

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 438 717**

51 Int. Cl.:

**H04L 27/26** (2006.01)

**H04L 27/36** (2006.01)

**H04L 27/38** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **19.01.2011 E 11151408 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **06.11.2013 EP 2348684**

54 Título: **Generación y recepción según la norma DVB-C2**

30 Prioridad:

**22.01.2010 EP 10151486**

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

**20.01.2014**

73 Titular/es:

**SONY CORPORATION (100.0%)  
1-7-1 Konan, Minato-ku  
Tokyo 108-0075, JP**

72 Inventor/es:

**LOGHIN, NABIL;  
STADELMEIER, LOTHAR y  
ROBERT, JÖRG**

74 Agente/Representante:

**LEHMANN NOVO, María Isabel**

**ES 2 438 717 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**

Generación y recepción según la norma DVB-C2

## 5 CAMPO DE LA INVENCION

La presente invención se refiere a un aparato generador de señales OFDM y a un método para generar señales de transmisión OFDM a partir de símbolos OFDM comprendiendo, cada uno, una pluralidad de subportadoras OFDM, para transmisión en un sistema de transmisión de datos de multiportadoras.

10 La presente invención se refiere, además, a un aparato de transmisión y método, un aparato de recepción correspondiente y método, un sistema de transmisión de datos y un programa informático para poner en práctica los métodos de generación de señales OFDM en un ordenador.

15 La presente invención se refiere, en particular, al campo de la difusión, en particular de Difusión de Vídeo Digital (DVB), en especial para dispositivos, sistemas y métodos conformes con la norma DVB-C2 o la norma DVB-NGH futura.

## 20 ANTECEDENTES DE LA INVENCION

Los sistemas de difusión, conformes con la norma DVB-C2, según se describe en la especificación de DVB-C2 (DVB BlueBook A138 "Difusión de Vídeo Digital (DVB); la codificación de canal de estructura de trama y la modulación para un sistema de transmisión digital de la segunda generación para sistemas cableados (DVB-C2)" aplican el concepto de OFDM Absoluta, en donde todas las subportadoras OFDM se consideran en relación con la frecuencia absoluta de 0 MHz en lugar de una frecuencia central de la señal. El motivo para la aplicación de OFDM Absoluta y de la configuración piloto única a través del espectro del medio en DVB-C2 es evitar la repetición de las asignaciones de subportadoras OFDM en el dominio de la frecuencia que dan lugar a un aumento de la relación PAPR (Relación de Potencia Pico a Media). La señal de OFDM Absoluta se describe en el dominio de la frecuencia RF final. Esto significa, sin embargo, que una señal de banda base no se puede desplazar a cualquier frecuencia portadora de RF (también denominada "frecuencia de mezcla" en adelante) sin la introducción de rotaciones de fase comunes entre símbolos OFDM después de la etapa de mezcla, durante la generación de OFDM, mediante la utilización de la frecuencia portadora de RF.

El documento US 2009/325516 A1 da a conocer sistemas y métodos para estimar el desequilibrio de IQ en un sistema de comunicación. En varias formas de realización, un dispositivo está configurado para realizar una auto-caracterización. La auto-caracterización se realiza a través de un circuito de retorno en bucle de RF. En algunas formas de realización, se transmite una sonda a través del circuito de retorno en bucle de RF. La sonda utiliza un desplazamiento de compensación de frecuencia, de modo que una imagen relacionada con el desequilibrio de IQ sea separada de una imagen relacionada con otro desequilibrio de IQ. Una estimación del desequilibrio se calcula en función del procesamiento de la sonda. Estos sistemas y métodos pueden aplicarse a un sistema de comunicación OFDM. En varias formas de realización pueden corregirse los desequilibrios de IQ. A modo de ejemplo, algunas formas de realización utilizan la pre-distorsión para corregir el desequilibrio de IQ en la transmisión. Además, algunas formas de realización utilizan la pos-distorsión para corregir el desequilibrio de IQ en la recepción. Otras formas de realización utilizan la pre-distorsión y la pos-distorsión de modo que se corrija el desequilibrio de IQ en transmisión y recepción.

El documento ReDeSign: "Entregable D11 – Documento de Lista Abreviada de Transmisión"... 14 de julio de 2009 (2009-07-14), páginas I-V, 1-55, XP002628165, recuperado desde Internet: URL: [http://www.ict-redesign.eu/fileadmin/documents/ReDeSign-D11\\_Coax\\_transmission\\_shorlist\\_document.pdf](http://www.ict-redesign.eu/fileadmin/documents/ReDeSign-D11_Coax_transmission_shorlist_document.pdf), da a conocer una investigación para el desarrollo en las futuras generaciones interactivas de redes coaxiales de fibras híbridas. En detalle, el uso de OFDM Absoluta se menciona en el marco de trabajo de la norma DVB-C2.

## SUMARIO DE LA INVENCION

55 Es un objetivo de la presente invención dar a conocer un aparato de generación de OFDM y un método que trata de resolver el problema de las rotaciones de fase comunes de las subportadoras OFDM de símbolos OFDM sucesivos, en particular, de forma que se eviten o compensen las rotaciones de fases comunes.

Otro objetivo de la presente invención es dar a conocer un aparato y método de transmisión correspondiente, un aparato de recepción y método correspondiente, un sistema de transmisión de datos y un programa informático.

60 Según un aspecto de la presente invención, se da a conocer un aparato de generación de señales OFDM para generar señales de transmisión OFDM Absoluta a partir de símbolos OFDM que comprende, cada uno, una pluralidad de subportadoras OFDM, para transmisión en un sistema de transmisión de datos multiportadoras, comprendiendo dicho aparato:

65

- una unidad de multiplicación para multiplicar los símbolos OFDM con un factor de multiplicación para compensar las rotaciones de fases comunes de las subportadoras OFDM de dicho símbolo OFDM, que podría introducirse mezclando dichas muestras complejas de dominio temporal de dicho símbolo OFDM desde una frecuencia de banda base hasta una frecuencia de banda de paso mediante el uso de una frecuencia de mezcla,
- un medio DFT de transformada inversa para la transformada de Fourier discreta inversa que transforma un símbolo OFDM en muestras complejas de dominio temporal y
- un medio mezclador de frecuencias para mezclar dichas muestras complejas de dominio temporal de dicho símbolo OFDM desde una frecuencia de banda base hasta una frecuencia de banda de paso mediante el uso de dicha frecuencia de mezcla para obtener dicha señal de transmisión OFDM Absoluta.

Según otro aspecto de la presente invención, se da a conocer un aparato de generación de señales OFDM para generar señales de transmisión OFDM Absoluta a partir de símbolos OFDM, que comprende, cada uno, una pluralidad de subportadoras OFDM, para transmisión en un sistema de transmisión de datos de multiportadoras, comprendiendo dicho aparato:

- un medio de determinación de frecuencia de mezcla de receptor para determinar la frecuencia de mezcla de receptor para su uso por un aparato de decodificación OFDM de un aparato receptor para mezclar una señal de transmisión OFDM recibida desde una frecuencia de banda de paso hasta una frecuencia de banda base mediante el uso de una frecuencia de mezcla de receptor para obtener muestras complejas de dominio temporal de un símbolo de datos en un receptor,
- en donde la frecuencia de mezcla del receptor se selecciona de modo que las rotaciones de fase comunes de las subportadoras OFDM de un símbolo de datos, con respecto a símbolos de datos adyacentes del mismo segmento de datos, sean evitadas o compensadas después de la mezcla de una señal de transmisión OFDM recibida desde una frecuencia de banda de paso hasta una frecuencia de banda base mediante el uso de dicha frecuencia de mezcla de receptor,
- un medio DFT de transformada inversa para una transformada de Fourier discreta inversa que transforma un símbolo OFDM en muestras complejas de dominio temporal, en donde los símbolos OFDM incluyen datos, información de señalización y dichas frecuencias de mezclas de receptor y se ponen en correspondencia con tramas de una estructura de tramas que presenta un ancho de banda de canal, teniendo dichas tramas una parte de carga útil que es segmentada en el dominio de la frecuencia en segmentos de datos que cubren, cada uno, una parte de ancho de banda de dicho ancho de banda de canal y en donde los símbolos de datos son puestos en correspondencia con dichos segmentos de datos y
- un medio de mezclador de frecuencias para mezclar dichas muestras complejas de dominio temporal de dicho símbolo OFDM desde una frecuencia de banda base hasta una frecuencia de banda de paso mediante la utilización de una frecuencia de mezcla de transmisor para obtener dicha señal de transmisión de OFDM Absoluta.

