

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 402 520**

51 Int. Cl.:

**H04L 27/26** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **05.11.2008 E 08847022 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **26.12.2012 EP 2220837**

54 Título: **Descubrimiento de señal**

30 Prioridad:

**05.11.2007 GB 0721687**

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

**06.05.2013**

73 Titular/es:

**BRITISH BROADCASTING CORPORATION  
(100.0%)  
BROADCASTING HOUSE  
LONDON WC1X 8PL, GB**

72 Inventor/es:

**STOTT, JONATHAN HIGHTON**

74 Agente/Representante:

**CURELL AGUILÁ, Mireia**

**ES 2 402 520 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

Descubrimiento de señal.

5 **Campo de la invención**

La presente invención se refiere a un método y un aparato para mejorar el “descubrimiento” de una señal recibida. El término “descubrimiento”, se refiere a la determinación de la presencia de, e información sobre, dicha señal.

10 **Antecedentes de la invención**

La técnica de COFDM (multiplexado por división ortogonal de frecuencia codificada) se puede usar para la transmisión de cualquier información digital, y la misma es bien conocida por los expertos. En pocas palabras, en el COFDM, los datos se dividen entre un número elevado de (típicamente más de mil) portadoras con una separación estrecha entre ellas. Esto explica la parte de “Multiplexado por División de Frecuencia” de la denominación COFDM. Sobre cada portadora se transporta solamente una pequeña cantidad de los datos, y esto reduce significativamente la influencia de la interferencia entre símbolos.

La distribución de los datos sobre tantas portadoras significa que un desvanecimiento selectivo provocará que algunos bits se reciban erróneamente mientras que otros se reciben correctamente. Usando un código de corrección de errores, lo cual añade bits de datos adicionales en el transmisor, es posible corregir muchos o la totalidad de los bits que se recibieron incorrectamente. La información transportada por una de las portadoras deterioradas se corrige porque otra información, que está relacionada con la primera por el código de corrección de errores, se transmite en una parte diferente del multiplexado (y se espera que no padezca el mismo desvanecimiento profundo). Esto explica la parte “Codificada” de la denominación COFDM.

La parte “Ortogonal” de la denominación COFDM indica que existe una relación matemática precisa entre las frecuencias de las portadoras en el sistema. El receptor actual como un banco de demoduladores, trasladando cada portadora en sentido descendente hasta dc, integrándose a continuación la señal resultante sobre un periodo de símbolo para recuperar los datos sin procesar. Si la totalidad de las otras portadoras cae a frecuencias que, en el dominio del tiempo, tienen un número completo de ciclos en el periodo de símbolo ( $t$ ), entonces el proceso de integración da como resultado una contribución cero de la totalidad de estas otras portadoras. Por lo tanto, las portadoras son linealmente independientes (es decir, ortogonales) si la separación entre portadoras es un múltiplo de  $1/t$ .

El proceso de crear una señal OFDM se puede resumir con las siguientes etapas: una señal digital serie que comprende un flujo continuo de bits se convierte en una pluralidad de flujos continuos de bits paralelos. Usando un esquema de modulación seleccionado, tal como la Modulación por Desplazamiento Binario de Fase (BPSK) o la Modulación de Amplitud en Cuadratura (QAM), se establece una correspondencia de los flujos continuos de bits paralelos con una pluralidad de subportadoras. La BPSK modula un bit por portadora, en la 4-QAM hay cuatro estados de portadora de la misma magnitud separados, cada uno de ellos, por 90 grados, y por lo tanto este esquema de modulación puede transportar 2 bits sobre cada portadora. Con niveles de orden superior de QAM, se pueden modular más bits por portadora.

La pluralidad de portadoras moduladas se selecciona de manera que presente una separación de frecuencia que sea el inverso del periodo de símbolo activo sobre el cual el receptor examinará la señal. Es la elección de la separación entre portadoras con relación al periodo de símbolo activo la que garantiza la ortogonalidad de las portadoras. En el receptor, el demodulador correspondiente a una portadora no “ve” la modulación de otras.

Los flujos continuos de bits de entrada originales de los cuales en este momento se ha establecido una correspondencia sobre portadoras se pueden considerar como coeficientes de frecuencia. La realización de una transformada de Fourier sobre coeficientes de frecuencia transforma una señal en el dominio de la frecuencia a una señal en el dominio del tiempo (una señal que varía en amplitud con el tiempo). Por consiguiente, los datos de flujos continuos de bits que representan la modulación sobre grupos de portadoras moduladas se alimentan hacia un bloque de Transformada Inversa de Fourier Rápida (IFFT) que transforma los datos en una señal modulada en el dominio del tiempo que comprende símbolos, con grupos de símbolos dispuestos en tramas con intervalos de guarda apropiados entre los símbolos. Cada símbolo es el resultado de un conjunto de subportadoras moduladas.

La “frecuencia” de símbolos dentro de una señal OFDM se describe típicamente como la correspondiente de o bien la portadora más baja o bien la portadora central del conjunto de portadoras usadas. En realidad, evidentemente, la señal OFDM es una señal que varía en amplitud con el tiempo y que se forma a partir de la pluralidad de portadoras, tal como se ha descrito anteriormente. Sin embargo, resulta útil describir la “frecuencia” de un símbolo de esta manera, particularmente en el contexto de señales DVB que se describen posteriormente.

Un ejemplo del uso de intervalos de guarda en la transmisión OFDM se puede encontrar en “Burst frame synchronization for OFDM transmission in multipath fading links”, de Baoguo Yang *et al*, VEHICULAR

TECHNOLOGY CONFERENCE, 1999. VTC 1999 - FALL. IEEE VTS 50<sup>TH</sup> AMSTERDAM, PAÍSES BAJOS, 19 a 22 DE SEPT. 1999., PISCATAWAY, NJ. USA, IEEE, US, vol. 1 19 de septiembre de 1999 (19-09-1999), páginas 300 a 304.

5 La invención se describe en el contexto de la recepción de las denominadas señales de DVB-T, es decir señales de acuerdo con la normativa de Difusión de Videodigital para televisión Terrestre, según se define en la Norma de Telecomunicaciones Europea ETS 300 744, y en el contexto de una segunda generación de dichas señales al que se hace referencia en general como DVB-T2. Se puede encontrar información referente a las señales DVB-T2  
10 propuestas, "DVB-T2 Call for Technologies" disponible para el público en el consorcio de Difusión de Vídeo Digital como el documento SB 1644r1. No obstante, la invención no se limita a su uso con dichas señales, sino que se puede usar con otros sistemas de transmisión de muchas portadoras que utilicen el OFDM (multiplexado por división ortogonal de frecuencia), el FDM (multiplexado por división de frecuencia), o a señales usadas más ampliamente en la difusión, y aún más en las telecomunicaciones en general, por ejemplo, la telefonía móvil, redes inalámbricas o comunicaciones por líneas eléctricas.

15 Los sistemas de televisión digitales se usan en bandas de frecuencia que están planificadas. Estas bandas se dividen en canales de radiofrecuencia (RF); en el caso de la banda UHF usada en Europa para la difusión de televisión, por ejemplo, estos canales tienen un ancho nominal de 8 MHz. Esta estructura de planificación se originó en los días de la televisión analógica, y en el momento de redactar este documento, se puede observar que tanto las transmisiones analógicas (para normativas que pueden variar de un país a otro) como las transmisiones digitales para la normativa DVB-T comparten el espectro (aunque, evidentemente, no en los mismos canales en el mismo área). Así, se podría decir que, en algún lugar, el servicio analógico A ocupa el canal de RF m mientras que el servicio digital B ocupa el canal de RF n, y así sucesivamente.

25 La técnica de la planificación del espectro se basa en la asignación de los canales de RF a los servicios en áreas diferentes, de tal manera que se evite una interferencia excesiva entre servicios aunque aumentando al máximo su número. En la práctica, se usa además una herramienta adicional: en ocasiones las transmisiones se desvían deliberadamente en frecuencia (por una pequeña cantidad, una fracción del ancho del canal) con el fin de obtener alguna protección adicional en escenarios de interferencia mutua particularmente difíciles. Estas desviaciones  
30 pueden adoptar diversos valores hasta un máximo del orden de 0,5 MHz. Considérese en este momento al problema al que se hace frente cuando un receptor se instala por primera vez en una ubicación. El mismo no "sabe" qué canales de RF están siendo usados localmente, ni los tipos de servicio y ni los nombres. El número probable de servicios es actualmente demasiado grande para requerir una intervención manual por parte del usuario, de modo que el receptor debe descubrir esta información por sí mismo. Lo hace "explorando" la banda, probando cada canal de RF sucesivamente para ver qué hay allí, si hubiera algo. Al encontrar una señal, extrae entonces cualquiera que sea la información que esté disponible y la almacena para su presentación posterior al espectador en alguna forma atractiva para los humanos.

40 Si se encuentra un canal analógico, entonces el nombre del servicio (por ejemplo, "BBC 1") se puede extraer de una señal de teletexto (en caso de que haya una presente). Si se encuentra una señal de multiplexado DVB-T, entonces, de modo similar, se puede extraer y almacenar información sobre los diversos servicios que transporta. Esto suena muy sencillo, pero en la práctica puede ser irritantemente lento para el espectador que está esperando a que el nuevo receptor comience a funcionar. Tal vez éste no es un problema importante, cuando es necesario solamente una vez para un receptor recién comprado, instalado en una ubicación fija. No obstante, la exploración no es, en la práctica, solamente una excepción. Con el gran número de servicios comprimidos en los multiplexados disponibles en una ubicación, no es un caso infrecuente que tenga lugar alguna reorganización de los servicios, lo cual requiere una nueva exploración. Además, con el aumento del uso de más televisiones portables, y al usarse para la recepción de TV dispositivos diferentes a aparatos de televisión (por ejemplo, ordenadores portátiles), esto también debe realizarse cada vez que cambie la ubicación.

50 El proceso es más prolongado de lo deseable, en parte debido al diseño de la señal DVB-T. Contiene varias opciones que las entidades radiodifusoras/operadores de multiplexado pueden seleccionar con el fin de optimizar el rendimiento para el escenario de cobertura particular, incluyendo algunas (dos tamaños de FFT, 2K y 8K, junto con un intervalo de fracciones de intervalo de guarda) que únicamente se pueden encontrar por ensayo y error, puesto que hasta que no son correctas no se puede decodificar nada más. El receptor debe ensayar esto sobre cada canal de RF, y para cada desviación posible con respecto a la frecuencia nominal que se pueda aplicar.

60 El proceso de ensayar todas las opciones de DVB-T en el receptor se puede acelerar considerablemente mediante un grado de paralelismo, según se describe en nuestra Solicitud de Patente Publicada EP-A-1 406 402, aunque esto solamente es viable cuando el número de posibles combinaciones es pequeño. Es probable que el desarrollo del DVB-T2 introduzca otras opciones para las entidades radiodifusoras (por ejemplo, más tamaños de la Transformada Rápida de Fourier FFT), y que los receptores afronten en el futuro la exploración de una banda (o bandas) que contengan señales DVB-T2, DVB-T, y TV analógicas. Por lo tanto, un receptor tendrá que realizar pruebas en relación con la presencia de cualesquiera de estas tres en cada canal de RF. Claramente, los tiempos de exploración resultarán todavía más largos, y la única manera de evitar que esto resulte excesivo es garantizar que  
65 por lo menos la prueba sobre si un canal contiene DVB-T2 se pueda realizar de manera rápida, a pesar de sus

muchas opciones.

Se ha apreciado la necesidad de mejorar las señales de difusión, tales como la DVB-T2, de manera que contengan alguna característica de señal dedicada al descubrimiento de la misma, algo único del DVB-T2, aunque minimizando cualesquiera efectos negativos por la introducción de una característica de señal de este tipo. Si esto se pudiera realizar de manera que funcionase rápidamente (más rápidamente de lo que es posible para el DVB-T), entonces la introducción del DVB-T2 no tendrá un impacto tan importante sobre el tiempo de exploración total. No obstante, es también importante que la adición de esta característica no reduzca significativamente la capacidad de datos del DVB-T2, uno de cuyos objetivos es proporcionar una capacidad mayor que el DVB-T. Si la característica de la señal pudiera llevar a cabo otras tareas además del descubrimiento de la señal, sin comprometer el rendimiento, eso ayudaría a lograr este objetivo.

### Sumario de la invención

La invención en sus varios aspectos se define en las reivindicaciones independientes más adelante, a las cuales debería hacerse referencia a continuación. En las reivindicaciones adjuntas se exponen características ventajosas.

A continuación se describe una forma de realización preferida de la invención, en referencia a los dibujos. La forma de realización preferida adopta la forma de un transmisor, un receptor y un sistema de DVB dispuestos para usar una señal DVB modificada que contiene un símbolo que tiene características potencialmente diferentes con respecto a los símbolos de datos circundantes. Se hará referencia a este símbolo como "Símbolo Único de Descubrimiento de Señal" (USDS). El símbolo único de descubrimiento de señal puede servir para varios fines: (i) identifica la señal como del formato DVB-T2 (a lo que se hace referencia en la presente como "descubrimiento de la señal"); (ii) permite determinar una desviación de frecuencia aproximada (iii) sirve para indicar el inicio de una trama.

En el OFDM, cada símbolo de datos tiene su propio "intervalo de guarda" (en donde la forma de onda de la señal al final del símbolo es una repetición de la forma de onda en el inicio del mismo símbolo). En la práctica, resulta conveniente considerar el símbolo transmitido en dos partes: el intervalo de guarda y el siguiente símbolo activo, que se denomina así puesto que, en un receptor alineado correctamente, la ventana de FFT se encuentra en ese intervalo de tiempo. Usando el intervalo de guarda, la precisión de temporización inicial únicamente necesita garantizar que las muestras se toman de un símbolo. De manera similar, el símbolo único de descubrimiento de señal de la forma de realización preferida tiene un intervalo de guarda de este tipo, aunque con un cambio pequeño pero significativo, a saber, la aplicación de un desplazamiento de frecuencia a la segunda parte del "intervalo de guarda" del símbolo único de descubrimiento de señal.

