

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 698 520**

51 Int. Cl.:

H04L 27/26 (2006.01)

H04L 27/233 (2006.01)

H04L 5/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **02.10.2008 E 14174094 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **12.09.2018 EP 2816770**

54 Título: **Detección de un desplazamiento de frecuencia en un sistema DVB-H**

30 Prioridad:

18.10.2007 US 874359

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

05.02.2019

73 Titular/es:

NOKIA TECHNOLOGIES OY (100.0%)

**Karaportti 3
02610 Espoo, FI**

72 Inventor/es:

**LAHTONEN, JYRKI;
VESMA, JUSSI y
TUPALA, MIIKA**

74 Agente/Representante:

VALLEJO LÓPEZ, Juan Pedro

ES 2 698 520 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

Detección de un desplazamiento de frecuencia en un sistema DVB-H

5 Campo de la invención

Las realizaciones se refieren en general a redes de comunicaciones. Más específicamente, las realizaciones se refieren al descubrimiento de servicios de difusión de video digital.

10 Antecedentes de la invención

Las redes de transmisión digital de banda ancha permiten a los usuarios finales recibir contenido digital, incluidos video, audio, datos, etc. Usando un terminal móvil, un usuario puede recibir contenido digital a través de una red de transmisión digital inalámbrica. El contenido digital se puede transmitir en una célula dentro de una red. Una célula puede representar un área geográfica que puede estar cubierta por un transmisor en una red de comunicación. Una red puede tener múltiples células y las células pueden estar adyacentes a otras células.

Un dispositivo receptor, tal como un terminal móvil, puede recibir un programa o servicio en un flujo de datos o de transporte. El flujo de transporte lleva elementos individuales del programa o servicio, tal como los componentes de audio, video y datos de un programa o servicio. Normalmente, el dispositivo receptor localiza los diferentes componentes de un programa o servicio particular en un flujo de datos a través de información específica de programa (PSI) o información de servicio (SI) incrustada en el flujo de datos. Sin embargo, la señalización de PSI o SI puede ser insuficiente en algunos sistemas de comunicaciones inalámbricas, tal como los sistemas de difusión de video digital portátil (DVB-H). El uso de señalización PSI o SI en tales sistemas puede dar como resultado una experiencia de usuario final subóptima, ya que las tablas de PSI y SI que llevan información PSI y SI pueden tener largos períodos de repetición. Además, la señalización PSI o SI requiere una gran cantidad de ancho de banda que es costoso y también disminuye la eficiencia del sistema. Se hace referencia al documento US 2004/141457 A1 que se refiere a un procedimiento para determinar la señal de entrenamiento en OFDM, y a un aparato y a un método para recibir señales OFDM usando la señal de entrenamiento. También se hace referencia al documento US 5.732.113 A, que se refiere a sincronización de tiempo y frecuencia de señales OFDM. También se hace referencia al borrador DVB-T2 "T2_SSS_010_DRAFTbaseline_SSS_section_r001.doc", Organización DVB, 15 de septiembre de 2007 (2007-09-15), que divulga el uso de un símbolo de referencia P1 para indicar el tamaño de FFT y el desplazamiento de frecuencia utilizado para un receptor.

35 Breve resumen de la invención

La invención se define por las reivindicaciones.

A continuación, las realizaciones que no están dentro del alcance de las reivindicaciones deben entenderse como ejemplos útiles para comprender la invención.

40 Breve descripción de los dibujos

Se puede adquirir una comprensión más completa de la presente invención y las ventajas de la misma haciendo referencia a la siguiente descripción en consideración de los dibujos adjuntos, en los que los mismos números de referencia indican características similares, y en los que:

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

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

La figura 3 ilustra un ejemplo de células esquemáticamente, cada una de las cuales puede estar cubierta por un transmisor diferente de acuerdo con un aspecto de la presente invención.

55 La figura 4 muestra una trama y una supertrama de símbolos, símbolos de sincronización usados para búsquedas de canales y descubrimiento de servicios, y datos de acuerdo con un aspecto de la invención.

La figura 5 muestra cómo una frecuencia central de señal puede coincidir con, o estar desviada con respecto a, una frecuencia central de canal.

60 La figura 6 es un diagrama de flujo que muestra las etapas realizadas por un receptor de acuerdo con al menos una realización.

65 La figura 7 muestra un ejemplo del tamaño de un ancho de banda de señal piloto con respecto a un ancho de banda de señal y un ancho de banda de ráster de canal de acuerdo con un aspecto de la invención.

- La figura 8 ilustra el escaso espacio entre pilotos de una secuencia piloto para un símbolo piloto de acuerdo con un aspecto de la invención.
- 5 La figura 9 es un diagrama de flujo que muestra las etapas realizadas por un receptor para realizar una correlación en el dominio de frecuencia para detectar el desplazamiento aproximado que se usa.
- La figura 10 es un diagrama de flujo que muestra las etapas de acuerdo con una realización para realizar una correlación de descubrimiento de servicio en el dominio de tiempo.
- 10 La figura 11 muestra un ejemplo de una secuencia de símbolo piloto/señalización de acuerdo con un aspecto de la invención.
- La figura 12 es un diagrama de flujo que muestra las etapas de un método realizado por un transmisor de acuerdo con al menos un aspecto de la invención.
- 15 La figura 13 ilustra una estructura de paquetes de acuerdo con un aspecto de la invención.
- La figura 14 ilustra un desplazamiento de ventana de señalización de acuerdo con un aspecto de la invención.
- 20 La figura 15 ilustra un desplazamiento entre una subseñal actual y siguiente de una trama de acuerdo con un aspecto de la invención.
- La figura 16 ilustra estructuras de paquetes adicionales que pueden usarse para transportar información de señalización de acuerdo con un aspecto de la invención.
- 25 La figura 17 ilustra un diagrama de flujo a modo de ejemplo para uso en el descubrimiento de servicios de acuerdo con un aspecto de la invención.
- 30 Las figuras 18 y 19 representan relaciones entre símbolos P1, P2 y DATOS de acuerdo con un aspecto de la invención.
- La figura 20 muestra una estructura de trama e intervalo incluyendo símbolos OFDM y células de acuerdo con un aspecto de la invención.
- 35 La figura 21 ilustra el ancho de banda de coherencia y la modulación diferencial dentro de un símbolo piloto.
- La figura 22 ilustra una modulación diferencial entre dos símbolos P1 de acuerdo con un aspecto de la invención.
- 40 La figura 23 muestra dos símbolos 1k con intervalo de protección de 1/1 y modulación diferencial entre los símbolos de acuerdo con una realización.
- La figura 24 muestra el cálculo de las sumas de energía recibida de uno o más símbolos piloto de acuerdo con una o más realizaciones.
- 45 La figura 25 muestra un transmisor de acuerdo con una o más realizaciones.
- La figura 26 muestra un receptor de acuerdo con una o más realizaciones.
- 50 La figura 27 es un diagrama de flujo que muestra las etapas que pueden realizarse por un receptor de acuerdo con una o más realizaciones.
- La figura 28 es un gráfico de auto/correlaciones cruzadas entre secuencias piloto y sus versiones de desplazamiento de frecuencia de acuerdo con una o más realizaciones.
- 55 La figura 29 es una versión ampliada del gráfico de la figura 28 que muestra el bajo rango de correlación cruzada de los desplazamientos de frecuencia.
- La figura 30 es un gráfico que muestra la amplitud de la envolvente de una primera señal de símbolo piloto de acuerdo con al menos una realización.
- 60 La figura 31 es un acercamiento en versión del gráfico de la figura 30.

Descripción detallada de la invención

- 65 En la siguiente descripción de las diferentes realizaciones, se hace referencia a los dibujos adjuntos, que forman una parte de la misma, y en los cuales se muestran, a modo de ilustración, varias realizaciones en las que la invención

puede ponerse en práctica. Debe indicarse que otras realizaciones se pueden utilizar y se pueden hacerse modificaciones estructurales y funcionales sin apartarse del alcance de la presente invención.

Las realizaciones se dirigen al descubrimiento de servicios y a la búsqueda de canales en redes de difusión digital. El descubrimiento de servicios relativamente rápido es deseable desde el punto de vista de un usuario. Naturalmente, cuando se usa el dispositivo receptor por primera vez, se realiza una búsqueda ciega de descubrimientos de servicios/canales. Además, cuando un terminal se apaga y se mueve a una ubicación diferente, también se realiza una nueva búsqueda a ciegas. Por lo general, una aplicación de TV móvil también ejecuta la búsqueda de canales de fondo de vez en cuando para detectar posibles nuevos servicios. El descubrimiento del servicio a ciegas solo debería tomar unos segundos para no irritar al usuario final y permitir exploraciones adicionales frecuentes.

Los desafíos relacionados con el descubrimiento del servicio de transmisión de video digital convencional incluyen lo siguiente. El estándar DVB-H ofrece una gran flexibilidad para anchos de banda de señal, tamaños de FFT, intervalos de protección, modulaciones internas y similares. Los operadores pueden usar desplazamientos para la señal DVB-H, es decir, la señal no está en la frecuencia central nominal de un canal, sino que está desplazada una cierta cantidad. Los diferentes países utilizan diferentes canales de trama y ancho de banda de señal. TPS (señalización de parámetros de transmisor) se incluye en el estándar para ayudar a la sincronización del receptor y la búsqueda de canales. Desafortunadamente, el receptor necesita conocer varios parámetros antes de poder decodificar la información TPS. El ancho de banda de la señal, el desplazamiento de frecuencia, el tamaño de FFT y el intervalo de protección deben conocerse antes de poder decodificar el TPS. La mayoría de los canales en la banda UHF no contienen el servicio DVB-H. Los canales que no son DVB-H se detectan con un método de prueba y error (tratando de lograr el bloqueo con todos los modos), y eso consume mucho tiempo. El tiempo para detectar servicios que no son DVB-H en realidad establece principalmente la velocidad alcanzable para la búsqueda de canales porque, por lo general, la mayoría de los canales están vacíos o no contienen el servicio DVB-H.

Un ejemplo de cálculo para el descubrimiento de servicio ciego 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 señal 3 (6 MHz, 7 MHz, 8 MHz. 5 MHz es un caso separado solo para receptores de EE.UU.); número de tamaños de FFT 3 (2K, 4K, 8K); número de Intervalos de protección 4 (1/32, 1/16, 1/8 y 1/4); y tiempo promedio para decodificar 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 de servicios a ciegas sería en este ejemplo: $35 \cdot 7 \cdot 3 \cdot 3 \cdot 4 \cdot 120 \text{ ms} = 1058,4 \text{ segundos} = 17,64 \text{ minutos}$.

De acuerdo con las realizaciones, se pueden usar diversos métodos para reducir el tiempo que lleva realizar la búsqueda de canal/descubrimiento de servicios. La idea básica de los diversos métodos es introducir una parte de una señal (por ejemplo, símbolo(s) de inicialización/sincronización), que tiene características conocidas y permanece igual con diferentes modos de operación de difusión de video digital. Por lo tanto, la parte conocida de la señal se puede decodificar sin tener que recurrir a métodos de prueba 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 se puede decodificar sin métodos de prueba y error después de decodificar 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 para que la combinación sea única para cada par de tamaño de FFT compensado (o exclusivo para los diferentes tamaños de FFT solamente) y qué combinación se puede usar para identificar la señal como una señal deseada para la transmisión de video digital. Además, los canales que contienen servicios de transmisión de video digital pueden detectarse de manera eficiente utilizando la parte conocida de la señal. Si la parte conocida fija no se encuentra a partir de la señal examinada, entonces la señal se considerará una señal de transmisión de video no digital o un canal vacío, y el receptor puede proceder rápidamente a un siguiente canal/frecuencia. De esta forma, la detección de canales vacíos y de emisión de video no digital se vuelve relativamente rápida.

La figura 1 ilustra un sistema de difusión digital de banda ancha 102 adecuado en el que se pueden implementar una o más realizaciones ilustrativas. Los sistemas como el ilustrado en el presente documento pueden utilizar una tecnología de transmisión de banda ancha digital, por ejemplo, difusión de video digital portátil (DVB-H) o redes DVB-H de próxima generación. Ejemplos de otros estándares de difusión digital que el sistema de transmisión de banda ancha digital 102 puede utilizar incluyen transmisión de video digital terrestre (DVB-T), servicios integrados de radiodifusión digital terrestre (ISDB-T), estándar de difusión de datos del comité de sistemas de televisión avanzada (ATSC), difusión digital multimedia terrestre digital (DMB-T), difusión digital terrestre digital (T-DMB), difusión multimedia digital por satélite (S-DMB), enlace directo solamente (FLO), difusión de audio digital (DAB) y radio digital mundial (DRM). También se pueden usar otros estándares y técnicas de difusión digital, ahora conocidas o desarrolladas posteriormente. Aspectos de la invención también pueden aplicarse a otros sistemas de difusión digital multiportadora tales como, por ejemplo, T-DAB, T/S-DMB, ISDB-T y ATSC, sistemas propietario tales como Qualcomm MediaFLO/FLO y sistemas no tradicionales, tales como 3GPP MBMS (servicios de difusión/multidifusión multimedia) y 3GPP2 BCMCS (servicio de difusión/multidifusión).

El contenido digital puede ser creado y/o proporcionado por fuentes de contenido digital 104 y puede incluir señales de video, señales de audio, datos, y demás. 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). Un grupo de paquetes IP relacionados que comparten una determinada dirección IP única u otro identificador de origen a veces se describe como un flujo de IP. El transmisor de difusión digital 103 puede recibir, procesar y reenviar para transmitir múltiples flujos de datos de contenido digital desde múltiples fuentes de contenido digital 104. En diversas realizaciones, los flujos de datos de contenido digital pueden ser flujos de IP. El contenido digital procesado puede pasarse luego a una torre de transmisión digital 105 (u otro componente de transmisión física) para la transmisión inalámbrica. Finalmente, los dispositivos o terminales móviles 112 pueden recibir y consumir selectivamente contenido digital que se origina a partir de fuentes de contenido digital 104.

Como se muestra en la figura 2, el dispositivo móvil 112 puede incluir un procesador 128 conectado a una interfaz de usuario 130, una memoria 134 y/u otro almacenamiento, y una pantalla 136, que puede usarse para mostrar contenido de video, información de guía de servicio y similares a un usuario de dispositivo móvil, el dispositivo móvil 112 también puede incluir una batería 150, un altavoz 152 y antenas 154. La interfaz de usuario 130 puede incluir además un teclado, pantalla táctil, interfaz de voz, una o más teclas de desplazamiento, palanca de datos, guante de datos, ratón, bola de rodillo, pantalla táctil o similares.

Las instrucciones ejecutables por ordenador y los datos utilizados por el procesador 128 y otros componentes dentro del dispositivo móvil 112 pueden almacenarse en una memoria legible por ordenador 134. La memoria puede implementarse con cualquier combinación de módulos de memoria de solo lectura o módulos de memoria de acceso aleatorio, que incluyen opcionalmente memoria tanto volátil como no volátil. El software 140 puede almacenarse dentro de la memoria 134 y/o el almacenamiento 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 del dispositivo móvil 112 pueden incorporarse en hardware o firmware (no mostrado).

El dispositivo móvil 112 puede estar configurado para recibir, decodificar y procesar transmisiones de difusión digital de banda ancha que están basadas, por ejemplo, en el estándar de difusión de video digital (DVB), tal como DVB-H o DVB-T, a través de un receptor específico DVB 141. El dispositivo móvil también puede estar provisto de otros tipos de receptores para transmisiones digitales de difusión de banda ancha. Además, el dispositivo receptor 112 también puede estar configurado para recibir, decodificar y procesar transmisiones a través del receptor de radio FM/AM 142, el transceptor WLAN 143 y el transceptor de telecomunicaciones 144. En un aspecto de la invención, el dispositivo móvil 112 puede recibir mensajes de transmisión de datos de radio (RDS).

En un ejemplo del estándar DVB, una transmisión DVB a 10 Mbit/s puede tener 200 canales de programa de audio a 50 kbit/s o 50 canales de programa de video (TV) a 200 kbit/s. El dispositivo móvil 112 puede configurarse para recibir, decodificar y procesar la transmisión basándose en el estándar de difusión de video digital portátil (DVB-H) u otros estándares DVB, tales como DVB-MHP, DVB-Satélite (DVB-S) o DVB-Terrestre (DVB-T). Del mismo modo, otros formatos de transmisión digital pueden utilizarse alternativamente para entregar contenido e información sobre la disponibilidad de servicios suplementarios, como ATSC (Comité de Sistemas de Televisión Avanzada), NTSC (Comité del Sistema Nacional de Televisión), ISDB-T (Servicios integrados de radiodifusión digital-Terrestre), DAB (Difusión de audio digital), DMB (Difusión multimedia digital), FLO (Enlace directo solamente) o DIRECTV. Además, la transmisión digital puede ser segmentada en el tiempo, como en la tecnología DVB-H. La segmentación en el tiempo puede reducir el consumo promedio de energía de un terminal móvil y puede permitir un traspaso uniforme y sin interrupciones. La segmentación en el tiempo implica el envío de datos en ráfagas utilizando una velocidad de bits instantánea más alta en comparación con la velocidad de bits requerida si los datos se transmitieron utilizando un mecanismo de transmisión tradicional. En este caso, el dispositivo móvil 112 puede tener una o más memorias intermedias para almacenar la transmisión segmentada en el tiempo decodificada antes de la presentación.

Además, se puede utilizar una guía de servicios electrónicos (ESG) para proporcionar información relacionada con programas o servicios. Generalmente, una guía de servicios electrónicos (ESG) permite a un terminal comunicar que servicios están disponibles para los usuarios finales y cómo se puede acceder a los servicios. La ESG incluye piezas existentes independientes de fragmentos ESG. Tradicionalmente, los fragmentos ESG incluyen documentos XML y/o binarios, pero más recientemente han abarcado una amplia gama de elementos, como por ejemplo, una descripción SDP (Protocolo de descripción de sesión), un archivo de texto o una imagen. Los fragmentos ESG describen uno o varios aspectos del servicio o programa de difusión actualmente disponible (o futuro). Tales aspectos pueden incluir, por ejemplo: descripción de texto libre, programación, disponibilidad geográfica, precio, método de compra, género e información complementaria, tal como una vista previa de imágenes o clips. Audio, video y otros tipos de datos, incluidos los fragmentos ESG, se pueden transmitir a través de varios tipos de redes de acuerdo con muchos protocolos diferentes. Por ejemplo, los datos pueden transmitirse a través de una colección de redes a las que generalmente se hace referencia como "Internet" utilizando protocolos del conjunto de protocolos de Internet, como el Protocolo de Internet (IP) y el Protocolo de datagramas de usuario (UDP). Los datos a menudo se transmiten a través de Internet dirigidos a un solo usuario. Sin embargo, puede dirigirse a un grupo de usuarios, comúnmente conocido como multidifusión. En el caso en que los datos se dirijan a todos los usuarios, se llama difusión.

Una forma de difusión de datos es utilizar una red de difusión de datos IP (IPDC). IPDC es una combinación de

difusión digital y protocolo de Internet. A través de una red de difusión basada en IP, uno o más proveedores de servicios pueden suministrar diferentes tipos de servicios de IP, incluidos periódicos en línea, radio y televisión. Estos servicios de IP están organizados en uno o más flujos de medios en forma de audio, video y/u otros tipos de datos. Para determinar cuándo y dónde se producen estas transmisiones, los usuarios se refieren a una guía de servicio electrónico (ESG). Un tipo de DVB es difusión de video digital portátil (DVB-H). El DVB-H está diseñado para entregar 10 Mbps de datos a un dispositivo terminal alimentado por batería.

Los flujos de transporte DVB entregan audio y video comprimidos y datos a un usuario a través de redes de suministro de terceros. El grupo de expertos de imágenes en movimiento (MPEG) es una tecnología mediante la cual video codificado, audio y datos dentro de un solo programa se multiplexan, con otros programas, en un flujo de transporte (TS). El TS es un flujo de datos paquetizado, con paquetes de longitud fija, incluido un encabezado. Los elementos individuales de un programa, audio y video, se transportan dentro de paquetes que tienen una identificación de paquete (PID) única. Para permitir que un dispositivo receptor ubique los diferentes elementos de un programa particular dentro del TS, se suministra información específica del programa (PSI), que está integrada en el TS. Además, información de servicio (SI) adicional, un conjunto de tablas que se adhieren a la sintaxis de la sección privada de MPEG, se incorpora al TS. Esto permite que un dispositivo receptor procese correctamente los datos contenidos dentro del TS.