En una forma de realización preferida, la frecuencia de mezcla de receptor  $f_{DS,c}$  se selecciona como  $f_{DS,c} = \frac{k_{DS,c}}{T_u}$  con la subportadora OFDM  $k_{DS,c}$  a la frecuencia de mezcla de receptor  $f_{DS,c}$  cumpliendo la condición de que  $k_{DS,c} \cdot \left(\frac{\Delta}{T_u}\right)$  es un número entero, en donde  $T_u$  es la duración del símbolo OFDM útil y  $\Delta$  es la duración del intervalo de guarda.

Además, preferentemente se selecciona una frecuencia de mezcla de receptor  $f_{DS,c}$  como  $f_{DS,c} = \frac{k_{DS,c}}{T_u}$  con la subportadora OFDM  $k_{DS,c}$  a la frecuencia de mezcla de receptor  $f_{DS,c}$ , siendo seleccionada tan próxima como sea posible a la subportadora central entre las subportadoras de dicho símbolo de datos, en donde  $T_u$  es la duración del símbolo OFDM útil.

Además, en una forma de realización, la frecuencia de mezcla del receptor  $f_{DS,c}$  se selecciona como  $f_{DS,c} = \frac{k_{DS,c}}{T_u}$  con la subportadora OFDM  $k_{DS,c}$  a la frecuencia de mezcla del receptor  $f_{DS,c}$  siendo seleccionada como  $k_{DS,c} = \left\lfloor \frac{K_{DS,max} + K_{DS,min}}{2} \cdot \frac{\Delta}{T_u} + \frac{1}{2} \right\rfloor \cdot \left(\frac{\Delta}{T_u}\right)$ ,

en donde  $T_u$  es la duración del símbolo OFDM útil,  $\Delta$  es la duración del intervalo de guarda,  $k_{DS,min}$  es el índice de portadora de la primera portadora activa del segmento de datos, en donde el símbolo de datos mezclado con dicha frecuencia de mezcla se pone en correspondencia, teniendo la más baja frecuencia y  $k_{DS,max}$  siendo el índice de

portadora de la última portadora activa del segmento de datos, en donde el símbolo de datos mezclado con dicha frecuencia de mezcla es objeto de puesta en correspondencia, presentando la más alta frecuencia.

5 Según otros aspectos de la presente invención, se dan a conocer métodos de generación de señales OFDM correspondientes, un aparato de transmisión y su método, un sistema de transmisión de datos así como un programa informático que comprende un medio de programa para hacer que un ordenador realice las etapas de dicho método de generación de señales OFDM según se definió anteriormente, cuando dicho programa informático está soportado en un ordenador.

10 Formas de realización preferidas de la invención se definen en las reivindicaciones subordinadas. Debe entenderse que los dispositivos, métodos, sistema y programa informático, objeto de reivindicación, tienen formas de realización preferidas idénticas y/o similares según se define en las reivindicaciones subordinadas, que definen una forma de realización preferida del aparato de generación de señales OFDM.

15 La presente invención está basada en la idea inventiva común de que las rotaciones de fase comunes indeseadas de las subportadoras OFDM de un símbolo OFDM o de un símbolo de datos (en caso de utilizar un OFDM segmentado como, a modo de ejemplo, según la norma DVB-C2) sean evitadas o compensadas tomando las medidas adecuadas en relación con la frecuencia portadora mediante las cuales se mezclan muestras complejas de dominio temporal. Lo que antecede es de especial importancia para los sistemas conformes a la norma DVB-C2 que aplican OFDM Absoluta, puesto que la señal OFDM generada se describe en la banda de paso y no contiene ninguna rotación de fase entre los símbolos OFDM adyacentes. Debe entenderse que la generación de una señal OFDM, en la banda de paso, es muy compleja y costosa. Por lo tanto, resulta conveniente generar la señal en la banda base equivalente y mezclarla con la frecuencia de mezcla adecuada en la banda de paso. Sin embargo, en condiciones normales, este proceso de mezcla da lugar a las rotaciones de fase descritas entre símbolos OFDM.

20 Para resolver este problema, según la presente invención, la frecuencia portadora se selecciona de modo que dichas rotaciones de fase comunes sean completamente evitadas o compensadas. Según otra solución, basada en la misma idea, los símbolos OFDM se multiplican con un factor de multiplicación, que introduce artificialmente rotaciones de fase comunes entre los símbolos de OFDM en la señal de banda base que, sin embargo, equilibran las rotaciones de fase causadas por la mezcla de las muestras complejas de dominio temporal del símbolo OFDM desde una frecuencia de banda base hasta una frecuencia de banda de paso mediante el uso de una frecuencia de mezcla, de modo que, al final, no aparezca ninguna rotación de fase común en la señal de banda de paso (esto es, la señal de OFDM Absoluta no contiene ninguna rotación de fase entre símbolos OFDM). En consecuencia, según la presente invención, puede conseguirse que puedan generarse señales que estén en conformidad con las normas relacionadas, si existe cualquier norma que haya de observarse.

25 Conviene señalar que, en esta descripción, los términos “portadora” y “subportadora” se utilizan de forma intercambiable y tendrán el mismo significado.

40 Estos y otros aspectos de la presente invención serán evidentes a partir de la explicación, en mayor detalle, dada a continuación con referencia a las formas de realización en adelante descritas. En los dibujos siguientes:

La Figura 1 representa un diagrama de bloques de un sistema de transmisión de datos según la presente invención;

45 La Figura 2 representa un diagrama de bloques de una primera forma de realización de un generador de señales OFDM según la presente invención;

La Figura 3 representa un diagrama que ilustra un relleno con ceros;

50 La Figura 4 representa un diagrama que ilustra la generación de intervalos de guarda,

La Figura 5 representa un diagrama que ilustra la señal digital y sus homólogas;

55 La Figura 6 ilustra la estructura de trama segmentada según se utiliza conforme a la norma DVB-C2;

La Figura 7 representa un diagrama de bloques de una segunda forma de realización de un generador de señales OFDM según la presente invención;

60 La Figura 8 representa un diagrama de bloques de una tercera forma de realización de un generador de señales OFDM según la presente invención;

La Figura 9 representa un diagrama de bloques de una primera forma de realización de un decodificador OFDM según la presente invención y

65 La Figura 10 representa un diagrama de bloques de una segunda forma de realización de un decodificador OFDM según la presente invención.

DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LAS FORMAS DE REALIZACIÓN PREFERIDAS DE LA INVENCION

La especificación de la norma DVB-C2 introduce el nuevo concepto de OFDM Absoluta, en donde todas las subportadoras OFDM se consideran en relación con la frecuencia absoluta de 0 MHz en lugar de una frecuencia central de señal. En particular, los bloques de señalización L1, parte 2, comienzan en la frecuencia absoluta de 0 MHz y están situados en etapas de 7.61 MHz. A diferencia de otras normas DVB, no es posible desplazar una señal de banda base C2 para cualquier frecuencia de mezcla de RF en lugar de definirse, en una forma única, para el espectro de cable completo. En particular, las secuencias piloto de la señal OFDM son diferentes para todas las diferentes frecuencias. El motivo para ese comportamiento es evitar repeticiones indeseadas en el dominio de la frecuencia, que pueden causar valores máximos altos indeseables de la señal OFDM en el dominio temporal. Además, las secuencias piloto no ambiguas permiten una sincronización fácil y fiable y una compensación de desplazamiento. Aunque la utilización compartida de bloques L1 parte 2 y las secuencias piloto relacionadas se definen para el espectro del cable completo, los bloques L1 solamente son transmitidos en esas frecuencias en donde los segmentos de datos están presentes.

Las fórmulas dadas en la sección 10.1 de la especificación de la norma DVB-C2, que definen la señal de banda de paso transmitida desde el generador de señales OFDM, son de la descripción matemática teórica precisa, pero no son prácticas para las instalaciones reales. Las instalaciones reales para la generación de señales OFDM se suelen basar en la transformada de Fourier rápida inversa y la representación de paso bajo equivalente de las señales. Sin embargo, la generación de una señal que cumple la norma DVB-C2, que utiliza la representación de paso bajo equivalente, requiere consideraciones adicionales. De no ser así, pueden generarse saltos de fase indeseados entre símbolos OFDM adyacentes, que podrían perturbar el procedimiento de sincronización dentro del receptor. Las puestas en práctica basadas en la transformada de Fourier rápida inversa y la representación del paso bajo equivalente se dan a conocer, por lo tanto, según la presente invención.