En un receptor dispuesto para recibir una señal OFDM con un USDS de este tipo, es necesario un desplazamiento de frecuencia complementario en el proceso de Correlación de Intervalos de Guarda (GIC). El desplazamiento de frecuencia se debe seleccionar apropiadamente para que concuerde con características tanto de la señal como del proceso de recepción. La elección del desplazamiento de frecuencia se describe posteriormente de forma detallada.

El uso del desplazamiento de frecuencia en la segunda parte del USDS y el desplazamiento de frecuencia complementario en el proceso de correlación en un receptor evita varios problemas, tales como: (i) la presencia de fuentes interferentes CW significativas; (ii) ciertos ejemplos patológicos aunque de carácter práctico, de canales de propagación; y (iii) la diferenciación del símbolo USDS, para aquellos casos en los que el símbolo USDS y los símbolos de datos principales usan el mismo tamaño de FFT.

Para mantener la capacidad de medir una desviación de frecuencia precisa en la primera etapa de descubrimiento de la señal, la forma de realización preferida amplía las ventajas de USDS usando una versión del USDS de 3 partes.

### Breve descripción de las figuras

A continuación se describirá una forma de realización de la invención únicamente a título de ejemplo, y en referencia a las figuras, en las cuales:

la figura 1: es un diagrama de bloques esquemático de un transmisor de DVB conocido que puede materializar la presente invención;

la figura 2: es un diagrama de bloques esquemático de un receptor de DVB conocido que puede materializar la presente invención;

la figura 3: es una representación de una señal OFDM con un símbolo único de descubrimiento de señal (USDS);

la figura 4: es un diagrama de bloques esquemático de componentes o un receptor adecuado para recibir la señal de la figura 3;

la figura 5: es una representación de una señal OFDM con un símbolo único de descubrimiento de señal (USDS) según una primera forma de realización de la invención;

5 la figura 6: es un diagrama de bloques esquemático de componentes o un receptor adecuado para recibir la señal de la figura 5;

la figura 7: es una representación de una señal OFDM con un símbolo único de descubrimiento de señal (USDS) de acuerdo con una segunda forma de realización de la invención;

10 la figura 8: es un diagrama de bloques esquemático de componentes o un receptor adecuado para recibir la señal de la figura 7;

la figura 9: muestra el efecto de retardos peligrosos; y

15 la figura 10: es un diagrama de bloques de una disposición de receptor alternativa.

### Descripción de una forma de realización preferida

La forma de realización preferida se implementa como un transmisor, un receptor y un sistema de DVB. Para posibilitar el entendimiento de la presente invención, en primer lugar se expone una descripción de los principios de un transmisor y un receptor de DVB-T en referencia a las figuras 1 y 2. La estructura general de un símbolo USDS se describe junto con los componentes funcionales para recibir dichas señales que contienen dichos símbolos en referencia a las figuras 3 y 4. A continuación, se describe, en referencia a las figuras 5 y 6, una primera forma de realización de la invención que tiene un símbolo USDS y componentes para recibir dichas señales. Una segunda forma de realización preferida del símbolo USDS y componentes para recibir dichas señales se describe en referencia a las figuras 7 y 8. La figura 9 muestra el efecto de los denominados retardos peligrosos y cómo la forma de realización consigue mejoras en relación con esto. Finalmente, la figura 10 muestra otra posible disposición de receptor. Para evitar la repetición, partes del transmisor y el receptor que se describen en referencia a las figuras 1 y 2 no se describen de nuevo detalladamente en relación con las figuras posteriores, aunque, para evitar dudas, la invención se puede materializar en un transmisor y un receptor del tipo mostrado en las figuras 1 y 2.

#### Transmisor de DVB-T

La figura 1 es un diagrama de bloques de un transmisor 10 para su uso en la norma de Difusión de Vídeo Digital para televisión Terrestre (DVB-T), según se define en la Norma de Telecomunicaciones Europea ETS 300 744 (en lo sucesivo "la norma"). Debería hacerse referencia a esa norma para obtener detalles adicionales; la siguiente descripción se realiza por medio de un resumen con el fin de ilustrar la presente invención.

El transmisor recibe señales de vídeo (V), audio (A), y datos (D) desde fuentes de señales apropiadas a través de las entradas 12, y las mismas se aplican a un codificador de MPEG-2 14. El codificador de MPEG-2 incluye un codificador de vídeo 16, un codificador de audio 18 y un codificador de datos 20 independientes, que proporcionan flujos continuos elementales en paquetes, los cuales se multiplexan en un multiplexor de programas 22. De esta manera se obtienen señales para diferentes programas, es decir, canales de difusión, y los mismos se multiplexan en un flujo continuo de transporte en un multiplexor de flujos continuos de transporte 24. Aunque se consideran como parte del transmisor a efectos de la presente memoria descriptiva, los componentes hasta el multiplexor 24 estarán situados normalmente en el estudio. La salida del multiplexor de flujos continuos del transporte 24 consta de paquetes de 188 bytes y se aplica a un aleatorizador 26 para dispersión de energía, donde la señal se combina con la salida de un generador de secuencias binarias pseudo-aleatorias (PRBS) recibida en un terminal 28. El aleatorizador distribuye más uniformemente la energía dentro del canal de RF (radiofrecuencia). La codificación y el multiplexado de MPEG-2 y la aleatorización no se describen de forma adicional puesto que no son relevantes para entender la presente invención.

A continuación, la señal se aplica a una sección de codificación de canales 30 que se conoce generalmente como corrector directo de errores (FEC) y que comprende cuatro componentes principales, a saber: un codificador externo 32, un intercalador externo 34, un codificado interno 36, y un intercalador interno 38.

Los mismos se describirán a continuación. Las dos fases de codificación 32, 36 proporcionan un grado de redundancia para posibilitar la corrección de errores en el receptor. Las dos fases de intercalación 34, 38 son precursores necesarios para desintercaladores correspondientes en un receptor con el fin de descomponer ráfagas de errores para permitir que la corrección de errores resulte más eficaz.

El codificador externo 32 es un codificador Reed-Solomon (RS), el cual procesa la señal en paquetes de 188 bytes y añade a cada paquete 16 bytes de protección contra errores. Esto permite la corrección de hasta 8 bytes erróneos aleatorios en una palabra recibida de 204 bytes. Esto se conoce como código Reed-Solomon (204, 188, t=8). Esto se logra como un código abreviado usando un codificador de RS (255, 239, t=8) aunque fijándose los primeros 51 bytes a cero.

El intercalador externo 34 efectúa una operación de intercalación convolucional de Forney basada en bytes dentro de la estructura de los paquetes, y dispersa errores de ráfaga introducidos por el canal de transmisión sobre un periodo de tiempo mayor de manera que es menos probable que los mismos superen la capacidad de la codificación RS. Después del intercalador, el byte n-ésimo de un paquete permanece en la posición de byte n-ésima, aunque habitualmente estará en un paquete diferente. Los bytes se dispersan sucesivamente sobre 12 paquetes, de modo que el primer byte de un paquete de entrada va al primer paquete de salida, el segundo byte del paquete de entrada se transmite en el segundo paquete de salida, y así sucesivamente hasta el duodécimo. El siguiente byte va al primer paquete nuevamente, y cada duodécimo byte después de eso. Puesto que un paquete contiene 204 bytes, y  $204 = 12 \times 17$ , después de la intercalación externa un paquete contiene 17 bytes que provienen del mismo paquete original.

El codificador interno 36 es un codificador de convolución truncada (PCC). El sistema permite un intervalo de códigos de convolución truncada, sobre la base de un código convolucional padre de velocidad 1/2 con 64 estados.

El intercalador interno 38 de acuerdo con la norma se implementa como un proceso de dos fases, a saber, una intercalación a nivel de bits seguida por una intercalación de símbolos. Ambas se basan en bloques. No obstante, en primer lugar, el flujo continuo de bits entrante se divide en 2, 4 o 6 sub-flujos continuos, en función de si se va a usar la QPSK (modulación por desplazamiento de fase en cuadratura), la 16-QAM (modulación de amplitud en cuadratura), o la 64-QAM, según se describe posteriormente. Cada sub-flujo continuo se intercala a nivel de bits por separado, y a continuación todos los flujos continuos se intercalan a nivel de símbolos.

El intercalador de bits usa un tamaño de bloque de intercalación de bits que se corresponde con una doceava parte de un símbolo OFDM de datos útiles en el modo 2k y 1/48 de un símbolo OFDM en el modo 8k. Estos dos modos se explican posteriormente.

El intercalador de símbolos establece correspondencias de las palabras de 2, 4 o 6 bits sobre 1512 o 6048 portadoras activas, en función de si se está usando el modo 2k u 8k. El intercalador de símbolos actúa de manera que reordena grupos de 2, 4 o 6 bits de un lado a otro dentro del símbolo. Lo hace escribiendo el símbolo en memoria y leyendo los grupos de 2, 4 o 6 bits en un orden diferente y permutado en comparación con el orden en el que se escribieron en la memoria.

Finalmente, los grupos de 2, 4 o 6 bits se aplican a un asignador de correspondencias 46 (en inglés, "mapper") que modula en cuadratura los bits de acuerdo con una modulación QPSK, 16-QAM o 64-QAM, en función del modo que se esté usando. (La QPSK también se puede representar como 4-QAM). Las constelaciones se muestran en la figura 9 de la norma. Se apreciará que esto requiere 1, 2 o 3 bits sobre el eje X y 1, 2 o 3 bits sobre el eje Y. Así, aunque en el proceso de reordenamiento se ha hecho referencia a 2, 4 o 6 bits, de hecho el reordenamiento se aplica a 1, 2 o 3 bits en la parte real y 1, 2 o 3 bits en la parte imaginaria.

A continuación la señal se organiza en tramas en un adaptador de tramas 48 y se aplica a un codificador de OFDM (multiplexado por división ortogonal de frecuencia) 50. Cada trama consta de 68 símbolos OFDM. Cada símbolo está constituido por 1705 portadoras en el modo 2k o 6817 portadoras en el modo 8k. Usando el modo 2k como ejemplo, en lugar de transmitir 1705 bits secuencialmente sobre una única portadora, los mismos se ensamblan y transmiten simultáneamente sobre 1705 portadoras. Esto significa que cada bit se puede transmitir durante mucho más tiempo, lo cual, junto con el uso de un intervalo de guarda, evita el efecto de la interferencia multirrayecto y, por lo menos en el modo 8k, permite la creación de una red de una sola frecuencia.

La duración de cada símbolo, el periodo de símbolo, está constituida por un periodo de símbolo activo o útil, y el intervalo de guarda. La separación entre portadoras adyacentes es el inverso del periodo de símbolo activo, cumpliendo así la condición de ortogonalidad entre las portadoras. El intervalo de guarda es una fracción predefinida del periodo de símbolo activo, y contiene una continuación cíclica del símbolo activo.

Las fracciones predefinidas son 1/4, 1/8, 1/16 y 1/32. La duración de símbolo total es del orden de 250 microsegundos para el modo 2k y 1 ms para el modo 8k.

El codificador de OFDM 50 consta esencialmente de un circuito de transformada rápida de Fourier (FFT) inversa 52, y un circuito insertador de intervalos de guarda 54. La construcción del codificador de OFDM será conocida para aquellos expertos en la materia.

Se hace referencia al *British Broadcasting Corporation Research and Development Report BBC RD 1996/8, P. Shelswell, "The COFDM Modulation System"* con respecto al OFDM en general, y a un documento de Stott, J.H., 1997, "Explaining some of the Magic of COFDM", *Proceedings of the 20th International Symposium, Montreaux, 1997, páginas 341 a 350*, que describe cómo cooperan los diversos componentes del corrector directo de errores con el codificador de OFDM para proporcionar un sistema de codificación muy ventajoso.

Finalmente, la señal se aplica a un conversor digital a analógico 56 y de ahí a una "etapa frontal" de transmisor 58,

que incluye el amplificador de potencia del transmisor, y se radia a radiofrecuencia desde una antena 60.