Como se indicó anteriormente, los fragmentos ESG pueden ser transportados por IPDC a través de una red, tal como, por ejemplo, DVB-H a dispositivos de destino. El DVB-H puede incluir, por ejemplo, flujos de audio, video y datos separados. El dispositivo de destino debe determinar nuevamente el orden de los fragmentos ESG y montarlos en información útil.

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

De acuerdo con una o más realizaciones, los datos utilizados en las búsquedas de canales y descubrimiento de servicios se señalizan usando símbolos al menos en el comienzo de una trama de datos que lleva datos 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 comienzo de, y/o dentro de, una supertrama compuesta por dos o más tramas de datos.

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

La figura 4 muestra una trama y una supertrama de símbolos, símbolos de sincronización, S1-S3, usados para búsquedas de canales y descubrimiento de servicios, y datos D de acuerdo con un aspecto de la invención.

En varias redes de difusión digital, una señal multiportadora se puede posicionar con respecto al ráster de canal para que la frecuencia central de señal (SCF) coincida con la frecuencia central del canal (CCF), o se puede compensar desde la frecuencia central del canal. La frecuencia central de la señal se puede compensar debido a razones de uso del espectro de frecuencia (por ejemplo, interferencia de un canal vecino). Para el primer símbolo, no se utilizan todas las subportadoras disponibles. En diversas realizaciones, las subportadoras que se seleccionan para el primer símbolo pueden estar separadas uniformemente y pueden estar situadas simétricamente con respecto a la frecuencia central del canal o la frecuencia de señal de desplazamiento.

La figura 5 muestra cómo una frecuencia central de señal puede coincidir con, o estar desviada con respecto a, una frecuencia central de canal (CCF). En la figura 5, el SCF A y su correspondiente CSF coinciden, SCF B y SCF C se compensan con respecto a los CSF correspondientes. Los rectángulos en la figura 5 ilustran las subportadoras seleccionadas para el primer símbolo de las subportadoras disponibles. Para SCF A, SCF B y SCF C, las subportadoras seleccionadas se centran alrededor de los SCF respectivos. Las subportadoras seleccionadas para SCF D, sin embargo, se centran alrededor del CCF, a diferencia del SCF.

Para el primer símbolo utilizado para búsquedas de canales y descubrimiento de servicios, las subportadoras se pueden seleccionar para que se puedan encontrar independientemente del desplazamiento. En el primer símbolo, se puede usar una Transformada rápida de Fourier (FFT). La FFT fija puede seleccionarse entre los tamaños de FFT disponibles que en los actuales sistemas de transmisión de video digital incluyen 2K, 4K, 8K, pero también pueden

incluir 1K en el extremo inferior y 16K en el extremo superior. En una realización, se usa la FFT más baja disponible. Además, el primer símbolo puede usar un intervalo de protección fijo (GI) que se puede seleccionar a partir de los GI usados para los símbolos que transportan datos. El primer símbolo puede, en una realización, no tener intervalo de protección.

5 El número de subportadoras para el primer símbolo puede ser menor que la mitad de las subportadoras disponibles.

10 Cuando se usa el primer símbolo para la señalización de desplazamiento de canal, las portadoras se pueden modular utilizando codificación de cambio de fase binaria (BPSK) o modulación de desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK). El patrón piloto seleccionado puede ser diferente para diferentes valores de desplazamiento de canal, y el patrón piloto y la modulación de subportadora pueden seleccionarse, en una realización, de modo que los diferentes patrones piloto sean ortogonales entre sí y difieran entre sí al máximo, permitiendo así robustez en la detección. En una realización, los diferentes patrones piloto pueden indicar el tamaño de FFT solamente y el desplazamiento de frecuencia se encuentra detectando el desplazamiento desde la frecuencia central nominal.

15 Para el segundo (y el tercero, si está presente), se puede usar el ancho de banda completo de la señal (sustancialmente todas las portadoras disponibles). En una realización, el segundo (y tercer) símbolo puede usar el mismo tamaño de FFT e intervalo de protección como el primer símbolo. En algunas realizaciones, no todas las subportadoras disponibles se usan para el segundo (y tercer) símbolos. En una realización, el segundo y el tercer símbolo pueden tener las mismas subportadoras que las subportadoras piloto y, en una realización adicional, tener subportadoras adicionales usadas como pilotos. En una realización, el segundo símbolo también transporta datos de señalización y, además, puede llevar datos de corrección de errores (FEC) para los datos de señalización.

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

25 La figura 6 es un diagrama de flujo que muestra las etapas realizadas por un receptor de acuerdo con al menos una realización. Un sintetizador de frecuencia en el receptor se programa a la frecuencia central nominal del canal, de acuerdo con el ráster del canal, como se muestra en 602 para recibir una señal en el canal. Se intenta determinar si la señal recibida es de un tipo deseado y si se usa un desplazamiento comparando 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 puede determinar el desplazamiento y el tamaño de FFT para la señal. Se realiza una determinación con respecto a si se detectó una coincidencia, como se muestra en 606. Si no se detecta una coincidencia, se sigue la rama "no" de 606, se considera que el canal contiene una señal de transmisión de video no digital o que la señal recibida no es del tipo deseado, y el procesamiento pasa al siguiente canal, como se muestra en 608.

40 De lo contrario, si se detecta una coincidencia, se sigue la rama "sí" de 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 para símbolos de datos, como se muestra en 612. Finalmente, se realiza la estimación y corrección del canal y la demodulación de datos, como se muestra en 614.

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

55 La figura 7 muestra un ejemplo del tamaño de un ancho de banda de señal piloto con respecto a un ancho de banda de señal y un ancho de banda de ráster de canal de acuerdo con un aspecto de la invención. En una realización, el primer símbolo es un símbolo piloto para frecuencia gruesa y sincronización de tiempo. El ancho de banda del símbolo piloto es más pequeño que el símbolo de datos real; por ejemplo, en el caso del símbolo de datos de 8 MHz, el símbolo del piloto podría tener una anchura de 7 MHz. La frecuencia central del símbolo piloto puede ser la misma que la frecuencia para los símbolos de datos, es decir, en caso de que se utilice un desplazamiento para símbolos de datos, el desplazamiento también se puede usar para el símbolo piloto. Con el ancho de banda más pequeño del símbolo piloto, la parte de RF del receptor se puede programar a la frecuencia central del canal nominal durante la fase de sincronización inicial y todavía se puede configurar para recibir todo el ancho de banda del símbolo piloto. Sin el ancho de banda más pequeño del símbolo piloto, el filtro de selección del canal de RF del receptor eliminaría parte del símbolo piloto.

65 En una realización, el símbolo piloto puede usar la FFT conocida (fija) y la selección de intervalo de protección.

Además, el número de pilotos usados puede ser diferente al de los símbolos de datos, es decir, parte de los pilotos se puede extinguir, por ejemplo, se podrían usar 256 pilotos. Los pilotos pueden ser modulados con una secuencia conocida.

5 La figura 8 ilustra el escaso espacio entre pilotos de una secuencia piloto para un símbolo piloto de acuerdo con un aspecto de la invención. La secuencia de modulación "huella dactilar" para el patrón piloto puede ser conocida por el receptor. Además de la modulación, las subportadoras en los símbolos piloto también pueden tener diferentes niveles de refuerzo, como se ilustra en la figura 8.

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

15 Se calcula una FFT usando un tamaño de FFT predeterminado como se muestra en 904. El ancho del símbolo piloto es más pequeño que el ancho de banda del canal. Por lo tanto, la FFT puede capturar el símbolo piloto incluso cuando una configuración inicial para el sintetizador de frecuencia es incorrecta debido a la compensación.

20 El desplazamiento de frecuencia se detecta en función del desplazamiento del símbolo de sincronización piloto en el dominio de frecuencia, como se muestra en 906. Si no se encuentra una correlación en el dominio de frecuencia, entonces la señal no es una señal de transmisión de video digital y la búsqueda de canal puede avanzar al siguiente canal.

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

30 Se pueden usar diferentes secuencias piloto (huellas dactilares) 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), se pueden introducir 7 secuencias piloto diferentes. Se pueden utilizar varios métodos para construir la secuencia piloto que incluyen, entre otros: secuencia pseudoaleatoria, invirtiendo cada segundo, impulsando la portadora central, y similares. De acuerdo con una
 35 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 dactilares se pueden usar 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 se puede detectar mediante un correlacionador deslizante en el dominio de frecuencia, es decir, se puede usar una única huella dactilar. Adicionalmente, se podría codificar información como el
 40 tamaño de FFT para las realizaciones de dominio de frecuencia si se usan diferentes huellas dactilares para diferentes tamaños de FFT, por ejemplo. Entonces, una correlación de dominio de frecuencia podría ejecutarse con varias huellas dactilares. En una realización, si hay varias huellas dactilares en uso, la huella dactilar recibida puede compararse simultáneamente con varias huellas dactilares almacenadas. Una secuencia piloto recibida puede traducirse en el dominio de la frecuencia paso a paso a lo largo del ancho de banda del canal, en el que se produce
 45 una señal de alta correlación cuando las secuencias piloto coinciden.

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

50 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 usado, como se muestra en 1004. Por ejemplo, si se usan siete desplazamientos, se definen siete secuencias piloto diferentes (huellas dactilares). Cada desplazamiento grueso corresponde a una huella dactilar de secuencia piloto particular. En función de la correlación, se puede detectar la huella dactilar utilizada, es decir, el desplazamiento utilizado. La secuencia piloto estará en la frecuencia central nominal del canal (según el ráster del canal). En una realización, se define un conjunto de símbolos piloto para que cada uno de ellos corresponda a un par de tamaño de FFT de desplazamiento de frecuencia, en el que, basándose en la correlación detectada, se pueden detectar tanto el desplazamiento como el tamaño de FFT.

60 El desplazamiento de frecuencia se detecta en función de la huella dactilar de la secuencia piloto identificada, como se muestra en 1006. Si ninguna de las secuencias piloto muestra correlación, entonces la señal no es una señal de transmisión de video digital deseada, y la búsqueda puede avanzar al siguiente canal.

65 El desplazamiento se compensa reprogramando el sintetizador de frecuencia del receptor, como se muestra en 1008. El siguiente símbolo de sincronización se demodula para detectar parámetros de modulación para símbolos de

datos, como se muestra en 1010. La estimación y corrección del canal basada en el símbolo de estimación del canal se realiza, como se muestra en 1012, y luego los datos se demodulan como se muestra en 1014. En una realización, el receptor puede esperar un próximo conjunto de símbolos de sincronización para permitir que el sintetizador de frecuencia sea reprogramado.

5 Una vez que se ha encontrado el desplazamiento y se ha reprogramado el sintetizador de frecuencia, el segundo símbolo (es decir, el símbolo que sigue al símbolo del piloto) puede usar la FFT fija y la selección de intervalo de protección, pero usaría el ancho de banda completo de la señal. El segundo símbolo puede contener información específica sobre los parámetros de modulación para los símbolos de datos posteriores. En otra realización, el
10 segundo símbolo puede usar la FFT que se señala en el primer símbolo.

Se podría insertar un tercer símbolo opcional antes de los símbolos de datos para facilitar la estimación del canal.

15 La figura 11 muestra un ejemplo de una secuencia de símbolo piloto/señalización de acuerdo con un aspecto de la invención. 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 y sincronización de la señal tan rápido como se desee. El primer símbolo piloto 1102 se usa para una frecuencia gruesa y sincronización temporal, y, además, también puede llevar información sobre el tamaño de FFT para los siguientes símbolos. La FFT, el intervalo de protección y la modulación se fijan para el primer símbolo. En una realización, el segundo símbolo 1104
20 comprende la misma subportadora piloto que el primer símbolo, pero puede tener, además, más subportadoras que se utilizan como subportadoras piloto. El segundo símbolo de señalización también transporta datos de señalización que comprenden el tamaño de FFT, el intervalo de protección y los parámetros de modulación. El tercer símbolo de señalización comprende aún más pilotos que se utilizan para la estimación del canal y sincronización fina.

25 El parámetro de modulación para símbolos de datos (como la constelación, QPSK vs. 16QAM vs. 64QAM) puede variarse con frecuencia debido a que los símbolos de señalización repetidos transportan información sobre los parámetros seleccionados.

30 La figura 12 es un diagrama de flujo que muestra las etapas de un método realizado por un transmisor de acuerdo con al menos un aspecto de la invención. Una secuencia de símbolos está compuesta incluyendo un símbolo piloto configurado para transportar la frecuencia gruesa y la información de sincronización de tiempo como el primer símbolo seguido de un próximo símbolo de señalización configurado para transportar parámetros de modulación como el segundo símbolo, seguido por una pluralidad de símbolos de datos, como se muestra en 1202. En una
35 realización, el segundo símbolo de señalización puede ir seguido de un tercer símbolo de señalización. La secuencia de símbolos se transmite entonces en un canal de difusión con un ancho de banda de señal piloto que puede ser más estrecho que un ancho de banda de señal de datos, que además puede ser más estrecho que un ancho de banda de trama de canal de difusión, como se muestra en 2004.

40 De acuerdo con una o más realizaciones, los tiempos de búsqueda de canal son normalmente relativamente bajos, por ejemplo, un par de segundos. Si la tasa de repetición de símbolos piloto es de 50 ms, el tiempo promedio para 3 anchos de banda (6, 7 y 8 MHz) es de alrededor de $35 \times 3 \times 50 \text{ ms} = 5,25 \text{ s}$. Los diferentes anchos de banda se buscan por separado porque las frecuencias centrales del ráster de canal son diferentes.

45 En otra realización más de la invención, se definen dos símbolos piloto, P1 y P2, respectivamente para permitir la búsqueda rápida de canales y el descubrimiento de servicios dentro de la trama. Además, para el transporte de una capa OSI 1, la capa física (L1) y la información específica de trama dentro del símbolo P2, se define una estructura de paquetes P2-1. Además de L1 y la información específica de la trama, el paquete P2-1 también puede transportar la capa OSI 2, la información de señalización de la capa de enlace de datos (L2) (por ejemplo, información de servicio/información específica de programa (PSI/SI)) o datos de los servicios reales.
50

En un aspecto de la invención, el símbolo piloto P1 puede permitir una exploración inicial rápida de señales. El símbolo piloto P1 también se puede usar para indicar el tamaño de FFT y el desplazamiento de frecuencia a un receptor en la exploración de señal inicial. Además, el símbolo piloto P1 se puede usar para ayudar en la frecuencia gruesa y la sincronización de tiempo aproximado del receptor.
55

En otro aspecto más de la invención, el símbolo piloto P2 puede usarse para la sincronización de frecuencia gruesa y fina y la sincronización de tiempo además de la sincronización inicial conseguida con el símbolo piloto P1. Además, el símbolo piloto P2 también puede transportar información de señalización de capa física (L1) que puede describir los parámetros físicos de la transmisión y la construcción de la trama TFS. Además, el símbolo piloto P2 puede proporcionar una estimación de canal inicial, que puede ser necesaria para decodificar información en el símbolo P2
60 y junto con pilotos dispersos, la información en los primeros símbolos de datos en la trama. Finalmente, el símbolo piloto P2 puede proporcionar un canal para transportar información de señalización de la capa 2 (L2).

65 En una realización de la invención, pueden implementarse dos estructuras de paquetes P2 para transportar información de señal. El primero de dichos paquetes P2-1 puede llevar la información de señalización principal necesaria en la segmentación de frecuencia de tiempo (TFS). La estructura del paquete P2-1 también puede

transportar información y/o datos de señalización L2. En otra realización de la invención, se puede usar una segunda estructura de paquete P2-n para proporcionar suficiente espacio para encapsular toda la información de señalización de L2 necesaria. Los paquetes P2-n pueden transportarse en símbolos de datos como datos de contenido. Los paquetes P2-n pueden seguir inmediatamente al paquete P2-1.

5 La figura 13 ilustra la estructura de dicha estructura de paquetes P2-1 1301. La definición de los campos, siendo las longitudes ilustrativas para diversas realizaciones, en P2-1 son las siguientes:

10 **T (Tipo)** Este campo 1302 de 8 bits puede indicar el tipo del símbolo P2 relacionado. Este campo puede proporcionar flexibilidad para que la red transmita diferentes símbolos P2. En función del valor de tipo, ciertas reglas y semántica se aplican a la estructura y al uso del símbolo P2. Ejemplos de estos últimos son, por ejemplo, el efecto de los diferentes tipos de flujo de salida soportados por el sistema (es decir, diferentes combinaciones de TS y encapsulado de flujo genérico (GSE)). Algunos ejemplos del valor de tipo se pueden ver en la Tabla 1, que se ilustra a continuación.

15 Tabla 1 - Los valores de tipo del paquete P2-1.

Tipo de valor	Descripción
0x0	Reservado
0x1	Solo TS llevado dentro de la trama y la señalización L2 llevada al final del paquete P2-1.
0x2	Solo TS llevado dentro de la trama y datos llevados al final del paquete P2-1.
0x3	Solo GSE llevado dentro de la trama y la señalización L2 llevada al final del paquete P2-1.
0x4	Solo GSE llevado dentro de la trama y datos llevados al final del paquete P2-1.
0x5	TS y GSE llevados dentro de la trama
0x6	Contenido de DVB-T2 y DVB-H2 llevado dentro de la misma trama.
0x7	Etc.

20 Un experto en la técnica se dará cuenta de que las notaciones DVB-T2 o T2 y DVB-H2 o H2 mostradas en la Tabla 1 pueden usarse para contenido destinado a recepción terrestre (fija), respectivamente para recepción móvil portátil usando diversas realizaciones de la invención.

25 **L (Longitud)** Este campo 1304 puede indicar la longitud del paquete P2-1, contando todos los bits que siguen inmediatamente después de este campo. La longitud se puede expresar como el número de bits o bytes según la definición.

30 **E (Fin)** Este campo 1306 comprende un indicador de un bit que indica si hay otros paquetes P2-n después de esto. Cuando se establece en el valor '1', no existe ningún paquete P2-n después de este paquete. Si este campo se establece en el valor '0', hay uno o más paquetes P2-n siguiendo después de este campo.

35 **N (Notificación)** Este campo 1308 de 4 bits puede indicar si hay notificaciones llevadas dentro de la subseñal actual. La señalización detallada de las notificaciones se puede hacer dentro de las estructuras de señalización L2.

Res Este campo 1310 de 4 bits puede reservarse para uso futuro.

40 **ID de célula** Este campo 1312 de 8 bits puede indicar el id_célula de la señal que lleva la trama actual. La correspondencia entre id_célula y otros parámetros de red se realiza dentro de la señalización L2. Debe tenerse en cuenta que para reducir la sobrecarga, este campo puede ser más pequeño que el utilizado en sistemas DVB heredados.

45 **ID de red** Este campo 1314 de 8 bits puede indicar el id_red al que pertenece la señal que lleva la trama actual. La asignación entre id_red y otros parámetros de red se realiza dentro de la señalización L2. Debe tenerse en cuenta que para reducir la sobrecarga, este campo puede ser más pequeño que el utilizado en sistemas DVB heredados.

50 **Índice de frecuencia** Este campo 1316 puede indicar el índice de frecuencia de la subseñal actual. El índice de frecuencia puede correlacionarse con la frecuencia real, por ejemplo, en la información de señalización L2 (por ejemplo, en PSI/SI). La Tabla 2 enumera un ejemplo de la última asignación. En este ejemplo, se usan cuatro frecuencias, pero el número puede ser menor o mayor en otras realizaciones.

