de una parte del primer símbolo de multiplexación por división de frecuencias ortogonales sobre la que no se ha realizado la traslación de frecuencias (P1a1) por muestras de un conjugado complejo de la parte de traslación de frecuencia (P1b1, P1b2) del segundo símbolo piloto de multiplexación por división de frecuencias ortogonales, y sumando los resultados de la multiplicación; y

50 detectar un comienzo del símbolo de sincronización (P1), basándose en el resultado de la correlación.

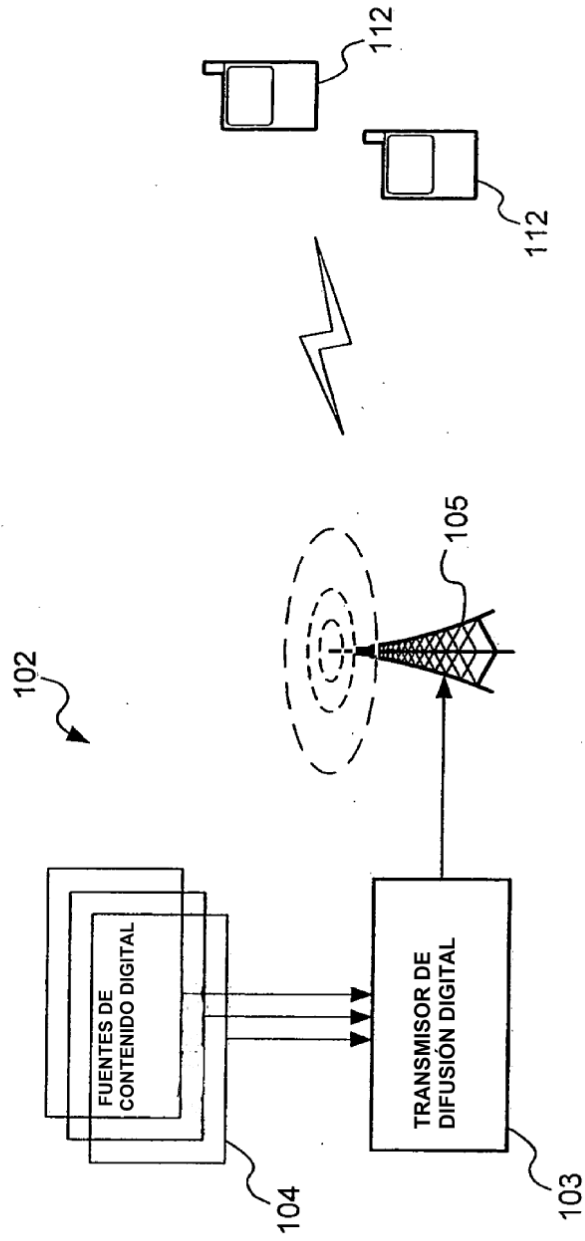


FIG. 1

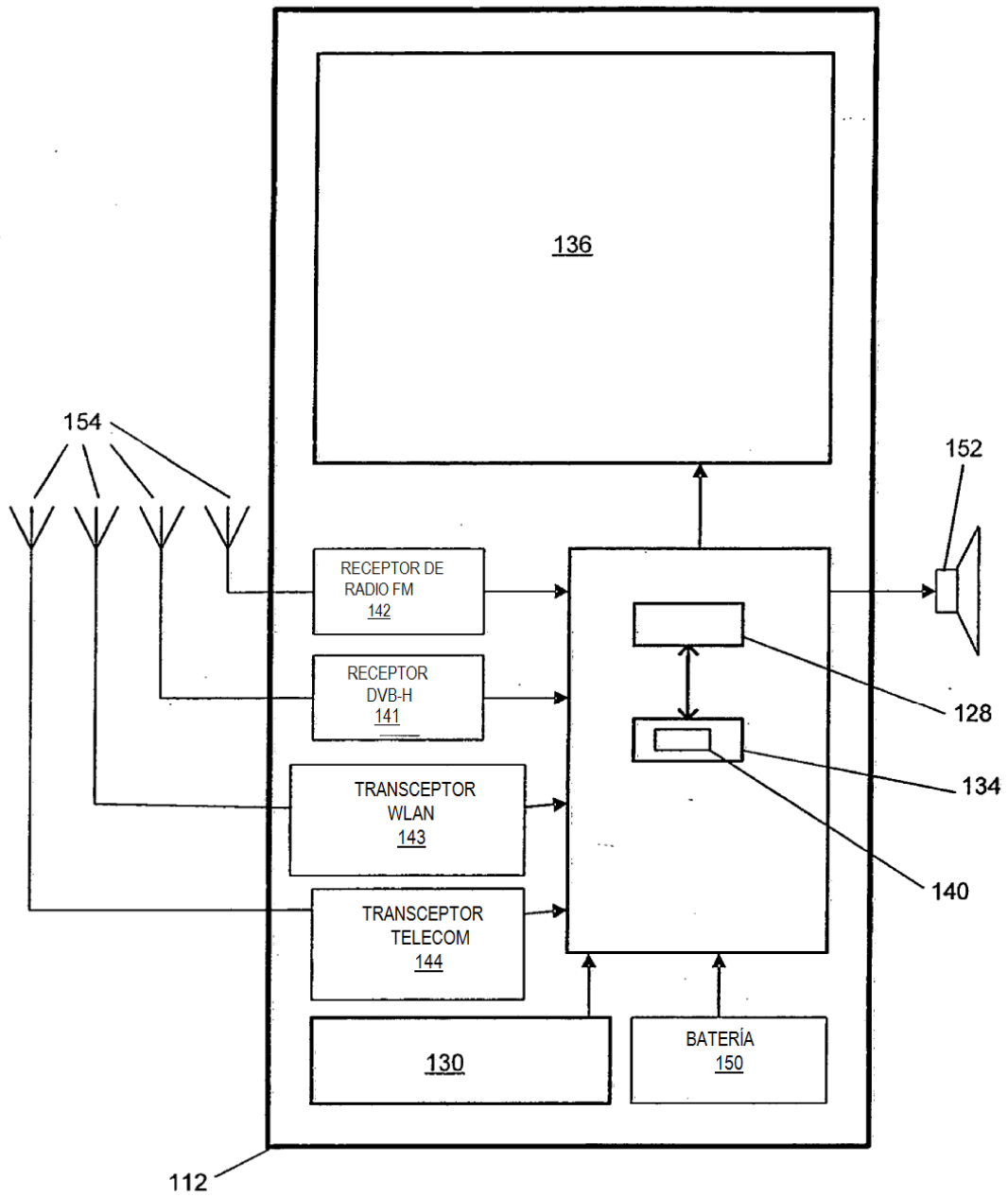


FIG. 2

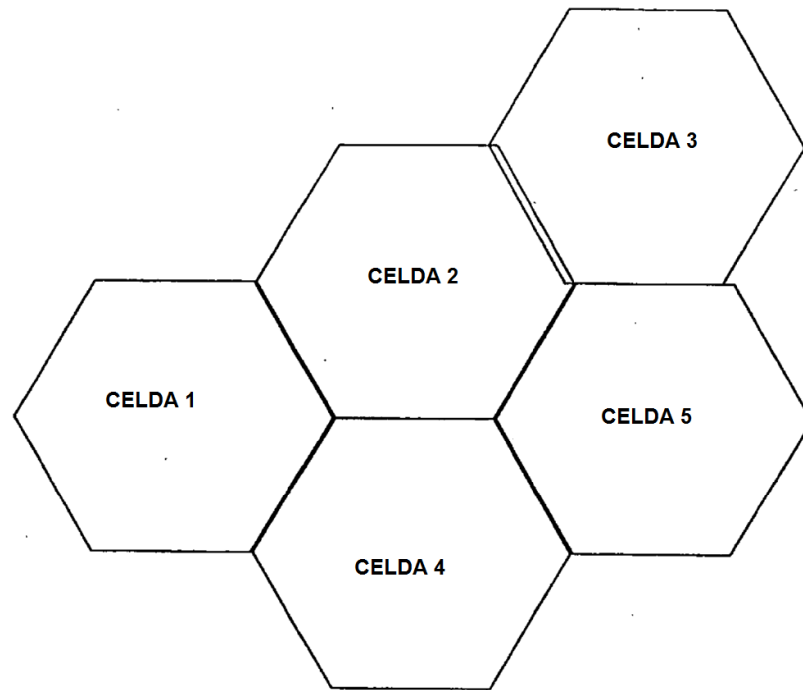


FIG. 3

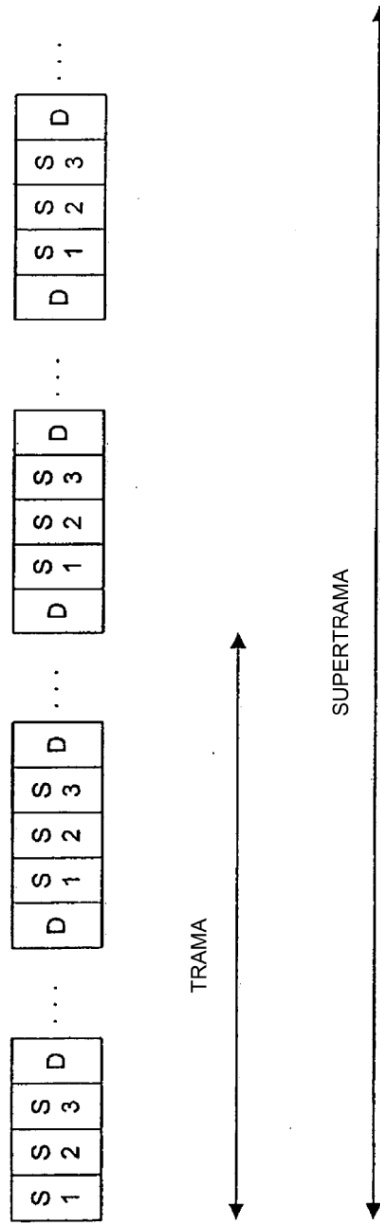


FIG. 4

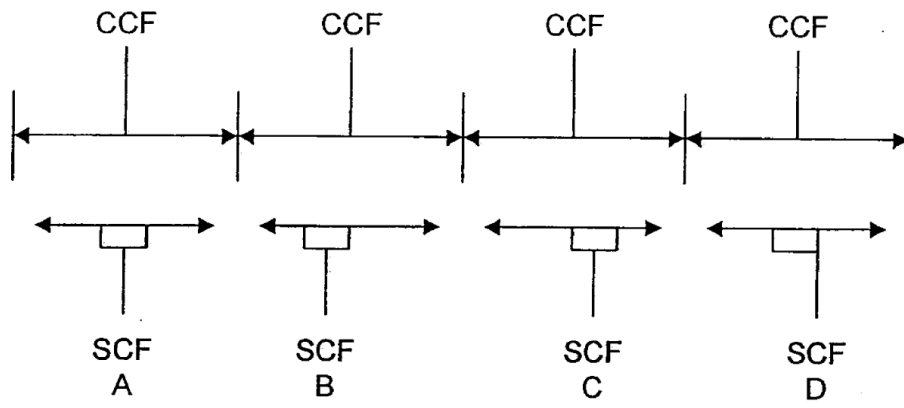


FIG. 5

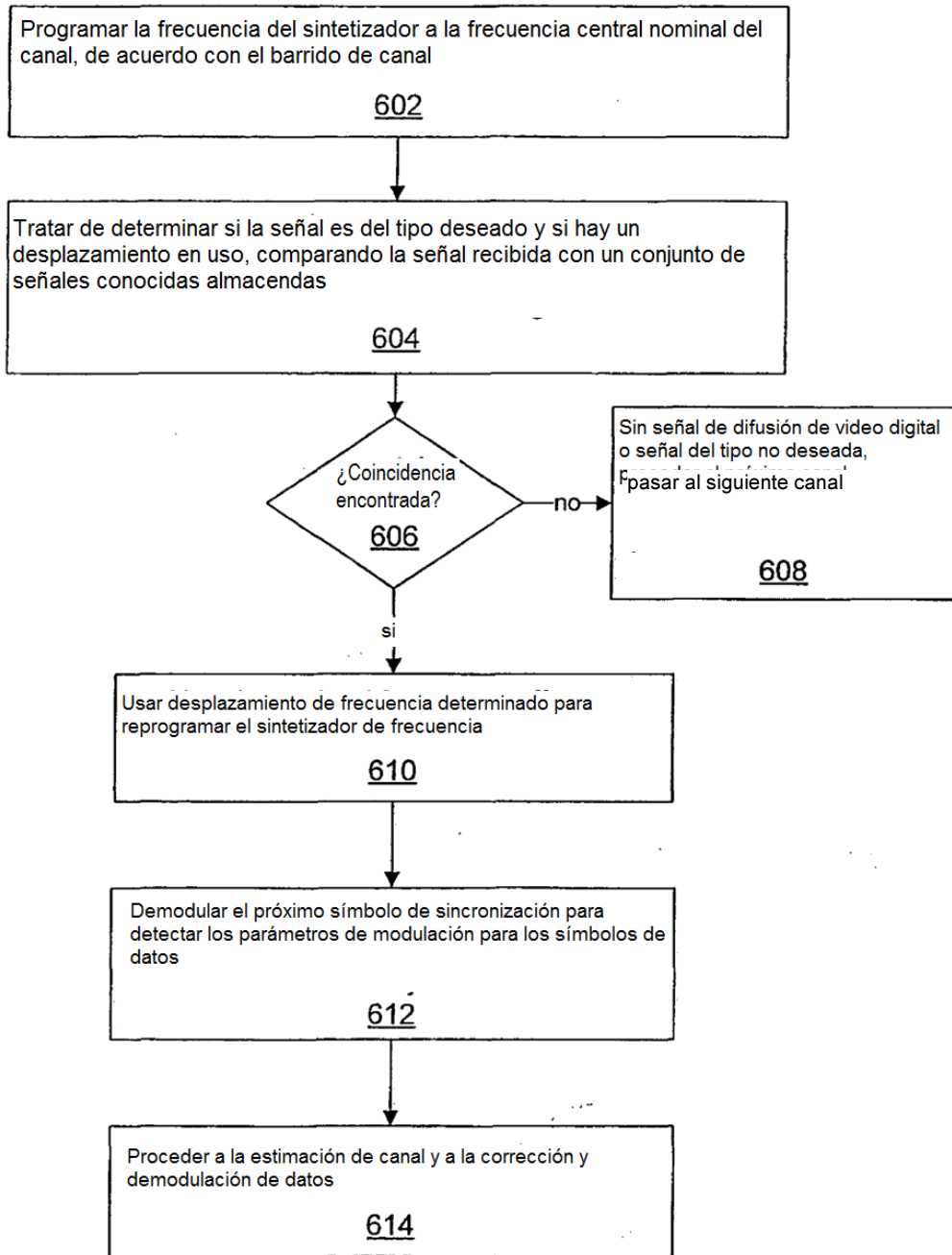


FIG. 6

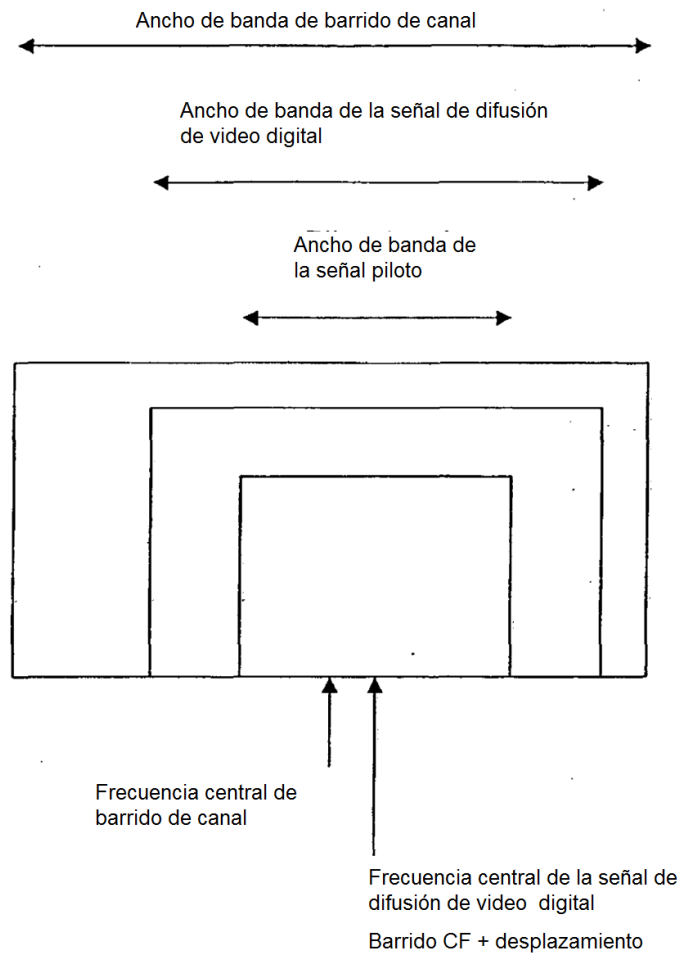


FIG. 7

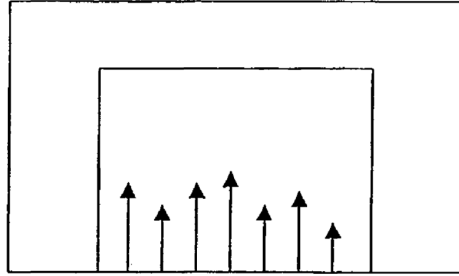


FIG. 8

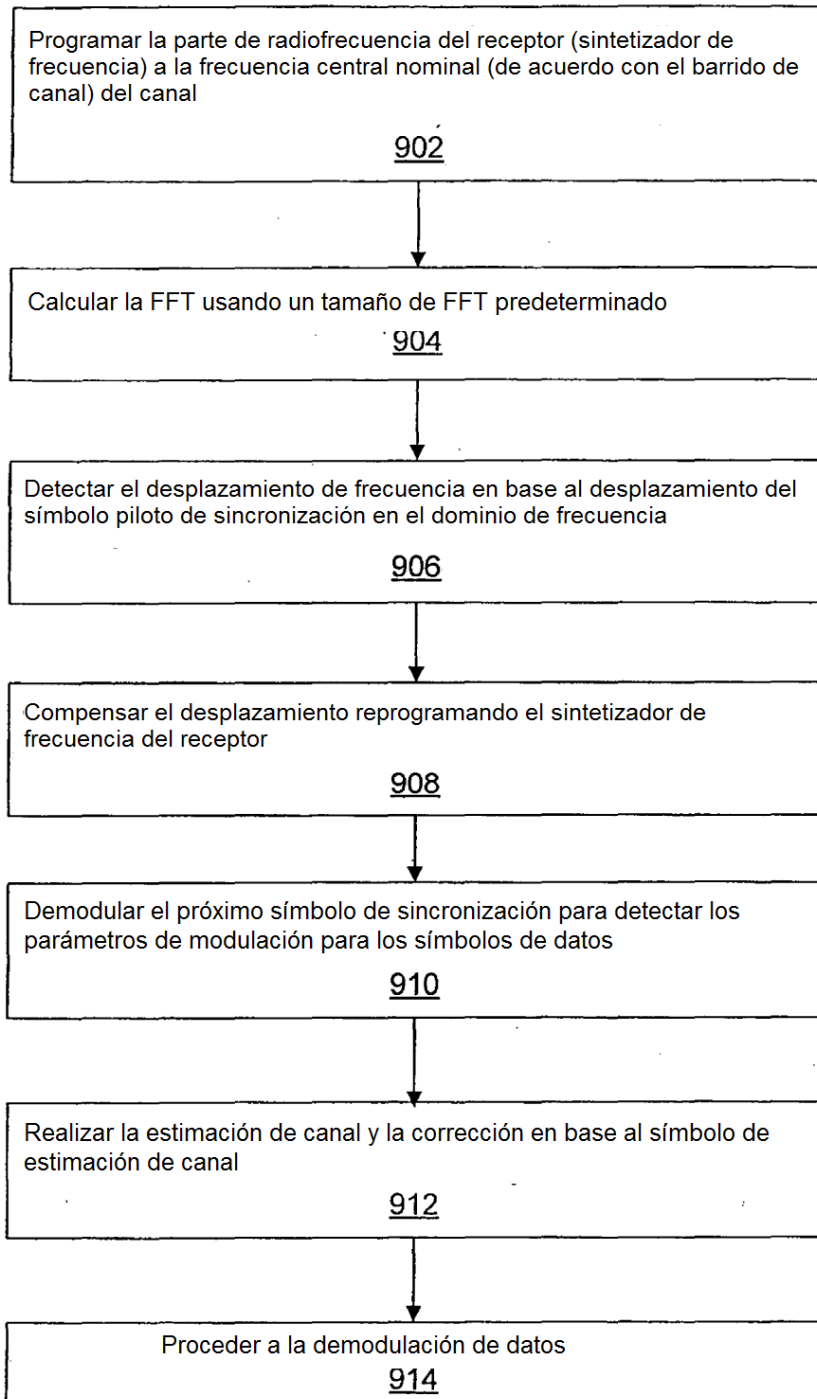


FIG. 9