Receptor de DVB-T

- 5 La construcción del receptor incluye componentes correspondientes a aquellos que se encuentran en el transmisor, aunque en orden inverso. En el diagrama de bloques de la figura 2 se ilustra un receptor de DVB-T generalizado 100 en forma simplificada, omitiéndose algunos elementos que no tienen una relevancia particular para la presente invención.
- 10 En el receptor 100, una antena 102 recibe una señal de RF analógica y la misma se aplica a un sintonizador o conversor de sentido descendente 104, que constituye la etapa frontal del receptor, donde se reduce a banda base. La señal del sintonizador se aplica a un conversor analógico-a-digital 106, cuya salida forma la entrada para un decodificador de OFDM 108. El integrante principal del decodificador de OFDM es un circuito de transformada rápida de Fourier (FFT), del cual la FFT en el transmisor es la inversa. La FFT recibe la señal transmitida de muchas portadoras, con un bit por periodo de símbolo sobre cada portadora, y convierte la misma de nuevo en una única señal con muchos bits por periodo de símbolo. La existencia del intervalo de guarda, junto con la velocidad de símbolos relativamente baja en comparación con la velocidad de bits total que se está transmitiendo, convierte al decodificador en altamente resistente a la distorsión o interferencia multitrayecto.
- 15 Se proporciona una sincronización apropiada, tal como es bien sabido para aquellos expertos en la materia. En particular, un circuito de sincronización recibirá entradas del ADC 106 y la FFT 108, y proporcionará salidas a la FFT y, para el control automático de frecuencia, al sintonizador 104.
- 20 A continuación, la salida de decodificador de OFDM 108 se aplica a un ecualizador de canales 110. Éste estima la respuesta frecuencial del canal, a continuación divide la señal de entrada por la respuesta estimada, para dar salida a una constelación ecualizada.
- 25 A continuación, la señal se aplica a un circuito 112 que combina las funciones de medición de estado del canal, y demodulación o desasignación de correspondencias de las constelaciones moduladas en cuadratura. La demodulación convierte la señal de nuevo desde QPSK, 16-QAM, o 64-QAM en un simple flujo continuo de datos, seleccionando los puntos de constelación nominales que están más próximos a los puntos de constelación reales recibidos; los mismos pueden haber sufrido alguna distorsión en el canal de transmisión. Al mismo tiempo, el circuito 112 estima la probabilidad o nivel de certidumbre de que los puntos de constelación decodificados sí representen de hecho los puntos que se han interpretado. Como resultado, a cada uno de los bits decodificados se le asigna un valor de probabilidad o confianza.
- 30 A continuación, la salida del circuito de asignación de parámetros y de desasignación de correspondencias 112 se aplica a un bloque corrector de errores 120, que hace uso de la redundancia que se introdujo en el corrector directo de errores 30 en el transmisor. El bloque corrector de errores 120 comprende: un desintercalador interno 122, un decodificador interno 124, en forma de un decodificador Viterbi por decisión flexible, un desintercalador externo 126, y un decodificador externo 128.
- 35 El desintercalador interno 122 proporciona una desintercalación basada en símbolos que simplemente invierte lo que se introdujo en el intercalador interno 38 en el transmisor. Esto tiende a dispersar ráfagas de errores de manera que los mismos son corregidos más adecuadamente por el decodificador Viterbi 124. El desintercalador interno en primer lugar reordena los grupos de 2, 4 o 6 bits reales e imaginarios dentro de un símbolo (es decir, 1, 2 o 3 de cada uno), y a continuación proporciona una desintercalación a nivel de bits basada en bloques. La desintercalación de bits se aplica por separado a los 2, 4 o 6 sub-flujos continuos.
- 40 A continuación, la señal se aplica al decodificador Viterbi 124. El decodificador Viterbi actúa como un decodificador para la codificación introducida por el codificador de convolución truncada 36 en el transmisor. El truncamiento (cuando se ha usado) ha provocado la eliminación de algunos de los bits transmitidos, y estos se sustituyen por códigos que indican un valor medio entre cero y uno en la entrada al decodificador Viterbi. Esto se realizará asignando al bit un valor de probabilidad mínima. Si no hay ningún código de probabilidad mínima exactamente entre cero y uno, entonces a los bits añadidos se les asignan alternativamente los valores mínimos correspondientes a cero y a uno. El decodificador Viterbi hace uso de las entradas de decisión flexible, es decir entradas que representan una probabilidad de un cero o un uno, y las usa junto con información histórica para determinar si es más probable que la entrada al codificador convolucional haya sido un cero o un uno.
- 45 A continuación, la señal se aplica al decodificador Viterbi 124. El decodificador Viterbi actúa como un decodificador para la codificación introducida por el codificador de convolución truncada 36 en el transmisor. El truncamiento (cuando se ha usado) ha provocado la eliminación de algunos de los bits transmitidos, y estos se sustituyen por códigos que indican un valor medio entre cero y uno en la entrada al decodificador Viterbi. Esto se realizará asignando al bit un valor de probabilidad mínima. Si no hay ningún código de probabilidad mínima exactamente entre cero y uno, entonces a los bits añadidos se les asignan alternativamente los valores mínimos correspondientes a cero y a uno. El decodificador Viterbi hace uso de las entradas de decisión flexible, es decir entradas que representan una probabilidad de un cero o un uno, y las usa junto con información histórica para determinar si es más probable que la entrada al codificador convolucional haya sido un cero o un uno.
- 50 La señal del decodificador Viterbi se aplica a continuación al desintercalador externo 126 el cual es un desintercalador convolucional que funciona a nivel de bytes dentro de cada paquete. El desintercalador 126 invierte la operación del intercalador externo 34 en el transmisor. Nuevamente, esto sirve para dispersar cualesquiera errores de ráfaga de manera que el codificador externo 128 les puede hacer frente más adecuadamente.
- 55 El decodificador externo 128 es un decodificador Reed-Solomon, bien conocido por sí mismo, que genera paquetes de 188 bytes a partir de los paquetes de 204 bytes recibidos. Se pueden corregir hasta ocho errores aleatorios por

paquete.

Desde el decodificador externo Reed-Solomon 128, que constituye el elemento final del bloque corrector de errores 120, la señal se aplica a una fase de eliminación de dispersión de energía 130. Esta recibe una secuencia binaria pseudo-aleatoria en una entrada 132, y usa la misma para invertir la acción del aleatorizador de dispersión de energía 26 en el transmisor. A partir de aquí, la señal pasa a un demultiplexor de flujos continuos de transporte MPEG-2 134. Se aplica un programa dado a un decodificador MPEG-2 136; otros programas se separan en la referencia 138. El decodificador MPEG-2 136 decodifica por separado el vídeo, audio y datos para proporcionar flujos continuos elementales en una salida 140 en correspondencia con aquellas de las entradas 12 de la figura 1.

Símbolo único de descubrimiento de señal

A continuación se describirá, en referencia a las figuras 3 y 4, el principio general de un símbolo único de descubrimiento de señal para su uso con la disposición de transmisor y receptor de DVB antes descrita.

La disposición descrita a continuación inserta un único símbolo OFDM, incluyendo su extensión de intervalo de guarda convencional-para-OFDM, que tiene características potencialmente diferentes de los símbolos de datos circundantes. Como se ha indicado previamente, en la presente se hará referencia a dicho símbolo como "símbolo único de descubrimiento de señal" (USDS).

El USDS se inserta a intervalos regulares, y se podría considerar que actúa de manera que marca el inicio de una trama. Supóngase que se basa en un único tamaño de FFT fijo  $N_{USDS}$  mientras que los símbolos de datos tienen un tamaño de FFT  $N_D$  y una fracción de intervalo de guarda  $\Delta_D$  que adoptan, cada uno de ellos, uno de varios valores posibles en función del modo particular seleccionado actualmente por la entidad radiodifusora. Manteniendo el USDS en único formato, mientras los símbolos de datos pueden cambiar, el receptor únicamente tiene que buscar ese formato de USDS único (a diferencia de la pluralidad de búsquedas que tenía que realizar previamente un receptor de DVB-T de manera o bien secuencial o bien en paralelo).

Esto se ilustra en la figura 3, que muestra cómo se inserta el USDS entre el último símbolo de datos de una trama, y el primer símbolo de datos de la siguiente. Puramente por razones de ilustración que pueden resultar más evidentes posteriormente en el documento, el intervalo de guarda de los símbolos OFDM de tamaño variado se muestra al final del símbolo (mientras es más convencional considerarlo como la primera parte del símbolo OFDM, lo cual coincide con su denominación alternativa prefijo cíclico). La distinción es algo arbitraria: la cuestión clave es que con cualquiera de las interpretaciones, la primera y la última partes (cada una de longitud de intervalo de guarda) de símbolo son idénticas a las transmitidas. El USDS se escoge para marcar el inicio de una trama, de manera que el símbolo de datos inmediatamente sucesivo  $D_1$  es el primero de esa trama, mientras que el símbolo inmediatamente previo es el último símbolo de datos de la trama previa. Cada símbolo de datos tiene su propio intervalo de guarda OFDM (en el que la forma de onda de la señal al final del símbolo es una repetición de la forma de onda en el inicio del mismo símbolo). Se puede considerar que el propio USDS tiene dos partes, A y B en las que B es el intervalo de guarda para A, y por lo tanto es una repetición de la señal en A.

La señal transmitida en la parte B del USDS es la misma que se transmite en la parte A, comenzando desde el principio. Si  $\Delta_{USDS}$  es menor que uno, entonces B es igual que la primera parte correspondiente de A; si  $\Delta_{USDS}$  es igual a uno, entonces B es exactamente igual que A en su totalidad; y si  $\Delta_{USDS}$  es mayor que uno, entonces B consta de tantas repetición(es) completa(s) y de una repetición de la parte de A como sean necesarias.

La finalidad clave de la primera etapa de procesado del receptor es el descubrimiento de la señal, es decir simplemente detectar, lo más rápido posible, algo sobre la señal que indique que es probable (o no) que el canal de RF que se está examinando contenga dicha señal. Esto es necesario que sea posible a pesar de la presencia de una desviación de frecuencia desconocida, que comprende la combinación de cualquier desviación deliberada en el transmisor junto con el error de sintonización del receptor. Esto se logra con el USDS recién descrito aplicando la técnica bien conocida de correlación de intervalos de guarda (G-IC) que se usa comúnmente con el fin de obtener una sincronización de tiempo inicial cuando se recibe una señal OFDM. La presencia del intervalo de guarda significa que existe una fuerte correlación entre puntos en el símbolo que están separados por la longitud de la FFT, a saber  $T_A$  en el caso del símbolo USDS de la figura 3. En el transmisor, la señal es precisamente idéntica en los puntos dentro del USDS separados por  $T_A$ . En el receptor, la señal en los dos puntos también será la misma con la excepción de que la existencia de una desviación de frecuencia provocará que la segunda difiera con respecto a la primera por una rotación en el plano complejo.

Esta es la clave para el método de detección, que se ilustra en la figura 4. La señal recibida se pasa a través de un retardo de longitud igual a  $T_A$ , y a continuación la entrada y la salida del retardo se multiplican entre sí (habiendo tomado el conjugado complejo de una de ellas primero). La elección de cuál se conjuga es arbitraria; únicamente marca una diferencia muy pequeña en el resultado (invierte el signo de la rotación observada para una desviación de frecuencia particular). A continuación, la salida de la multiplicación se filtra para reducir el grado de ruido. Es común seleccionar un filtro de media móvil (en ocasiones conocido como filtro "sombrero de copa" por la forma de su respuesta impulsional) cuya longitud se puede escoger sensiblemente de manera que se corresponda con la

longitud del intervalo de guarda, es decir,  $T_B$  en nuestro ejemplo. La salida del filtro contiene un impulso cuya magnitud es esencialmente triangular (de longitud total a lo largo de su base de  $2 T_B$ ) correspondiente a la presencia del USDS. El argumento de este impulso está relacionado con la desviación de frecuencia.

5 El argumento se incrementa linealmente con la desviación de frecuencia, ejecutando un ciclo completo de rotación ( $2\pi$  radianes) cuando la desviación se incrementa en una cantidad igual a la separación entre portadoras del símbolo OFDM en cuestión. De aquí se deduce que el argumento puede constituir el fundamento de una manera de determinar el componente preciso de error de frecuencia (la fracción de una separación entre portadoras) pero que la desviación de frecuencia aproximada (“¿cuántas portadoras?”) debe determinarse de otra manera.

10 En otro sitio (y en cierto grado añadida también sobre las pendientes del impulso) existe una señal de tipo ruido compleja. Esto es el resultado parcialmente del ruido del receptor aunque, en su mayor parte, de correlaciones aleatorias entre partes de la señal OFDM (en cierto nivel de tipo ruido) que no están relacionadas directamente, es decir, entre partes de un símbolo y otro, aunque también entre dos partes del mismo símbolo de datos, cuando los símbolos de datos tienen una longitud de FFT diferente con respecto al USDS.

15 Antes de la filtración, la salida del multiplicador tiene una magnitud (durante el periodo de longitud  $T_B$  en el que muestras correspondientes de A y B están presentes en su entrada) que es igual a la envolvente de la potencia de la señal original. Para un símbolo OFDM general que transporta datos aleatorios, esto sería de tipo ruido, pero con una media subyacente correspondiente a un impulso rectangular. En nuestro caso del USDS, la envolvente queda definida por nuestra elección de la señal en A.

20 Si los símbolos USDS y de datos tienen el mismo tamaño de FFT, el proceso de G-IC produce un impulso para cada símbolo OFDM, USDS o datos, cuya longitud depende del intervalo de guarda respectivo. Por ejemplo, si la longitud del intervalo de guarda del símbolo de datos es mayor que la longitud del intervalo de guarda de USDS, y por lo tanto también mayor que el filtro de media móvil, entonces los impulsos correspondientes a símbolos de datos tendrán una parte superior plana. (La longitud del filtro de media móvil determina la longitud de los lados en pendiente).

25 Tal como se muestra en la figura 4, la señal de banda base compleja recibida se alimenta por la izquierda, y la salida a la derecha es una señal compleja cuya magnitud contiene un impulso triangular correspondiente a cada símbolo USDS. La elección de qué entrada al multiplicador complejo se conjuga es arbitraria, con el fin de generar un impulso.

30 Puesto que el correlador de intervalos de guarda de la figura 4 genera un impulso (complejo) cuya magnitud es triangular, el mismo se puede usar para detectar la presencia del USDS con independencia de la desviación de frecuencia. Por tanto, las funciones de (a) detectar la presencia de señal que contiene un USDS, y (b) detectar el inicio de una trama se realizan ambas mediante este circuito relativamente sencillo.

35 No se ha dicho mucho sobre la naturaleza de la señal OFDM que se transmite para funcionar como el USDS. A efectos de descubrimiento de la señal, hasta el momento simplemente se ha descrito que no importa realmente mucho qué amplitudes complejas se envían sobre las portadoras OFDM. Evidentemente, sí que importa para otros fines, los cuales no es necesario que se consideren con demasiado detalle en la presente.

40 El receptor necesita determinar la desviación de frecuencia aproximada, que se supone inicialmente que es arbitraria en el intervalo  $-f_{ERRMAX}$  a  $+f_{ERRMAX}$ . Con este fin, el número de portadoras usadas en el símbolo USDS se reduce (en comparación con los símbolos de datos) de tal modo que se recorta aproximadamente  $f_{ERRMAX}$  de cada borde del espectro. Esto garantiza que todas las portadoras de símbolos USDS residirán dentro de la banda de paso del receptor, a pesar de la desviación de frecuencia inicial. Tras haber situado el USDS mediante el proceso de G-IC, a continuación el receptor realiza una demodulación aproximada del símbolo OFDM USDS, usando una FFT según la manera habitual. A continuación, las ubicaciones de portadoras recibidas (según las detecte la FFT) se pueden comparar con aquellas esperadas, y por lo tanto se puede estimar la desviación de frecuencia.