Índice de frecuencia	Frecuencia
0x0	498 MHz
0x1	506 MHz
0x2	514 MHz
0x3	522 MHz

	GI	Este campo 1317 puede indicar el intervalo de protección.
5	Número de trama	Este campo 1318 de 8 bits puede indicar el número de la trama actual en una supertrama.
10	Desplazamiento de ventana de señalización	Este campo 1320 de 8 bits puede indicar el punto de inicio para la señalización (segmento) proporcionado dentro de este símbolo P2. El desplazamiento desde el comienzo de la trama dentro de la subseñal actual se indica como la cantidad de células OFDM. La longitud total de los segmentos cubiertos por la ventana de señalización es igual a la longitud de los segmentos dentro de la trama actual y la subseñal. Por ejemplo, la figura 14 ilustra el concepto de desplazamiento de ventana de señalización. En la figura 14, una ventana de señalización 1402 puede tener una longitud de aproximadamente una trama, pero puede no estar comenzando desde el primer intervalo de la trama. El desplazamiento 1404 puede definir el punto de inicio de la señalización llevada dentro de la trama TFS. Si el desplazamiento es cero, la ventana puede estar apuntando directamente a la trama actual, y se señalan todos los servicios en la trama. Si el desplazamiento es una trama, la ventana puede estar apuntando a la siguiente trama. Si el desplazamiento es menor que una trama, la señalización puede comenzar desde un servicio apuntado por el desplazamiento de señalización y se puede señalar aproximadamente un número de servicios correspondientes a una trama de longitud.
15		
20		
25		
30	Identificador de segmento de señalización	Este campo 1322 puede identificar el segmento que lleva los datos de señalización P1 y P2. Debe tenerse en cuenta que el mismo ID de segmento también puede contener otros datos, como la señalización L2 o datos que contienen servicios reales.
35	Número de segmentos	Este campo 1324 de 8 bits puede indicar el número de segmentos incluidos dentro de la ventana de señalización de la subseñal actual.
40	ID de segmento	Este campo 1326 que puede ser parte de un campo de bucle de segmento 1325 puede identificar un segmento dentro de la ventana de señalización de la subseñal actual. Una ranura identificada con este identificador puede llevar datos que contienen servicios reales o datos de señalización L2.
45	Modulación	Este campo 1328 que puede ser parte del campo de bucle de segmento 1325 puede indicar el tipo de modulación del segmento asociado.
50	Tasa de código	Este campo 1330 que puede ser parte del campo de bucle de segmento 1325 puede indicar la tasa de código del segmento asociado.
55	Longitud del segmento	Este campo 1332 que puede ser parte del campo de bucle de segmento 1325 puede indicar la longitud del segmento asociado. La longitud se puede expresar como el número de bits o bytes según la definición.
	Bits de relleno OFDM	Este campo 1334 de 8 bits puede indicar el número de bits de relleno dentro de la última célula OFDM de la trama.
60	Desplazamiento al siguiente sub T2	Este campo 1336 de 4 bits puede indicar el desplazamiento entre

la subseñal actual y la siguiente de la trama. Por ejemplo, la figura 15 ilustra el desplazamiento 1502 al siguiente campo de subseñal.

Señalización o datos L2

5 Este campo 1338 puede reservarse para transportar señalización o datos L2. El campo tipo de P2-1 puede indicar la información llevada dentro del campo.

10 En una realización de la invención, un solo paquete P2-1 puede no ser lo suficientemente grande como para llevar toda la información de señalización L2. Por lo tanto, pueden ser necesarios paquetes P2-n adicionales para llevar y encapsular la señalización L2. La figura 16 ilustra la estructura de un paquete P2-n 1602 que puede usarse para llevar información de señalización L2, tal como PSI/SI. La definición de los campos en P2-n, en la que las longitudes de campo son a modo de ejemplo para diversas realizaciones, son las siguientes:

15 **T (Tipo)** Este campo 1604 de 8 bits puede indicar el tipo de señalización llevada dentro de la carga útil de este paquete. En función del valor de tipo, un receptor puede decodificar correctamente los datos de señalización llevados. Los ejemplos del tipo de señalización pueden incluir, por ejemplo, PSI/SI solamente, PSI/SI y señalización destinada a servicios móviles portátiles según las realizaciones de la invención.

20 **L (Longitud)** Este campo 1606 puede indicar la longitud de los paquetes P2-n, contando todos los bits que siguen inmediatamente después de este campo. La longitud se puede expresar como el número de bits o bytes según la definición.

25 **E (Fin)** Este campo 1608 puede incluir un indicador de un bit que indica si el actual es el último paquete P2-n o si hay otros paquetes P2-n que siguen a este paquete.

Señalización L2 Este campo 1610 puede reservarse para transportar señalización L2. El campo de tipo 1604 puede indicar la información llevada dentro del campo.

30 Dependiendo de la cantidad de datos de señalización L2, se puede usar una pluralidad de paquetes P2-n.

La figura 17 muestra un diagrama de flujo que ilustra el descubrimiento de servicios de acuerdo con un aspecto de la invención. En la figura 17, la información de señalización L2 se lleva dentro de ambos paquetes, es decir, P2-1 y P2-n. Otras variaciones de P2-n pueden incluir cualquier combinación de datos e información de señalización L2 llevada dentro de cualquiera o de ambos tipos de paquetes.

40 En la figura 17, un receptor puede buscar señales de una banda de frecuencia que transporta señales de acuerdo con diversas realizaciones de la invención, como se muestra en 1. Se puede detectar una frecuencia apropiada mediante el patrón de preámbulo proporcionado por P1.

45 Basándose en la información transportada dentro de P1, un receptor puede decodificar los paquetes P2-1 1702 y P2-n 1704 llevados dentro de los siguientes símbolos, como se muestra en 2. En un aspecto de la invención, se pueden incluir cuatro campos dentro del encabezado del paquete P2. El campo "T" 1706 puede indicar el tipo de la señal actual. El campo "L" 1708 puede indicar la longitud de P2. En caso de que el campo "E" 1710 se establezca en "1", el paquete actual P2-1 es "el último", es decir, no hay paquetes P2-n posteriores a seguir. Finalmente, el campo "N" 1712 puede indicar si la señal actual transporta información de notificación.

50 A partir de los paquetes P2 (es decir, P2-1 y P2-n), el receptor puede acceder a los datos de señalización L2 1714, que pueden transportarse dentro de la carga útil de los paquetes P2-1 y P2-n, como se muestra en 3.

55 A continuación, los datos de señalización L2 1714, es decir, el PSI/SI específico para este tipo de transmisión en caso de llevar solo este tipo de transmisión, pueden asignar la señal encontrada con información de red y célula 1716, como se muestra en 4. La información de las células vecinas (incluida la ubicación geográfica 1718 de cada célula) puede proporcionarse por medio de la Tabla de información de red (NIT) 1720.

60 Además, la información específica de segmentación de frecuencia de tiempo (TFS) se puede llevar parcialmente dentro de PSI/SI. Una NIT puede asignar cada parte de frecuencia de la misma trama TFS como se muestra en 5. La NIT puede asignar cada parte de frecuencia de la misma trama TFS. Finalmente, la NIT asigna flujos de transporte a diferentes frecuencias y además a diferentes tramas TFS, como se muestra en 6.

65 En un aspecto adicional de la invención, al seguir la semántica de PSI/SI heredado, los flujos de transporte pueden asignarse a los servicios dentro de la Tabla de descripción de servicios (SDT) 1722 mostrada en 7. Los servicios se pueden asignar adicionalmente como se muestra en 8 a los PID de cada flujo de transporte mediante el uso de PAT y PMT, de forma similar a los sistemas DVB heredados.

La asignación de cada servicio con las combinaciones de id_segmento 1724 y número_trama 1726 se puede hacer

dentro del bucle de servicio de SDT al agregar un descriptor adicional como se muestra en 9.

Finalmente, como se muestra en 10, el receptor puede continuar el procedimiento de descubrimiento de servicios dentro del paquete P2-1, inspeccionando a qué tramos se debe acceder para recibir los servicios deseados
 5 anunciados dentro del SDT. Las tablas NIT, SDT, PAT y PMT se utilizan como ejemplos correspondientes a las tablas DVB actuales (heredadas).

En un aspecto adicional de la invención, la información L1 señalizada dentro del paquete P2-1 puede estar relacionada con la ventana de señalización específica. La posición de inicio de la ventana de señalización puede indicarse con el "campo de desplazamiento de la ventana de señalización". El número total de máquinas tragamonedas ubicadas dentro la ventana de señalización dada se puede indicar en el campo "número de
 10 segmentos". Se puede señalar una identificación de segmento específica para los propósitos de los paquetes P1 y P2-1. Los paquetes P2-n pueden transportarse dentro de los "segmentos regulares" y, por lo tanto, también pueden contener los datos de contenido reales. El bucle de segmento indica la modulación, velocidad de código y longitud para cada segmento anunciado dentro del bucle. Además, el campo de bits de relleno OFDM puede usarse para
 15 indicar el posible relleno en el extremo de la trama. Finalmente, el campo "desplazamiento al siguiente T2 sub" puede indicar el desplazamiento entre la señal secundaria actual y la siguiente de la trama asociada.

Las figuras 18 y 19 representan la relación entre los símbolos P1, P2 y DATOS (es decir, símbolos OFDM) por ejemplo. A partir de las figuras 18 y 19, se puede ver cómo los datos se han dividido durante la duración de P2 y los símbolos de datos. Los paquetes de datos pueden colocarse inmediatamente después del último paquete P2-n y ambos se transportan dentro de los "Símbolos de DATOS".

La figura 20 muestra una estructura de trama y segmento de acuerdo con al menos un aspecto de la invención. En la figura 20, una trama 2002 puede consistir en uno o más segmentos 2004. Por ejemplo, la trama 2002 incluye el segmento 1 2006 hasta el segmento 4 2012. Cada segmento 2006 - 2012 puede incluir varios símbolos OFDM (multiplexación por división de frecuencia ortogonal), normalmente de unos pocos símbolos hasta algunas decenas de símbolos. Los servicios se asignan a estos espacios para que uno o más espacios se utilicen para un servicio. Por ejemplo, el segmento 1 2006 puede incluir varios símbolos OFDM 2014 a 2024. Además, cada símbolo OFDM
 25 puede incluir numerosas células OFDM. Por ejemplo, el símbolo OFDM 2014 incluye células OFDM 2026 a 2034.

Las realizaciones están relacionadas con el descubrimiento inicial del servicio en un sistema de difusión de video digital terrestre (DVB-T2). El sistema DVB-T2 puede incluir un preámbulo, que está destinado a la identificación eficiente de las señales T2 disponibles. El preámbulo no debe consumir demasiada capacidad, pero debe ser compatible con los diferentes tamaños de la transformada rápida de Fourier (FFT) (2k, 4k, 8k, 16k y 32k). Minimizar la sobrecarga ha llevado a utilizar un símbolo 2k (P1) para cada tamaño de FFT y señalar el tamaño real de FFT dentro de este símbolo modulando las portadoras por diferentes secuencias binarias pseudoaleatorias (PRBS). Para averiguar el tamaño de FFT de los siguientes símbolos, el receptor detecta la modulación de PRBS. Este PRBS también indica el cambio de frecuencia entero (la señal DVB-T2 se puede desplazar en +/- 1/6, +/- 2/6, +/- 3/6MHz en comparación con la frecuencia central nominal). Para resumir, los símbolos P1 se usan 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 FFT utilizado.
 35

Después de la exploración inicial, el símbolo P1 no se puede usar durante la recepción normal de datos o el traspaso porque los parámetros transportados por P1 (es decir, el tamaño FFT y el desplazamiento de frecuencia) permanecen constantes. Con respecto a los traspasos, estos parámetros son los mismos entre los canales de radiofrecuencia (RF) o se señalan antes de un traspaso (por ejemplo, en información específica del programa/información de servicio (PSI/SI) según ETSI EN 300 468 difusión de vídeo digital (DVB); Especificación de Información de servicio (SI) en sistemas DVB. Sin embargo, P1 puede usarse durante la recepción normal de datos para, por ejemplo, detectar el inicio de la trama o mejorar la sincronización y los algoritmos de estimación del canal. El(los) símbolo(s) P2 es(son) un(os) símbolo(s) de estimación de canalización y señalización que se encuentran después del P1.
 40

La detección de P1 y, por lo tanto, la detección de la señal DVB-T2, se basa en una correlación de intervalo de protección (GIC). En la GIC, el intervalo de protección se correlaciona con el final del símbolo. Un pico en la GIC indica una señal DVB-T2 potencial, que se puede verificar a partir del símbolo P2. El primer problema es que el intervalo de protección debe ser largo para proporcionar una detección robusta (es decir, un intervalo de protección prolongado proporciona una relación señal/ruido más alta). Sin embargo, un intervalo de protección más largo, y por lo tanto, un P1 más largo, disminuye la capacidad de datos.
 55

Como P1 es el primer símbolo que se recibe, normalmente no hay conocimiento previo 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, por ejemplo, de portadoras piloto adicionales para la estimación del canal o la modulación diferencial entre las subportadoras.
 60

Debido al menor tamaño de FFT, la separación de la portadora separa el símbolo P1 puede no ser tan densa como
 65

en los siguientes símbolos de datos (por ejemplo, 2k para P1 y 32k para datos). Para una detección exitosa de PRBS en P1, el ancho de banda de coherencia del canal debe ser menor que la separación de la subportadora de un símbolo de 2k. Sin embargo, la red podría estar diseñada para el modo 32k, y los largos retardos de la red de frecuencia única (SFN) podrían producir una selectividad de frecuencia mucho más alta.

5 La señal compleja valorada recibida en el 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 la codificación de desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK)), h_k es la respuesta del canal en el índice portador k, y n_k es el término de ruido.

10 ; En la demodulación coherente, h_k se estima primero utilizando pilotos, y luego el efecto del canal se iguala, por ejemplo, dividiendo r_k por h_k estimada.

Si consideramos DVB-T2 y el símbolo P1, no hay pilotos para estimar h_k . Por lo tanto, normalmente se usará demodulación no coherente, sin estimación de canal. Esto se puede hacer mediante el uso de modulación diferencial (por ejemplo, modulación de cambio de fase binaria diferencial (DBPSK)) donde la información se codifica a la diferencia de fase entre dos portadoras adyacentes. Estas dos portadoras adyacentes pueden expresarse como $r_k = h_k s_k + n_k$ and $r_{k+1} = h_{k+1} s_{k+1} + n_{k+1}$. El símbolo transmitido puede decodificarse a partir de la diferencia de fase entre estas dos portadoras recibidas: $r_{k+1} - r_k = h_{k+1} s_{k+1} - h_k s_k + n$.

20 La figura 21 ilustra el ancho de banda de coherencia y la modulación diferencial dentro de un símbolo OFDM (P1) piloto. Se supone que la fase de las respuestas del canal h_k y h_{k+1} son aproximadamente las mismas que se muestran en el gráfico superior de la figura 21. Sin embargo, en un canal altamente selectivo de frecuencia (por ejemplo, el gráfico inferior de la figura 21), la correlación entre las respuestas del canal adyacente es relativamente baja. Esto hace que sea impracticable usar modulación diferencial entre portadoras.

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

35 De acuerdo con un aspecto de la invención, se usan dos símbolos P1, por ejemplo, símbolo 1k con GI = 1/1. Ambos símbolos se usan por separado en GIC. Cuando GI = 1/1, la duración del símbolo completo puede utilizarse en GIC.

40 De acuerdo con un aspecto de la invención, la modulación diferencial se aplica entre dos símbolos P1 como se muestra en la figura 22. Debido a que la modulación diferencial se realiza ahora de forma subportadora, no existen requisitos para el ancho de banda de coherencia. (Alternativamente, el primer símbolo P1 podría usarse para la estimación del canal, lo que permitiría la demodulación coherente para el segundo símbolo P1).

45 El intervalo de tiempo de dos símbolos P1 es relativamente corto, de modo que el canal no cambia del primer símbolo al segundo símbolo. Por lo tanto, de acuerdo con una o más realizaciones, la modulación diferencial puede realizarse en el dominio de tiempo entre 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 más largo que la duración de 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 por $\tau_{coh} \approx \frac{1}{F_d}$, donde F_d es la extensión Doppler del canal y está dada por $F_d = \frac{v}{c} F_c$, donde v es la velocidad del receptor, c es la velocidad de la luz ($3 \cdot 10^8$ 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 $\tau_{coh} = T_{3,5}$ ms, que es significativamente más larga que la duración de un símbolo P1 (por ejemplo, 280 μ s).

55 De acuerdo con una o más realizaciones, la sincronización de símbolos de P1 puede mejorarse. Los símbolos P1 pueden tener un intervalo de protección de 1/1, lo que mejoraría la sincronización del símbolo y maximizaría la longitud de correlación del intervalo de protección con respecto a la sobrecarga. Los símbolos P1 pueden usar 1k FFT, lo que disminuiría la sobrecarga en comparación con dos símbolos 2k.

60 La correlación de intervalos de protección (GIC) es un método básico para la sincronización en símbolos de multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM). Como el G1 es una copia cíclica de la última parte del símbolo OFDM real, el receptor puede encontrar el comienzo de un símbolo OFDM al detectar esta correlación. En la práctica, el receptor correlaciona continuamente dos bloques de la señal recibida, que están separados por N muestras (N es el tamaño de FFT y también el número de muestras de datos). Se detecta un pico de correlación en la posición correcta.

La figura 23 muestra dos símbolos 1k con intervalo de protección de 1/1 y modulación diferencial entre los símbolos.

Como se puede ver, el intervalo de protección 1/1 significa que G1 y la parte de datos tienen la misma longitud, y las muestras también son iguales. De manera equivalente, se podría decir que el símbolo 1/1 tiene dos símbolos iguales sin intervalo de protección.

5 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 $2k \frac{1}{4} \text{ GI}$ ($1/4 \cdot 2048 = 512$), y las correlaciones de los dos símbolos se pueden combinar para obtener más mejoras. El símbolo $1k \frac{1}{1} \text{ GI}$ también es deseable, ya que la correlación del intervalo de protección ahora no coincide con los modos de datos ($2k, 4k$, etc.).

10 Otra realización acelera la exploración inicial. Es deseable detectar rápidamente señales que no sean T2 para que el receptor pueda sintonizar la frecuencia siguiente. Esto se puede hacer detectando las portadoras cero en el símbolo P1 de la siguiente manera: (1) calcular tres sumas (ver la figura 24, que muestra el cálculo de las sumas de energía recibida desde P1 de acuerdo con una o más realizaciones) de la energía recibida para 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) detectar la existencia de señal T2 al comparar la energía recibida en los tres subconjuntos; y (3) establecer un umbral de energía (por ejemplo, 5 dB por debajo del más fuerte); y (4) si solo una suma excede el umbral, se detecta una posible señal T2.

20 La figura 25 muestra un transmisor de acuerdo con una o más realizaciones. El primer P1 se modula BPSK de acuerdo con una secuencia de referencia, y el segundo P1 se modula de la siguiente manera: si $\text{PRBS}_k = 0 \rightarrow b_{k,2} = b_{k,1}$; si $\text{PRBS}_k = 1 \rightarrow b_{k,2} = -b_{k,1}$ (o viceversa), donde PRBS_k es el k -ésimo elemento del PRBS, y $b_{k,m}$ es el símbolo transmitido en la k -ésima portadora en el m -ésimo símbolo P1. A continuación, el transmisor combina la secuencia de referencia original y la secuencia retardada modulada diferencialmente antes de la Transformada rápida de Fourier inversa (IFFT) y la inserción del intervalo de protección. N se refiere al tamaño de FFT.

30 La figura 26 muestra un receptor de acuerdo con una o más realizaciones. El receptor realiza la inversa de las operaciones del transmisor descritas anteriormente en conexión con la figura 25. Es decir, el receptor elimina el intervalo de guarda de los símbolos P1 (primer y segundo símbolos piloto), realiza una transformación rápida de Fourier en los símbolos P1, y a continuación demodula diferencialmente símbolos P1 para obtener una estimación de la secuencia binaria pseudoaleatoria transmitida. El receptor no tiene que saber la secuencia de referencia.

35 La figura 27 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 en los canales seleccionados (y anchos de banda), pero no necesariamente con cada desplazamiento de frecuencia, ya que el símbolo P1 puede detectarse a la frecuencia central nominal independientemente del desplazamiento utilizado.

40 La primera tarea después del ancho de banda y la selección de frecuencia central nominal es encontrar la existencia de una señal T2. El símbolo P1 se puede encontrar, por ejemplo, mediante una correlación de intervalos de protección, que es inmune al desplazamiento de frecuencia. El uso de la correlación de intervalos de protección también ayuda en la detección de la señal T2, ya que la falta de un símbolo $2k$ implica un canal que no es T2.

45 La correlación de intervalos de protección está pensada para situaciones en las que la dispersión de retardo del canal permanece dentro del intervalo de protección, que puede no ser el caso con el símbolo P1 en SFN de gran escala (por ejemplo, con el modo 32k). En este caso, los retrasos más largos que el intervalo de protección (especialmente los retrasos que son múltiplos de la duración útil del símbolo) producen una correlación falsa.

50 Sin embargo, debe tenerse en cuenta que el tiempo del símbolo en presencia de fuertes ecos SFN no es solo un problema específico de P1 porque el receptor de todos modos necesita poder sincronizarse con la ruta correcta. La diferencia es que la correlación P1 tiene un mayor nivel de ruido debido a la ventana GIC más corta.

55 El tiempo aproximado y la sincronización de frecuencia fraccional se obtienen a partir de la correlación de intervalos de protección. Estas son estimaciones aproximadas que se usan para el símbolo P1 en sí mismo, y pueden refinarse usando los siguientes símbolos. Se supone que estas estimaciones son lo suficientemente precisas para detectar uno de los cinco patrones de PRBS para encontrar el tamaño de FFT.