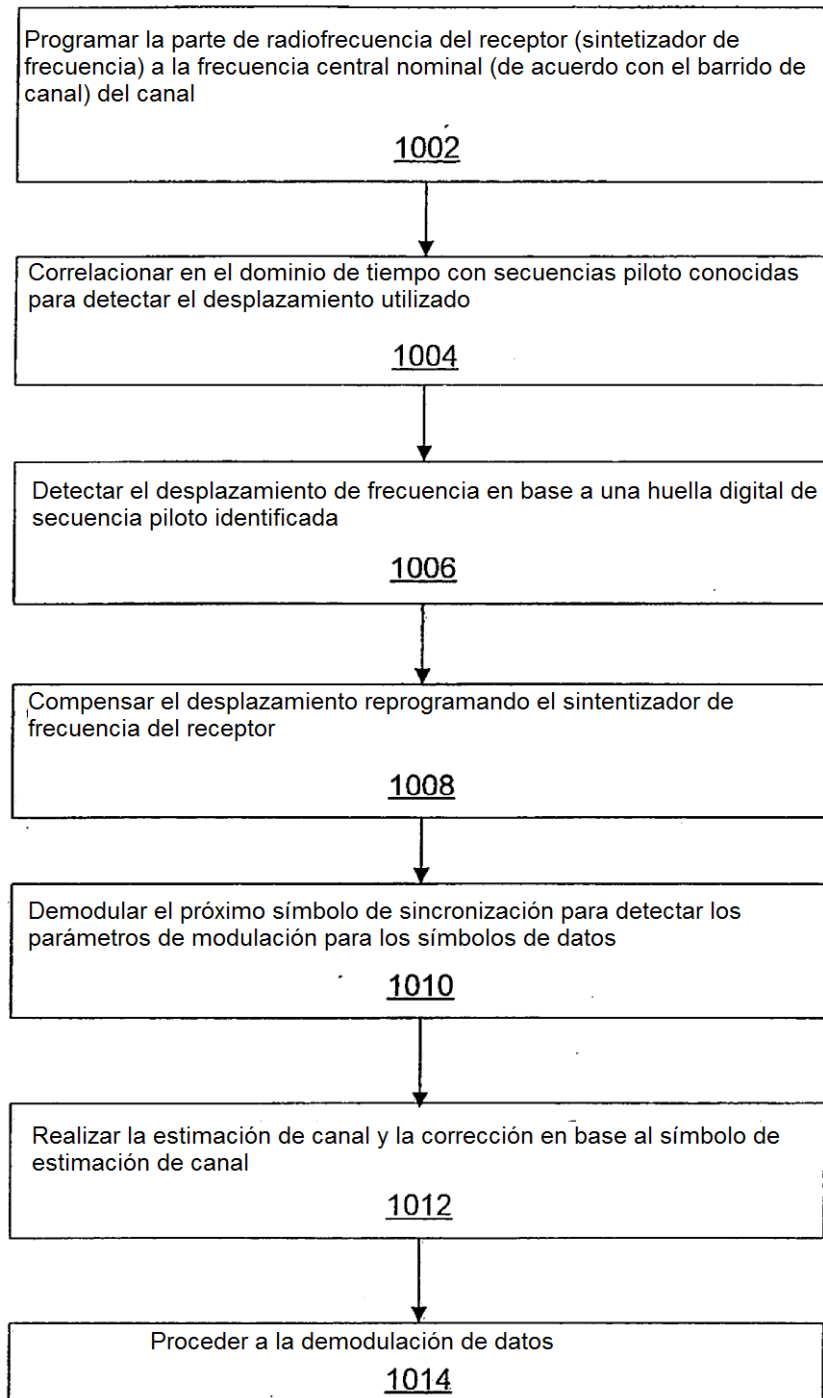


FIG. 10

<p>Símbolo piloto 1 frecuencia gruesa y tiempo de sincronización, FFT, GI y modulación fijos</p> <p><u>1102</u></p>	<p>Símbolo de señalización 2 parámetros de modulación y otros datos de señalización, FFT, GI y modulación fijos</p> <p><u>1104</u></p>	<p>Símbolo de señalización 3 estimación de canal y temporización fina</p> <p><u>1106</u></p>	<p>Símbolo de datos 1</p> <p><u>1108</u></p>	<p>Símbolo de datos 2</p> <p><u>1110</u></p>
---	--	--	--	--