Debido a la aplicación de OFDM Absoluta, la generación de señales directa, dentro de la banda de paso es compleja o incluso inviable desde el punto de vista práctico. Por lo tanto, la generación de señales OFDM, que utiliza la representación de paso bajo equivalente, es dada a conocer. La señal se genera a bajas frecuencias y se desplaza a la frecuencia final más adelante.

Según la especificación de la norma DVB-C2, la señal de banda de paso transmitida se describe por la expresión siguiente:

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} \left[ \frac{1}{\sqrt{K_{total}}} \sum_{l=0}^{L_F-1} \sum_{k=K_{min}}^{K_{max}} c_{m,l,k} \times \psi_{m,l,k}(t) \right] \right\}$$

en donde

$$\psi_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{k}{T_u}(t - \Delta - lT_s - mT_F)} & mT_F + lT_s \leq t < mT_F + (l+1)T_s \\ 0 & \text{de otro modo} \end{cases}$$

y

$k$  indica el número de portadora;

$l$  indica el número de símbolos OFDM comenzando desde 0 para el primer símbolo de preámbulo de la trama,

$m$  indica el número de trama C2;

$K_{total}$  es el número de portadoras transmitidas, esto es,  $K_{total} = K_{max} - K_{min} + 1$ ;

$L_F$  es el número total de símbolos OFDM por trama (incluyendo el preámbulo);

$T_s$  es la duración de símbolo total para todos los símbolos y  $T_s = T_u + \Delta$ ;

$T_u$  es la duración de símbolo activo;

$\Delta$  es la duración del intervalo de guarda;

$c_{m,l,k}$  es el valor de modulación compleja para la portadora  $k$  del número de símbolo OFDM  $l$  en el número de trama  $C2$   $m$ ;

5

$T_F$  es la duración de una trama,  $T_F = L_F T_s$ ;

$K_{min}$  es el índice de portadora de la primera portadora activa (más baja frecuencia) y

10  $K_{max}$  es el índice de portadora de la última portadora activa (más alta frecuencia).

Con el fin de generar esta señal utilizando la representación de paso bajo equivalente, se añade una portadora para desplazar las frecuencias, que se compensa dentro de la ecuación de  $\Psi$ :

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{K_{total}}} \cdot \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \cdot \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{L_F-1} \sum_{k=K_{min}}^{K_{max}} c_{m,l,k} \cdot \Psi'_{m,l,k}(t) \right\} \quad (1)$$

15

con

$$\Psi'_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{k}{T_U}(t-\Delta-lT_s-mT_F)} \cdot e^{-j2\pi f_c t} & mT_F + lT_S \leq t < mT_F + (l+1)T_S \\ 0 & \end{cases} \quad (2)$$

de cualquier modo

20

La ecuación (2) no puede transformarse directamente en la ecuación conocida desde la sección 9.5 de la especificación de la norma DVB-T2 (ETSI EN 302 755 V1.1.1 (2009-09) "Difusión de vídeo digital (DVB): Codificación de canal de estructura de trama y modulación para un sistema de difusión de televisión terrestre digital de la segunda generación (DVB-T2)") que define la señal transmitida por el generador de señales OFDM que se utiliza en un transmisor en conformidad con la norma DVB-T2. El motivo es el segundo término exponencial. Aunque las ecuaciones definidas en la sección 9.5 de la especificación de la norma DVB-T2 son independientes de la frecuencia de mezcla real  $f_c$  esto dará lugar inicialmente a salto de fases entre símbolos OFDM de la señal de la norma DVB-C2. Sin embargo, este efecto puede evitarse por medio de una frecuencia de mezcla bien elegida  $f_c$ . Por lo tanto, la frecuencia de mezcla se definirá como:

30

$$f_c = \frac{k_c}{T_U}$$

en donde  $1/T_U$  es el espaciado de subportadora OFDM y  $k_c$  es el índice de subportadora OFDM a la frecuencia de mezcla. Además,  $k$  será sustituida por  $k = k' + k_c$ . Esto da lugar a:

35

$$\Psi'_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{k'+k_c}{T_U}(t-\Delta-lT_s-mT_F)} \cdot e^{-j2\pi \frac{k_c}{T_U} t} & mT_F + lT_S \leq t < mT_F + (l+1)T_S \\ 0 & \end{cases} \quad (3),$$

de cualquier modo

40 que se puede reformular como:

$$\psi'_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{k}{T_U}(t-\Delta-lT_S-mT_F)} \cdot e^{-j2\pi \frac{k_c}{T_U} \Delta(1+l+mL_F)} & mT_F + lT_S \leq t < mT_F + (l+1)T_S \\ 0 & \text{de cualquier modo} \end{cases} \quad (4).$$

La ecuación (4) parece similar a la definición de señal de la señal de la norma DVB-T2, según se describe en la sección 9.5 de la especificación de DVB-T2. Sin embargo, ambas ecuaciones difieren en el último término exponencial. Este término es independiente del tiempo  $t$  y causa una rotación de fase constante para todas las subportadoras OFDM de un símbolo OFDM dado. En general, es posible elegir  $k_c$  con libertad (y por lo tanto,  $f_c$ ) y compensar esta rotación de fase. No obstante, este término puede evitarse eligiendo adecuadamente el valor de  $k_c$ . Para esta finalidad, la ecuación (4) puede escribirse como:

$$\psi'_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{k}{T_U}(t-\Delta-lT_S-mT_F)} \cdot e^{-j2\pi \frac{k_c}{T_U} T_U \left(\frac{\Delta}{T_U}\right)(1+l+mL_F)} & mT_F + lT_S \leq t < mT_F + (l+1)T_S \\ 0 & \text{de cualquier modo} \end{cases} \quad (5),$$

en donde  $(\Delta/T_U)$  es la duración del intervalo de guarda relativo (p.e., 1/64 o 1/128 para DVB-C2). Una simplificación adicional de (5) da lugar a:

$$\psi'_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{k}{T_U}(t-\Delta-lT_S-mT_F)} \cdot e^{j\varphi_{k_c}(1+l+mL_F)} & mT_F + lT_S \leq t < mT_F + (l+1)T_S \\ 0 & \text{de cualquier modo} \end{cases} \quad (6).$$

Por lo tanto, esto origina una rotación de fase común de

$$\varphi_{k_c} = -2\pi \cdot k_c \left( \frac{\Delta}{T_U} \right) \quad (7)$$

para todas las subportadoras OFDM entre dos símbolos OFDM consecutivos, lo que depende de la elección de la duración del intervalo de guarda relativo  $(\Delta/T_U)$  (p.e., 1/64 o 1/128 para DVB-C2) y la subportadora OFDM  $k_c$  a la frecuencia de mezcla.

Si  $k_c (\Delta/T_U)$  es un número entero, el desplazamiento de fase se puede eliminar de la ecuación puesto que se convierte en múltiplos de  $2\pi$ . Por lo tanto, si  $k_c$  es múltiplo de 128 para el intervalo de guarda 1/128 o múltiplo de 64 para el intervalo de guarda 1/64, la ecuación (6) se puede escribir como:

$$\psi'_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{k}{T_U}(t-\Delta-lT_S-mT_F)} & mT_F + lT_S \leq t < mT_F + (l+1)T_S \\ 0 & \text{de cualquier modo} \end{cases} \quad (8),$$

que es similar a la ecuación para la generación de una señal de DVB-T2. Sin embargo, conviene señalar que la frecuencia de mezcla  $f_c$  no es, en consecuencia, la frecuencia central de la señal en la mayor parte de los casos.