60 Para una exploración inicial rápida, los canales que no contienen una señal T2 deben descartarse relativamente rápido. La estructura de preámbulo de acuerdo con las realizaciones soporta una detección gradual donde los canales no T2 pueden descartarse de forma relativamente rápida, y la detección de una señal T2 puede confirmarse leyendo la señalización estática L1.

65 La primera eliminación puede realizarse mediante la correlación de intervalos de guarda. La señal P1 puede repetirse en cada trama (alrededor de 200 ms) y es bastante robusta en términos de requisitos de SNR, por lo que probar dos posiciones P1 consecutivas puede ser lo suficientemente fiable como para detectar la señal T2. Esto tomaría alrededor de 500 ms por canal de RF. Un receptor puede decidir si se ha encontrado un posible símbolo P1.

Si esto se hace a través de los 39 canales de UHF e incluso con anchos de banda de 3 canales, el tiempo total utilizado para la exploración es de aproximadamente 58 segundos. Debe tenerse en cuenta que intentar explorar diferentes anchos de banda al mismo tiempo no ayuda, porque los rásteres de los canales son diferentes.

5 Una vez que se ha encontrado un posible símbolo P1, el receptor puede realizar una sincronización aproximada y FFT. Luego, el receptor puede usar el ráster de portador disperso para diferenciar entre T2 y otras señales de 2k. Por lo tanto, lo más probable es que las señales que no sean T2 puedan detectarse desde el primer símbolo P1 recibido.

10 La detección del desplazamiento de frecuencia se basa en encontrar el patrón piloto desplazado. La detección del desplazamiento de frecuencia y el tamaño de FFT se puede separar usando primero la potencia en los supuestos portadores piloto para encontrar el desplazamiento correcto y, después de eso, calculando la correlación con los cinco PRBS. Por otro lado, los PRBS podrían usarse ya al encontrar el desplazamiento de frecuencia. El ráster de portadora disperso disminuye la complejidad de los algoritmos de búsqueda.

15 Después de que se haya detectado el desplazamiento de frecuencia, el receptor se puede sintonizar para recibir los símbolos de datos. Otra tarea es averiguar el intervalo de protección utilizado para decodificar el símbolo P2. Como el símbolo P1 no lleva ninguna información de señalización del GI, el receptor puede detectar esto utilizando los símbolos OFDM normales durante la trama. El símbolo P2 inmediatamente después de que el P1 detectado no pueda decodificarse. Pero hay tiempo suficiente para detectar el GI antes de la siguiente trama, ya que se puede usar toda la duración de la trama de 200 ms. Esto agrega otros 200 ms al tiempo de adquisición de señal, pero esto ocurre muy probablemente solo con las señales T2 encontradas, no con cada canal probado. Como el número máximo de multiplexes paralelos es normalmente del orden de 7 a 8, el tiempo total añadido a la secuencia de exploración es menor que 2s.

25 En caso de que la duración de la trama sea configurable, la sincronización de la trama se puede obtener reconociendo el siguiente símbolo P1. Los parámetros detectados de la señalización estática L1 en los símbolos P2 se confirman.

30 En una realización, el primer P1 se usa para una estimación de canal, que luego se usa para igualar el segundo P1. Esto reutiliza una idea subyacente de varias realizaciones, aunque la implementación es diferente. N se refiere al tamaño de FFT.

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

40 Como se describió anteriormente, los símbolos P1 se usan 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 FFT utilizado. Un posible método para estimar el desplazamiento de frecuencia (y hasta cierto punto detectar la presencia de señal T2) es usar un "peine" de dominio de frecuencia, es decir, usar un subconjunto de las subportadoras disponibles en el símbolo OFDM. Supongamos que hay un total de L subportadoras disponibles (= tamaño FFT con bandas de protección deducidas). Además, supongamos que cada tercera subportadora está disponible para este uso de piloto/sincronización, por lo que habrá $L' = \lfloor L/3 \rfloor + 1$ subportadoras activas para la señal de sincronización.

45 Matemáticamente, el peine se puede representar con una secuencia $P(0), P(1), K, P(L-1)$ de bits. Aquí, el bit dice si el número de subportadora más bajo $+3*k$ contiene una señal de modulación de desplazamiento de fase binaria (BPSK) o no: '0' indica una subportadora que no contiene potencia, y '1' indica una subportadora que contiene una señal modulada en BPSK. La idea es que cuando el operador utiliza un desplazamiento de frecuencia de canal, el peine se desplaza en consecuencia. Por lo tanto, después de lograr sincronización de tiempo y sincronización de frecuencia fraccional, el receptor puede realizar FFT y buscar el desplazamiento de frecuencia entero. Aquí el receptor puede usar la potencia recibida en las supuestas 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 la subportadora) puede detectarse entonces mediante la presencia de una coincidencia relativamente buena con el peine desplazado y la potencia de la señal subportadora medida. El tamaño FFT (seleccionado de, por ejemplo, 5 opciones) se indica mediante una selección de 5 patrones BPSK $S_m(0), S_m(1), K, S_m(L'-1)$, para $m = 1, 2, 3, 4$ o 5 .

El desplazamiento de frecuencia (después de ajustar por su parte fraccionaria) equivale a agregar un

$$S(n) = \sum_{k=0}^{L'-1-n} P(k)P(k+n)$$

60 desplazamiento constante n a los subíndices. La suma luego calcula el número de colisiones entre el peine y su versión desplazada, y $S(0) = N$ es igual al número N de las subportadoras en el peine. Para la detección del desplazamiento de frecuencia entero para que funcione, la cuenta de colisiones $s(n)$, $n \neq 0$ debe ser pequeña en comparación con la coincidencia correcta N .

Idealmente, la estructura de las señales P1 debería ser tal que admita también otros métodos de detección,

proporcionando así a los diseñadores de hardware libertad de elección. Otro enfoque para el problema de detectar la presencia de una señal P1 se basa en la correlación del dominio de tiempo. Para soportar este enfoque alternativo

$$\sum_{k=0}^{L-1} P(k)S_m(k)\exp(2\pi j[f + (n+3k)\Delta f]t)$$

también, las señales reales deberían tener buenas propiedades de correlación cruzada, no solo para valores distintos de m, sino para valores distintos de pares (m, n), es decir, para diferentes valores de las combinaciones (tamaño FFT, desplazamiento de frecuencia).

Otras propiedades requeridas por el conjunto de señales son propiedades razonables de autocorrelación en el dominio del tiempo y propiedades razonables de relación pico/potencia media (PAPR). Idealmente, también debería ser posible regenerar de forma rápida y eficiente tanto el peine como las secuencias BPSK sin recurrir a grandes tablas de consulta.

Las realizaciones están dirigidas a: 1) peines limitados a cada tercera subportadora, y 2) peines que contienen aproximadamente la mitad de las subportadoras restantes, por lo que el número de subportadoras activas N debería ser aproximadamente L/6. Con estas suposiciones en posiciones, son de interés patrones de peine/secuencias de longitud más cortas $L' = \lceil L/3 \rceil + 1$.

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

Se especifican seis patrones de bits, cada uno formado por r bits, no todos cero, que en lo sucesivo se denominan las semillas. Las semillas se extienden luego a una secuencia de longitud $2^r - 1$ aplicando una fórmula de recurrencia determinada por un polinomio primitivo de grado r. Debe tenerse 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 reinterprestando '0' como +1 y '1' como -1. Idealmente, entonces $L' = 2^r - 1$. También se pueden usar diferentes casos de uso y un método alternativo para construir el peine.

En el caso de uso específico de las subportadoras DVB-T2, L-1531, entonces $L' = 511 = 2^9 - 1$, $r = 9$, y se puede usar el polinomio de realimentación 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 (todos interpretados como +/- 1s) para los 5 patrones BPSK. Estos se extienden a las secuencias P y S_m para $m = 1, 2, 3, 4$ y 5 mediante 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, si bien las secuencias resultantes son desplazamientos cíclicos entre sí, la cantidad de desplazamiento que se necesita para pasar de una a otra debe ser relativamente grande. De forma similar, las semillas pueden diseñarse de manera que una de ellas no pueda producirse a partir del XOR bit a bit de la secuencia de peine y 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 todavía está relativamente cerca de tal número, entonces el peine y las secuencias se pueden acortar truncando un pequeño segmento del extremo posterior de las secuencias m, o el patrón se puede extender cíclicamente repitiéndolo durante un tiempo relativamente corto. En el ejemplo anterior, el número de subportadoras se puede reducir de 1531 a 1507 desplazando cíclicamente el patrón de peine, así como las secuencias BPSK en una posición. Para lograr esto, las semillas de 9 bits pueden extenderse a 10 bits aplicando la relación de recurrencia una vez. Después de eso, el primer bit puede quedar fuera produciendo una semilla de 9 bits. Por lo tanto, 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 se usarían en lugar de las sugerencias anteriores. Entonces, el peine comenzará con 8 ceros, es decir, 24 subportadoras vacías, y la señal P1 se reducirá a 1507 portadoras consecutivas. Observe que el papel desempeñado por el ancho de banda disponible es menos importante, ya que en una banda más estrecha (por ejemplo, 5 MHz), la separación entre subportadoras también es más estrecha, y todavía hay espacio para aproximadamente el mismo número de subportadoras.

Un método alternativo para generar un peine de dominio de frecuencia es usar las secuencias de residuos cuadráticas (= secuencia 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 usan secuencias QR. También se pueden usar versiones cíclicamente desplazadas de la misma secuencia para construir las secuencias BPSK. Sin embargo, generar una secuencia QR relativamente larga sobre la marcha es computacionalmente más exigente, y en la práctica puede ser necesario utilizar una tabla de consulta relativamente grande.

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

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

5 , para $m = 1, 2, 3, 4$ y 5 . Aquí n indica la parte entera del desplazamiento de frecuencia. Se cuenta como un múltiplo de la separación de la subportadora, por lo que en el caso de uso propuesto $n = \pm 37, \pm 75, \pm 112$ corresponden a los desplazamientos de frecuencia de $\pm 1/6, \pm 1/3, \pm 1/2$ MHz (debe tenerse en cuenta que las fracciones de separación entre subportadoras se maneja con anterioridad, independientemente de si son el resultado de un error de redondeo o un resultado de una discrepancia de reloj entre el receptor y el transmisor). Pero la construcción presentada realmente permite valores enteros de n hasta 134. Aquí P y S_m para $m = 1, 2, 3, 4$ y 5 , son las secuencias de longitud 511 descritas anteriormente. Estas señales ocupan 256 subportadoras dentro de un rango de 1531 subportadoras consecutivas.

10 Hay otras opciones para las semillas que funcionan igual de bien. Por ejemplo, cada una de las 6 secuencias m puede desplazarse cíclicamente en la misma cantidad sin cambiar las propiedades de correlación. Los valores de ejemplo de las semillas funcionan bien, cuando la parte entera n del desplazamiento de frecuencia es menor que $3^*45 = 135$. Dentro de ese rango, las correlaciones cruzadas entre las versiones desplazadas de las secuencias permanecen bajas. Una búsqueda en el ordenador ha revelado otros conjuntos de semillas con un rendimiento igualmente bueno. La posibilidad de un rango aún más amplio de baja correlación no se ha excluido por completo, pero se sabe que si n puede ser tan grande como $3^*51 = 153$, no se puede lograr un rango de correlación tan bajo con este método, sin importar cómo cuidadosamente las semillas son seleccionadas.

20 La separación en múltiplos de 3 permite que la parte entera del desplazamiento de frecuencia se detecte relativamente rápido, ya que no hay colisiones entre el peine verdadero y la versión probada, a menos que la diferencia entre los desplazamientos enteros comprobados y reales sea un múltiplo de 3. Si se cumple esa condición, entonces el número de colisiones es 256, cuando tenemos el desplazamiento correcto, y el número de colisiones está en el rango de 119...128, de lo contrario, es decir, cerca del punto semidireccional pseudoaleatorio óptimo de 128. Para un peine generado aleatoriamente con una estructura similar (= limitada a cada tercera subportadora) y densidad (= en total, una de cada 6 subportadoras en el promedio es 'activa'), el rango esperado (+/- 2 desviaciones estándar del valor esperado) para el número de colisiones es de 104 a 144, por lo que el uso de secuencias m mejora esto al llevar la variación a un rango más estrecho.

30 La estructura algebraica subyacente de las secuencias m ayuda a asegurar que casi todas las secuencias producidas de esta manera tengan propiedades de PAPR razonablemente buenas (la excepción es usar la misma semilla para el peine y una de las secuencias) y autocorrelaciones en el dominio del tiempo razonablemente buenas. La elección cuidadosa de las semillas ayuda a asegurar buenas propiedades de correlación cruzada entre la versión desplazada de las diversas secuencias. De hecho, las correlaciones no triviales son muy cercanas a cero en lugar de fluctuar aleatoriamente hasta el nivel +/- 2SD de 32.

35 La figura 28 es un gráfico de auto/correlaciones cruzadas entre secuencias piloto y sus versiones de desplazamiento de frecuencia de acuerdo con una o más realizaciones.

40 La figura 29 es una versión ampliada del gráfico de la figura 28 que muestra el bajo rango de correlación cruzada de los desplazamientos de frecuencia.

45 La figura 30 es un gráfico que muestra la amplitud de la envolvente de una primera señal P1 (un solo símbolo calculado con una frecuencia central de 666 MHz, y una separación entre portadoras de 4464 Hz, muestreada a 25 MHz para producir estas figuras) de acuerdo con al menos una realización. La escala se elige para que la amplitud cuadrada media sea igual a uno.

La figura 31 es un acercamiento en versión del gráfico de la figura 30. En conjunto, las figuras 30 y 31 muestran las propiedades de PAPR razonables del conjunto.

50 En el análisis de las secuencias BPSK y P1 que siguen, $F = GF(512)$ indicará el campo finito de 512 elementos, y g será un elemento primitivo de F que satisface la ecuación $1+g^5+g^9 = 0$, de modo que las potencias g^i atraviesan los elementos no cero de F , ya que el exponente i toma los valores $i = 0, 1, \dots, 510$. Además, también indicamos que g^{-1} será una raíz de la ecuación de retroalimentación anterior $1 + x^4 + x^9 = 0$, siendo $tr: F \rightarrow GF(2)$ la función de rastreo. La secuencia m anterior con valor 0/1 y todos sus cambios cíclicos se obtienen como las secuencias $m_\alpha(i) = tr(\alpha g^{i-1})$, para $i = 1, 2, K, 511$ y $\alpha \neq 0$. Escribimos $e(x) = (-1)^{tr(x)}$, y $\omega = e^{2\pi j/511}$. Por lo tanto, podemos seleccionar 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 obtiene como $P(i) = tr(\alpha g^{i-1}) = (1-e(\alpha g^{i-1}))/2$, y que las secuencias BPSK se obtienen como $S_j(i) = e(\beta_j g^{i-1})$. Las secuencias P1 están dadas así por la fórmula $P1_j(i) = (1-e(\alpha g^{i-1}))e(\beta_j g^{i-1})/2$.

$$S(\gamma) = \sum_{x \in F} e(\gamma x) = 0$$

60 Tenemos la identidad $e(x \pm y) = e(x) \cdot e(y)$ y sumas (de aquí en adelante referido como ecuación

$$S(k, \gamma) = \sum_{i=0}^{510} e(\gamma g^i) \omega^{ki}$$

(1) o suma (1)), siempre que γ no sea cero, y las llamadas sumas de Gauss (en lo sucesivo denominada ecuación (2) o suma (2)) que tienen un valor absoluto complejo $\sqrt{512}$ cuando tanto γ como k no son cero, y menos que eso cuando uno, pero no ambos, es cero.

5 En este punto, registramos que el peine propuesto corresponde a la elección $\alpha = 1$.

Consideremos el número de colisiones entre el patrón $P(k) = (1 - e(\alpha g^k))/2$ y su versión desplazada $^+$ donde n indica la cantidad desplazada (como máximo $\lceil 511/2 \rceil = 255$). Si tuviéramos que continuar el patrón de este peine horizontalmente con un período de 511, entonces se puede calcular el número de colisiones. Indicar la variable $x = g^k$, y adoptar la convención usual de que F^* es el conjunto de elementos distintos de cero en el campo F . Entonces, el número de 'colisiones de módulo 511' es (así $k+n$ es el módulo calculado 511).

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

15 Aquí la primera suma es 511. Como $t < 511$, 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 $e(0) = 1$ falta en las sumas). En total, obtenemos que el peine desplazado tiene $512/4 = 128$ colisiones con el peine extendido cíclicamente. Cuando tenemos en cuenta los efectos de cola debido a la suma $k+n$ desbordamientos > 511 , vemos un descenso esperado en el número de colisiones. En $n = 1, 2, 3, 4, 6, 7, 8$ hay 128 colisiones, y este número disminuye aproximadamente linealmente a medida que n crece. Cuando n alcanza el valor máximo de 37, el número de colisiones es 125. El valor más bajo de 119 colisiones se alcanza con un desplazamiento $n = 36$. Entonces, con este peine, el número de colisiones entre dos peines de desplazamiento estará cerca del punto medio ideal de 128.

Podemos calcular 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 de tiempo) como

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

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

Al igual que en el cálculo del número de colisiones, primero extendimos la secuencia cíclicamente en el dominio f , calculamos la correlación cruzada entre un par de señales tan extensas, y más o menos ignoramos la 'cola' corta, que es la suma de un puñado de términos pseudoaleatorios, y no aportará mucho. Entonces, la correlación cruzada (dominio f) entre una señal $P1$ y otra señal $P1$ compensada por las posiciones t de la primera es

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

40 (de aquí en adelante indicada como la ecuación (3)).

Observe que aquí los índices j y j' pueden ser iguales, es decir, también estamos interesados en la correlación entre una secuencia y su versión desplazada. A partir de la ecuación (1), vemos que este término principal es cero, a menos que uno de los coeficientes entre corchetes sea cero. Como n toma valores en un rango cercano a cero, nos queda el objetivo de seleccionar los coeficientes β_1, K, β_5 de tal manera que la base g los logaritmos discretos de los coeficientes mismos, y también de las sumas $\alpha + \beta_1, K, \alpha + \beta_5$ sean lo más mutuamente posible (cíclicamente módulo 511). Como aquí hay 10 elementos de campo en total, la separación mínima entre los logaritmos discretos no puede ser mayor que $\lceil 511/10 \rceil = 51$. Con la elección $\alpha = 1 = g^0$ de la construcción de la muestra, una pequeña búsqueda heurística dio el conjunto utilizado en el análisis 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 listan los elementos $\alpha+\beta_1, K, \alpha+\beta_5$. La separación cíclica más pequeña de 45 es aquí entre 499 y 33, como $33-499+511 = 45$. 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}. Se desconoce si hay opciones que conducen a una separación cíclica aún mayor. Como $3 \cdot 45 = 135$ (separaciones de subportadoras) es mayor que 112, esto es suficiente para nuestros propósitos.

Estas cifras explican los huecos en la figura 28. No hay coincidencias con desplazamientos hasta 44 en ninguna dirección, por lo que el ancho de la zona cercana a cero en la figura 28 es $2 \cdot 44 + 1 = 89$ transportadoras. Observamos que la separación 45 corresponde a los términos con un signo menos en la ecuación (3). La separación cíclica más pequeña correspondiente 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 el hueco más amplio de $2 \cdot 96 + 1 = 193$ portadoras por encima del eje x.

$$S(k, \gamma) = \sum_{i=0}^{510} e(\gamma g^i) \omega^{ki}$$

Aquí mostramos cómo el límite significa que la autocorrelación de las señales propuestas permanece en un nivel bajo al menos durante un cierto desplazamiento de tiempo de conjunto discreto. La versión

$$P_{1_j}(t) = K \sum_k P_{1_j}(k) e^{2\pi i(f+k \cdot \Delta f)t}$$

de dominio de tiempo de la señal P1 propuesta es donde por conveniencia podemos incluir el desplazamiento de frecuencia en f y sea Δf la separación entre dos portadoras posibles de la señal P1 (= 3 veces la separación de la subportadora del símbolo OFDM 2k). Supongamos que tenemos un error de tiempo Δt que es menor que el intervalo de protección. Entonces el correlador de dominio de tiempo ve

$$\begin{aligned} \langle P_{1_j}(t), P_{1_j}(t + \Delta t) \rangle &= K^2 \int_{\text{periodo}} \sum_k \sum_{k'} P_{1_j}(k) P_{1_j}(k') e^{2\pi i(f+k \cdot \Delta f)t} e^{-2\pi i(f+k' \cdot \Delta f)(t + \Delta t)} dt \\ &= K^2 e^{-2\pi i f \Delta t} \sum_k P_{1_j}(k)^2 e^{2\pi i k(\Delta f \cdot \Delta t)} \end{aligned}$$

(de aquí en adelante citada como la ecuación (4)).