FIG. 11

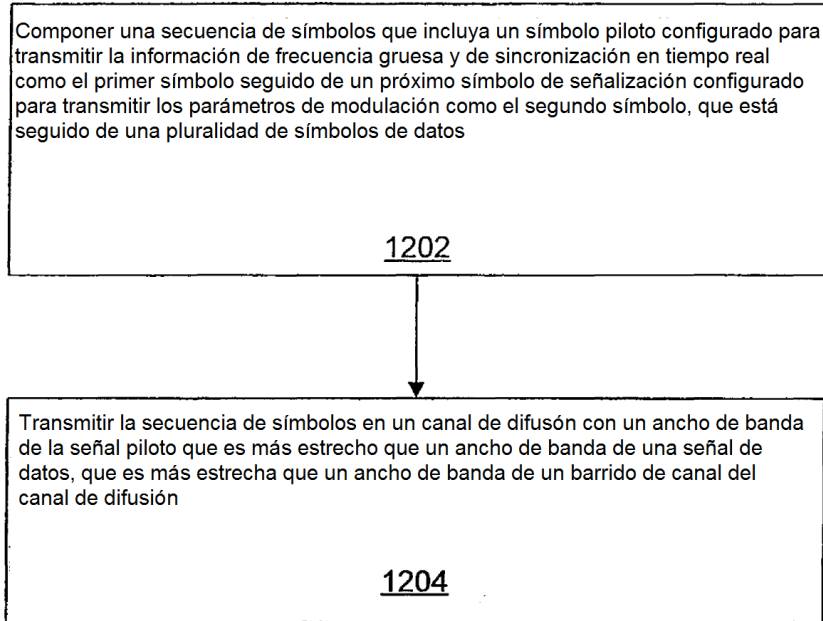


FIG. 12

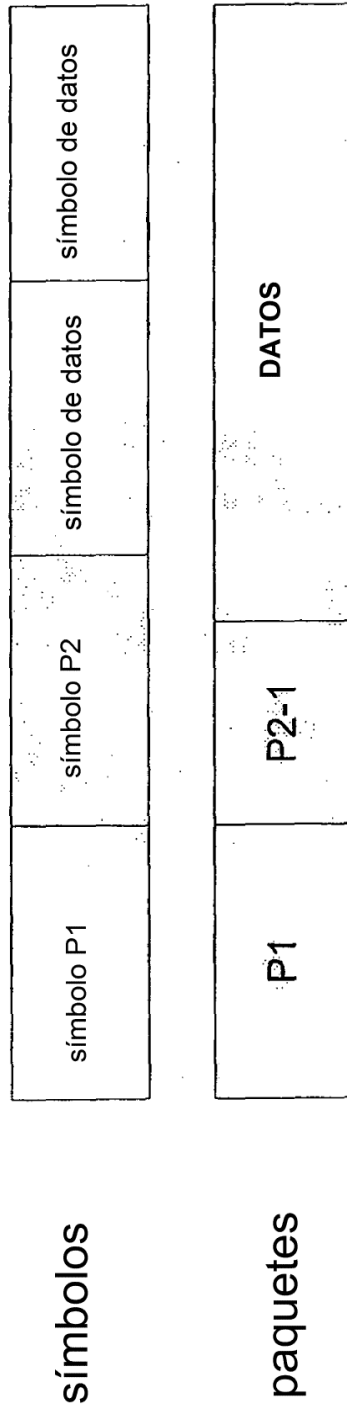


FIG. 13

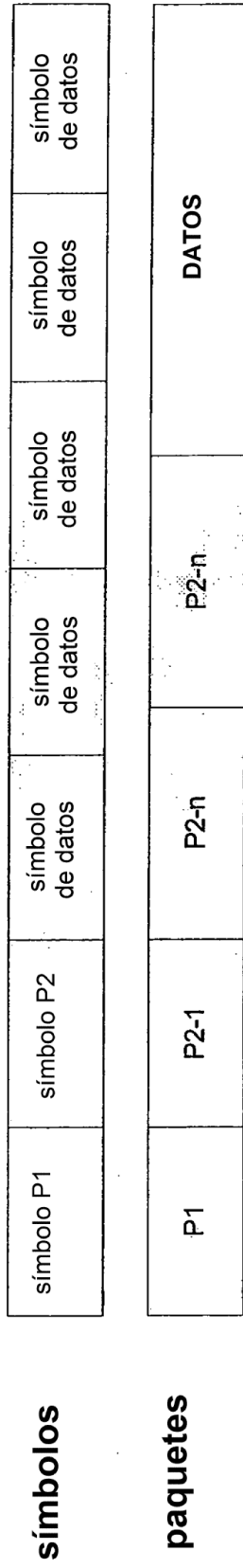


FIG. 14

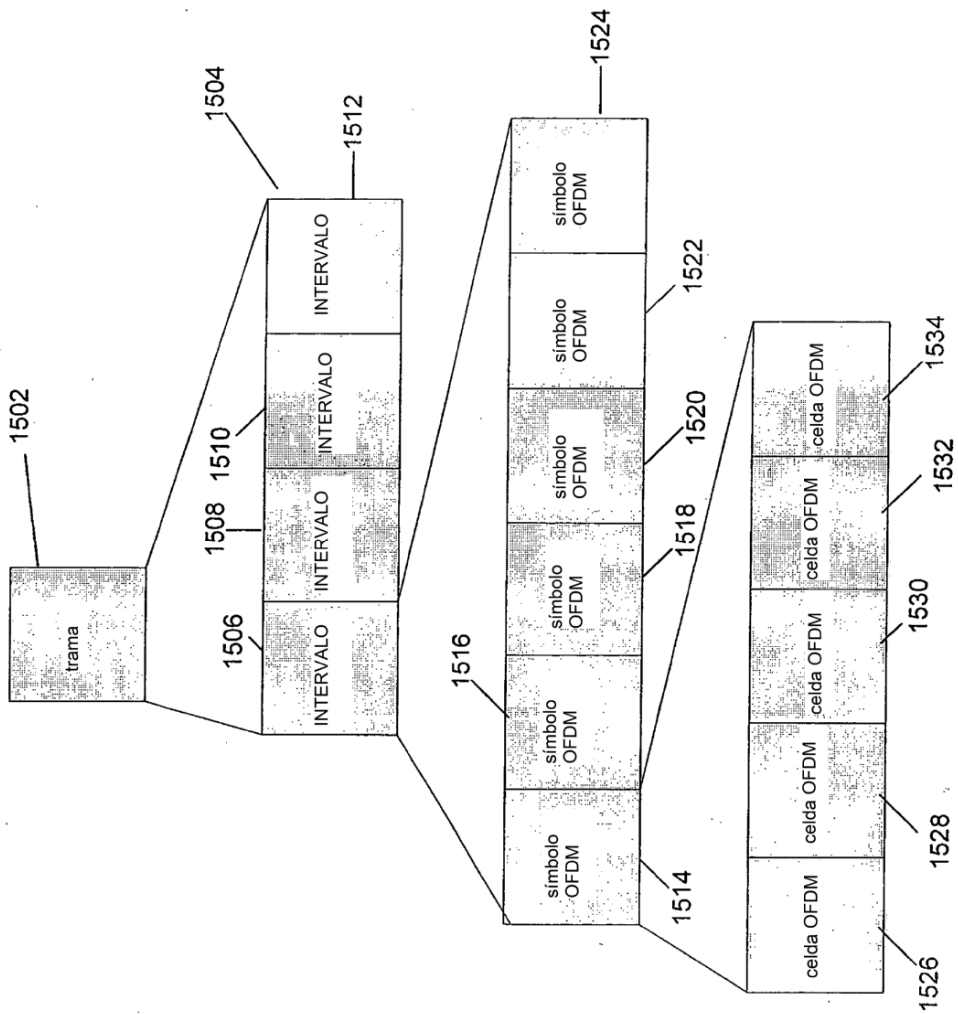


FIG. 15