Según se describió anteriormente, una rotación de fase común puede introducirse artificialmente en el sistema, dependiendo de la frecuencia de mezcla. La rotación de fase común se compensa, según una forma de realización de la presente invención, con el fin de obtener una señal de salida según se define en la especificación de la norma DVB-C2. Como alternativa, según otra forma de realización, esta rotación de fase común puede evitarse eligiendo cuidadosamente la frecuencia de mezcla  $f_c$ . Por lo tanto, la subportadora OFDM  $k_c$ , a la frecuencia de mezcla  $f_c$  se elegirá como:

$$k_c = \left\lfloor \frac{K_{\max} + K_{\min}}{2} \cdot \frac{\Delta}{T_U} + \frac{1}{2} \right\rfloor \cdot \frac{1}{\left( \frac{\Delta}{T_U} \right)} \quad (9),$$

en donde  $(\Delta/T_U)$  es la duración del intervalo de guarda relativo (esto es, 1/64 o 1/128 en DVB-C2). En la práctica, la ecuación (9) obtiene la portadora  $k_c$  que está más próxima a la subportadora OFDM central  $(K_{\max} + K_{\min}) / 2$  y además genera múltiplos de  $2\pi$  en la ecuación anterior (7). En este caso, la operación  $\lfloor x \rfloor$  indica la operación de

base (mayor número entero no superior a  $x$ ). Más en general, la frecuencia de mezcla  $f_c$  se selecciona con  $f_c = \frac{k_c}{T_U}$  la subportadora OFDM  $k_c$  en la frecuencia de mezcla  $f_c$  que es seleccionada lo más próxima posible a la subportadora central de las subportadoras de dicho símbolo OFDM. En este caso, el término "próximo" deberá entenderse de modo que no necesariamente la frecuencia de mezcla  $f_c$  debe estar situada tan cerca como sea posible a la subportadora central, sino que puede situarse también bastante alejada. A modo de ejemplo, una de las siguientes frecuencias de mezcla posibles (vistas desde la forma de realización de la subportadora central) que cumple la condición antes citada de  $k_c (\Delta/T_U)$  sea un número entero, puede seleccionarse también en este caso.

En consecuencia, la frecuencia de mezcla obtenida  $f_c$  es:

$$f_c = \frac{k_c}{T_U} \quad (10),$$

en donde  $1/T_U$  es el desplazamiento de subportadora OFDM. En este caso, la frecuencia de mezcla resultante  $f_c$  no es la frecuencia central de la señal OFDM en la mayor parte de los casos.

En una forma de realización más general, la frecuencia de mezcla  $f_c$  se selecciona como  $f_c = \frac{k_c}{T_U}$  con la subportadora OFDM  $k_c$  a la frecuencia de mezcla  $f_c$  siendo seleccionada para estar lo más próximo posible a la subportadora central entre las subportadoras de dicho símbolo OFDM, en donde  $T_U$  es la duración del símbolo OFDM útil. Dicho de otro modo, la frecuencia de mezcla  $f_c$  se selecciona de modo que la subportadora OFDM  $k_c$ , a la frecuencia de mezcla  $f_c$ , se seleccione como la más próxima a

$$k_c = \frac{K_{\max} + K_{\min}}{2}.$$

A continuación se supone que la frecuencia de mezcla  $f_c$  se elige según se describió anteriormente en las ecuaciones (9) y (10). En consecuencia, la señal transmitida se puede describir como:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{K_{\text{total}}}} \cdot \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \cdot \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{L_F-1} \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} (c_{m,l,k} \cdot e^{j\varphi_{m,l}}) \cdot \Psi''_{m,l,k}(t) \right\} \quad (11)$$

con

$$\Psi''_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{k}{T_U}(t-\Delta-lT_s-mT_F)} & mT_F + lT_S \leq t < mT_F + (l+1)T_S \\ 0 & \text{de cualquier modo} \end{cases} \quad (12),$$

y

$$\varphi_{m,l} = -\varphi_{k_c} \cdot (1 + l + m \cdot L_F) \quad (12a)$$



en donde

$k_c$  indica la subportadora OFDM a la frecuencia de mezcla  $f_c$ ;

5  $k'$  indica el número de portadora relativo a la subportadora OFDM a la frecuencia de mezcla  $f_c$ , esto es,  $k' = k - k_c$ ;

$\varphi_{kc}$  indica el salto de fase entre dos símbolos OFDM consecutivos, según se calcula en función de la ecuación (7) y en donde los demás parámetros tienen el significado antes citado.

10 En la práctica, esta generación es equivalente a la generación de una señal de DVB-T2 según se indicó con anterioridad. La única diferencia es el término de corrección de fase adicional  $\varphi_{m,l}$  que aumenta linealmente cada símbolo OFDM y compensa las rotaciones de fase indeseadas en la señal de salida generada. Los datos  $c'_k$  que se utilizan para calcular la transformada FFT inversa es el corchete interior de la ecuación (11), esto es  $(c_{m,l,k} \cdot e^{j\varphi_{m,l}})$ .

15 Una forma de realización de una posible puesta en práctica de un transmisor se describirá a continuación. En primer lugar, en la Figura 1, un sistema de transmisión de datos de multipotadoras, en este caso un sistema de difusión, según la presente invención se representa, en particular, en conformidad con la norma DVB-C2. El sistema de difusión de multipotadoras comprende un transmisor 1 para transmitir datos y uno o más receptores 2 para recibir datos desde dicho transmisor 1.

20 El transmisor 1 está provisto para procesar datos de entrada, p.e., uno o más flujos de transporte MPEG-2 y/o uno o más flujos genéricos, para obtener señales de transmisión de OFDM, que se alimentan a una red cableada 3, a la que están conectados dichos receptores 2. Para esta finalidad, el transmisor comprende, en particular, un generador de señales OFDM 10 para generar dichas señales de transmisión OFDM a partir de símbolos OFDM obtenidos como datos de entrada o generados a partir de los datos de entrada del transmisor 1 (para cuya finalidad, el transmisor 1 puede comprender, además, otros elementos, p.e., según se describe en la norma DVB-C2). Además, el transmisor 1 comprende una unidad de transmisión 11 para alimentar las señales de transmisión OFDM obtenidas en la red cableada 3.

30 Los receptores 2 comprenden, cada uno, una unidad de recepción 20 para recibir dichas señales de transmisión OFDM desde la red cableada 3 y un decodificador OFDM 21 para decodificar las señales de transmisión OFDM en símbolos OFDM, que luego se proporcionan para un procesamiento adicional o se procesan directamente en el receptor 2 (para cuya finalidad, el receptor 2 puede comprender, además, otros elementos adicionales, p.e., según se describe en la norma DVB-C2).

35 La Figura 2 ilustra un diagrama de bloques esquemático de una forma de realización de un generador de señales OFDM 10a para la generación de la señal OFDM  $s(t)$ , que se describirá en detalle a continuación. En resumen, la señal de entrada al generador de señales OFDM se rellena primero con ceros para la preparación de la transformada de Fourier rápida inversa (IFFT). A continuación se añade el intervalo de guarda, la señal se convierte desde señal analógica y por último, se desplaza a la frecuencia de banda de paso deseada.

40 El relleno de ceros en una unidad de relleno de ceros 12 se proporciona, en una forma de realización preferida, para precondicionar la señal para la transformación de la señal de dominio de la frecuencia en el dominio temporal utilizando la transformada de Fourier rápida inversa. En primer lugar, la señal es objeto de relleno operativo con el fin de la adaptación del tamaño  $N$  de IFFT. En segundo lugar, se realiza una realineación de las posiciones de subportadoras para ser capaces de utilizar la transformada IFFT.

45 Con el fin de utilizar la transformada de Fourier rápida inversa, p.e., sobre la base del algoritmo Radix 2, ha de mantenerse  $N = 2^p$ ,  $p = 1, 2, 3, 4 \dots$ . En general, en lugar de utilizar una transformada de Fourier rápida, es posible utilizar una transformada de Fourier discreta (DFT). Además, el valor  $N$  será bastante más alto que el número real de subportadoras OFDM utilizadas con el fin de evitar efectos de ambigüedad denominados de alias, esto es,

$$K_{total} = K_{max} - K_{min} + 1 \leq N = K_{total} + x, \quad (13),$$

55 en donde  $x$  será preferentemente al menos 512 para las puestas en práctica en función de la norma DVB-C2, pero podría ser también más baja, p.e., 64 para las aplicaciones de redes WLAN.