Aquí los coeficientes K y K' están ahí para la normalización y contienen el aumento de potencia, así como las constantes provenientes de DFT y la integración. El valor absoluto de este término depende por lo tanto (hasta escalado) solo de la suma. Se supone 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 período común de las subportadoras. Entonces podemos escribir $e^{2\pi i k(\Delta f \cdot \Delta t)} = \omega^{nk}$. Teniendo en cuenta el hecho de que $P_{1_j}(k+1) = (1 - e(\alpha g^k))/2$ solo depende del patrón del peine (y no de la modulación BPSK) vemos que en estos valores del error de tiempo la correlación

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

cruzada es igual (de aquí en adelante citada como la ecuación (5)).

Las sumas en las ecuaciones (1) y (2) nos dicen 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 tiene valor absoluto $\sqrt{512} \approx 22,6$ de lo contrario. Para resumir: con nuestras señales hay un conjunto discreto relativamente denso de errores de tiempo que conducirán a valores de autocorrelaciones de unos 10 dB por debajo del valor sincronizado. Si bien esto no es concluyente, es muy sugerente que las propiedades de autocorrelación de nuestras señales propuestas sean relativamente buenas.

De nuevo, las sumas (1) y (2) son fundamentales para nuestra estimación. Cuando comparamos dos señales P1 diferentes P_{1_j} y $P_{1_{j'}}$, el cálculo que condujo a las ecuaciones (4) y (5) anteriores producirá este tiempo.

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

Recuerde que trabajamos bajo el supuesto de que $\beta_j - \beta_{j'} \neq \alpha$. Si aquí $n = 0$, entonces esta suma se evalúa a 0 por la fórmula (1), y de lo contrario tenemos aquí dos sumas de Gauss, entonces por la desigualdad del triángulo podemos

$$\left| \langle P_{1_j}(t), P_{1_{j'}}(t + n/(511 \cdot \Delta f)) \rangle \right| \leq 2K'' \sqrt{512}$$

estimar

. En otras palabras, en este conjunto discreto de errores de tiempo,

las correlaciones cruzadas son al menos 7 db por debajo de la combinación perfecta de 256*K".

De nuevo, la suma (2) nos permite dar una estimación relativamente precisa de la potencia de la envolvente en los instantes de muestreo $\Delta t = n/(511 \Delta f)$ para todos los $n = 0, 1, \dots, 510$. Tenemos

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

5 Como $\alpha \neq \beta_j$ obtenemos cero en $n = 0$, y por el resultado de la ecuación (2) en las sumas de Gauss, la suma en los signos de valor absoluto está limitada por $\sqrt[3]{512}$. En conjunto la envolvente muestreada, la potencia es, como máximo, 1. Aquí la energía de señal total es 256, por lo que la potencia media es $\sqrt{256/2048} = 1/\sqrt{8}$. Por lo tanto, a esta velocidad de muestreo (Nyquist), la relación de potencia envolvente máxima a media es como máximo $\sqrt{8}$. Hay un límite general que nos dice que la relación continua de pico a envolvente medio es como máximo $(2 \ln(511)+1,132+4/511) \sqrt{8}$ en el peor de los casos (y en la práctica probablemente un poco mejor).

10 Uno o más aspectos de la invención pueden incorporarse en instrucciones ejecutables por ordenador, tales como en uno o más módulos de programa, ejecutados por uno o más ordenadores u otros dispositivos. En general, 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 los ejecuta un procesador en un ordenador u otro dispositivo. Las instrucciones ejecutables por ordenador pueden almacenarse en un medio legible por ordenador, tal como un disco duro, disco óptico, medio de almacenamiento extraíble, memoria de estado sólido, RAM, etc. Como apreciará un experto en la materia, la funcionalidad de los módulos de programa puede combinarse o distribuirse como se desee en diversas realizaciones.

15 Además, la funcionalidad puede incorporarse en todo o en parte en equivalentes de firmware o hardware, tales como circuitos integrados, matrices de puertas programables en el campo (FPGA), circuitos integrados específicos de la aplicación (ASIC) y similares.

20 Las realizaciones incluyen cualquier característica novedosa o combinación de características descrita en el presente documento de forma explícita o cualquier generalización de las mismas. Aunque las realizaciones se han descrito con respecto a ejemplos específicos que incluyen los modos actualmente preferidos de llevar a cabo la invención, los expertos en la técnica apreciarán que existen numerosas variaciones y permutaciones de los sistemas y técnicas descritos anteriormente.

REIVINDICACIONES

1. Un método que comprende:

5 recibir un símbolo de multiplexación por división de frecuencia ortogonal, OFDM, que comprende una pluralidad de señales en un peine de dominio de frecuencia, en donde el peine de dominio de frecuencia comprende subportadoras sin potencia y subportadoras con una señal modulada por modulación de fase binaria, en donde la información está codificada en una diferencia de fase entre dos subportadoras adyacentes, y en donde el peine de dominio de frecuencia está representado por una secuencia de bits pseudoaleatoria, en donde cada bit de la
10 secuencia pseudoaleatoria indica si una subportadora contiene una señal modulada de modulación de desplazamiento de fase binaria o ninguna potencia, y detectar (906, 1006) un desplazamiento de frecuencia entero y un tamaño de transformada de Fourier rápida de los siguientes símbolos OFDM basados en las señales moduladas de modulación de desplazamiento de fase binaria en el peine de dominio de frecuencia.

15 2. El método de la reivindicación 1, en el que la detección del desplazamiento de frecuencia comprende realizar (904) una transformada rápida de Fourier en el símbolo OFDM.

20 3. Aparato (112) configurado para:

recibir un símbolo de multiplexación por división de frecuencia ortogonal, OFDM, que comprende una pluralidad de señales en un peine de dominio de frecuencia, en donde el peine de dominio de frecuencia comprende subportadoras sin potencia y subportadoras con una señal modulada de modulación de desplazamiento de fase binaria, en donde la información está codificada a una diferencia de fase entre dos subportadoras adyacentes, y
25 en donde el peine de dominio de frecuencia está representado por una secuencia de bits pseudoaleatoria, en donde cada bit de la secuencia pseudoaleatoria indica si una subportadora contiene una señal modulada de modulación de desplazamiento de fase binaria o ninguna potencia; y detectar (906, 1006) un desplazamiento de frecuencia entero y un tamaño de transformada de Fourier rápida de los siguientes símbolos OFDM basados en las señales moduladas de modulación de desplazamiento de fase binaria en el peine de dominio de frecuencia.

30 4. Un método que comprende:

transmitir (1204) un símbolo de multiplexación por división de frecuencia ortogonal, OFDM, que comprende una pluralidad de señales en un peine de dominio de frecuencia, en donde el peine de dominio de frecuencia comprende subportadoras sin potencia y subportadoras con una señal modulada de modulación de desplazamiento de fase binaria, en donde la información está codificada a una diferencia de fase entre dos subportadoras adyacentes, y en donde el peine de dominio de frecuencia está representado por una secuencia de bits pseudoaleatoria, en donde cada bit de la secuencia pseudoaleatoria indica si una subportadora contiene
35 una señal modulada de modulación de desplazamiento de fase binaria o ninguna potencia, en el que las señales moduladas de modulación de desplazamiento de fase binaria se eligen a partir de una selección de una pluralidad de patrones de modulación de desplazamiento de fase binaria para indicar un tamaño de transformada de Fourier rápida de los siguientes símbolos OFDM.

40 5. El método de la reivindicación 1 o de la reivindicación 4, en el que el símbolo OFDM es un símbolo piloto.

6. Aparato configurado para realizar el método de la reivindicación 4 o cualquier reivindicación dependiente de la reivindicación 4.