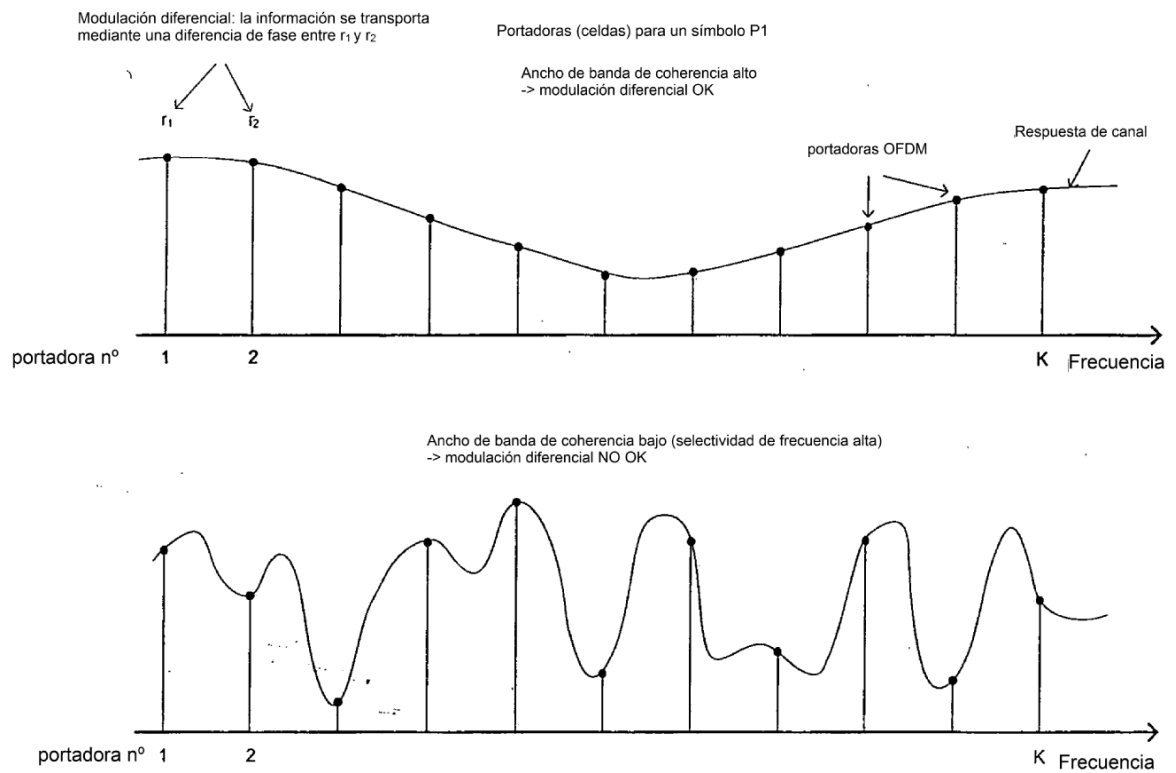


FIG. 16

Portadoras (celdas) para dos símbolos P1

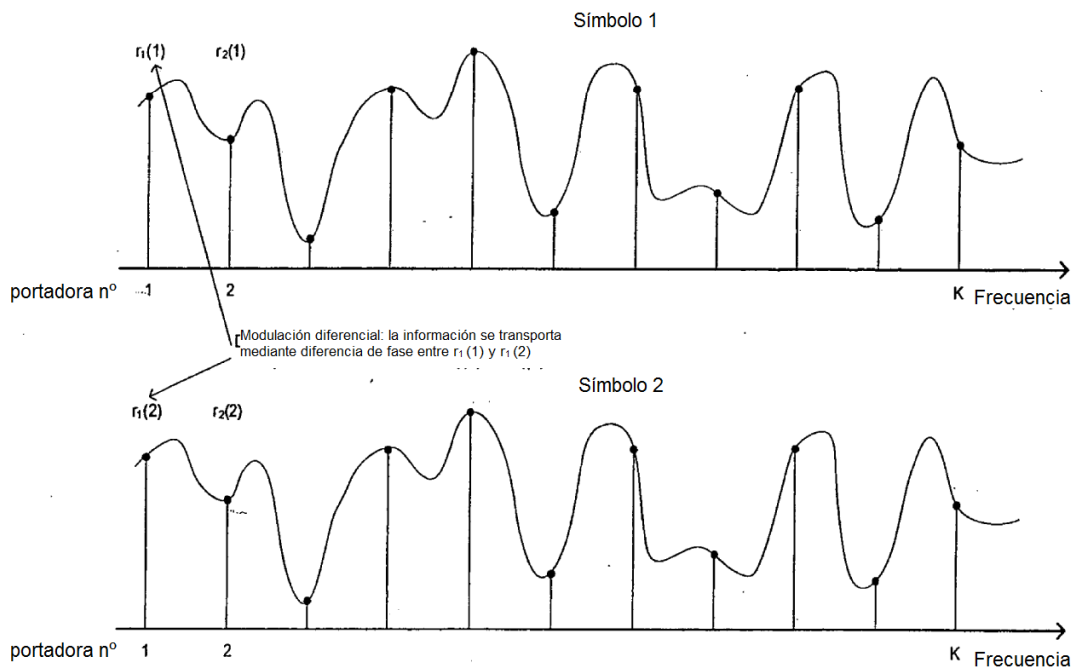


FIG. 17

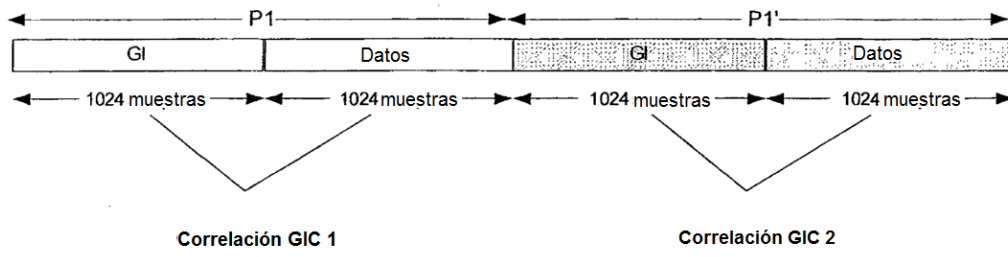


FIG. 18

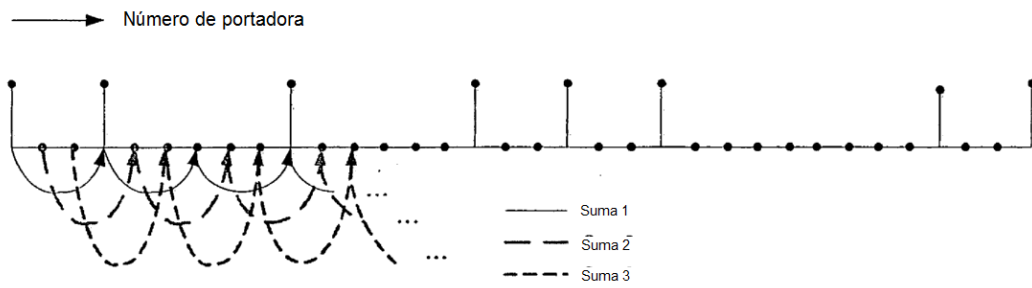


FIG. 19