60 La Figura 3 ilustra el principio del relleno de ceros. En principio, realiza una operación de desplazamiento cíclico sobre las subportadoras OFDM realmente utilizadas e inserta ceros en las posiciones restantes. Desde un punto de vista matemático, esta operación puede describirse como:

$$X(n)_{m,l} = \begin{cases} c_{m,l,k_c+n} & 0 \leq n \leq K_{\max} - k_c \\ 0 & \text{de cualquier modo} \\ c_{m,l,k_c+(n-N)} & N - (k_c - K_{\min}) \leq n < N \end{cases} \quad \text{para } 0 \leq n < N \quad (14),$$

en donde  $X(n)_{m,l}$  (o  $X_n$  en forma abreviada) es la señal de entrada de  $N$  elementos de la unidad de IFFT posterior 13.

- 5 La señal de salida  $X_n$  de la unidad de relleno de ceros 12 ha sido generada dentro del dominio de las frecuencias. La tarea de la unidad IFFT 13 es el cálculo de la señal temporal correspondiente. Esto se consigue por medio de:

$$x(n')_{m,l} = \frac{1}{\sqrt{K_{\text{total}}}} \sum_{n=0}^{N-1} X(n)_{m,l} \cdot e^{j2\pi \frac{n' \cdot n}{N}} \quad (15)$$

- 10 para  $0 \leq n' < N$ , en donde  $m$  es el símbolo OFDM,  $l$  es el número de trama C2 y  $K_{\text{total}}$  es el número total de subportadoras OFDM activas.

Para la señal de dominio temporal  $x_k$  (que es la notación abreviada para  $x(n')_{m,l}$  en (15) si  $n'$  se sustituye por  $k$ ) que se proporciona a la salida desde la unidad IFFT 13 para una unidad de inserción de intervalo de guarda 14. La Figura 4 ilustra la inserción del intervalo de guarda entre los símbolos OFDM. El intervalo de guarda es una copia cíclica de la última parte de la parte de símbolos OFDM útil, que se copia al principio. Desde el punto de vista matemático, el símbolo OFDM que incluye el intervalo de guarda  $x'(n)$  (denominado  $x'_k$  en la Figura 4) se obtiene como

$$x'(n)_{m,l} = \begin{cases} x\left(n + N - N \cdot \frac{\Delta}{T_U}\right) & 0 \leq n < N \cdot \frac{\Delta}{T_U} \\ x\left(n - N \cdot \frac{\Delta}{T_U}\right) & N \cdot \frac{\Delta}{T_U} \leq n < N + N \cdot \frac{\Delta}{T_U} \end{cases} \quad (16)$$

Los cálculos anteriores han sido efectuados en el dominio digital. La tarea de la unidad de filtro de paso bajo 15 y de conversión D/A es la conversión de una señal digital a una señal analógica. Por lo tanto, la señal  $x'(n)_{m,l}$  muestreada por la tasa de muestreo  $N/T_U$  ha de ser el símbolo OFDM de tipo analógico mediante el símbolo OFDM. Esto causa el denominado efecto alias en múltiplos de la tasa de muestreo según se ilustra en la Figura 5, que se elimina por medio del filtro de paso bajo incluido en la unidad 15. Este filtrado es más simple para mayores distancias entre las señales deseadas y alias, lo que es el motivo por el que no resultan prácticos pequeños valores de  $x$  para el relleno de ceros (véase ecuación (13)).

30 Por último, la señal de paso bajo equivalente procedente de la unidad 15 se desplaza a la banda de paso deseada por intermedio de un mezclador 16. El mezclador 16 mezcla la salida de señal de la unidad 15 con la frecuencia de mezcla  $f_c$ , que es equivalente a una multiplicación compleja de la señal por  $e^{j2\pi f_c t}$ . La frecuencia de mezcla  $f_c$  es, para esta finalidad, calculada según se describió anteriormente para evitar o al menos compensar cualesquiera rotaciones de fase comunes de las subportadoras OFDM del símbolo OFDM. A partir del resultado, la parte real se determina en la unidad de selección de la parte real 17, que, a continuación, se proporciona finalmente desde el generador de señales OFDM 10a para su transmisión.

La frecuencia de mezcla correcta puede predeterminarse de forma opcional y memorizarse en un medio de almacenamiento 18, p.e., una unidad de memoria. Además o como alternativa, un medio de cálculo de la frecuencia 19 puede proporcionarse para calcular la frecuencia de mezcla.

El mismo principio anteriormente explicado puede aplicarse también en sistemas que utilizan una estructura de trama segmentada, como es el caso en el sistema de la norma DVB-C2. Dicha estructura de trama (denominada "estructura de trama C2") se ilustra en la Figura 6. La estructura de trama C2 comprende símbolos de preámbulo  $L_p$  ( $L_p \geq 1$ ) seguido por símbolos de datos  $L_{\text{data}}$  (la parte de la trama C2 que comprende los símbolos de datos  $L_{\text{data}}$  se

denomina también “parte de carga útil”. Los símbolos de preámbulo se dividen en la dirección de la frecuencia en símbolos de bloque L1 del mismo ancho de banda (3408 subportadoras o aproximadamente 7.61 MHz). Las secciones de datos (también denominadas “segmentos de datos”) tienen un ancho de banda arbitrario como un múltiplo de la granularidad específica de modelo piloto, pero no superará el ancho de banda del símbolo de bloque L1. Ranuras operativas de frecuencias pueden insertarse en la señal C2 a través de una trama C2.

Los segmentos de datos pueden tratarse como canales separados y no se realiza ningún intercalado entre canales diferentes. Cada segmento de datos se identifica por una portadora OFDM inicial  $K_{DS, min}$  y una portadora OFDM final  $K_{DS, max}$ . Por lo tanto,  $K_{DS, min}$  es el índice de portadora de la primera portadora activa del segmento de datos, en donde el símbolo de datos mezclado con dicha frecuencia de mezcla se pone en correspondencia, teniendo la más baja frecuencia y siendo  $K_{DS, max}$  el índice de portadora de la última portadora activa del segmento de datos, en donde el símbolo de datos mezclado con dicha frecuencia de mezcla es puesto en correspondencia, presentando la más alta frecuencia.

En el lado del transmisor, la transformada IFFT y la mezcla en los símbolos OFDM se realiza, en la forma habitual, mediante el uso de una frecuencia de mezcla de transmisor, que se puede seleccionar libremente o en conformidad con la forma de realización anteriormente descrita. Además, sin embargo, las frecuencias de mezcla del receptor se determinan y señalizan al receptor desde el transmisor (además de la frecuencia de mezcla del transmisor) para su uso por el receptor, en particular un aparato de decodificación de OFDM. Estas frecuencias de mezcla del receptor se determinan para cada segmento de datos o grupo de segmento de datos. Dicho de otro modo, si el canal que tiene un ancho de banda de canal determinado, se subdivide en múltiples segmentos de datos que cubren una parte de ancho de banda de dicho ancho de banda de canal, estos segmentos de datos se tratan con independencia por el decodificador OFDM en el receptor y para cada segmento de datos (o grupo de segmento de datos) se determina una frecuencia de mezcla del receptor individual.

De este modo, en una forma de realización 10b, según se ilustra en la Figura 7, un medio de determinación de frecuencia de mezcla de receptor 30 se proporciona para determinar la frecuencia de mezcla del receptor para mezclar una señal de transmisión OFDM recibida desde una frecuencia de banda de paso hasta una frecuencia de banda base utilizando una frecuencia de mezcla  $f_{DS,c}$  del receptor, para obtener muestras complejas en el dominio temporal de un símbolo de datos en el receptor. En este caso, las frecuencias de mezcla del receptor  $f_{DS,c}$  se seleccionan de modo que las rotaciones de fase comunes de las subportadoras OFDM de un símbolo de datos, con respecto a símbolos de datos adyacentes del mismo segmento de datos, sean evitadas o compensadas después de la mezcla de una señal de transmisión OFDM recibida desde una frecuencia de banda de paso hasta una frecuencia de banda base mediante el uso de dicha frecuencia de mezcla de receptor  $f_{DS,c}$ .

Dichas frecuencias de mezcla de receptor  $f_{DS,c}$  se determinan, de este modo, para los segmentos de datos individuales (o, como alternativa, si un símbolo de datos se extienden sobre múltiples segmentos de datos para dicho grupo de múltiples segmentos de datos), puesto que el receptor, en particular el decodificador de OFDM del receptor, también gestiona los segmentos de datos (o grupo de segmentos de datos) individualmente en sistemas utilizando dicha estructura de trama segmentada.