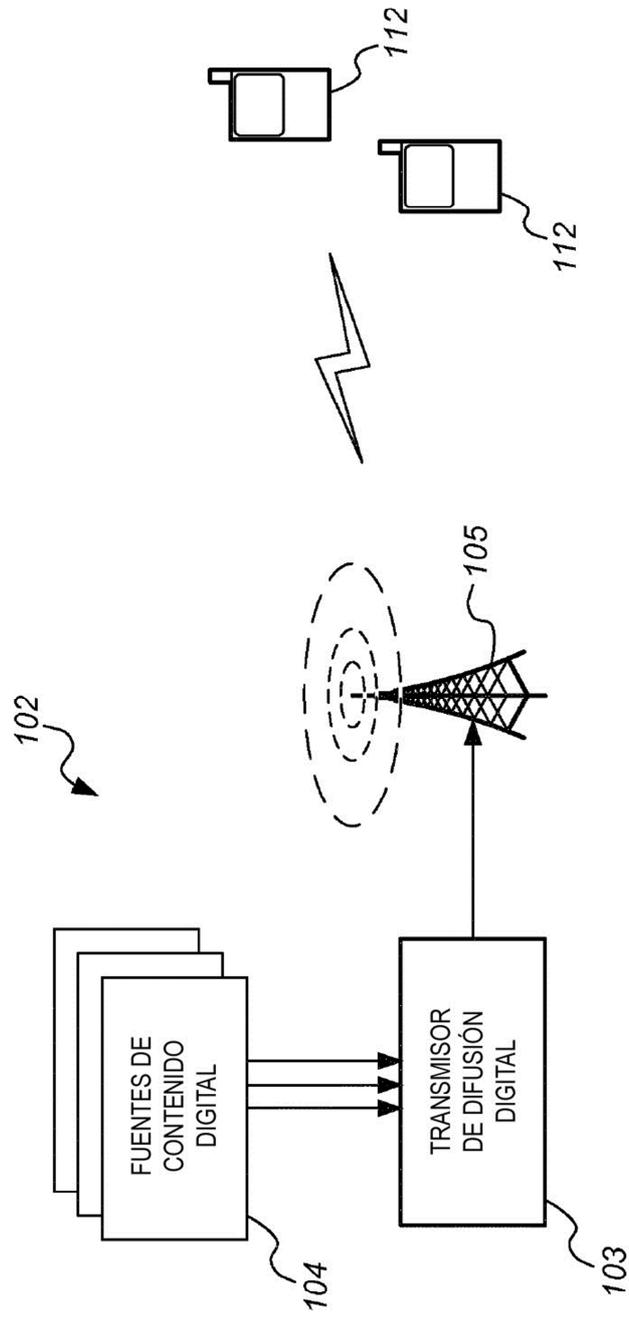


FIG. 1

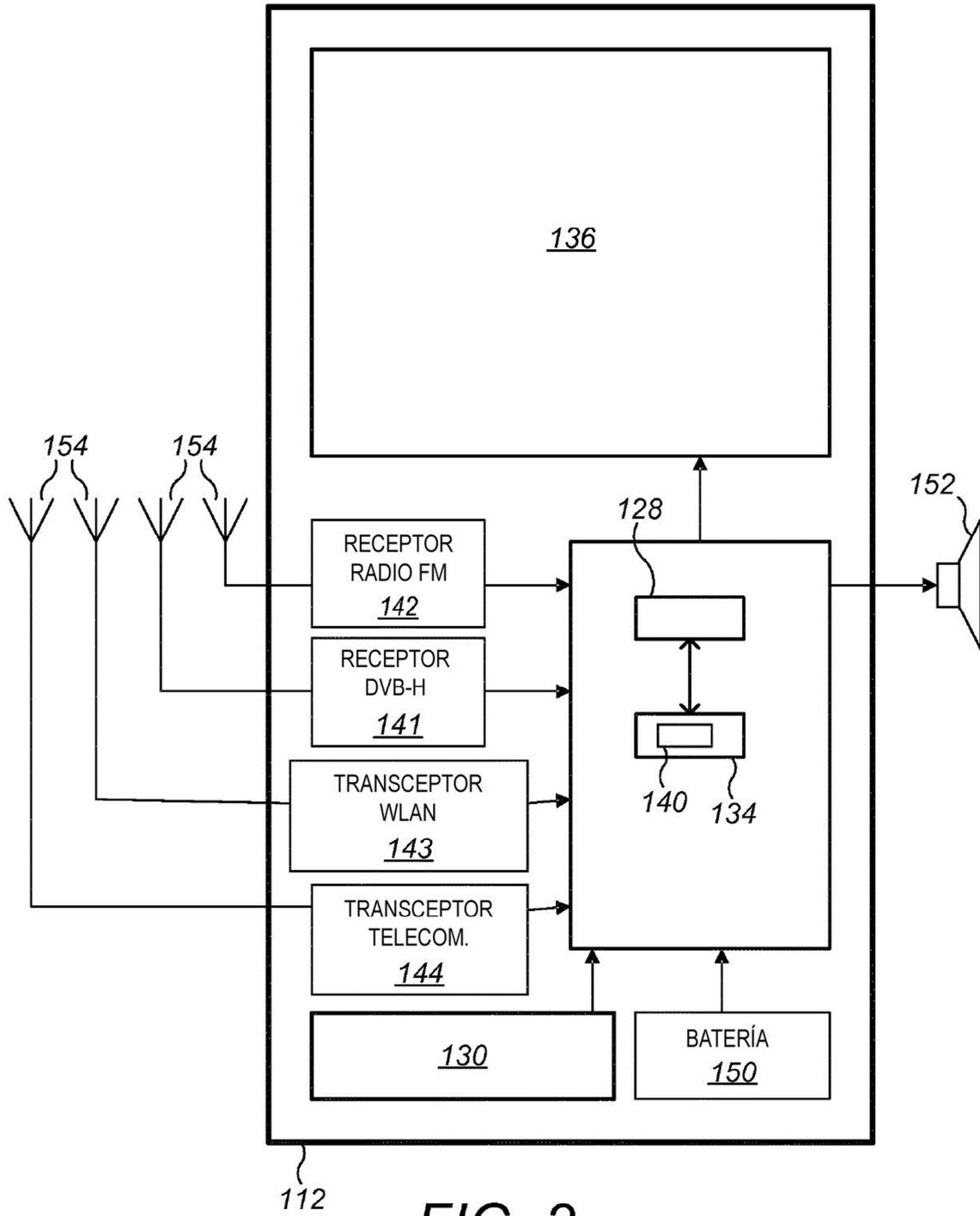


FIG. 2

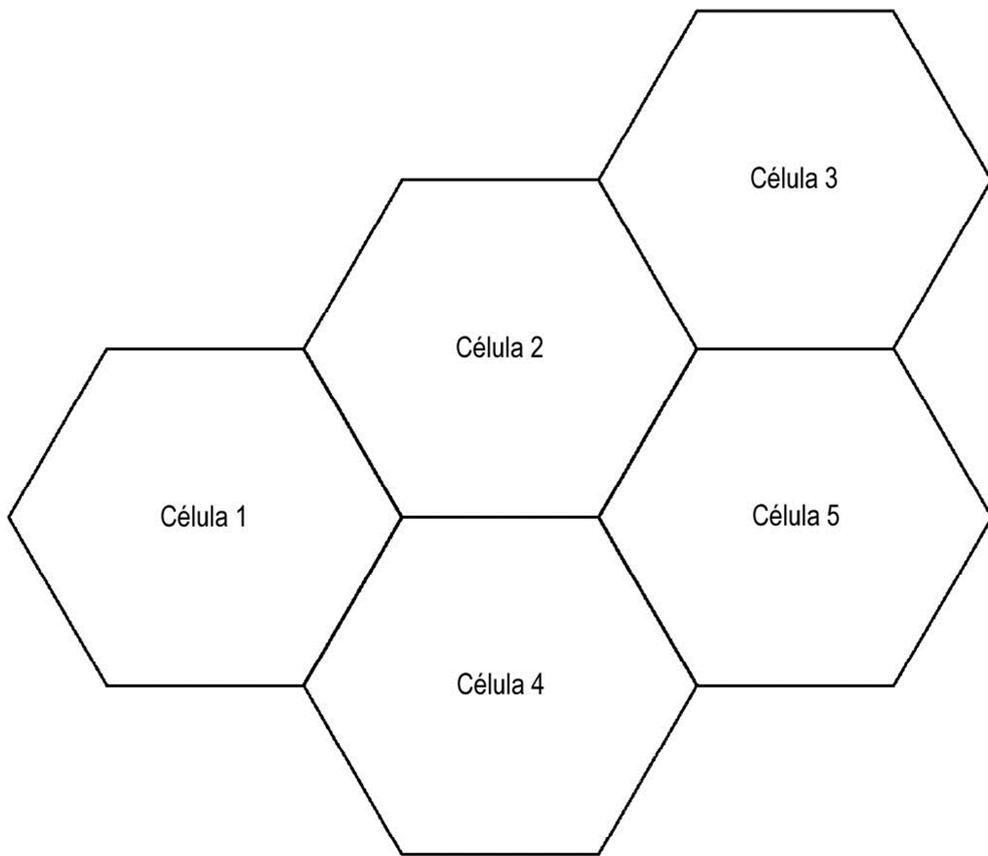


FIG. 3

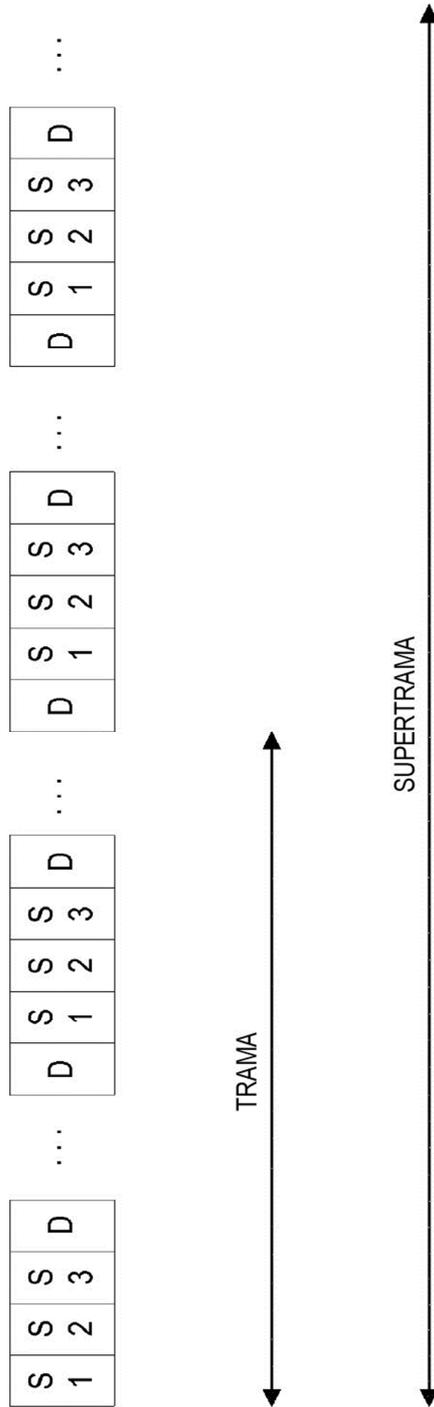


FIG. 4

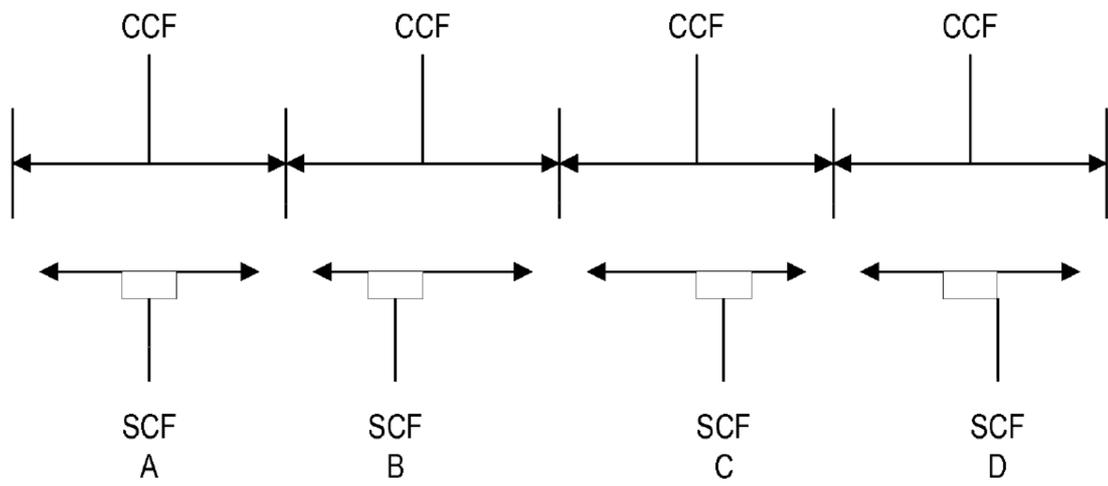


FIG. 5

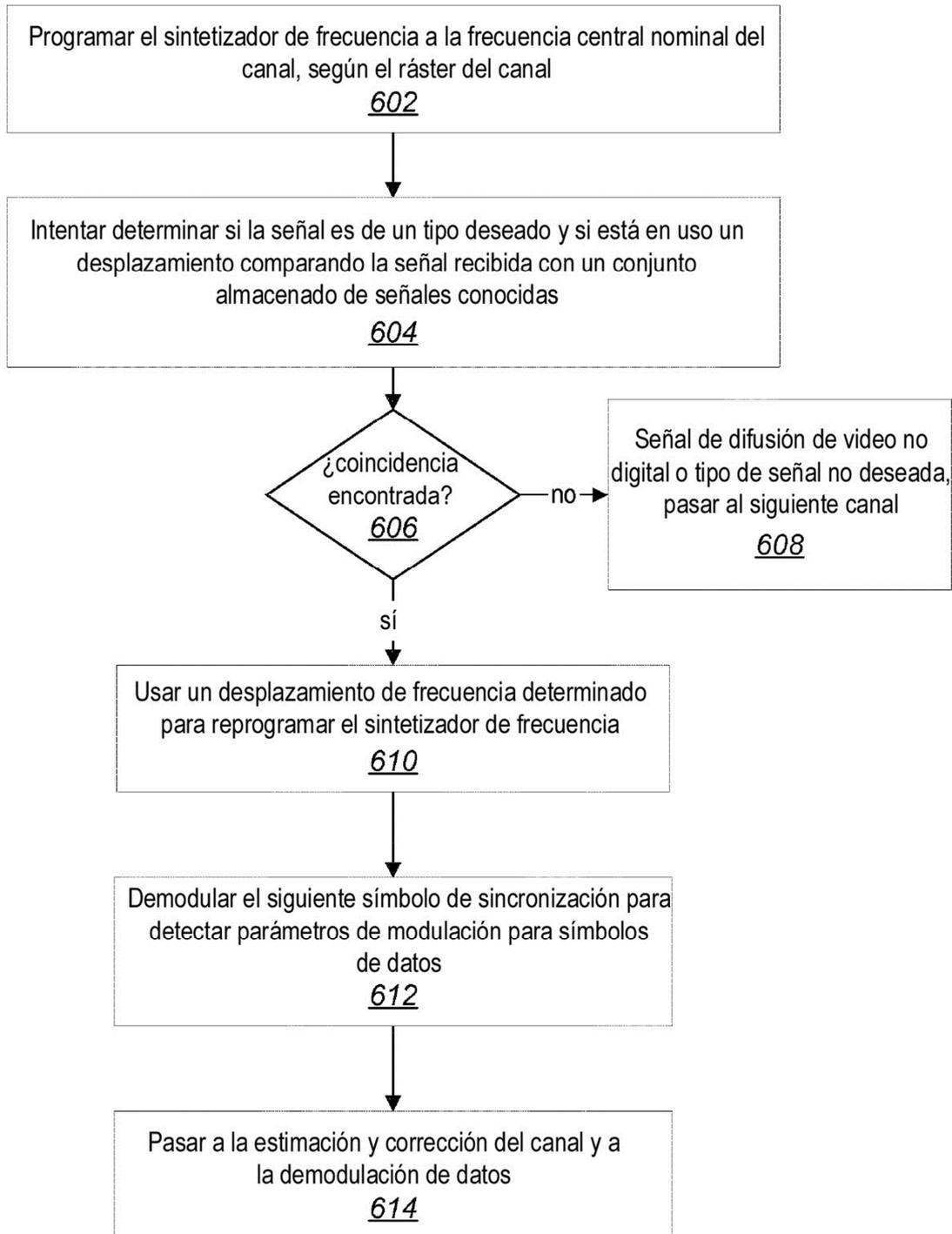


FIG. 6

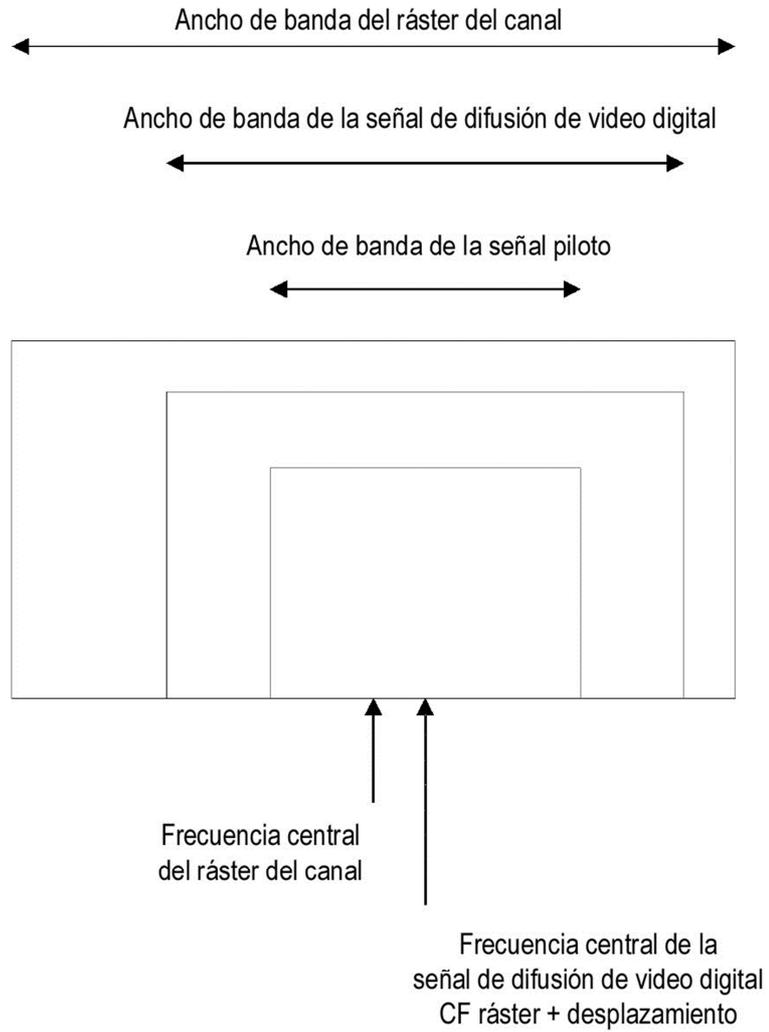


FIG. 7

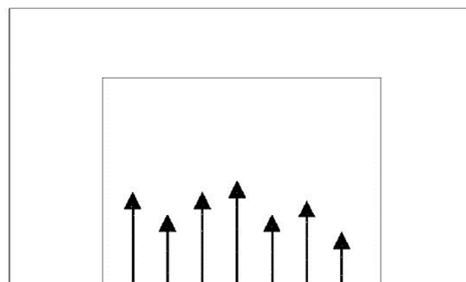


FIG. 8

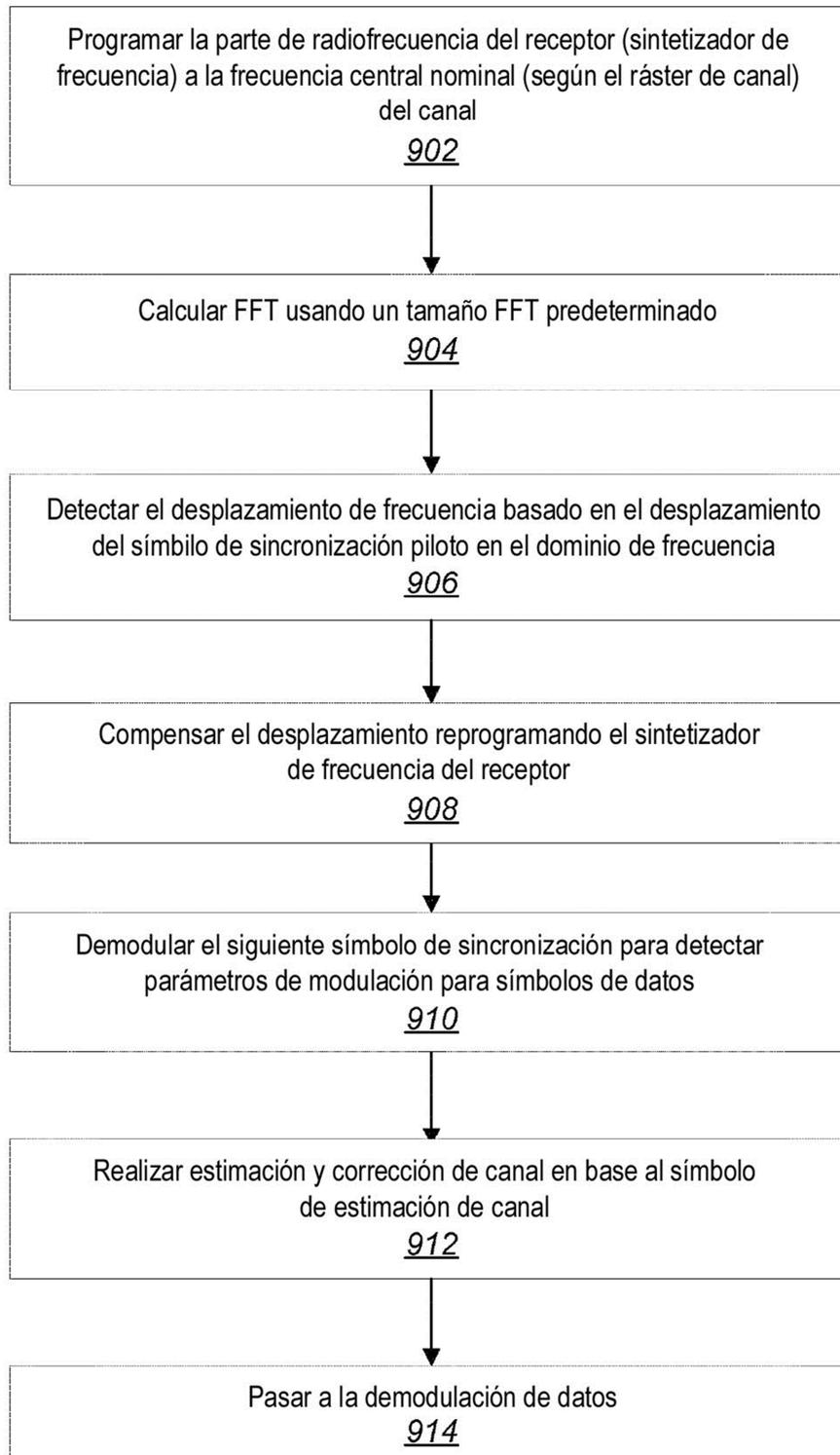


FIG. 9

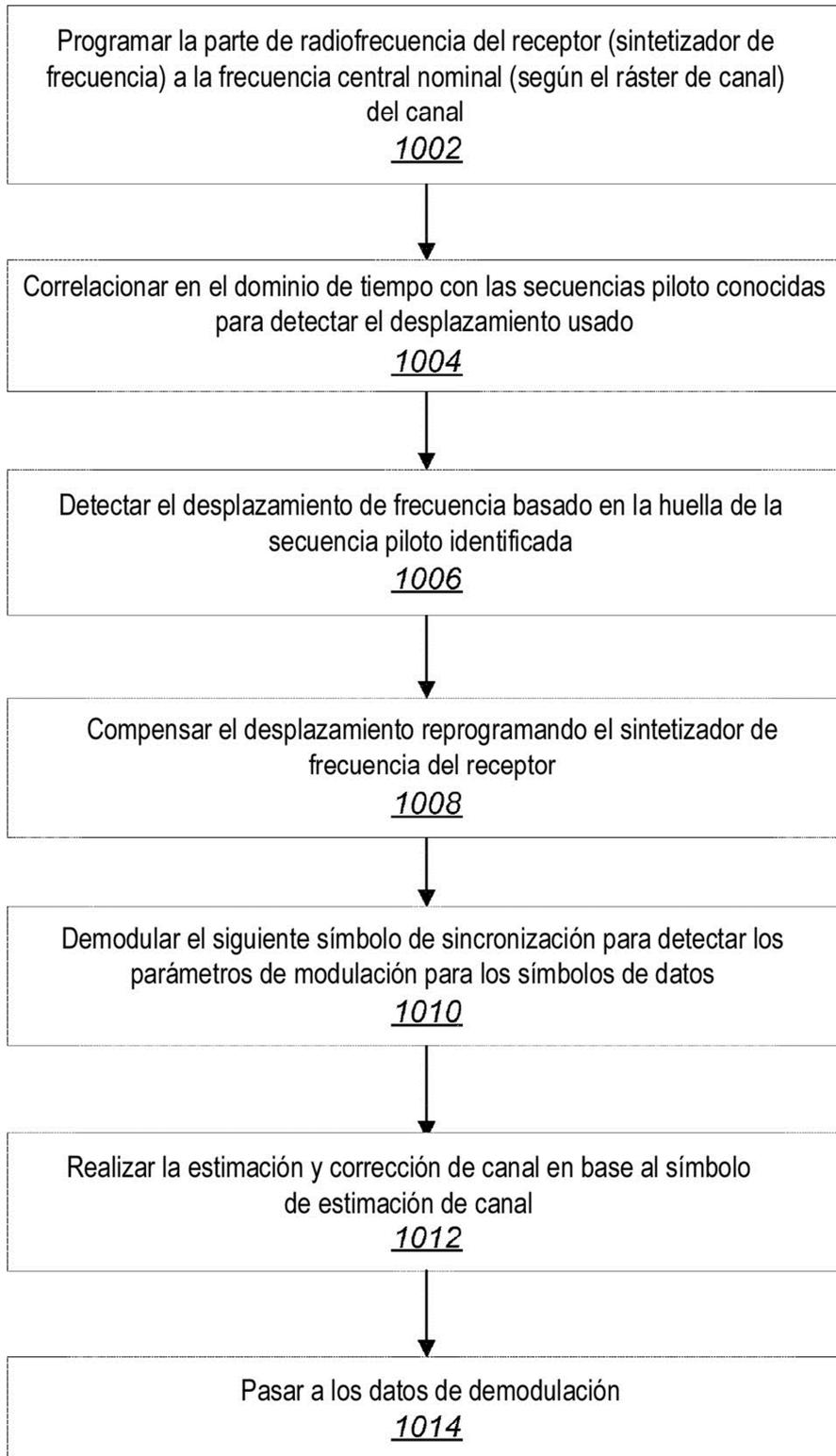


FIG. 10

<p>Frecuencia y tiempo de sincronización, FFT, GI, y modulación en bruto de Símbolo Piloto 1 fijados <u>1102</u></p>	<p>Parámetros de modulación del Símbolo de Señalización 2 y otros datos de señalización, FFT, GI y modulación fijados <u>1104</u></p>	<p>Estimación del canal y temporización final del Símbolo de Señalización 3 <u>1106</u></p>	<p>Símbolo de Datos 1 <u>1108</u></p>	<p>Símbolo de Datos 2 <u>1110</u></p>
--	---	---	---------------------------------------	---------------------------------------