45 La presencia de un multitrayecto (que claramente puede tener una duración que supere  $T_A$ , para aquellos modos en los que se usa una FFT larga para los símbolos de datos) producirá una interferencia cruzada sustancial desde el símbolo de datos inmediatamente previo sobre el USDS y, por tanto, únicamente será posible transportar un número muy pequeño de bits usando el USDS. En efecto, el pequeño número de posibles secuencias en el dominio de la frecuencia sirve como palabras de código de un sistema de codificación y modulación altamente redundante.

50 La “información estrictamente limitada” que se puede transportar se usa para indicar cuál de un pequeño número de posibles tamaños de FFT se usa para los símbolos de datos que, junto con el símbolo USDS, comprenden la trama de la señal.

55 El proceso en un receptor se puede resumir como:

- 60 • buscar el USDS usando el método de G-IC de la figura 4

- si no se encuentra, no existe ninguna señal del tipo deseado (por ejemplo, DVB-T2) sobre este canal de RF
- si se encuentra, obsérvese que se indica el inicio de una trama, y que ahora se conoce la posición del USDS
- demodular el USDS, usando una FFT de tamaño  $N_{USDS}$
- correlacionar magnitudes de portadoras de USDS con aquellas esperadas, para estimar la desviación de frecuencia aproximada
- demodular el USDS de forma más detallada para obtener la señalización que indica el tamaño  $N_D$  de la FFT de símbolos de datos
- usar el método de G-IC de la figura 4, aunque adaptado a las necesidades del tamaño  $N_D$  de la FFT de símbolo de datos indicado
- el intervalo de guarda de datos se puede determinar a partir del periodo entre los impulsos de G-IC resultantes
- comenzar a demodular los símbolos de datos principales

Aunque el USDS se ha descrito como un símbolo OFDM de intervalo de guarda convencional (a pesar de los parámetros particulares), se apreciará que el mismo se podría sustituir por cualquier secuencia en el dominio del tiempo, conveniente, a la cual se le adjuntara una repetición del tipo intervalo de guarda (parcial). Evidentemente, sería necesario que esta secuencia fuera de una forma de banda limitada apropiadamente para corresponderse con el ancho de banda ocupado por los símbolos OFDM, cuyo espectro queda definido naturalmente en un grado sustancial una vez que se fija el número de portadoras activas. Una secuencia de este tipo, definida en el dominio del tiempo, se podría transformar usando una FFT de tamaño igual a la longitud de la secuencia (excluyendo la extensión de G-I) en el dominio de la frecuencia. Los coeficientes en el dominio de la frecuencia proporcionarían entonces una definición de estilo OFDM, alternativa, de exactamente la misma frecuencia. De hecho, los dos planteamientos son completamente equivalentes. La característica clave es la adición del intervalo de guarda que permite la ubicación del impulso usando el planteamiento de correlación de intervalos de guarda.

Un planteamiento alternativo en el dominio del tiempo inserta una secuencia conocida en el dominio del tiempo. A continuación, el receptor correlaciona la señal recibida con una versión almacenada de esta secuencia conocida, tras lo cual se producirá un pico de correlación cuando se encuentre la secuencia insertada. La "definición" de este pico depende de la función de auto-correlación de la secuencia insertada; estará fundamentalmente limitada debido a la limitación de la banda (obligatorio). El inconveniente de este modo es que la detección de un pico de correlación claro ya no se producirá una vez que la señal, según sea recibida, se desvíe en frecuencia por los efectos combinados de un error de sintonización del receptor y cualquier desviación intencionada de frecuencia del transmisor. La forma exacta del deterioro dependerá de la secuencia seleccionada.

La disposición recién descrita, basada en el uso de la correlación de intervalos de guarda, tiene algunas limitaciones, haciendo frente a todas ellas la nueva forma de realización de la invención. Una de las limitaciones aparece si el intervalo de tamaños  $N_D$  de la FFT de símbolos de datos incluye el mismo tamaño  $N_{USDS}$  que se usa para el símbolo de descubrimiento de señal. Cuando  $N_D$  es igual a  $N_{USDS}$ , entonces el correlador de intervalos de guarda proporcionará un impulso de salida para cada símbolo, datos o descubrimiento de señal. Por lo tanto, en este caso, se necesita algo más para identificar cuál de ellos se corresponde con el USDS. Esto llevará más tiempo, aunque quizás no es tan importante como parece, ya que por lo menos se ha reconocido correctamente que hay presente una señal de televisión digital. Si la misma es DVB-T2, entonces se desearía que el receptor consumiese el tiempo necesario para demodular datos suficientes con el fin de extraer la información del nombre de servicio deseada. La complicación es que el receptor simplemente no puede seguir un único algoritmo para lograr el resultado deseado.

Un problema más irritante aparece si el  $N_{USDS}$  se corresponde con uno de los tamaños de FFT usados en la DVB-T, puesto que entonces se producirá una respuesta:

- para cada símbolo en presencia de DVB-T
- para cada símbolo en el caso en el que la DVB-T2 esté presente pero  $N_D$  sea igual a  $N_{USDS}$
- únicamente sobre el USDS en el caso de otros modos de la DVB-T2.

La resolución del proceso ya no es tan sencilla! Lo que se desearía es una indicación única de DVB-T2.

Surge otro problema fundamental con la correlación de intervalos de guarda cuando la señal recibida contiene también una fuente interferente de CW, lo cual se describirá posteriormente.

Otro inconveniente se refiere a ciertos valores de retardo “peligrosos” cuando el canal de propagación contiene trayecto(s) retardado(s) además del primero - siendo un ejemplo práctico el uso de una Red de Una Sola Frecuencia (SFN), algo que la elección del COFDM hace sea posible. Se produce un ejemplo sencillo cuando existe un trayecto de propagación, de cualquier amplitud significativa arbitraria, cuyo retardo con respecto al primero es igual  $T_A$ .

En este caso, para todos los símbolos de datos (que se supone que se seleccionan de manera que pertenecen a un modo con símbolos más largos y un intervalo de guarda largo, puesto que, sino, no se podría esperar que la demodulación de la señal de datos lidiara con un retardo de trayecto tan largo) existirá una correlación perfecta entre el componente del trayecto directo (en la salida del elemento de retardo del correlador) y el componente de trayecto retardado (en la entrada al retardo del correlador). El resultado es que la salida del correlador contendrá una desviación de DC con ruido que anegará el impulso de correlación deseado. Esto se muestra en la figura 9.

Se produce una excepción especial más específica cuando hay dos trayectos, el segundo es el inverso del primero, y el retardo relativo es igual a  $T_A$ . Entonces, el impulso de G-IC de salida se reducirá en cuanto a tamaño, en función de la longitud del intervalo de guarda del USDS. Cuando el G-I es de esa misma longitud  $T_A$  (es decir, el intervalo de guarda es del 100%) no existe ninguna salida (deseada) desde el correlador en absoluto. Es evidente que estos diversos efectos “peligrosos” podrían posiblemente aparecer, aunque quizás de forma poco frecuente, puesto que, como parte del deseo de eficacia, se realizarían esfuerzos por mantener  $T_A$  a un valor relativamente corto, lo cual significa que podría ser fácilmente menor que la extensión de canales para la cual se pretende realizar el diseño. Por ejemplo, la DVB tiene un modo con FFT 8K y la fracción de G-I  $\Delta_D$  igual a 1/4. Esto significa que el sistema está diseñado para lidiar sin errores con unas extensiones de canales cuya longitud es 2K muestras. De aquí se deduce que incluso la elección de 2K para la FFT de USDS ya es marginal, incluso antes de que se considere que se supone que la DVB-T2 ofrece una ampliación modesta de la posible extensión de canal con respecto a la proporcionada por la DVB-T.

#### Símbolo único de descubrimiento de señal con desplazamiento de frecuencia

Para superar los diversos problemas antes descritos con el caso general de un Símbolo Único de Descubrimiento de Señal, se realiza una modificación significativa sobre el USDS tal como se muestra y describe a continuación en relación con la primera forma de realización de las figuras 5 y 6. La modificación significativa es que la segunda parte del USDS, B en la figura 5, se cambia de manera que resulta ser una copia desplazada en frecuencia de por lo menos la primera parte del USDS A.

Supóngase que el desplazamiento de frecuencia es  $f_{SH}$ , entonces B es simplemente A multiplicado por  $e^{j2\pi f_{SH}t}$ . Está claro que el USDS ya no tiene el aspecto de un símbolo OFDM convencional. La elección de  $f_{SH}$  se describirá a su debido tiempo. Claramente el desplazamiento se puede implementar según se describe matemáticamente, por la multiplicación de la señal, en el dominio del tiempo, usada en A. No obstante, si  $f_{SH}$  se puede seleccionar de manera que sea un número completo de separaciones entre portadoras de símbolos USDS, entonces la implementación resulta todavía más sencilla.

Igual que la forma de onda de A se constituye a partir de los coeficientes deseados en el dominio de la frecuencia usando una FFT, B se realiza del mismo modo, usando exactamente los mismos coeficientes de frecuencia aunque desplazados en el número apropiado de posiciones de portadora.

Por lo tanto, se dispone de dos implementaciones posibles alternativas para aplicar el desplazamiento de frecuencia a la parte repetida del símbolo. En la primera implementación, el símbolo USDS se produce de la misma manera que los símbolos de datos mediante un bloque IFFT que recibe los coeficientes de portadoras que define el símbolo USDS. La representación digital de la parte repetida resultante del símbolo del USDS se desplaza a continuación en frecuencia. Los símbolos de datos no se desplazan en frecuencia de esta manera. Conceptualmente, esto se puede considerar como coger un flujo continuo de símbolos (que incluyen símbolos USDS y datos) pero multiplicando la parte repetida de los símbolos USDS únicamente por el desplazamiento de frecuencia. En la segunda implementación, el desplazamiento de frecuencia de la parte retardada del símbolo USDS se logra almacenando los coeficientes de frecuencia del símbolo USDS y, a continuación, desplazando todos los coeficientes en un número especificado de portadoras antes del bloque de IFFT. Las dos implementaciones logran el mismo resultado.

La porción desplazada en frecuencia podría preceder en el tiempo a la porción no desplazada en frecuencia, o la porción desplazada en frecuencia podría suceder en el tiempo a la porción no desplazada en frecuencia. Estas dos alternativas también logran el mismo resultado.

El procesado del receptor es prácticamente el mismo que el descrito previamente, pero con una diferencia clave. Para explicar esto, considérese qué ocurriría si el receptor de la figura 4 se usase sin cambios. La salida del multiplicador complejo, durante el periodo en el que las partes correspondientes de A y B están presentes en sus entradas, se multiplica ahora por el tono complejo para desplazar B con respecto a A. Se desplazará en sentido o bien ascendente o bien descendente en  $f_{SH}$ , en función de qué entrada de multiplicador tenga aplicada la conjugación compleja. En el ejemplo mostrado en la figura 4, la conjugación se aplica a la entrada retardada. La entrada para el retardo contendrá B en el momento en el que A está saliendo desde la salida del retardo. De aquí se

deduce que, en este caso, puesto que A se conjuga, la salida del multiplicador parecerá haberse desplazado en sentido ascendente en  $f_{SH}$ , es decir, multiplicada por  $e^{j2\pi f_{SH}t}$ . De aquí se deduce a su vez que, simplemente multiplicando la salida del multiplicador a su vez por  $e^{-j2\pi f_{SH}t}$ , se devuelve la señal alimentada al filtro a lo que era antes de que se cambiase la señal transmitida. De aquí se deduce que, en condiciones sin interferencia o valores de retardo “peligrosos”, la propuesta nueva y la técnica anterior producirán exactamente los mismos resultados, y funcionarán según se desee para producir una indicación de la presencia y la ubicación del USDS.

En la figura 6 se muestra una posible disposición de procesado del receptor. El multiplicador adicional se podría colocar igualmente delante del multiplicador conjugado; en función de cuál de las dos posibles ubicaciones mencionadas se seleccione, entonces sería necesario multiplicar por o bien  $e^{j2\pi f_{SH}t}$  o bien  $e^{-j2\pi f_{SH}t}$ , según resulte apropiado. Esto es debido a que el proceso de multiplicación es conmutativo y por lo tanto el desplazamiento de frecuencia se puede aplicar antes o después de la multiplicación conjugada.

Sin el desplazamiento de frecuencia descrito, la disposición podría padecer falsas detecciones, si cualquier parte de la señal usa la FFT del mismo tamaño,  $N_{USDS}$ , que se usa para el símbolo de descubrimiento de señal. No obstante, con la presente forma de realización la señal transmitida para el USDS se modifica según el desplazamiento de frecuencia aplicado a la parte B, mientras que los símbolos de datos no. Cuando se introduce un símbolo de datos (que tiene el mismo tamaño de FFT que el USDS) en el detector de la figura 6, la salida del primer multiplicador, conjugado, proporcionará una correlación sin desplazamiento, tal como en la disposición no desplazada en frecuencia. No obstante, esto a continuación se encuentra con el desplazamiento de frecuencia  $-f_{SH}$  aplicado por el segundo multiplicador, antes de la filtración. Si se selecciona  $f_{SH}$  y la longitud del filtro media móvil al relacionar de tal modo que esta última contenga un número completo de ciclos de  $f_{SH}$ , entonces de aquí se deduce que el impulso de detección falsa, no deseado, se cancela por la acción del filtro de media móvil.