En particular, en una forma de realización, la frecuencia de mezcla del receptor  $f_{DS,c}$  de un segmento de datos

(sección de datos) DS se selecciona como  $f_{DS,c} = \frac{k_{DS,c}}{T_U}$  con la subportadora OFDM  $k_{DS,c}$  a la frecuencia de mezcla

$f_{DS,c}$  cumpliendo la función de que  $k_{DS,c} \cdot \left(\frac{\Delta}{T_U}\right)$  es un número entero, en donde  $T_U$  es la duración del símbolo OFDM útil y  $\Delta$  es la duración del intervalo de guarda. Además, en otra forma de realización, la frecuencia de mezcla  $f_{DS,c}$  de

un segmento de datos (sección de datos) DS se selecciona como  $f_{DS,c} = \frac{k_{DS,c}}{T_U}$  con la subportadora OFDM  $k_{DS,c}$

$$k_{DS,c} = \left\lfloor \frac{K_{DS,max} + K_{DS,min}}{2} \cdot \frac{\Delta}{T_U} + \frac{1}{2} \right\rfloor \cdot \frac{1}{\left(\frac{\Delta}{T_U}\right)}$$

como la frecuencia de mezcla  $f_{DS,c}$  siendo seleccionada como

$$f_{DS,c} = \frac{k_{DS,c}}{T_U}$$

Más en general, una frecuencia de mezcla de receptor  $f_{DS,c}$  se selecciona como  $f_{DS,c} = \frac{k_{DS,c}}{T_U}$  con la subportadora OFDM  $k_{DS,c}$  en la frecuencia de mezcla del receptor  $f_{DS,c}$ , siendo seleccionada como lo más próxima posible a la subportadora central entre las subportadoras de dicho símbolo de datos.

Según se ilustra en la Figura 7, las frecuencias de mezcla del receptor  $f_{DS,c}$  se proporcionan a un constructor de tramas 35 (generalmente conocido) que no es parte del generador de señales OFDM. Dicho constructor de tramas

35 construye las tramas en función de la estructura de entramado predeterminada a partir de los datos recibidos, información de señalización y dichas frecuencias de mezclas del receptor  $f_{DS,c}$  que se señalizan, de este modo, al receptor para su uso en la decodificación de OFDM según se explicará más adelante.

5 Otra forma de realización 10c de un generador de señales OFDM se ilustra en la Figura 8. Además de las unidades generales 12 a 17, dadas a conocer en la forma de realización ilustrada en la Figura 2, una unidad de multiplicación 31 se da a conocer en esta forma de realización, para multiplicar los símbolos OFDM de banda base con un factor de multiplicación M para compensar las rotaciones de fase comunes de las subportadoras OFDM de dicho símbolo OFDM, que podría introducirse mezclando dichas muestras complejas de dominio temporal de dicho símbolo OFDM desde una frecuencia de banda base hasta una frecuencia de banda de paso mediante el uso de la frecuencia de mezcla. Por lo tanto, dicho factor de multiplicación M anticipa las rotaciones de fase comunes posibles y representa una medida para contra-actuar contra ellas en el transmisor. La operación descrita será considerada como una pre-distorsión de fase de la señal de banda base para permitir una señal de banda de paso sin rotaciones de fase entre símbolos OFDM sucesivos.

15 De este modo, se puede calcular, por anticipado, que se genera una rotación de fase común de

$$\varphi_{k_c} = -2\pi \cdot k_c \left( \frac{\Delta}{T_U} \right)$$
, que puede compensarse por, a tal fin, introduciendo una rotación de fase común "opuesta" mediante dicho factor de multiplicación, que puede seleccionarse, a continuación, en una forma de realización como  $M = e^{j\varphi_{m,j}}$  en donde  $\varphi_{m,j}$  se define como anteriormente en la ecuación (12a).

20 Un diagrama de bloques de una forma de realización de un decodificador OFDM 21a se ilustra en la Figura 9. Recibe una señal OFDM recibida  $s'(t)$  que posteriormente se proporciona para unidades similares, según se establece en el generador de señales OFDM 10, en particular, un mezclador 41, un filtro de paso bajo y un convertidor analógico a digital 42, un eliminador de intervalo de guarda 43, una unidad de transformada FFT 44 y un eliminador de ceros 45. La disposición general de estas unidades, según se suelen proporcionar, en un decodificador OFDM, es conocida para los expertos en esta materia, por lo que sus detalles no se describen a continuación.

25 El mezclador 41 es un medio adaptado para mezclar la señal de transmisión OFDM recibida ( $s'(t)$ ) desde una frecuencia de banda de paso hasta una frecuencia de banda base utilizando una frecuencia de mezcla  $f_c$  para obtener muestras complejas de dominio temporal de un símbolo OFDM. La frecuencia de mezcla  $f_c$ , que se ha utilizado también por el generador de señales OFDM y que ha sido preferentemente señalizada desde el transmisor al receptor, se selecciona de modo que se eviten o compensen las rotaciones de fase comunes de las subportadoras OFDM de dicho símbolo OFDM con respecto a símbolos OFDM adyacentes de dicha señal de transmisión OFDM  $s'(t)$ .

30 En otra forma de realización de un decodificador OFDM 21b, según se ilustra esquemáticamente en la Figura 10, que es particularmente aplicable cuando se utiliza una estructura de trama segmentada, el mezclador 41 está adaptado para mezclar dicha señal de transmisión OFDM recibida  $s'(t)$  desde una frecuencia de banda de paso hasta una frecuencia de banda base utilizando una frecuencia de mezcla de receptor  $f_{DS,c}$ , que ha sido explicada con anterioridad con referencia a la Figura 7 para obtener muestras complejas de dominio temporal de un símbolo de datos, esto es, los segmentos de datos de la trama segmentada se mezclan individualmente (o en grupo) con la frecuencia de mezcla de receptor individual  $f_{DS,c}$ . En particular, la frecuencia de mezcla del receptor  $f_{DS,c}$  se selecciona de modo que se eviten o compensen las rotaciones de fase comunes de las subportadoras OFDM de un símbolo de datos con respecto a símbolos de datos adyacentes del mismo segmento de datos, después de mezclar la señal de transmisión OFDM recibida  $s'(t)$  desde una frecuencia de banda de paso hasta una frecuencia de banda base utilizando dicha frecuencia de mezcla del receptor  $f_{DS,c}$ . En esta forma de realización, el eliminador de ceros 45' podía tener que adoptarse para la necesidad de eliminar ceros en los símbolos de datos.

35 Según otra forma de realización, las posiciones de ajuste de los segmentos de datos en relación con la frecuencia de mezcla pueden seleccionarse adecuadamente, de modo que no aparezca ninguna rotación de fase indeseada entre los símbolos OFDM en el receptor. Además, esto disminuye la magnitud de la interpolación temporal sobre múltiples símbolos OFDM que son de especial importancia en los sistemas OFDM móviles, tales como el estándar de DVB-NGH (portátiles de la siguiente generación) venideros.

40 Además, en una forma de realización, aplicando una idea similar se pueden elegir adecuadamente las frecuencias límites inferior y superior, de un segmento de datos, de modo que, cuando el receptor se sintonice a la frecuencia central entre dichas frecuencias límites superior e inferior, no se generen rotaciones de fase comunes.

45 La presente invención suele ser aplicable a cualquier sistema de transmisión de datos que se enfrente con el problema anteriormente descrito de la generación de rotaciones de fase comunes indeseadas durante la etapa de mezcla en el lado del transmisor. Este problema puede aparecer, en particular, en cualquier sistema que utilice el

concepto de OFDM Absoluta, según se aplica en los sistemas de difusión de la norma DVB-C2. Por lo tanto, en todos los sistemas de transmisión de datos que hacen uso del concepto de OFDM Absoluta, la invención podría aplicarse, preferentemente en sistemas de difusión.

5 La invención ha sido ilustrada y descrita, en detalle, en los dibujos y en la descripción que antecede pero dicha ilustración y descripción han de considerarse con fines ilustrativos o a modo de ejemplo y no como restrictiva. La invención no está limitada a las formas de realización dadas a conocer. Otras variaciones a las formas de realización dadas a conocer pueden entenderse y efectuarse por los expertos en esta técnica poniendo en práctica la invención reivindicada, a partir de un estudio de los dibujos, de la idea inventiva y de las reivindicaciones subordinadas.

10 Un programa informático puede memorizarse/distribuirse en un medio adecuado, tal como un medio de memorización óptica o un medio de estado sólido suministrado junto con, o como parte, otro hardware, pero puede distribuirse también en otras formas de realización, tal como a través de Internet u otros sistemas de telecomunicaciones cableados o inalámbricos.