FIG. 11

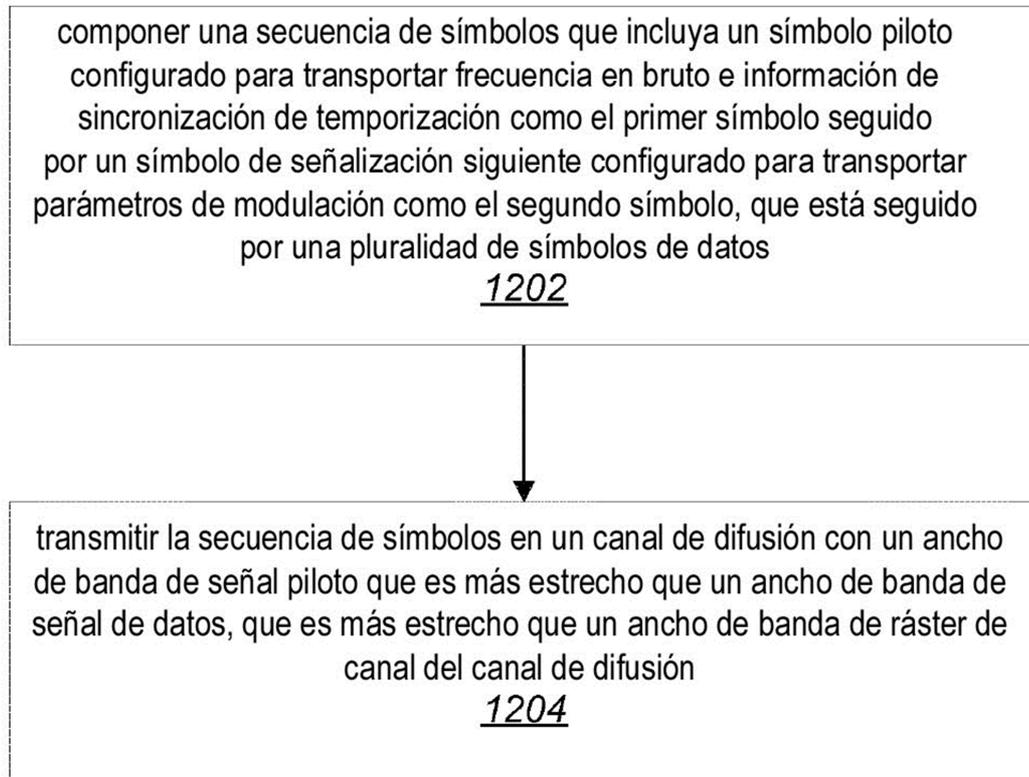


FIG. 12

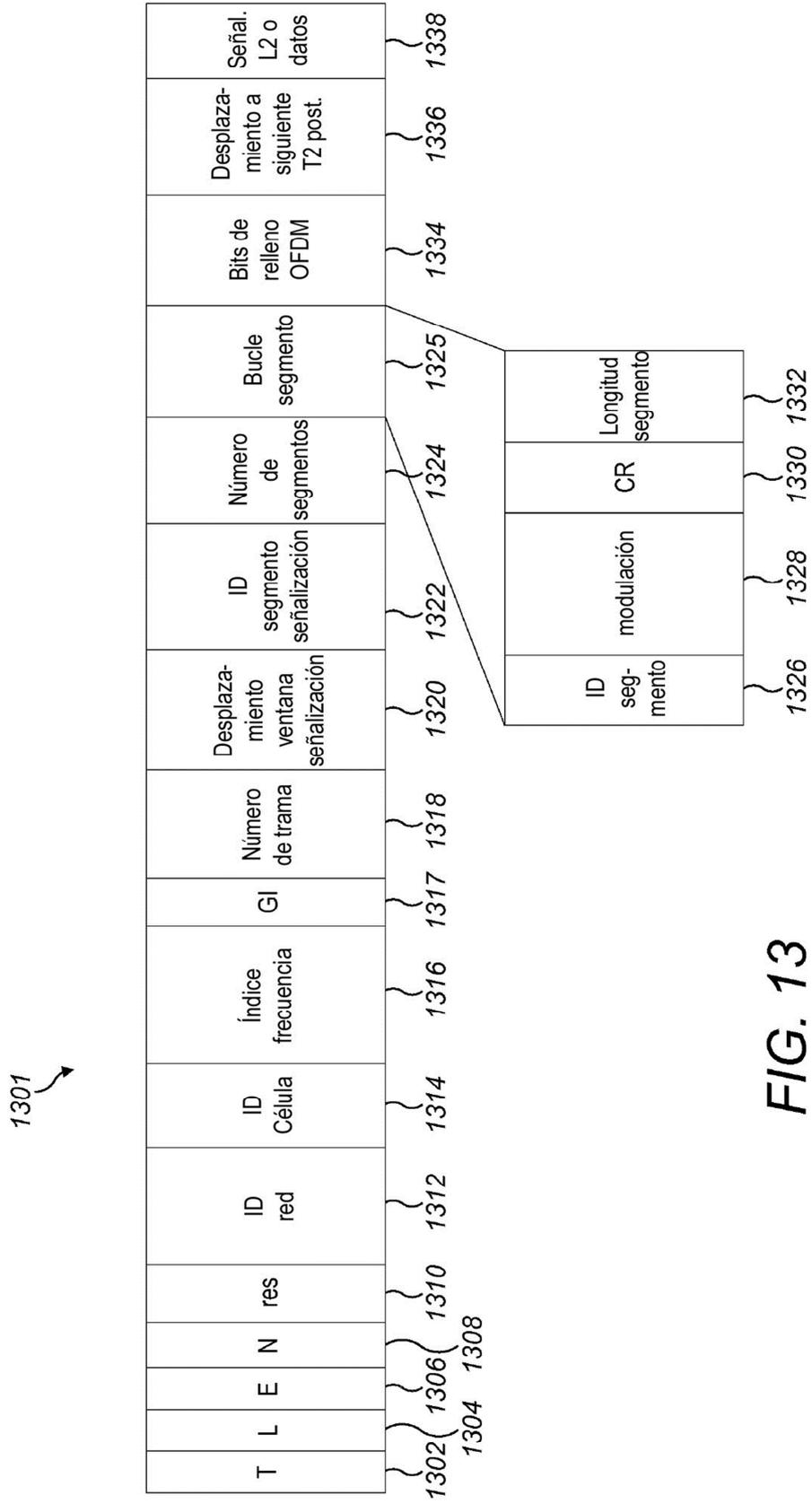


FIG. 13

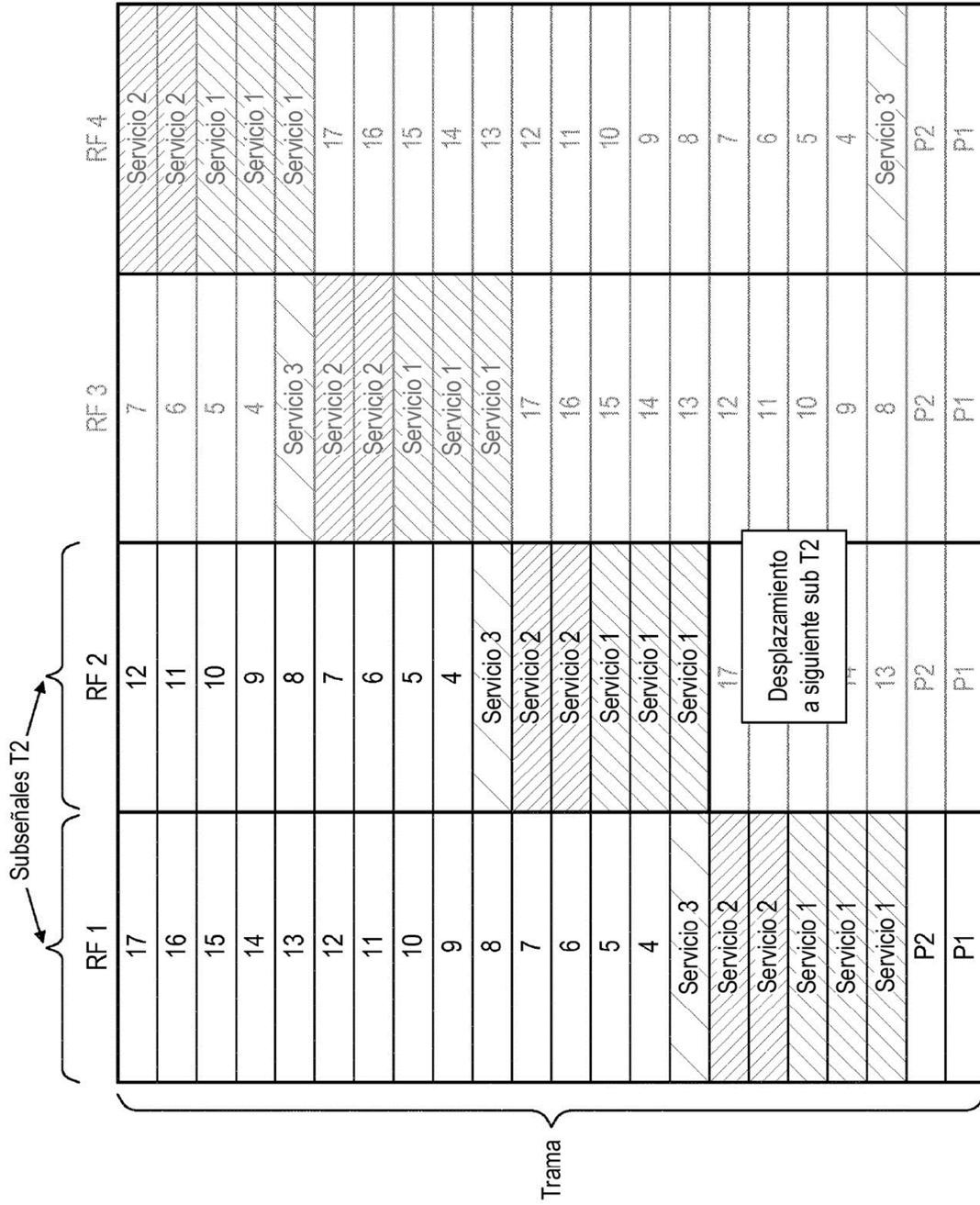


FIG. 15

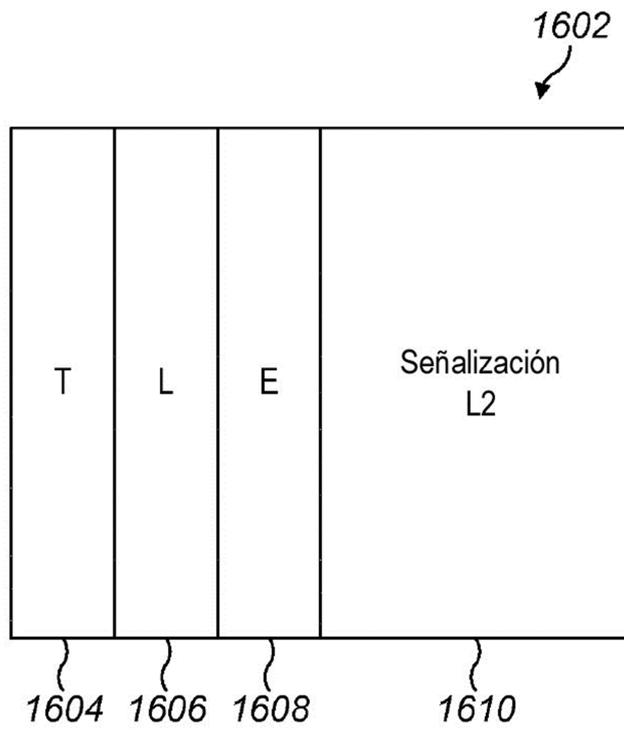


FIG. 16

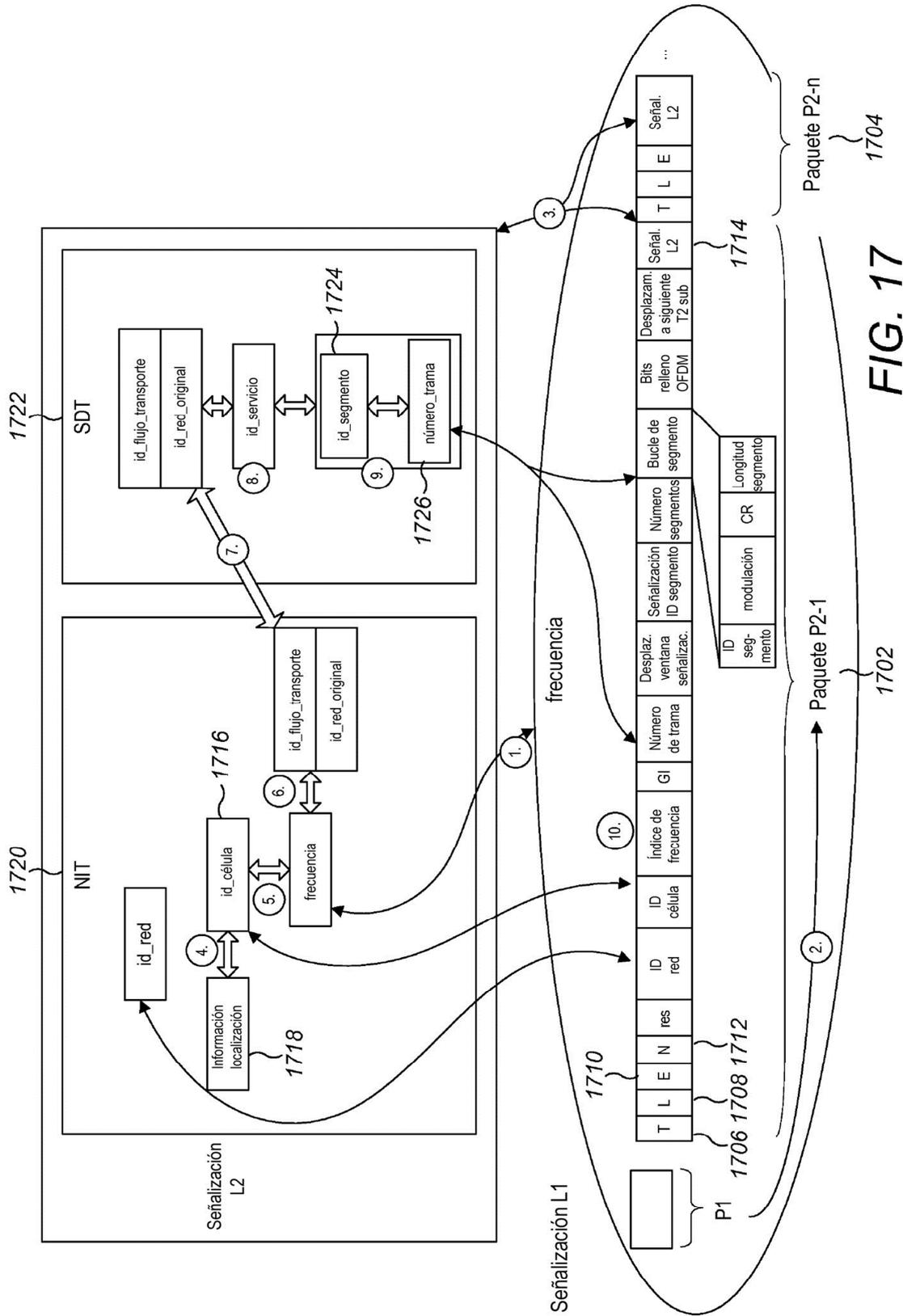


FIG. 17

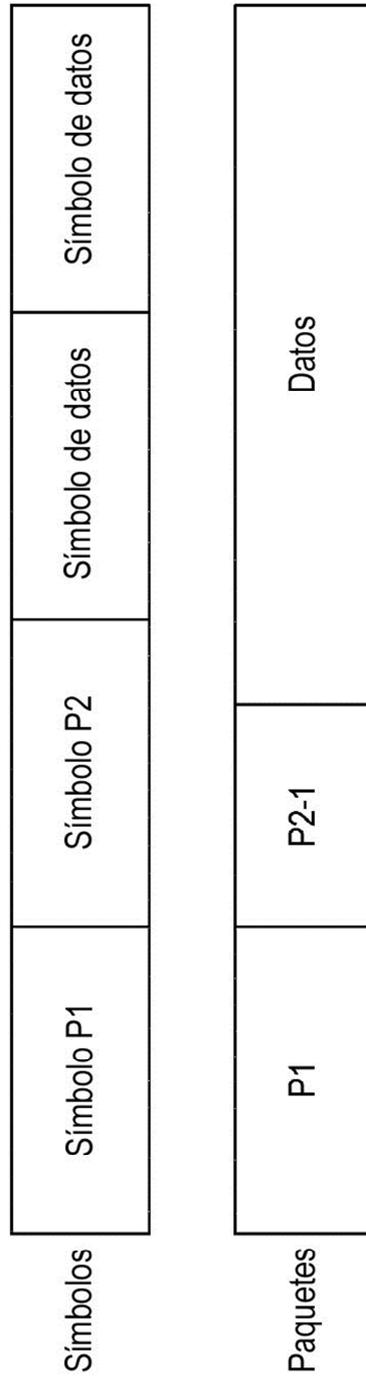


FIG. 18

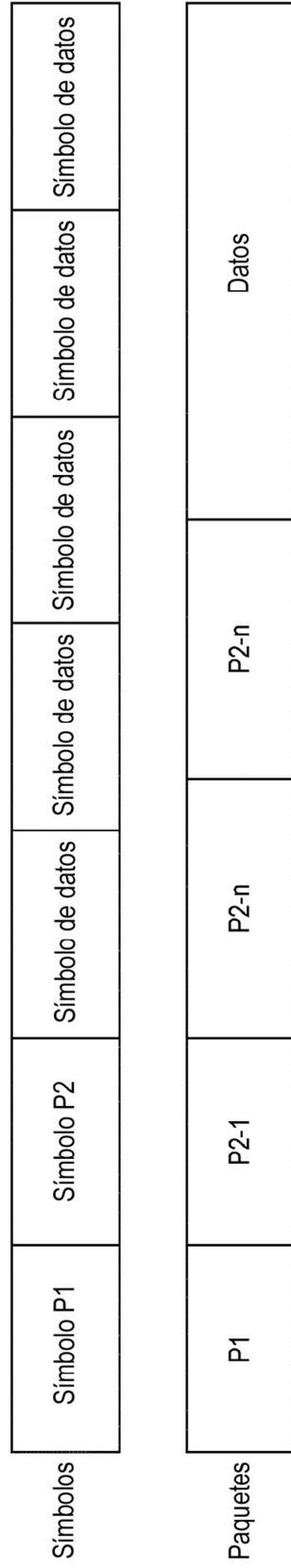


FIG. 19

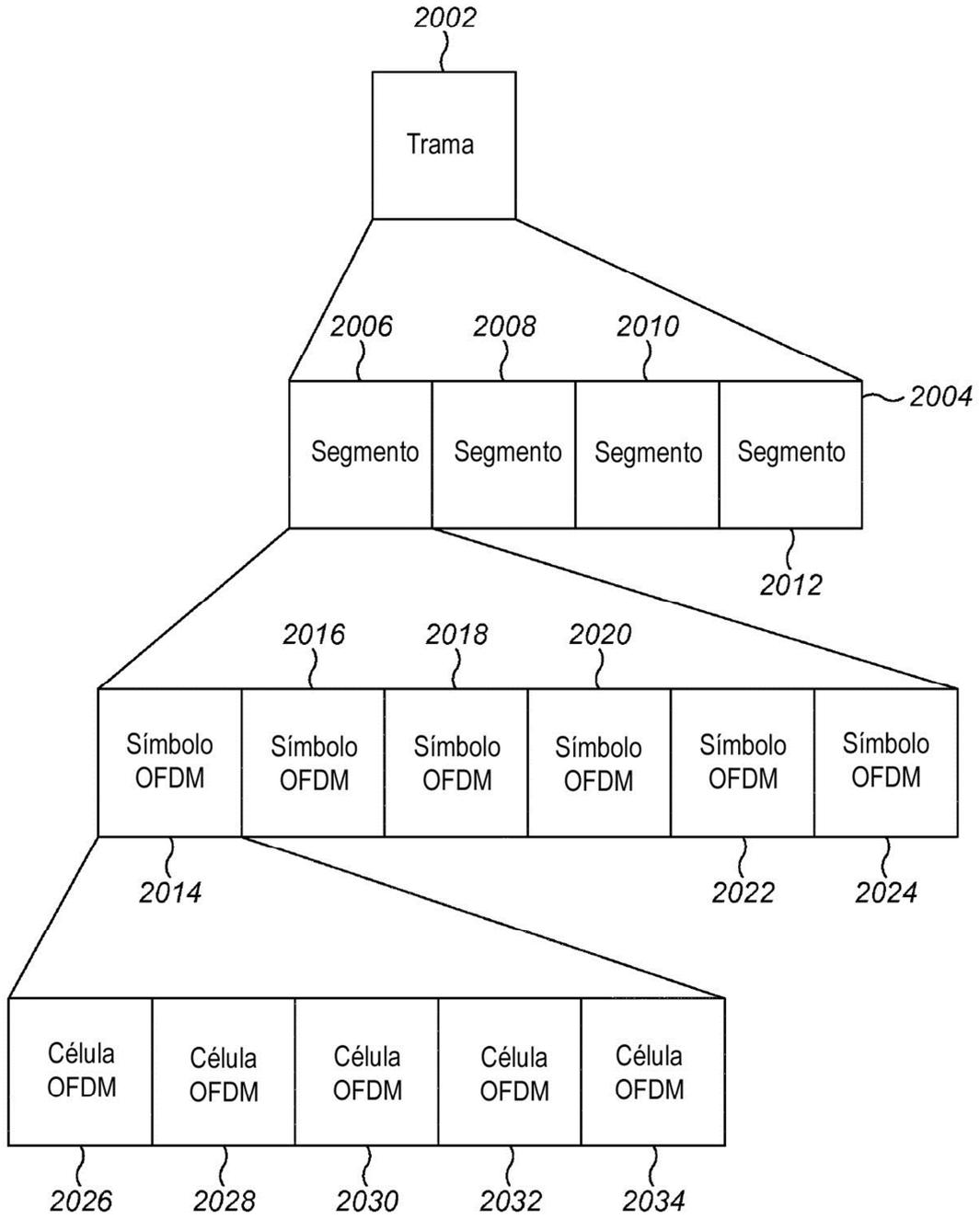


FIG. 20

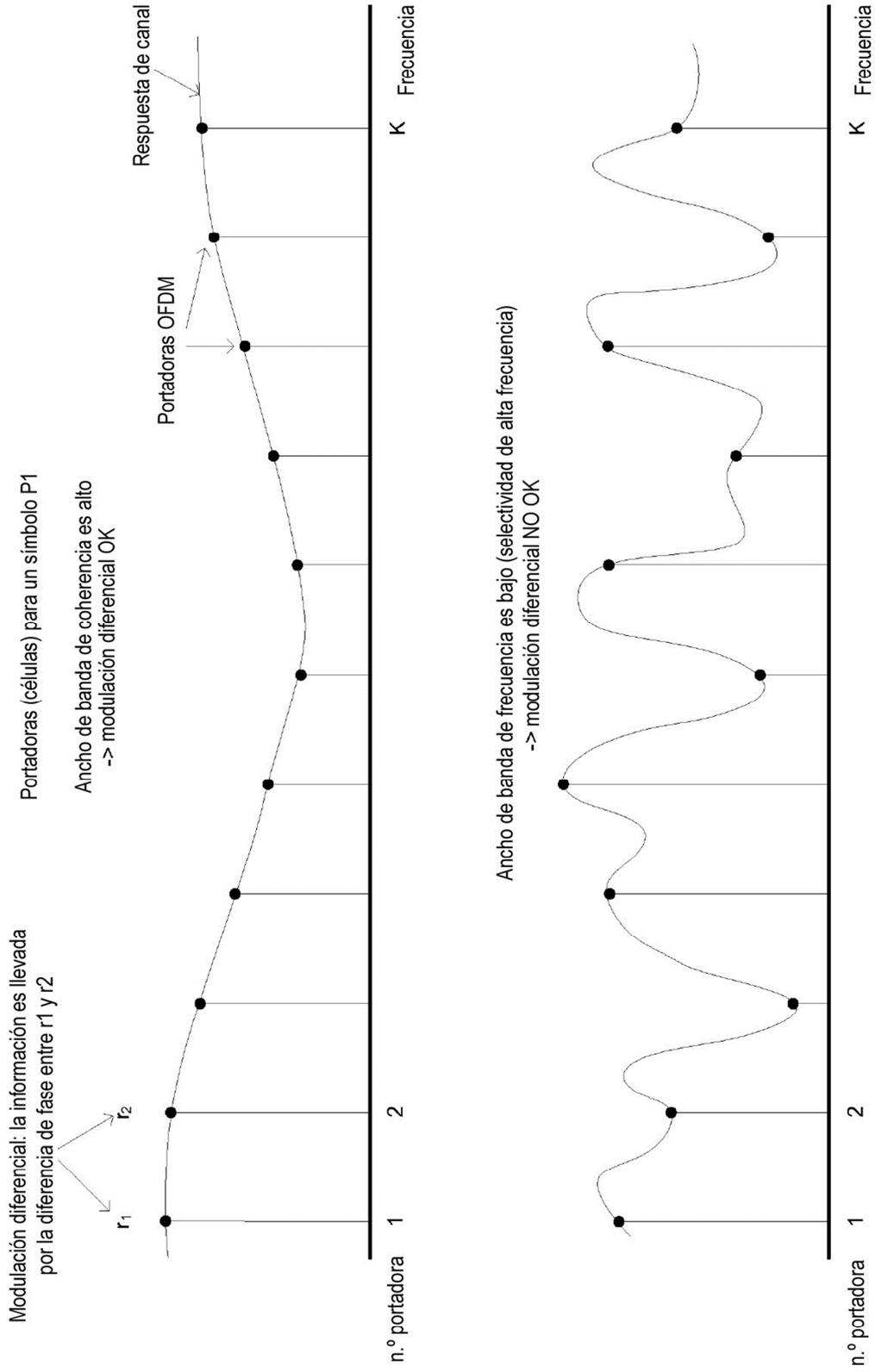


FIG. 21

Portadoras (células) para dos símbolos P1