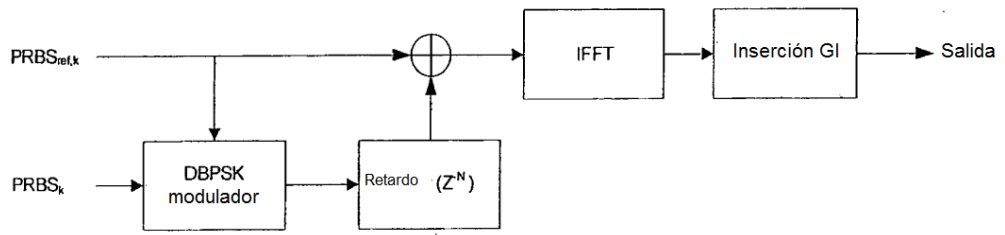


FIG. 20

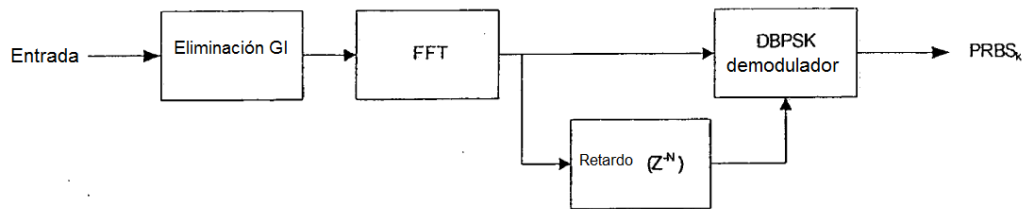


FIG. 21

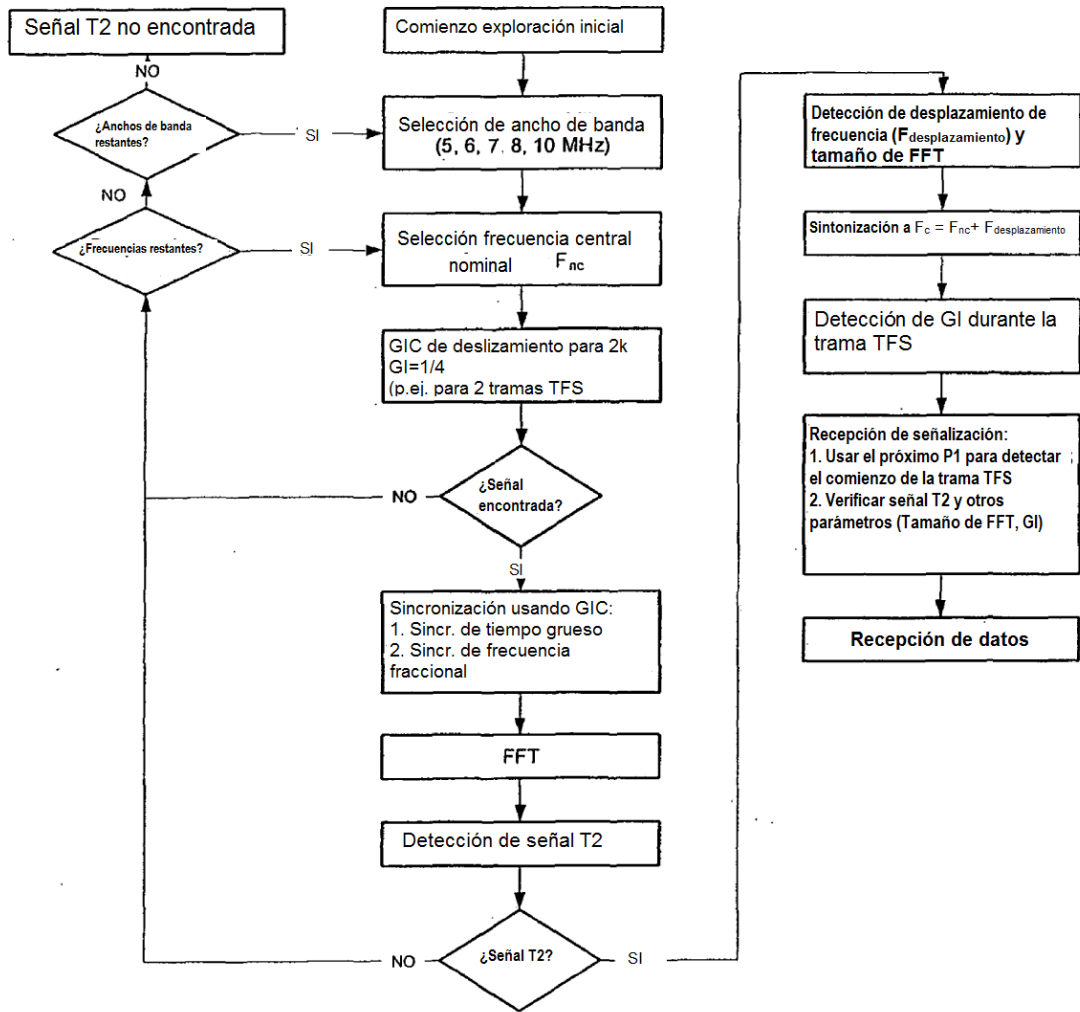


FIG. 22

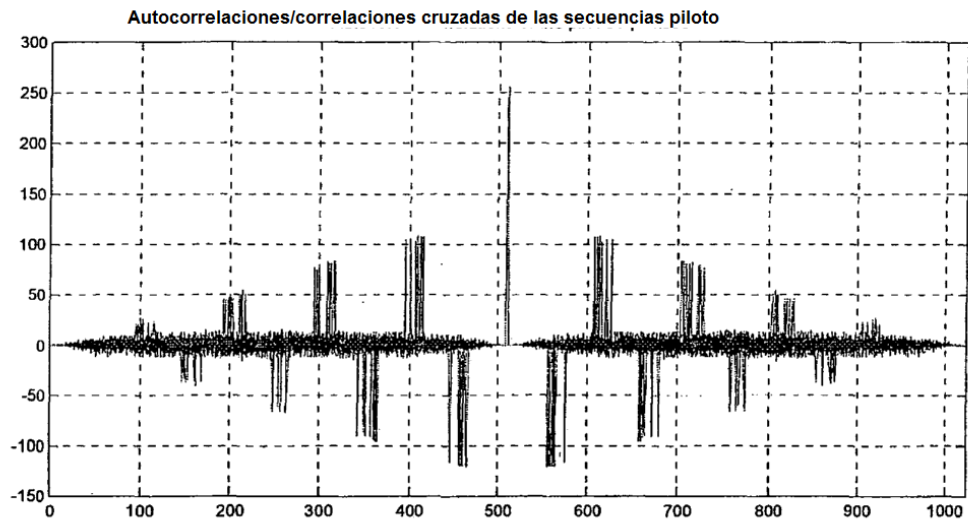


FIG. 23

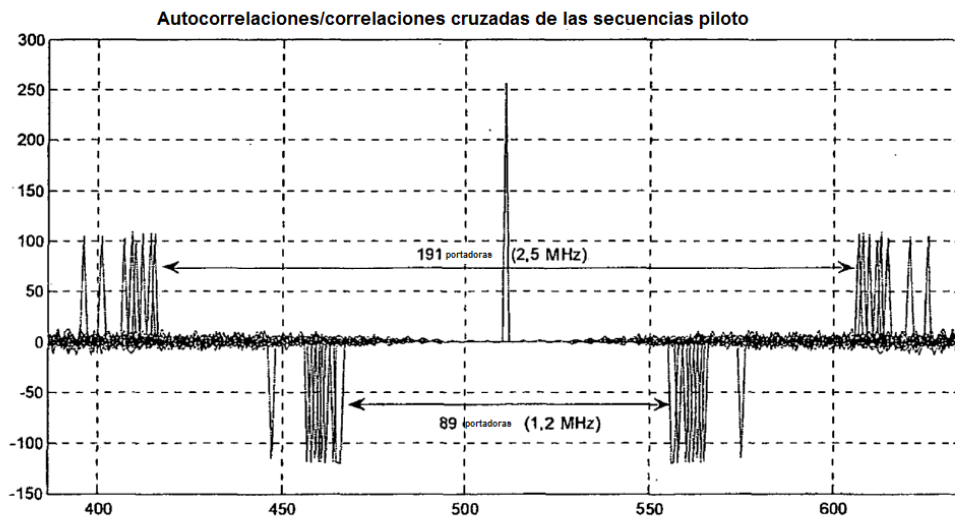