15 Cualquier signo de referencia en las reivindicaciones no debe interpretarse como que limita el alcance de protección de la invención.

## REIVINDICACIONES

- 5 **1.** Aparato generador de señales OFDM (10c) para generar señales de transmisión OFDM Absoluta ( $s(t)$ ) a partir de símbolos OFDM, comprendiendo cada uno una pluralidad de subportadoras OFDM, para su transmisión en un sistema de transmisión de datos multiportadoras comprendiendo dicho aparato:
- 10 - una unidad de multiplicación (31) para multiplicar los símbolos OFDM por un factor de multiplicación para compensar rotaciones de fase comunes de las subportadoras OFDM de dicho símbolo OFDM que podrían introducirse mediante mezcla de dichas muestras complejas de dominio temporal de dicho símbolo OFDM elevándolas desde una frecuencia de banda base hasta una frecuencia de banda de paso mediante la utilización de una frecuencia de mezcla ( $f_c$ ),
  - 15 - un medio de Transformada DFT inversa (13) para transformar, mediante una transformada de Fourier discreta inversa, un símbolo OFDM en muestras complejas de dominio temporal y
  - 20 - un medio de mezcla de frecuencia (16) para mezclar dichas muestras complejas de dominio temporal de dicho símbolo OFDM de modo que se les eleve desde una frecuencia de banda base a una frecuencia de banda de paso mediante la utilización de dicha frecuencia de mezcla ( $f_c$ ) con el fin de obtener dicha señal de transmisión de OFDM Absoluta ( $s(t)$ ).
- 25 **2.** Aparato generador de señales OFDM según la reivindicación 1 que comprende, además, un medio de almacenamiento (18) para almacenar la frecuencia de mezcla.
- 30 **3.** Aparato generador de señales OFDM según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes que comprende, además, un medio de cálculo de frecuencia (19) para calcular la frecuencia de mezcla.
- 35 **4.** Aparato generador de señales OFDM, según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en donde la frecuencia de mezcla se selecciona en función de la duración de un intervalo de guarda insertado entre símbolos OFDM y de la duración del símbolo OFDM útil.
- 40 **5.** Aparato generador de señales OFDM (10b) para generar señales de transmisión de OFDM Absoluta ( $s(t)$ ) a partir de símbolos OFDM, que comprende cada uno una pluralidad de subportadoras OFDM, para transmitirse en el sistema de transmisión de datos multiportadoras, comprendiendo dicho aparato:
- 45 - un medio de determinación de frecuencia de mezcla de receptor (30) para determinar frecuencias de mezcla de receptor que deben utilizarse por un aparato de decodificación OFDM de un aparato de recepción para mezclar una señal de transmisión OFDM recibida ( $s(t)$ ) de modo que al bajar una frecuencia de banda de paso a una frecuencia de banda base, mediante la utilización de una frecuencia de mezcla de receptor ( $f_{DS,c}$ ), se obtenga muestras complejas de dominio temporal de un símbolo de datos en un receptor,
- 50 en donde las frecuencias de mezcla de receptor ( $f_{DS,c}$ ) se seleccionan de modo que las rotaciones de fase comunes de las subportadoras OFDM de un símbolo de datos con respecto a los símbolos de datos adyacentes del mismo segmento de datos sean evitadas o compensadas después de la mezcla de una señal de transmisión OFDM recibida ( $s(t)$ ) bajándole desde una frecuencia de banda de paso a una frecuencia de banda base mediante la utilización de dicha frecuencia de mezcla de receptor ( $f_{DS,c}$ ),
- 55 - un medio de transformada DFT inversa (13) para transformar, mediante una transformada de Fourier discreta inversa, un símbolo OFDM en muestras complejas de dominio temporal, en donde los símbolos OFDM incluyen datos, información de señalización y dichas frecuencias de mezcla de receptor y siendo puestas en correspondencia con tramas de una estructura de trama que presenta un ancho de banda de canal, presentando dichas tramas una parte de carga útil que está segmentada en el dominio de la frecuencia en segmentos de datos que cubren, cada uno, una parte de ancho de banda de dicho ancho de banda de canal y estando los símbolos de datos puestas en correspondencia con dicho segmento de datos,
  - 60 - un medio mezclador de frecuencia (16) para mezclar dichas muestras complejas de dominio temporal de dicho símbolo OFDM, de modo que se les eleve desde una frecuencia de banda base a una frecuencia de banda de paso mediante la utilización de una frecuencia de mezcla de transmisor ( $f_c$ ) con el fin de obtener dicha señal de transmisión de OFDM Absoluta ( $s(t)$ ).
- 65 **6.** Método de generación de señales OFDM para generar señales de transmisión OFDM Absoluta ( $s(t)$ ) a partir de los símbolos OFDM, que comprende, cada uno, una pluralidad de subportadoras OFDM, para transmitirse en un sistema de transmisión de datos multiportadoras, comprendiendo dicho método las etapas de:
- multiplicar los símbolos OFDM por un factor de multiplicación para compensar rotaciones de fase comunes de las subportadoras OFDM de dicho símbolo OFDM, que podrían introducirse mediante mezcla de dichas

muestras complejas de dominio temporal de dicho símbolo OFDM elevándoles desde una frecuencia base a una frecuencia de banda de paso mediante la utilización de una frecuencia de mezcla ( $f_c$ ),

- 5 - someter un símbolo OFDM a una transformación de Fourier discreta inversa en muestras complejas de dominio temporal,
- mezclar dichas muestras complejas de dominio temporal de dicho símbolo OFDM, de modo que se les eleve desde una frecuencia de banda base a una frecuencia de banda de paso mediante la utilización de dicha frecuencia de mezcla ( $f_c$ ), con el fin de obtener dicha señal de transmisión OFDM Absoluta ( $s(t)$ ).

7. Un método de generación de señales OFDM para generar señales de transmisión OFDM Absoluta ( $s(t)$ ) a partir de los símbolos OFDM, comprendiendo cada uno, una pluralidad de subportadoras OFDM, destinadas a transmitirse en un sistema de transmisión de datos multiportadoras, comprendiendo dicho método las etapas de:

- 15 - determinar frecuencias de mezcla de receptor para utilizarse por un aparato de decodificación OFDM de un aparato de recepción para mezclar una señal de transmisión OFDM recibida ( $s(t)$ ) de modo que se le haga bajar desde una frecuencia de banda de paso a una frecuencia de banda base mediante la utilización de una frecuencia de mezcla de receptor ( $f_{DS,c}$ ) con el fin de obtener muestras complejas de dominio temporal de un símbolo de datos en un receptor,

20 en donde la frecuencia de mezcla de receptor ( $f_{psc}$ ) se seleccionan de manera que las rotaciones de fase comunes de las subportadoras OFDM de un símbolo de datos con respecto a símbolos de datos adyacentes del mismo segmento de datos sean evitadas o compensadas después de la mezcla de una señal de transmisión OFDM recibida ( $s(t)$ ) bajando desde una frecuencia de banda de paso a una frecuencia de banda base mediante la utilización de dicha frecuencia de mezcla de receptor ( $f_{DS,c}$ ),

- la transformación, mediante una transformada de Fourier discreta inversa, de un símbolo OFDM en muestras complejas de dominio temporal y
- 30 - mezclar dichas muestras complejas de dominio temporal de dicho símbolo OFDM de modo que se les eleve desde una frecuencia de banda base a una frecuencia de banda de paso mediante la utilización de una frecuencia de mezcla de transmisor ( $f_c$ ) con el fin de obtener dicha señal de transmisión OFDM Absoluta ( $s(t)$ ), en donde los símbolos OFDM incluyen datos, información de señalización y dichas frecuencias de mezcla de receptor que se ponen en correspondencia con tramas de una estructura de trama que presenta un ancho de banda de canal, teniendo dichas tramas una parte de carga útil que está segmentada en el dominio de la frecuencia en segmentos de datos que cubren, cada uno, una parte de ancho de banda de dicho ancho de banda de canal y en donde los símbolos de datos están puestos en correspondencia con dichos segmentos de datos.