El filtro de media móvil es una etapa importante en el proceso. Para entender cómo el filtro de media móvil elimina señales no deseadas, considérese la salida del retardo, el multiplicador complejo y el desplazamiento de frecuencia como una señal compleja modulada en el tiempo (con componentes sobre dos ejes). Cualquier ruido sobre el periodo del promediado en el tiempo se reducirá a cero. Sin embargo, de forma significativa, cualquier forma de onda que realice una o más rotaciones completas en el ángulo de fase sobre el periodo de promediado también se reducirá hacia cero (ya que, sobre el periodo de promediado, se producen contribuciones iguales y opuestas sobre cada uno de los ejes). Esto es precisamente lo que le pasa a los símbolos de datos (que no se desplazan en frecuencia en el transmisor) cuando el desplazamiento de frecuencia se aplica en el receptor. Cuando se recibe un símbolo de datos normal, la salida del retardo, el multiplicador complejo y el desplazamiento de frecuencia es una forma de onda compleja que gira en ángulo de fase sobre el periodo correspondiente a  $f_{SH}$ . Consecuentemente, esto se reduce hacia cero debido a que, sobre el periodo correspondiente a  $f_{SH}$ , se producen contribuciones iguales y opuestas en todas las direcciones de fase. Por contraposición, sin embargo, el símbolo USDS (que tiene un desplazamiento de frecuencia para la parte repetida en el transmisor) produce una salida del retardo, el multiplicador complejo y el desplazamiento de frecuencia, que es una forma de onda de tipo impulso que no gira en ángulo de fase sobre el periodo correspondiente a  $f_{SH}$  y por lo tanto produce una salida a partir del filtro de media móvil. En la medida en la que la entrada al filtro de media móvil es aproximadamente un impulso cuadrado, la salida del filtro de media móvil es aproximadamente un pico triangular.

Por ejemplo, si se hace  $T_A = T_B$ , de manera que el USDS tiene un 100% de intervalo de guarda, y se adapta el filtro de media móvil de manera que tenga también la longitud  $T_B$ , entonces se podría seleccionar  $f_{SH}$  de manera que fuera cualquier número entero positivo de separaciones de portadora del símbolo A. En efecto, se ha hecho que el USDS se haga verdaderamente único en relación con los otros símbolos.

La forma de realización de la invención evita problemas de fuentes interferentes de CW. Estas provocan que un valor constante de DC complejo aparezca en la salida del primer multiplicador conjugado. Con la presente forma de realización, esto se convierte en una exponencial compleja  $e^{-j2\pi f_{SH}t}$ , la cual está exactamente promediada por el filtro media móvil, siempre que  $f_{SH}$  y la longitud del filtro de media móvil estén relacionadas, tal como ya se ha descrito anteriormente (para suprimir falsas detecciones).

La forma de realización también evita problemas con los “Retardos peligrosos”. Los efectos no deseados de los mismos son también sustancialmente cancelados por la acción combinada del desplazamiento y el filtro de media móvil, de una forma similar a los dos casos anteriores. El caso ilustrado en la figura 9 muestra cómo la existencia de un segundo componente de trayecto retardado en  $T_A$  con respecto al primero provoca que aparezcan componentes correlacionados en la entrada y la salida del “correlador de intervalos de guarda”, y provocando así una salida no deseada de “DC con ruido” a partir del correlador. No obstante, en nuestra propuesta esto se multiplica por  $e^{-j2\pi f_{SH}t}$  y a continuación se promedia por medio del filtro de media móvil (de la misma manera que la descrita anteriormente, a saber que el componente de DC se convierte en una señal que realiza una o más rotaciones completas en ángulo de fase sobre el periodo correspondiente a  $f_{SH}$  y por lo tanto el filtro de media móvil sumará contribuciones iguales y opuestas de todos los ángulos de fase sobre este periodo).

Se podrían seleccionar muchas combinaciones de parámetros para aprovechar la técnica presentada en este documento. El requisito importante es que la longitud del filtro de media móvil debe ser un múltiplo entero del

periodo del desplazamiento de frecuencia impuesto en el transmisor, es decir

$$T_{\text{FILTRO}} = \text{entero}/f_{\text{SH}}$$

5 Habitualmente es preferible adaptar el filtro a la longitud del impulso de correlación subyacente, que en este caso es igual a la longitud del “intervalo de guarda” desplazado en frecuencia, de manera que se tiene:

$$T_B = T_{\text{FILTRO}} = \text{entero}/f_{\text{SH}}$$

10 Habiendo establecido esto, se observa que existe un grado de compromiso implícito en la inserción del USDS. Se desea que el mismo esté allí de forma razonablemente frecuente (de modo que el receptor no tenga que esperar demasiado para encontrarlo) y se desea también que el mismo sea detectado de manera fiable. La fiabilidad de la detección mejora con el aumento de la longitud de B, puesto que, entonces, el filtro de media móvil puede en efecto filtrar cualesquiera perturbaciones de tipo ruido más agresivamente, dejando un impulso detectado más claro. No obstante, no se desea perder capacidad significativa de datos como resultado de transmitir el USDS, puesto que una vez que el receptor está bloqueado el USDS entonces no tiene esencialmente ningún interés. Por lo tanto, las restricciones de capacidad implican reducir la longitud y la velocidad de repetición del USDS, mientras que la fiabilidad y la velocidad de adquisición de la señal implican lo opuesto.

20 En la presente forma de realización, un ejemplo en el que los modos especificados para símbolos de datos podrían incluir FFT de 1, 2, 4, 8, 16, y 32K, consiste en usar FFT de 1K para el USDS con  $T_A = T_B$ , es decir, el “intervalo de guarda” es del 100%. Esto se podría combinar con un desplazamiento de frecuencia que sea igual a una separación entre portadoras en el símbolo A, es decir, una separación entre portadoras OFDM de 1K.

25 La forma de realización de la invención descrita tiene las siguientes ventajas:

- el USDS se puede diferenciar de forma única cualquiera que sea el tamaño de FFT que se use para los símbolos de datos, y no será detectado falsamente cuando se reciba una señal (tal como la DVB-T) que no contenga el USDS, incluso cuando se use el mismo tamaño de FFT
- el efecto de la interferencia de CW (por el cual una gran desviación de DC puede anegar el impulso de correlación deseado) se cancela garantizando que  $T_{\text{FILTRO}} = \text{entero}/f_{\text{SH}}$  y esto se logra con una mayor simplicidad de la que habría sido necesaria si no se aplicase el desplazamiento
- los “retardos peligrosos” antes descritos ya no provocan problemas

Se ha apreciado, sin embargo, que con la disposición de la primera forma de realización, ya no es posible determinar la parte fraccionaria de la desviación deseada de la frecuencia de la señal indicando el argumento del impulso de salida (complejo). Esto es debido a que en este momento el argumento incluye una desviación de frecuencia entre el transmisor y el receptor y una diferencia de fase entre el desplazador de frecuencia del transmisor y el desplazador de frecuencia del receptor.

45 No obstante, debería observarse que, aunque esto en principio sería posible sin el desplazamiento de frecuencia del intervalo de guarda, es cuestionable si se debería tener mucha dependencia de la medición, especialmente en presencia de una fuente interferente de CW. No obstante, la técnica se puede ampliar para restablecer esta capacidad, tal como se describe a continuación en relación con la segunda forma de realización.

Símbolo único de descubrimiento de señal con dos componentes de desplazamiento de frecuencia

50 Para mejorar adicionalmente la técnica del Símbolo Único de Descubrimiento de Señal con desplazamiento de frecuencia de la primera forma de realización, se puede realizar un cambio adicional tal como se demuestra y describe a continuación en relación con la segunda forma de realización de las figuras 7 y 8. La segunda forma de realización recupera la posibilidad de realizar medición de frecuencias.

55 Tal como se ha explicado anteriormente, el USDS de dos partes de la primera forma de realización, en el que la segunda parte, B, está desplazada en frecuencia con respecto a la primera parte, A, pierde la capacidad de resolver la desviación de frecuencia de la señal entrante. La correlación de intervalos de guarda de una señal OFDM sin desplazamiento de frecuencia, puede medir la “parte fraccionaria” de la desviación de frecuencia indicando el argumento del impulso de correlación complejo (de forma habitual y beneficiosa después de que el mismo haya sido suavizado mediante el filtro de media móvil de la figura 4). Este argumento se incrementa en  $2\pi$  radianes por cada aumento de la desviación de frecuencia igual a la separación entre portadoras de símbolos OFDM. Obsérvese que esta separación entre portadoras es el inverso de  $T_A$  (en las figuras 4 y 5). Por tanto, si se calcula  $f_{\text{DESVIACIÓN}} T_A$ , entonces esto representa la desviación en unidades de separaciones entre portadoras. Se puede considerar que esto consta de una parte entera y una parte fraccionaria; esta última es lo que se indica por medio del argumento del impulso de correlación según:

parte fraccionaria de  $(f_{\text{DESVIACIÓN } T_A} = \arg(\text{impulso})/2 \pi$

Con la disposición de la primera forma de realización, tal como se ha descrito anteriormente, cualquier desviación de frecuencia en la entrada sigue afectando al argumento del impulso (en la salida del filtro de media móvil de la figura 6) pero se adiciona otro ángulo. Esto está relacionado con la fase arbitraria del oscilador del receptor (que constituye el  $e^{-j2\pi f_S H t}$ , de la figura 6) en comparación con la fase de la forma de onda de desplazamiento según se aplique en el transmisor, junto con el efecto del retardo del trayecto. Por lo tanto, se adiciona un ángulo desconocido al ángulo provocado por la desviación de frecuencia que se deseaba medir, y por lo tanto, a partir del argumento del impulso, no se puede deducir nada.

No obstante, se ha apreciado que esto se puede corregir, en efecto, realizando dos mediciones que incurren ambas en el mismo error desconocido, y a continuación, combinándolas para cancelar la incógnita. Esta es la base de la segunda forma de realización. Lo que se requiere es realizar dos mediciones de tal modo que la incógnita se pueda cancelar, aunque sin cancelar lo que se desea medir. Esto se realiza sumando otra parte desplazada en frecuencia de la forma de onda, véase la figura 7, delante de las partes existentes A y B. Para continuar con la explicación, se conservará la anotación existente para las secciones originales de la forma de onda, proporcionando las partes C, A y B de manera sucesiva.

La parte A es el símbolo de FFT completo original, las partes B y C son las copias de la totalidad o de parte de A que se someten también a desplazamientos de frecuencia. Para proporcionar un ejemplo concreto, se podría escoger que C y B se sometan al mismo desplazamiento, en sentido ascendente, en frecuencia (la magnitud a su vez podría ser igual de manera conveniente a una separación entre portadoras de la FFT usada para realizar A). En efecto, en este momento tenemos un desplazamiento, en sentido descendente, entre C y A, y un desplazamiento, en sentido ascendente, entre A y B.

Si se realiza una "correlación de intervalos de guarda" sobre la forma de onda recién descrita, usando un retardo de correlación de  $T_A$ , entonces se obtendrá como resultado una correlación durante el periodo de longitud  $T_C$  cuando las dos partes de la forma de onda que se están comparando se encuentran en C y la última parte de A. Se obtendrá como resultado otra correlación inmediatamente después de esto, cuando las dos partes de la forma de onda que se están comparando se encuentran en la primera parte de A y en B. Ambas correlaciones mencionadas se verán afectadas por la presencia de los desplazamientos de frecuencia insertados en la transmisión. Si los desplazamientos en la transmisión se escogen tal como se sugiere, es decir, tanto C como B se desplazan en la misma magnitud en la misma dirección, entonces su efecto en el receptor es de la misma magnitud pero en direcciones opuestas. Por ejemplo, C (por ejemplo desplazado en sentido ascendente) precede a A (no desplazado), pero entonces A precede a B (desplazado en sentido ascendente).

En la figura 8 se muestra una implementación de un receptor, de acuerdo con la segunda forma de realización. Esta implementación de ejemplo comienza con un "correlador de intervalos de guarda" de longitud  $T_A$ , similar al mostrado previamente en las figuras 4 y 6. La salida del correlador alimenta a continuación dos combinaciones de desplazador de frecuencia y filtro de media móvil. Un desplazador desplaza en sentido ascendente en frecuencia y el otro en sentido descendente. En nuestro ejemplo, en el que tanto C como B se desplazan en sentido ascendente en el transmisor, se deduce que la combinación superior detecta la correlación entre C y A, y la combinación inferior detecta la correlación entre A y B.

Obsérvese que los desplazamientos en sentido ascendente y descendente los suministra realmente el mismo oscilador y, por lo tanto, se garantiza que están relacionados en fase; esto se dispondría generando, por ejemplo,  $e^{j2\pi f_S H t}$  para el primer desplazador y a continuación simplemente conjugando esto para proporcionar el  $e^{-j2\pi f_S H t}$  necesario para el segundo desplazador. La correlación entre A y B se produce  $T_B$  más tarde que la correspondiente entre C y A, de modo que la salida del filtro superior pasa a través de otro retardo de  $T_B$  antes de que se multipliquen las dos salidas de desplazamiento-y-filtro. Cada una de las salidas del filtro se ve afectada por una rotación desconocida (tal como se ha descrito anteriormente) que es el resultado de la fase arbitraria del oscilador de desplazamiento del receptor. No obstante, puesto que para las dos se usa exactamente el mismo oscilador del receptor, aunque actuando en direcciones de desplazamiento opuestas, las dos padecen rotaciones en direcciones opuestas. Por lo tanto, la multiplicación de las dos provoca que se cancele la rotación desconocida, lográndose nuestro objetivo. La rotación deseada, provocada por la desviación de frecuencia de la señal completa en el receptor, actúa en la misma dirección para ambos trayectos. De aquí se deduce que el argumento del impulso de salida final es el doble del dado en la ecuación anterior.

La segunda forma de realización tal como se acaba de describir e ilustrar en las figuras 7 y 8 comparte todas las ventajas especificadas en relación con la primera forma de realización, además de eliminar la desventaja presentada en la misma. Gracias a la cancelación del efecto desconocido de la fase del oscilador de desplazamiento del receptor, el argumento del impulso de salida puede seguir usándose para determinar la "parte fraccionaria" de la desviación de la frecuencia de la señal.