FIG. 24

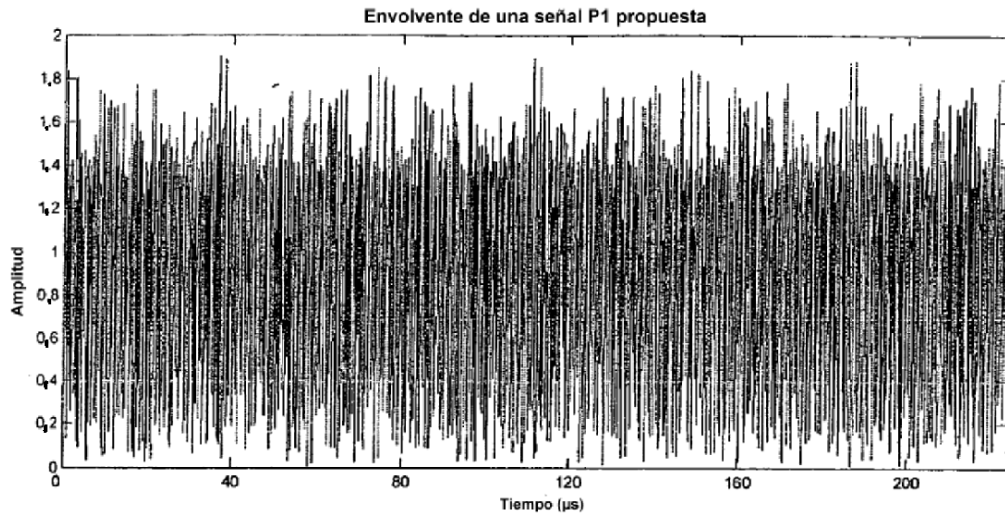


FIG. 25

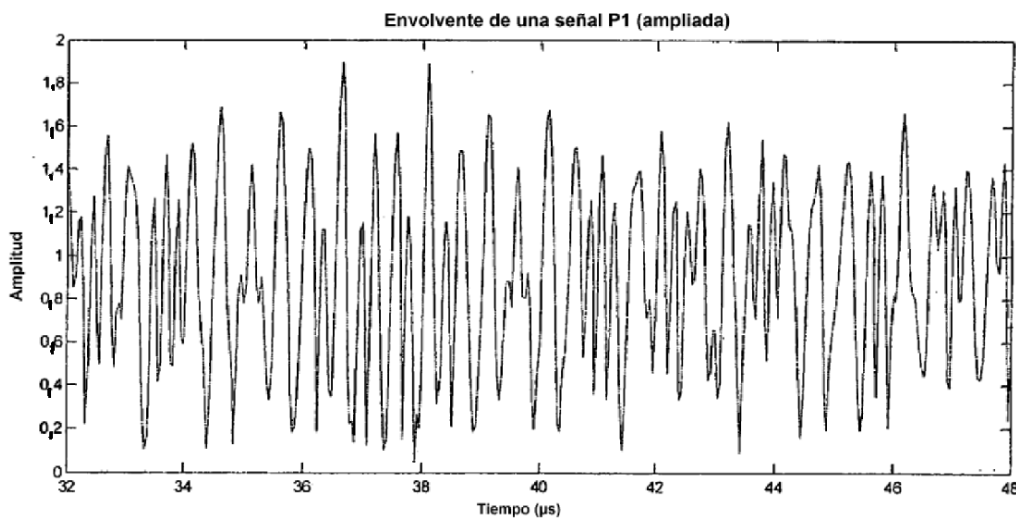


FIG. 26

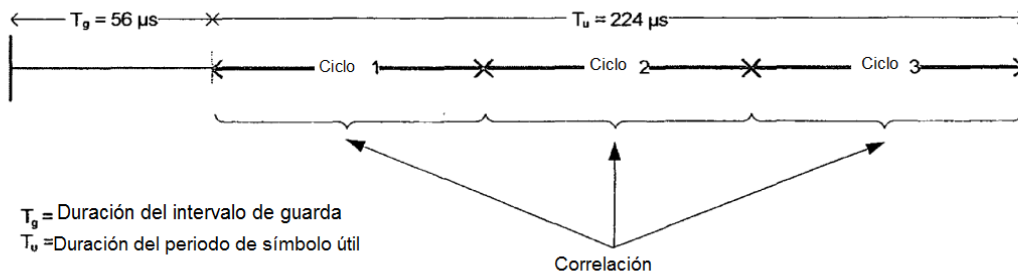


FIG. 27

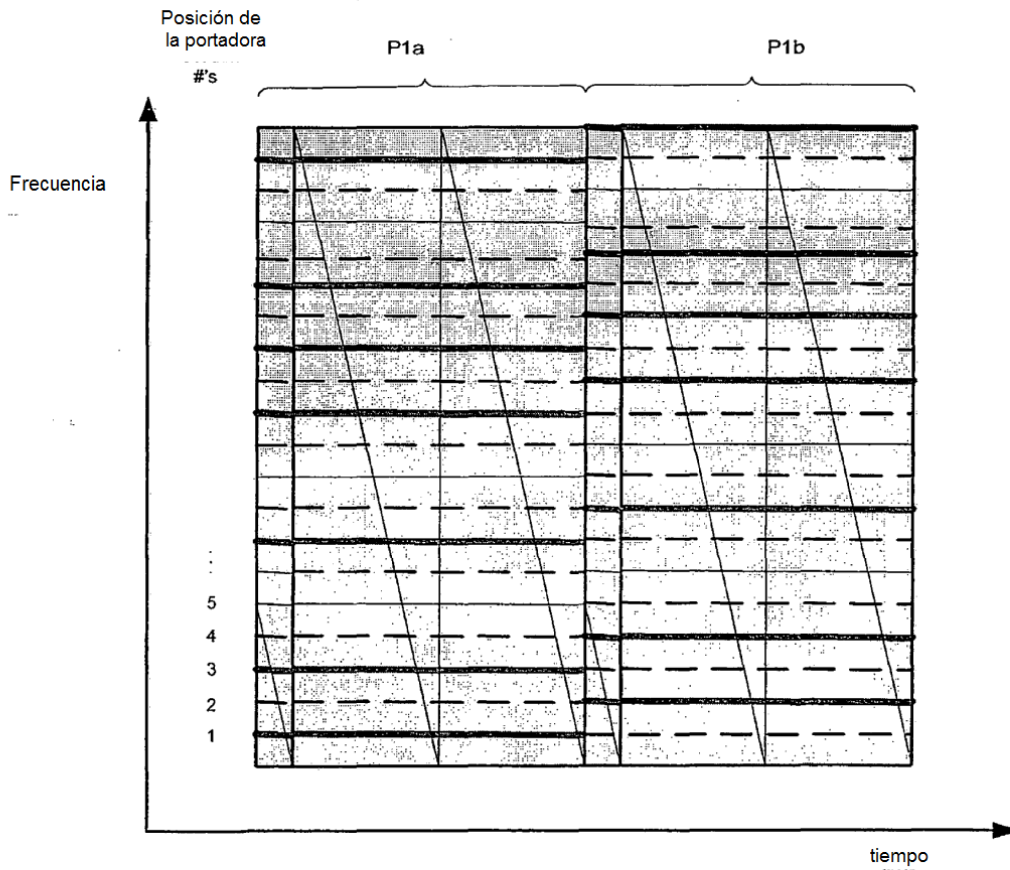


FIG. 28