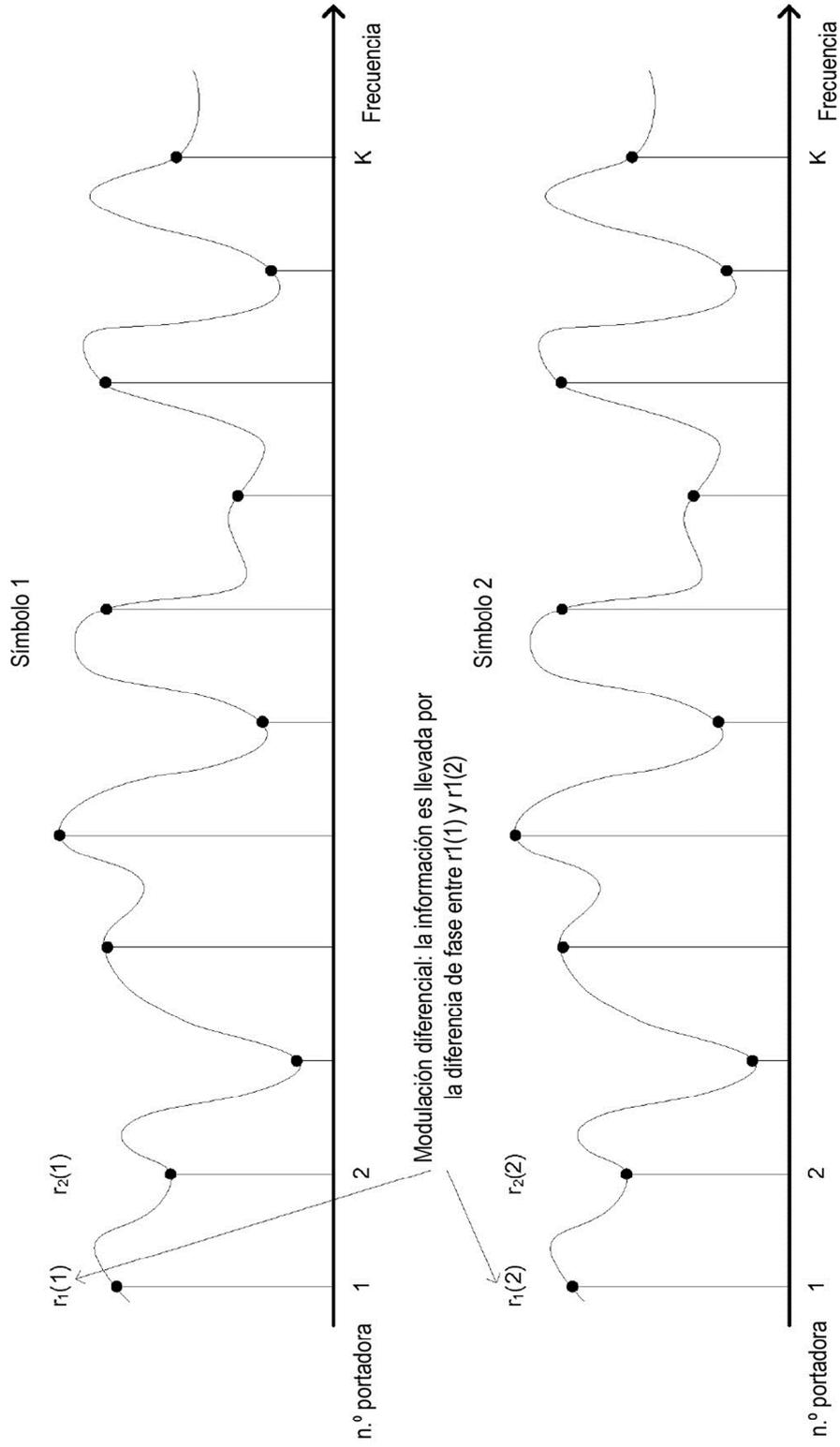


FIG. 22

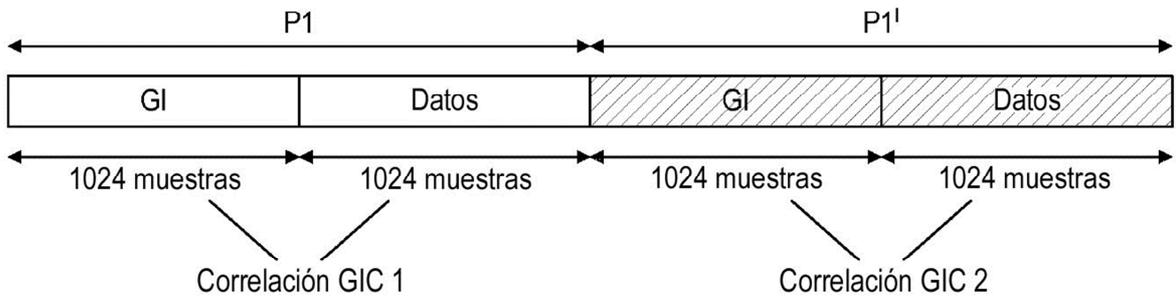


FIG. 23

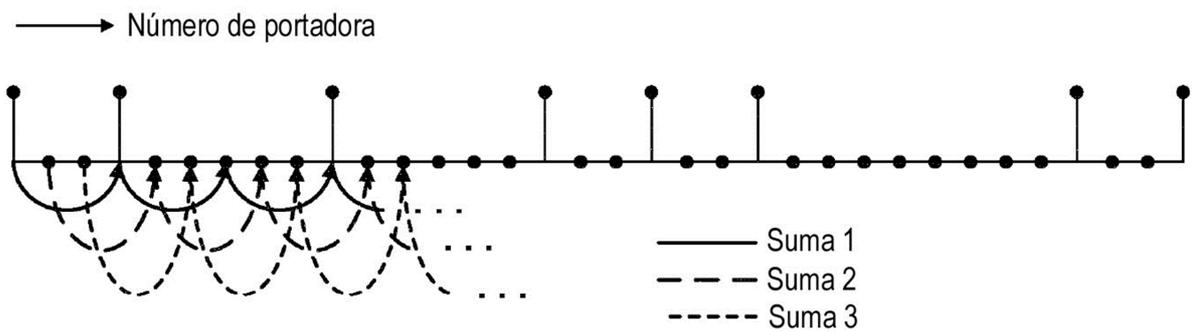


FIG. 24

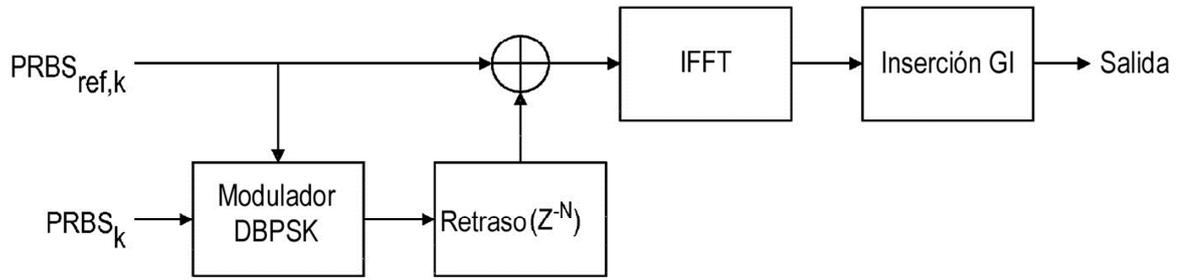


FIG. 25

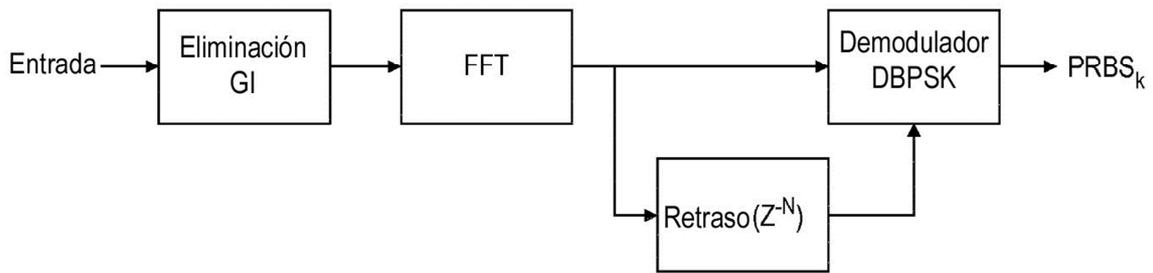


FIG. 26

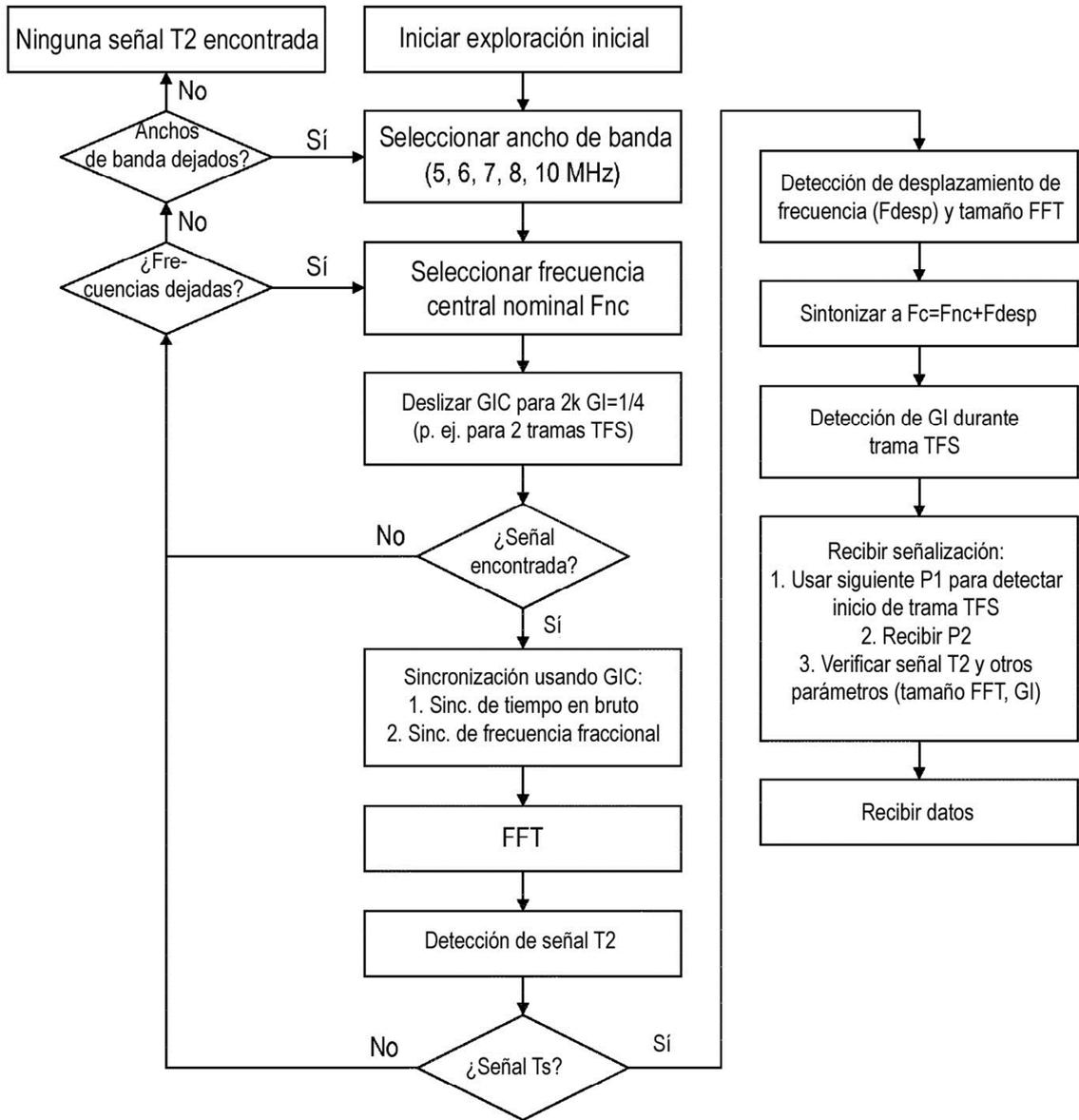


FIG. 27

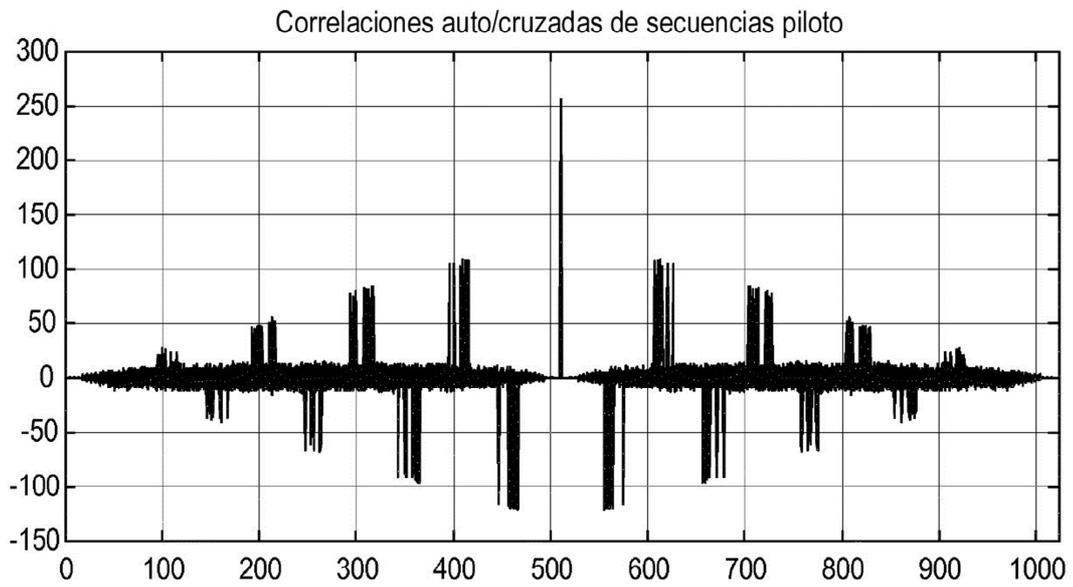


FIG. 28

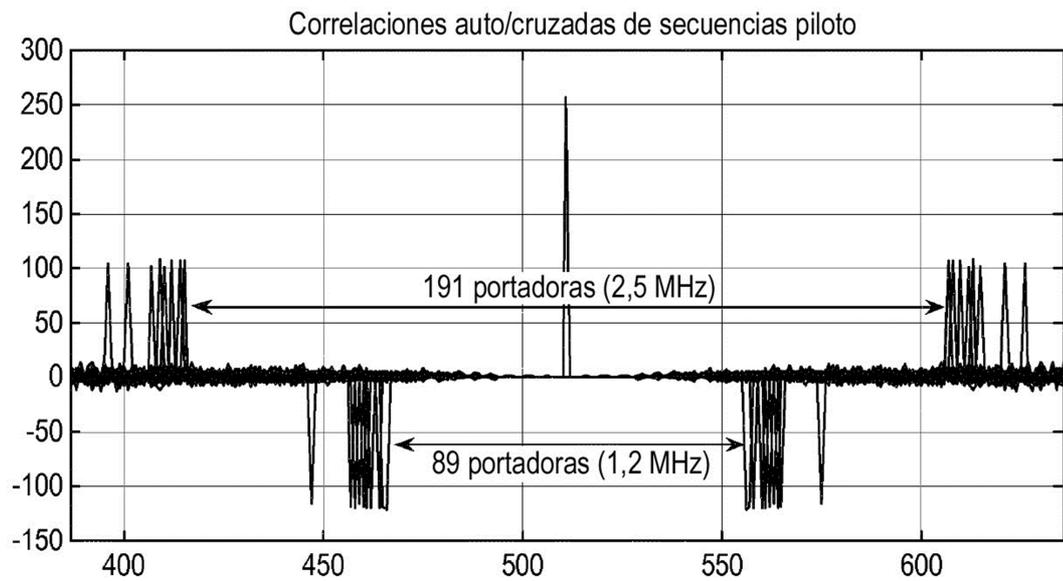


FIG. 29

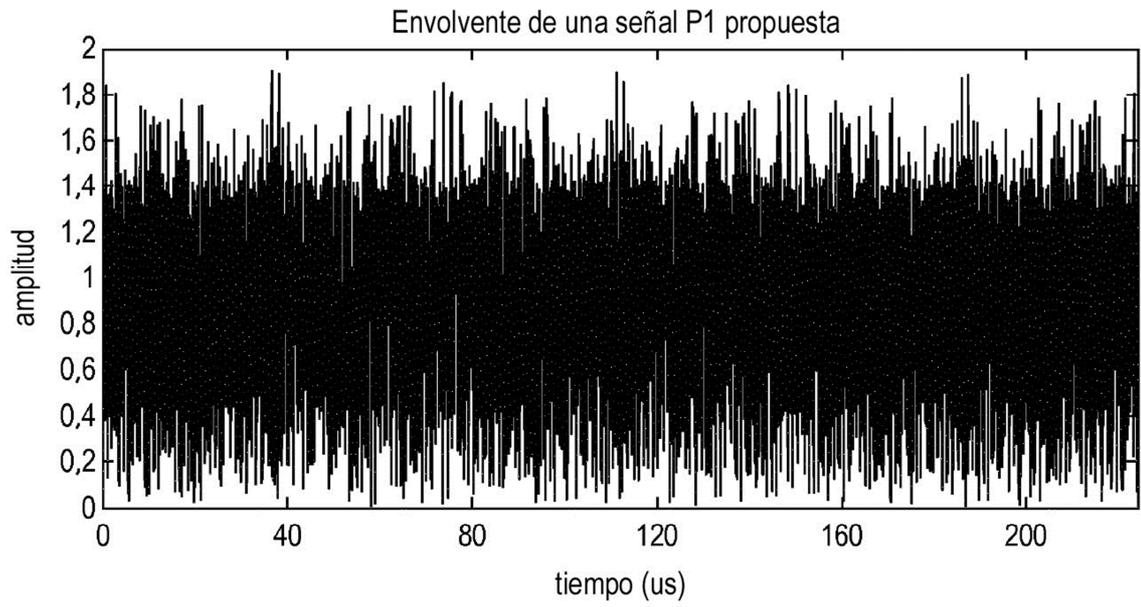


FIG. 30

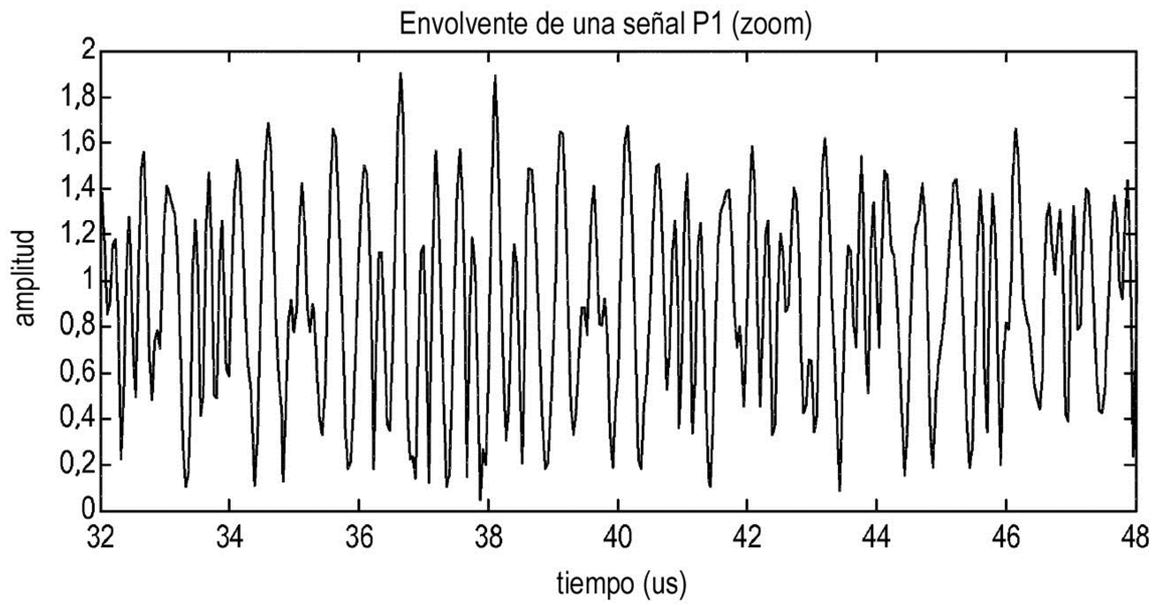


FIG. 31