Las posibles desventajas son: el USDS es ahora más largo con el fin de dar acomodo a las partes C, A y B en lugar de simplemente A y B; y la complejidad de detectar el USDS en el receptor se incrementa ligeramente.

Tal como se ha explicado anteriormente, las partes B y C del USDS son las copias de la totalidad o de parte de A que se someten a desplazamientos de frecuencia. Es posible una serie de elecciones posibles de la longitud de las partes B y C.

Una primera posibilidad es que las partes B y C sean de la misma longitud, siendo cada una de ellas la mitad de la longitud de A. Por ejemplo, una disposición consiste en disponer  $T_C$ ,  $T_A$ ,  $T_B$  de manera que sean 512, 1.024, 512 muestras respectivamente, mientras se usa una longitud de filtro de media móvil  $T_R$  de 512 muestras y una  $f_{SH}$  de adaptación de 2 separaciones entre portadoras de 1K. No obstante, esto puede proporcionar correlaciones no deseadas. La razón es que cuando dos trayectos están separados por la mitad del periodo de  $f_{SH}$ , sus impulsos de correlación son opuestos en cuanto al signo y por lo tanto tienden a cancelarse en los lugares en los que se superponen. Por lo tanto, se obtienen dos impulsos discretos de amplitud algo reducida.

Una alternativa preferida que evita correlaciones no deseadas tiene  $T_C$  y  $T_B$  de longitud desigual. Por ejemplo, resulta conveniente hacer que las mismas cumplan la relación  $T_C = 512 + K$ ,  $T_B = 512 - K$ , donde K es un entero adecuado y pequeño, diferente de cero. Por lo tanto,  $T_C + T_B = 1.024$ , tal como anteriormente. Las correlaciones no deseadas inicialmente se reducen en amplitud de manera rápida a medida que K aumenta. Un valor de  $K = 30$  parece ser adecuado (aunque el óptimo es muy amplio). Esta alternativa preferida proporciona una mejora adicional diferenciada para el caso del retardo "crítico" (ahora 512 muestras).

Además de las diversas elecciones de longitud de B y C, existen también elecciones en relación con qué parte de la porción A se usa para las copias B y C. Una posibilidad es que C sea una copia de la última parte de A, y B una copia de la primera parte de A. De este modo, en todos los casos, la copia está separada por el tiempo  $T_a$  (igual a la longitud de A), con respecto al punto correspondiente en A. Esto es simplemente igual que la formación convencional de intervalo de guarda excepto por la diferencia clave de añadir un desplazamiento de frecuencia. De este modo, la longitud de retardo requerida en cada uno de los "correladores de intervalos de guarda", en este ejemplo, es también  $T_a$ .

Puesto que  $T_a$  es el inverso de la separación entre portadoras, esto significa que, cuando se produce una desviación de frecuencia, el impulso de correlación complejo característico de cada correlador tiene un argumento igual a  $2 \text{ Pi}$  veces la desviación módulo la separación entre portadoras. En otras palabras, cada uno mide potencialmente la desviación de frecuencia fina en el intervalo  $-1/2$  a  $+1/2$  la separación entre portadoras. Cada uno de los correladores mide potencialmente la desviación, puesto que cada uno de ellos contiene una desviación desconocida provocada por la fase arbitraria del oscilador usado como desplazador de frecuencia. Esto muestra claramente una ventaja de usar dos porciones C así como B; mediante la combinación de las dos salidas de correlador según la manera mostrada se cancela este error desconocido. No obstante, la medición deseada tiene su argumento doblado, pero únicamente todavía se puede determinar por módulo  $2 \text{ Pi}$ . Por tanto, en efecto, se mide en estos momentos el componente fino sobre el intervalo  $-1/4$  a  $+1/4$  la separación entre portadoras, tras lo cual vuelve al inicio y repite.

El filtro de media móvil, en la medida en la que se use con una cualquiera o dos porciones de intervalo de guarda desplazadas en frecuencia, según se ha explicado anteriormente, podría presentar una variedad de longitudes que son múltiplos enteros del periodo del desplazamiento de frecuencia impuesto en el transmisor. Una posibilidad es adaptar la longitud del intervalo de guarda  $T_C$  o  $T_B$ . Preferentemente, se usa una  $T_R$  más larga (longitud de filtro). Al hacerlo así, se escoge también una  $f_{SH}$  correspondiente menor  $= 1/T_R$ . Se mantiene esta relación recíproca de manera que se obtengan los beneficios deseados a partir de la estructura C-A-B, a saber resistencia a fuentes interferentes de CW y ciertas correlaciones no deseadas con características principales de la señal. Se corre el riesgo de hacer que los impulsos de correlación tengan un poco menos de ruido, puesto que se añade al impulso ruido de las partes de la forma de onda de correlación próximas, aunque exteriores, a la verdadera región de correlación. No obstante, se pueden obtener ventajas. Si se va al valor convenientemente redondeado de  $T_R = 1.024$  muestras (y una  $f_{SH}$  de adaptación de una separación entre portadoras de 1K) la longitud de eco de 0 dB potencialmente nociva se convierte ahora en 512 muestras. Puesto que los impulsos, en cierto sentido, tienen una menor superposición en esta separación, se reduce mucho la importancia de la cancelación. Se sigue obteniendo dos impulsos finos discretos, pero su amplitud es mucho más reducida que para la anterior propuesta.

En resumen, la forma de realización de la propuesta de desplazamiento de dos frecuencias tiene una estructura de C-A-B para el símbolo de P1 transmitido. A es un símbolo OFDM (1K).

Las longitudes de las tres partes son:

- C: longitud  $T_C = 512 + K$  muestras
- A: longitud  $T_A = 1.024$  muestras
- B: longitud  $T_B = 512 - K$  muestras

CAB longitud total = 2.048 muestras cualquiera que sea la K que se escoja.  $K = 30$ .

En el receptor, se aplica un filtro de media móvil de longitud  $TR = 1.024$  muestras. Éste interactúa con la  $f_{SH}$  especificada de tal manera que se eliminan términos constantes complejos, según son provocados por condiciones de fuentes interferentes de CW y ciertas correlaciones no deseadas.

5 Son posibles varias estructuras del receptor. La mostrada en la figura 10 tiene la cualidad de minimizar los multiplicadores complejos aunque también se corresponde con lo que se esperaría en términos de direcciones de desplazamiento. Es posible re-disponer la estructura (y, por ejemplo, cambiar números de multiplicadores por fases de retardo) aunque, entonces, se debe tener cuidado de garantizar que la fase arbitraria del oscilador de desplazamiento del receptor queda cancelada correctamente por la disposición de CAB.

10

Ampliación para la primera y la segunda formas de realización

La parte A del USDS se escoge de manera que sea la FFT de una de un pequeño número de diferentes secuencias en el dominio de la frecuencia, con el fin de usarla para transportar una cantidad muy limitada de información. En este caso, se escogió para indicar qué tamaño de FFT (de entre un pequeño número posible) se usó para posteriores símbolos de datos. Esto sigue siendo posible o bien con la primera o bien con la segunda forma de realización. No obstante, surge otra posibilidad, aunque únicamente también adecuada para un número estrictamente limitado de casos.

15

20

Ésta implica usar una de pequeña selección de posibles valores de  $f_{SH}$ . Las implementaciones del receptor de las figuras 6 y 8 únicamente responderán a un USDS que tenga el mismo valor de  $f_{SH}$  impuesto en el transmisor que el que se aplica en el detector del receptor. De aquí se deduce que si un receptor contuviera implementaciones paralelas con diferentes desplazamientos, el mismo podría indicar cuáles se habían transmitido y recibido.

25

Esto presenta la clara desventaja de requerir una complejidad adicional en la detección de todos los valores posibles de  $f_{SH}$  en paralelo, aunque se compensa eliminando la necesidad de diferenciar secuencias en el dominio de la frecuencia tras la demodulación FFT de A, tal como en el caso que no lleva esta modificación.

30

Aunque las formas de realización se han descrito en relación con señales COFDM DVB, la invención se podría aplicar a otras señales tales como telefonía móvil, redes inalámbricas o comunicaciones por líneas eléctricas. Tal como se apreciará ahora, la invención es aplicable a cualquier señal de difusión mediante la inclusión de uno o más elementos que se repiten en la transmisión (a los que se hace referencia en la presente como "símbolo"). En señales que no sean DVB, a los elementos que se repiten en parte se les puede hacer referencia con otras denominaciones aunque permanece el principio de repetición de parte de una señal con un desplazamiento de frecuencia.

35

**REIVINDICACIONES**

- 5 1. Aparato (10) para producir una señal del tipo que comprende símbolos de datos y símbolos únicos de descubrimiento de señal, presentando los símbolos una porción de símbolo activa para difusión, que comprende:
- unos medios para proporcionar un símbolo que tiene una porción de símbolo activa;
  - unos medios (30) para proporcionar una porción de repetición de por lo menos parte de la porción de símbolo activa del símbolo único de descubrimiento de señal, siendo la porción de repetición adyacente a la porción de símbolo activa; caracterizado porque presenta
  - unos medios para disponer la porción de símbolo activa y la porción de repetición del símbolo único de descubrimiento de señal de manera que estén desplazadas en frecuencia una con respecto a otra.
- 10
- 15 2. Aparato según la reivindicación 1, en el que la señal es una señal OFDM y los medios para proporcionar el símbolo comprenden un asignador de correspondencias de frecuencias portadoras (46) y un codificador de OFDM (50).
- 20 3. Aparato según la reivindicación 2, en el que el asignador de correspondencias de frecuencias portadoras (46) y el codificador de OFDM (50) están dispuestos para producir la porción de repetición desplazando el establecimiento de correspondencias de frecuencias portadoras correspondiente a la porción de repetición en relación con la porción de símbolo activa.
- 25 4. Aparato según la reivindicación 2 o 3, en el que el asignador de correspondencias de frecuencias portadoras (46) y el codificador de OFDM (50) están dispuestos para desplazar en frecuencia la porción de repetición y la porción activa una con respecto a otra, para los símbolos de descubrimiento, pero no para los símbolos de datos.
- 30 5. Aparato según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que la señal incluye una porción de repetición adicional, que comprende:
- unos medios (30) para proporcionar una porción de repetición adicional de por lo menos parte del símbolo adyacente a la porción de símbolo activa; y
  - unos medios para disponer la porción de símbolo activa y la porción de repetición adicional de modo que estén desplazadas en frecuencia una con respecto a otra.
- 35
- 40 6. Aparato según la reivindicación 5, en el que la porción de repetición y la porción de repetición adicional están desplazadas en frecuencia en el mismo sentido con respecto a la porción de símbolo activa.
- 45 7. Aparato según la reivindicación 6, en el que la porción de repetición y la porción de repetición adicional están desplazadas en frecuencia en la misma magnitud cada una de ellas.
8. Aparato según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que la señal es una señal de televisión digital y cada porción de repetición de cada símbolo comprende un intervalo de guarda.
- 50 9. Aparato según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que la señal es una señal de televisión digital y el aparato es un transmisor de televisión digital.
- 55 10. Transmisor de televisión digital (10) para generar y transmitir una señal de televisión del tipo que comprende una señal OFDM que comprende una pluralidad de símbolos OFDM que comprenden, cada uno de ellos, un periodo de símbolo activo y un periodo de intervalo de guarda, siendo por lo menos uno, aunque no la totalidad de los símbolos, un símbolo único de descubrimiento de señal, que comprende:
- una sección de codificación de canales (14) para proporcionar un flujo continuo de bits digital para la transmisión,
  - un asignador de correspondencias (46) para establecer correspondencias del flujo continuo de bits con una pluralidad de subportadoras con el fin de producir una representación digital de señales multiplexadas sobre las subportadoras,
  - un codificador de OFDM (50) para ejecutar una transformada de Fourier sobre la representación digital con el fin de producir una señal OFDM que comprende símbolos que tienen periodos de símbolo activos,
  - un insertador de intervalos de guarda (54) para insertar un intervalo de guarda que tiene un periodo de intervalo de guarda adyacente a cada símbolo, comprendiendo cada intervalo de guarda una repetición de por lo menos una porción del periodo de símbolo activo adyacente respectivo,
- 60
- 65