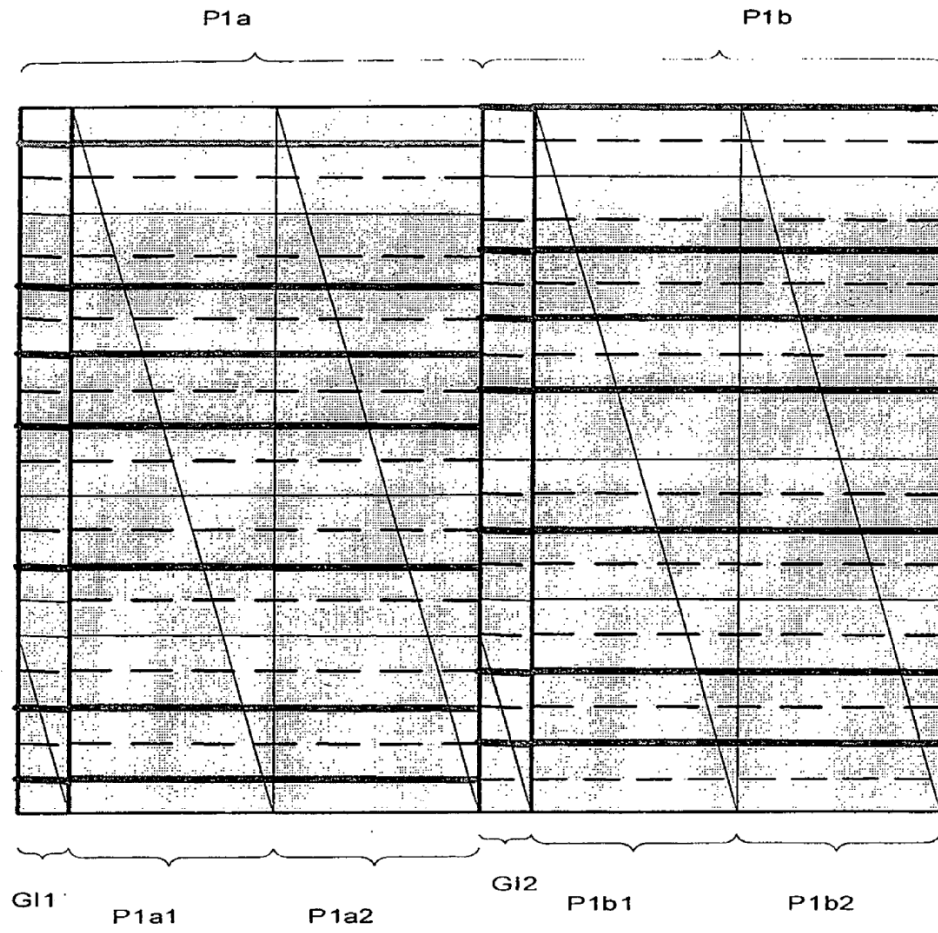


FIG. 29

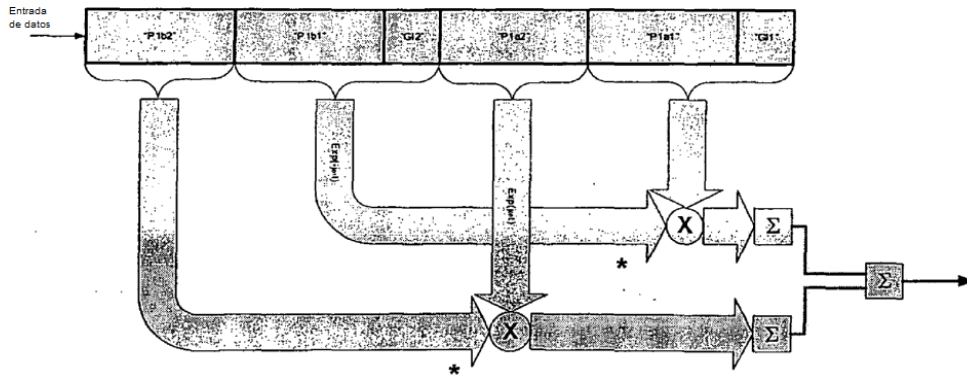
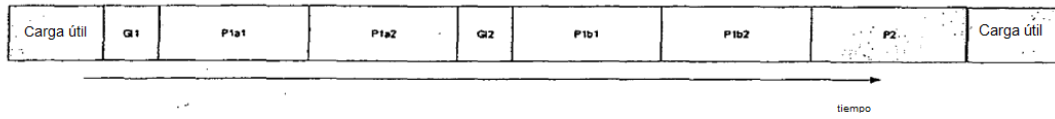


FIG. 30

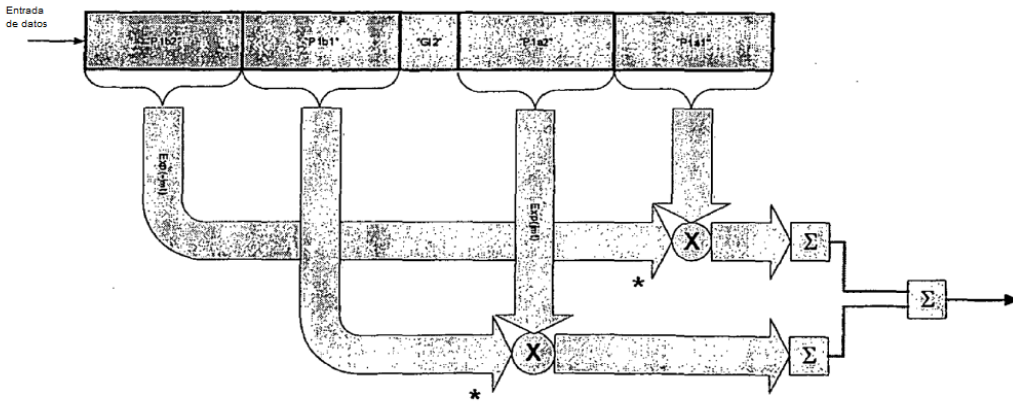


FIG. 31

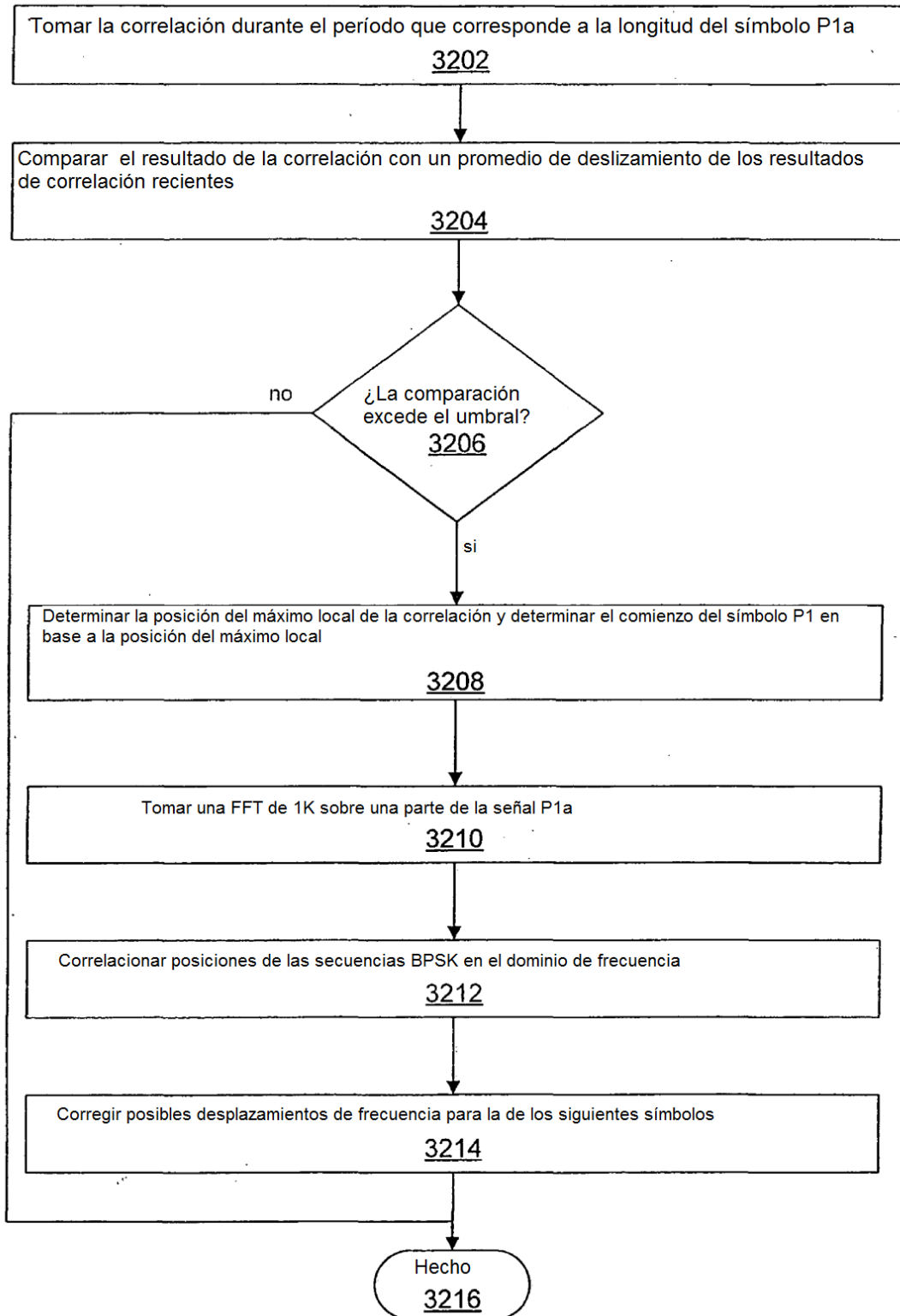


FIG. 32