- 5
- caracterizado porque el asignador de correspondencias (46), el codificador de OFDM (50) y el insertador de intervalos de guarda (54) están dispuestos para producir un símbolo único de descubrimiento de señal dentro de la señal OFDM, comprendiendo el símbolo único de descubrimiento de señal un periodo de símbolo activo y un periodo de intervalo de guarda desplazados en frecuencia uno con respecto a otro.
11. Método para producir una señal del tipo que comprende símbolos de datos y símbolos únicos de descubrimiento de señal, presentando los símbolos un periodo de símbolo activo para difusión, que comprende:
- 10
- proporcionar un símbolo que tiene una porción de símbolo activa;
  - proporcionar una porción de repetición de por lo menos parte de la porción de símbolo activa del símbolo único de descubrimiento de señal, siendo la porción de repetición adyacente a la porción de símbolo activa; y
- 15
- disponer la porción de símbolo activa y la porción de repetición del símbolo único de descubrimiento de señal de manera que estén desplazadas en frecuencia una con respecto a otra.
12. Método según la reivindicación 11, en el que la señal es una señal OFDM y la provisión del símbolo comprende usar un asignador de correspondencias de frecuencias portadoras (46) y un codificador de OFDM (50).
- 20
13. Método según la reivindicación 12, que produce la porción de repetición, comprendiendo usar el asignador de correspondencias de frecuencias portadoras (46) y el codificador de OFDM (50) para producir la porción de repetición desplazando el establecimiento de correspondencias de frecuencias portadoras correspondiente a la porción de repetición en relación con la porción de símbolo activa.
- 25
14. Método según la reivindicación 11, 12 o 13, en el que la señal OFDM comprende símbolos de datos y símbolos de descubrimiento que comprenden, cada uno de ellos, porciones de símbolo activas y porciones de repetición, que comprende desplazar en frecuencia la porción de repetición y la porción activa una con respecto a otra, para los símbolos de descubrimiento, pero no para los símbolos de datos.
- 30
15. Método según cualquiera de las reivindicaciones 11 a 14, en el que la señal incluye una porción de repetición adicional, que comprende:
- 35
- proporcionar una porción de repetición adicional de por lo menos parte del símbolo adyacente a la porción de símbolo activa; y
  - disponer la porción de símbolo activa y la porción de repetición adicional de modo que estén desplazadas en frecuencia una con respecto a otra.
- 40
16. Método según la reivindicación 15, en el que la porción de repetición y la porción de repetición adicional están desplazadas en frecuencia en el mismo sentido con respecto a la porción de símbolo activa.
- 45
17. Método según cualquiera de las reivindicaciones 11 a 16, en el que la señal es una señal de televisión digital y cada porción de repetición de cada símbolo comprende un intervalo de guarda.
- 50
18. Aparato (100) para procesar una señal recibida del tipo que comprende símbolos de datos y símbolos únicos de descubrimiento de señal, presentando los símbolos únicos de descubrimiento de señal una porción de símbolo activa y una porción de repetición adyacente a la porción de símbolo activa, que es una repetición de por lo menos parte de la porción de símbolo activa y que tiene la porción de símbolo activa y la porción de repetición desplazadas en frecuencia una con respecto a otra mediante un desplazamiento de frecuencia, que comprende:
- 55
- unos medios para multiplicar, en conjugados complejos, la señal recibida por una versión retardada de la señal recibida;
  - unos medios para aplicar un desplazamiento de frecuencia; y
  - unos medios para filtrar sobre un periodo de filtración relacionado con el desplazamiento de frecuencia.
- 60
19. Aparato según la reivindicación 18, en el que la señal es una señal OFDM y los medios para multiplicar, en conjugados complejos, la señal recibida por una versión retardada de la señal recibida comprenden un retardo dispuesto para retardar la señal el periodo de la porción de símbolo activa.
- 65
20. Aparato según la reivindicación 19, en el que los medios de filtración comprenden un filtro de media móvil con un periodo que estaba relacionado con un múltiplo inverso del desplazamiento de frecuencia.

21. Aparato según la reivindicación 18, 19 o 20, en el que los medios para multiplicar, en conjugados complejos, son anteriores a los medios para aplicar un desplazamiento de frecuencia.
- 5 22. Aparato según la reivindicación 18, 19 o 20, en el que a la versión retardada de la señal recibida se aplican unos medios destinados a aplicar un desplazamiento de frecuencia, y los medios destinados a la multiplicación en conjugados complejos están después de los medios destinados a aplicar un desplazamiento de frecuencia.
- 10 23. Aparato según cualquiera de las reivindicaciones 18 a 22, en el que la señal comprende una porción de repetición adicional de por lo menos parte del símbolo adyacente a la porción de símbolo activa, desplazada en frecuencia con respecto a la porción de símbolo activa, que comprende:
- unos medios adicionales para aplicar un desplazamiento de frecuencia;
  - unos medios adicionales para filtrar sobre un periodo de filtrado relacionado con el desplazamiento de frecuencia; y unos medios para multiplicar entre sí las salidas de dichos medios adicionales.
- 15 24. Aparato según cualquiera de las reivindicaciones 18 a 23, en el que la señal es una señal de televisión digital y el aparato es un receptor de televisión digital.
- 20 25. Receptor de televisión digital (100) para recibir una señal de televisión OFDM del tipo que comprende símbolos de datos y símbolos únicos de descubrimiento de señal, comprendiendo cada uno de ellos un periodo de símbolo activo y un periodo de intervalo de guarda, presentando los símbolos únicos de descubrimiento de señal la frecuencia del intervalo de guarda y la frecuencia del periodo activo desplazadas una con respecto a otra, que comprende:
- un correlador de intervalos de guarda dispuesto para multiplicar, en conjugados complejos, la señal recibida y una versión retardada de la señal recibida;
  - un desplazador de frecuencia dispuesto para aplicar un desplazamiento de frecuencia complementario; y
  - un filtro de media móvil dispuesto para diferenciar el impulso de correlación con respecto a una señal no deseada, que tiene un periodo de ventana de tiempo relacionado con un múltiplo inverso del desplazamiento de frecuencia.
- 25 30 35 26. Método de procesado de una señal recibida del tipo que comprende símbolos de datos y símbolos únicos de descubrimiento de señal, presentando los símbolos únicos de descubrimiento de señal una porción de símbolo activa y una porción de repetición adyacente a la porción de símbolo activa, que es una repetición de por lo menos parte de la porción de símbolo activa, y que tiene la porción de símbolo activa y la porción de repetición desplazadas en frecuencia una con respecto a otra por un desplazamiento de frecuencia, que comprende:
- multiplicar, en conjugados complejos, la señal recibida por una versión retardada de la señal recibida;
  - aplicar un desplazamiento de frecuencia; y
  - filtrar sobre un periodo de filtración relacionado con el desplazamiento de frecuencia.
- 40 45 27. Método según la reivindicación 26, en el que la señal es una señal OFDM, que comprende retardar la señal recibida el periodo de la porción de símbolo activa y a continuación, multiplicar, en conjugados complejos, la señal recibida por una versión retardada de la señal recibida.
- 50 28. Método según la reivindicación 26 o 27, en el que la etapa de multiplicar en conjugados complejos es anterior a la aplicación de un desplazamiento de frecuencia.
- 55 29. Método según la reivindicación 26 o 27, en el que la etapa de aplicar un desplazamiento de frecuencia se aplica a la versión retardada de la señal recibida y la etapa de multiplicar en conjugados complejos está después de la etapa de aplicar un desplazamiento de frecuencia.
- 60 30. Método según cualquiera de las reivindicaciones 26 a 29, en el que la señal comprende una porción de repetición adicional de por lo menos parte del símbolo, adyacente a la frecuencia de la porción de símbolo activa y desplazada con respecto a la porción de símbolo activa, que comprende:
- aplicar un desplazamiento de frecuencia adicional; y filtrar sobre un periodo de filtrado adicional relacionado con el desplazamiento de frecuencia.

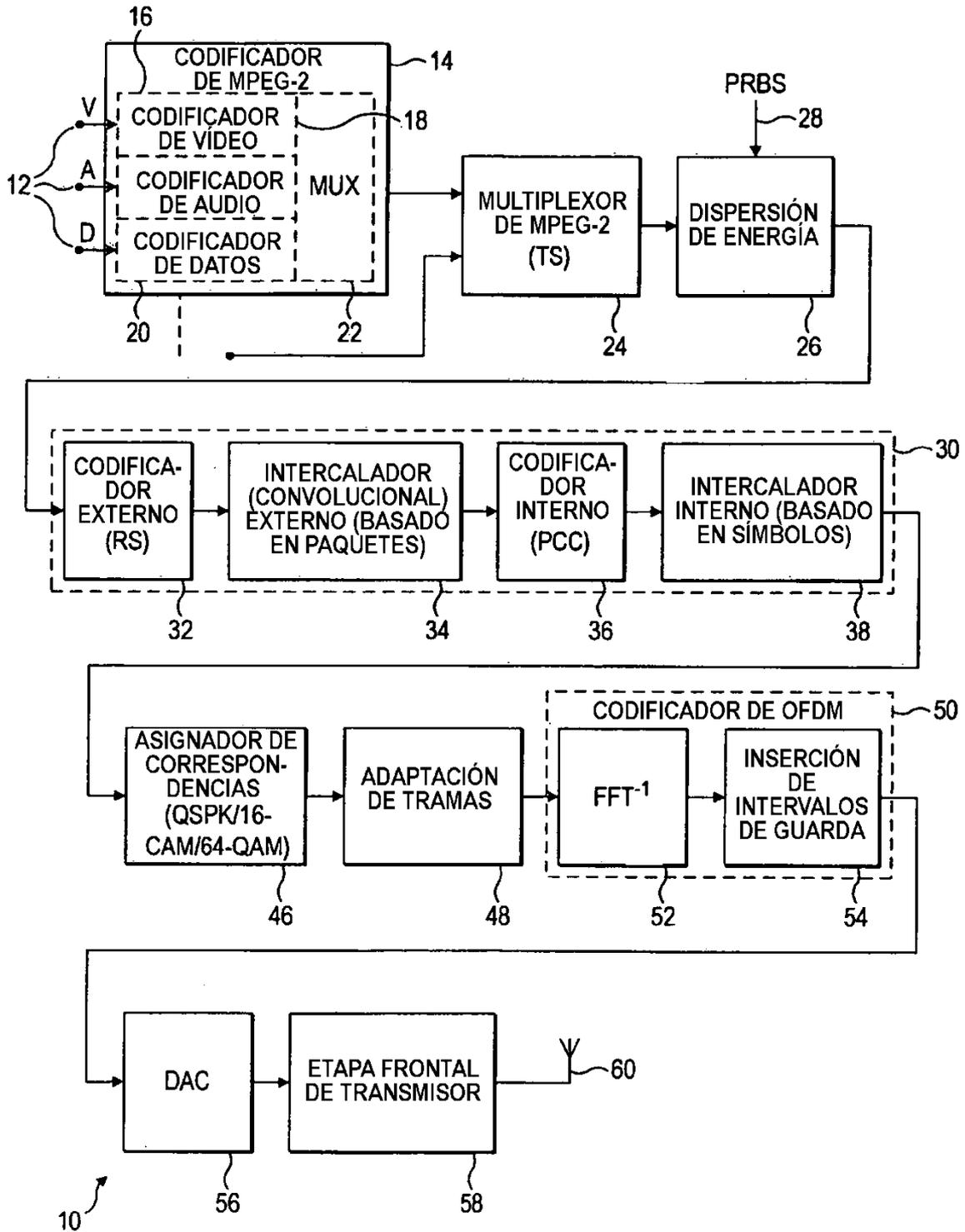


FIG. 1

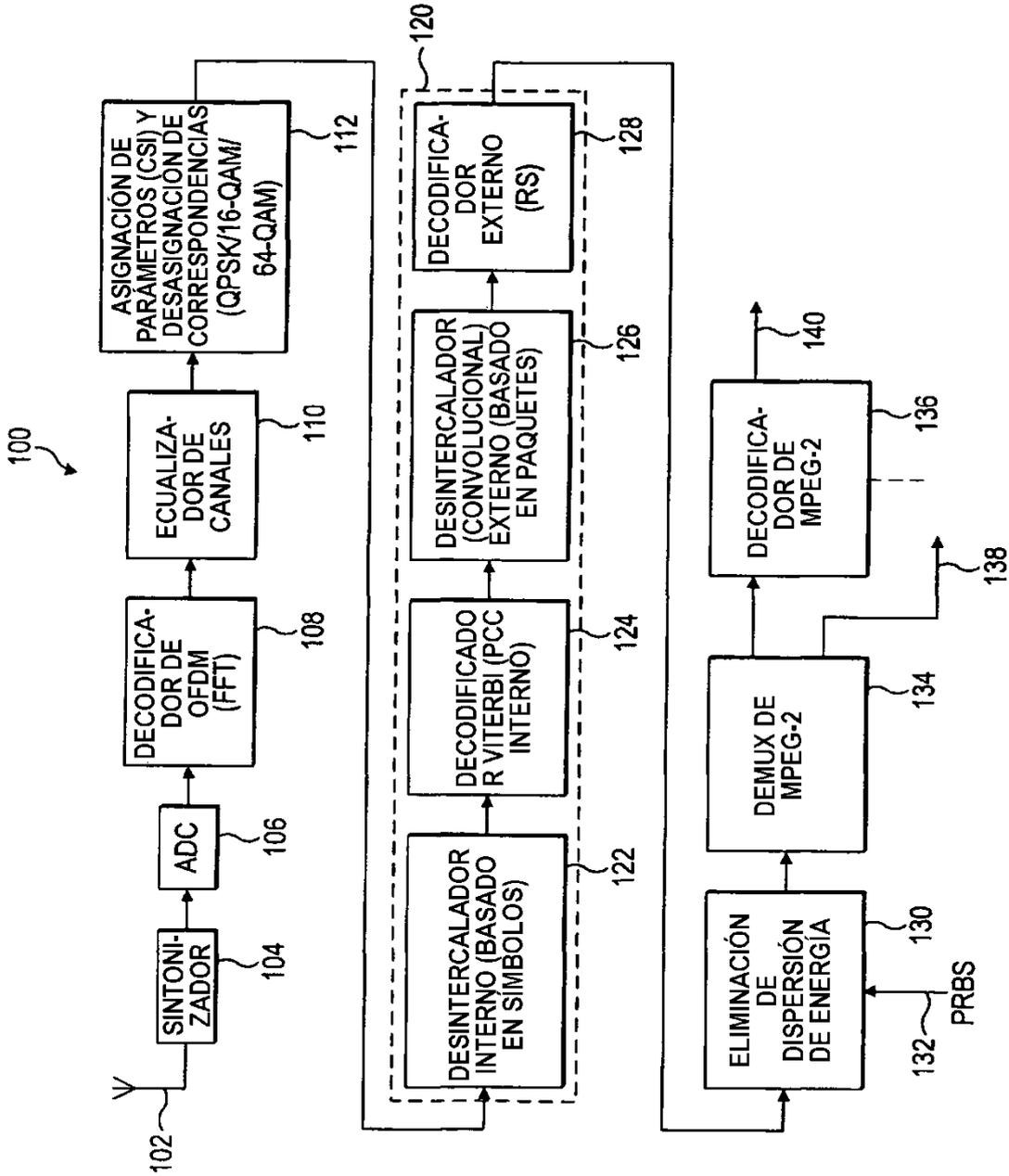


FIG. 2

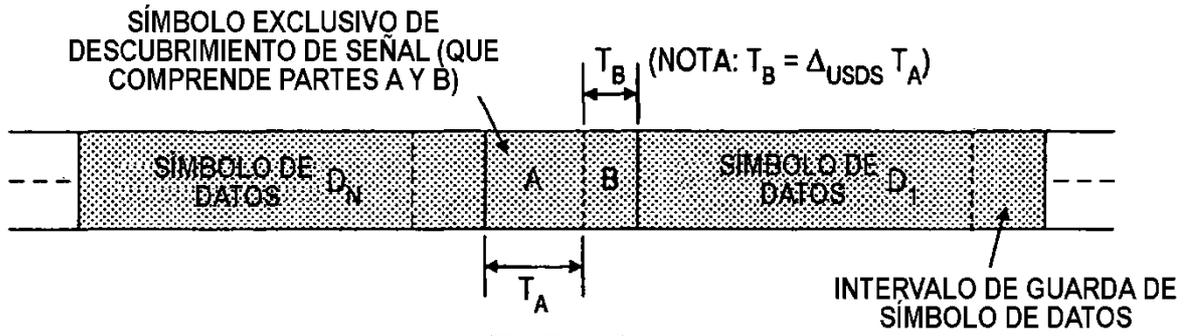


FIG. 3

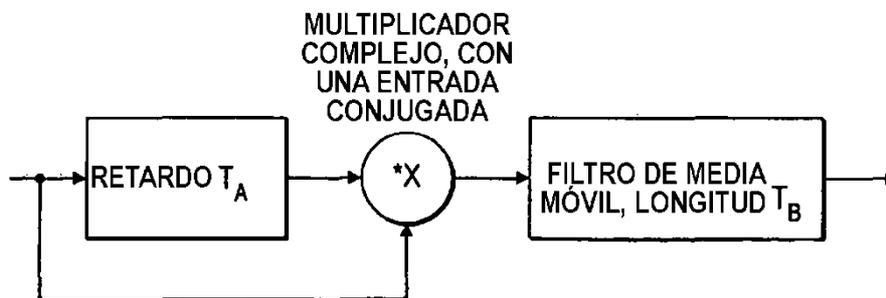


FIG. 4

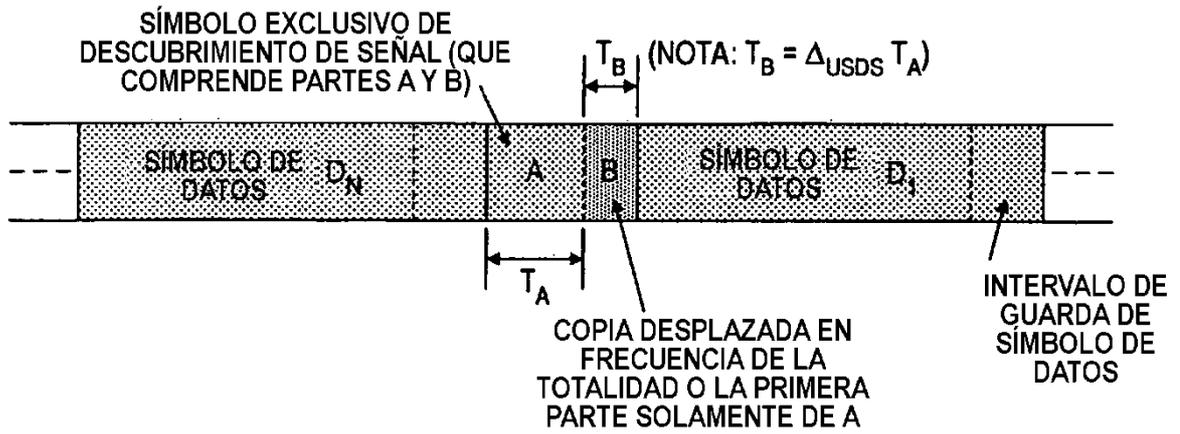


FIG. 5

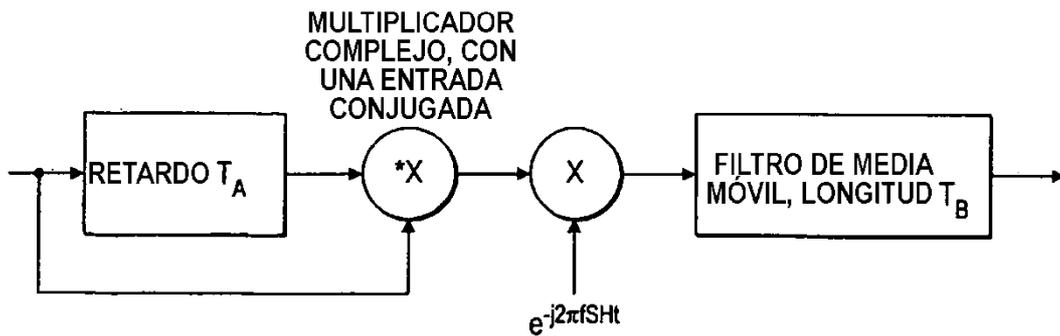


FIG. 6

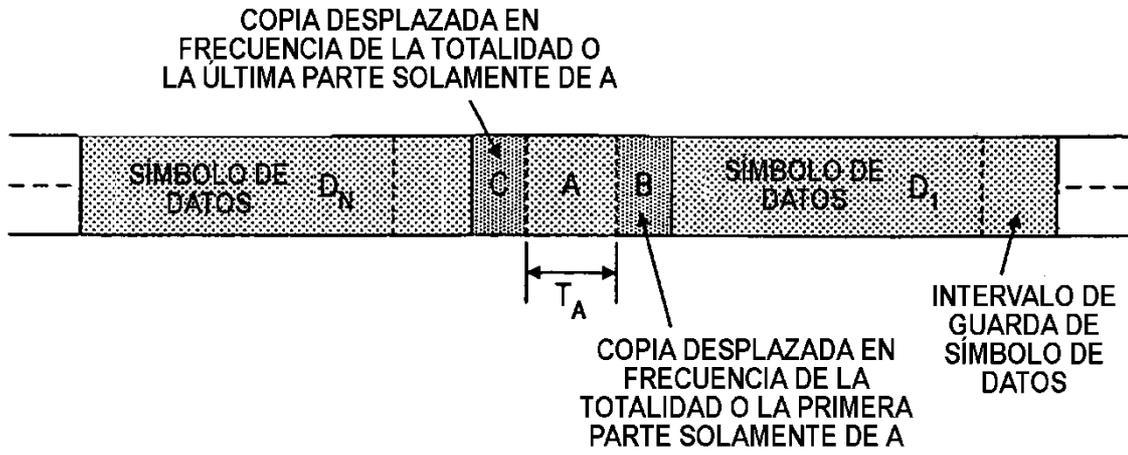


FIG. 7

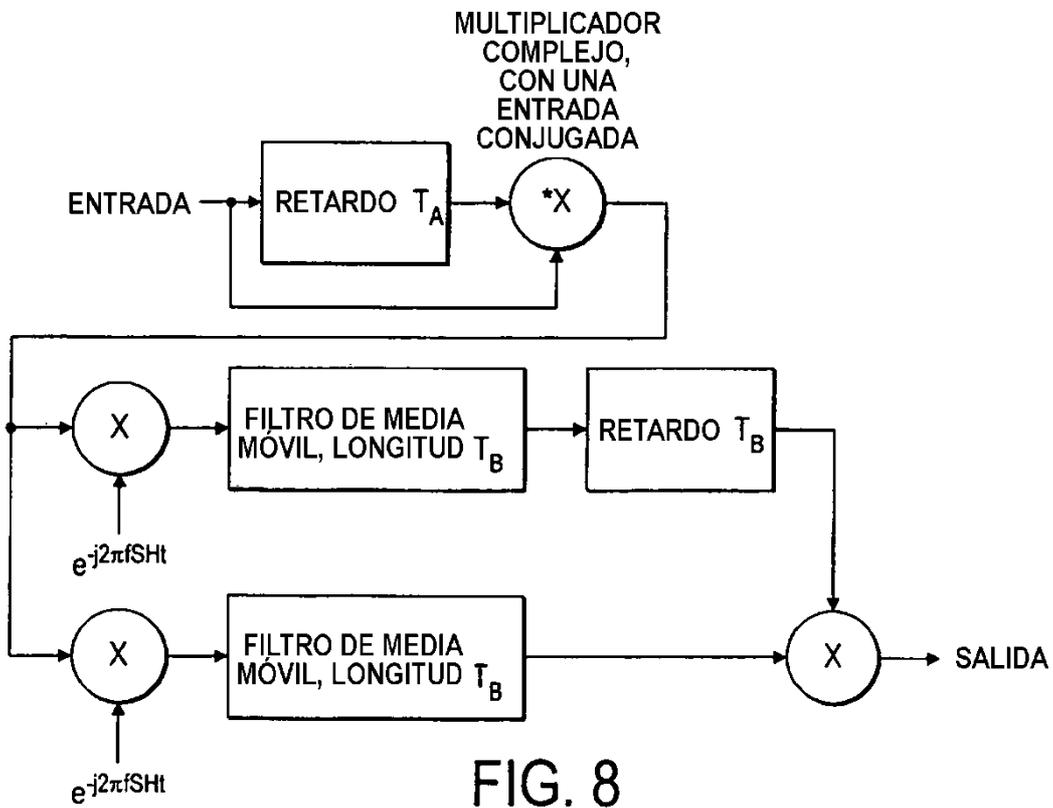


FIG. 8

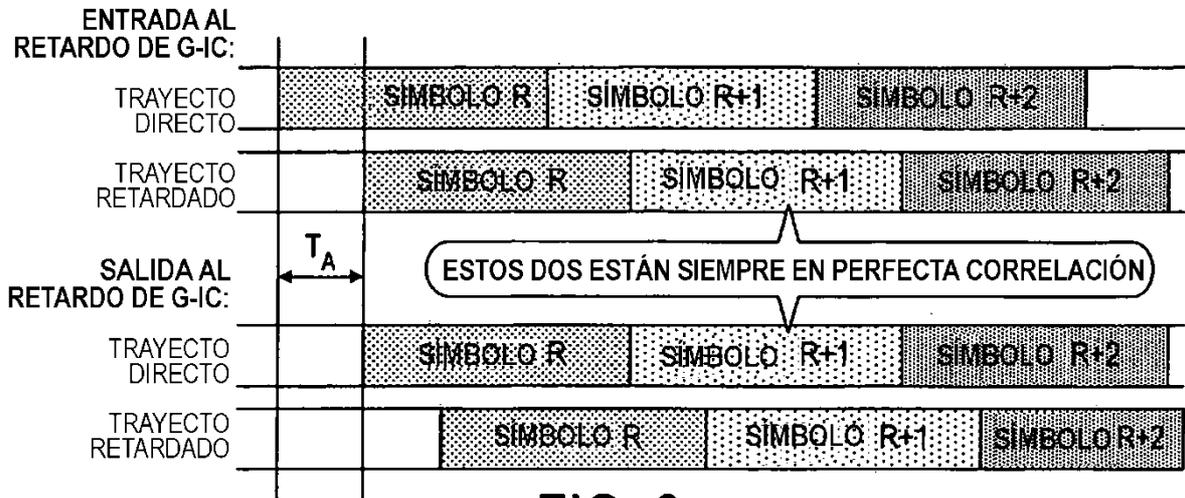


FIG. 9

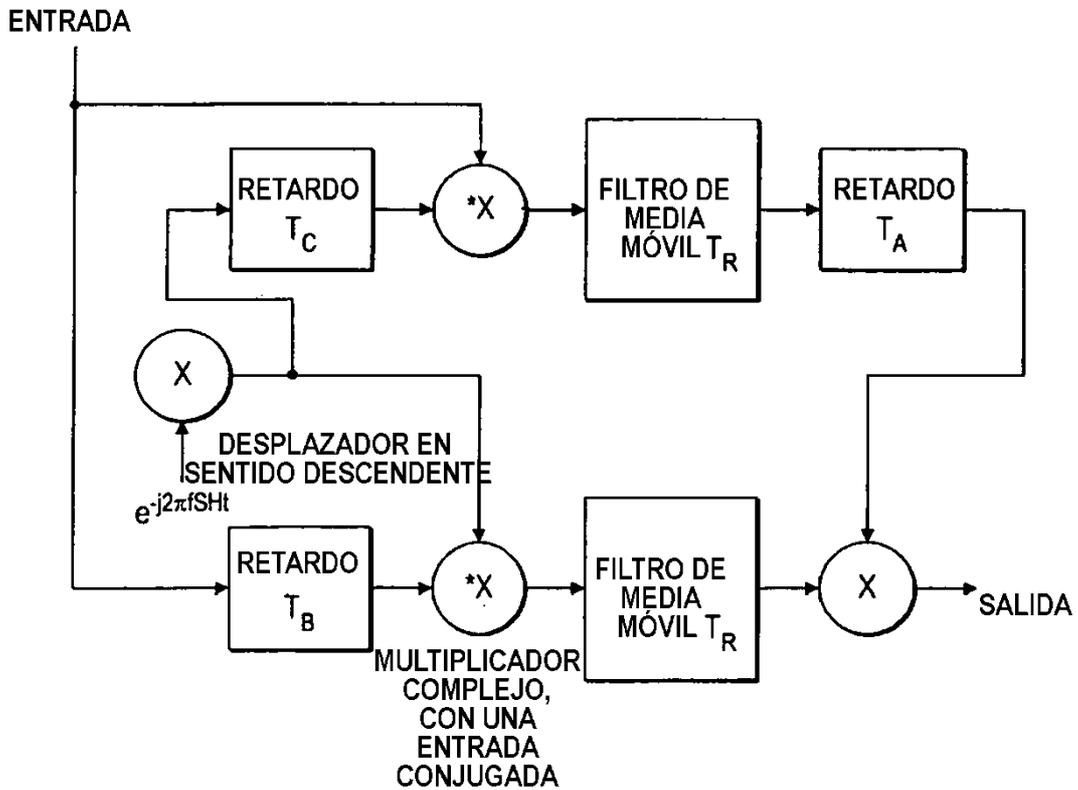


FIG. 10