8. Aparato de transmisión (1) para transmitir datos en un sistema de transmisión de datos multiportadoras, que comprende:

- 45 - un aparato generador de señales OFDM (10) según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, para generar señales de transmisión OFDM ( $s(t)$ ) a partir de símbolos OFDM, que comprende, cada uno, una pluralidad de subportadoras OFDM, para transmitirse en un sistema de transmisión de datos multiportadoras y
- una unidad de transmisión (11) para transmitir dichas señales de transmisión OFDM ( $s(t)$ ).

9. Método de transmisión para transmitir datos en un sistema de transmisión de datos multiportadoras, que comprende las etapas siguientes:

- 55 - un método de generación de señales OFDM según una cualquiera de las reivindicaciones 6 a 7, para generar señales de transmisión OFDM ( $s(t)$ ) a partir de símbolos OFDM que comprende, cada uno, una pluralidad de subportadoras OFDM, para transmitirse en un sistema de transmisión de datos multiportadoras y
- una etapa de transmisión para emitir dichas señales de transmisión OFDM ( $s(t)$ ).

10. Un sistema de transmisión de datos multiportadoras, que comprende:

- 60 - un aparato de transmisión (1) según la reivindicación 8 para transmitir datos y
- uno o más aparatos de recepción (2) para recibir datos procedentes de dicho aparato de transmisión, comprendiendo un aparato de recepción:
- 65 - una unidad de recepción (20) para recibir dichas señales de transmisión OFDM ( $s(t)$ ) y

- un aparato de decodificación OFDM (21) para decodificar señales de transmisión OFDM ( $s(t)$ ) en símbolos OFDM, que comprende, cada uno, una pluralidad de subportadoras OFDM, recibidas en dicho sistema de transmisión de datos multiportadoras, comprendiendo dicho aparato de decodificación OFDM:
- 5
- un medio de mezcla de frecuencia (41) para mezclar dicha señal de transmisión OFDM Absoluta ( $s'(t)$ ) de modo que se le haga bajar desde una frecuencia de banda de paso a una frecuencia de banda base mediante la utilización de una frecuencia de mezcla de receptor ( $f_{DS,c}$ ) con el fin de obtener muestras complejas de dominio temporal de un símbolo de datos, en donde los símbolos OFDM están puestos en correspondencia con tramas de una estructura de trama que presenta un ancho de banda de canal, teniendo dichas tramas una parte de carga útil que está segmentada, en el dominio de las frecuencias, en segmentos de datos que cubren, cada uno, una parte de ancho de banda de dicho ancho de banda de canal y en donde los símbolos de datos están puestos en correspondencia con dichos segmentos de datos y
- 10
- un medio de DFT (44) para efectuar una transformada de Fourier discreta de dichas muestras complejas de dominio temporal en un símbolo de datos, en donde la frecuencia de mezcla de receptor ( $f_{DS,c}$ ) se selecciona de manera que las rotaciones de fase comunes de las subportadoras OFDM de un símbolo de datos, con respecto al símbolo de datos adyacente del mismo segmento de datos, sean evitadas o compensadas después de la mezcla de la señal de transmisión OFDM recibida ( $s'(t)$ ), haciéndola bajar desde una frecuencia de banda de paso a una frecuencia de banda base mediante la utilización de dicha frecuencia de mezcla de receptor ( $f_{DS,c}$ ).
- 15
- 20
- 11.** Un programa informático que comprende un medio de código de programa destinado a hacer de modo que un ordenador ponga en práctica las etapas del método según la reivindicación 6 o 7, cuando dicho programa informático sea ejecutado en un ordenador.



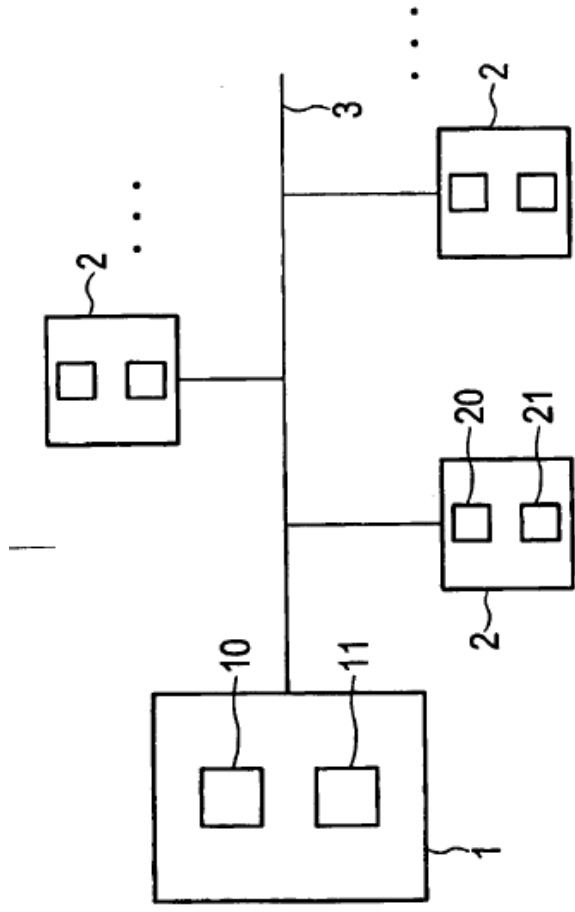


FIG. 1

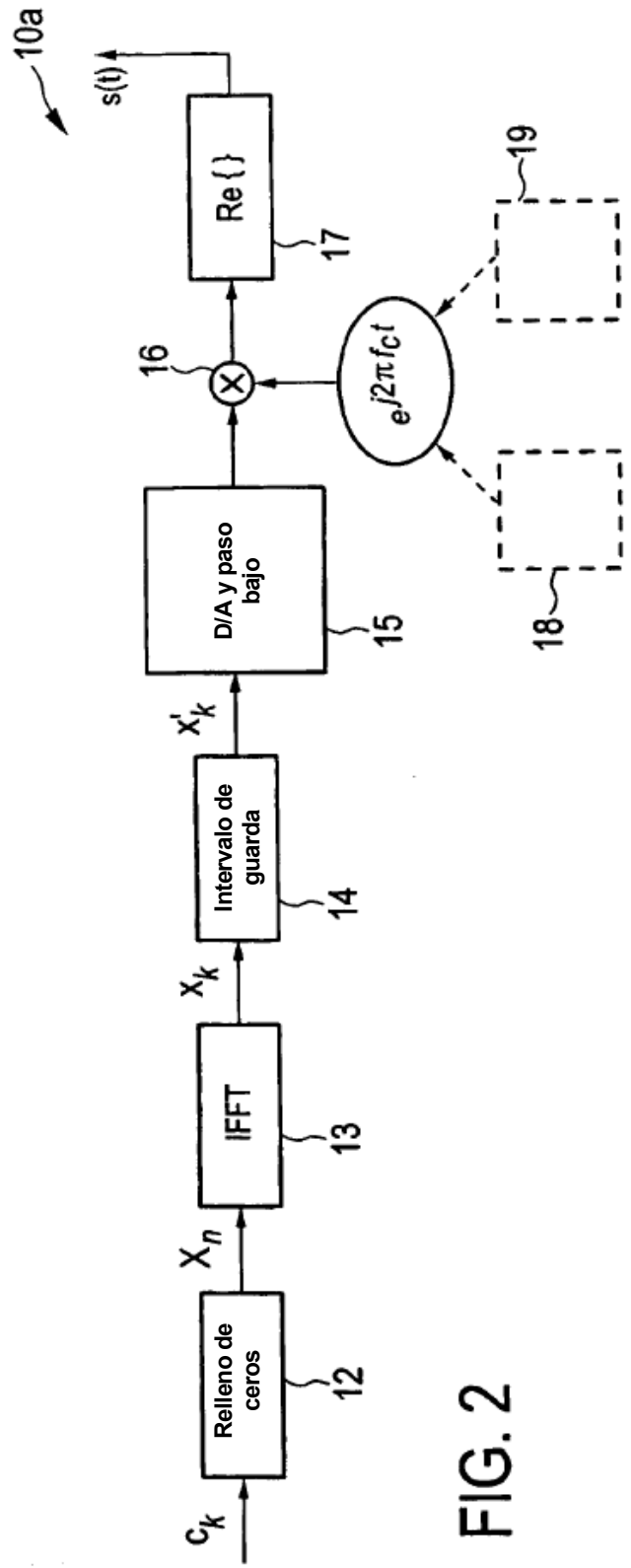


FIG. 2

FIG. 3

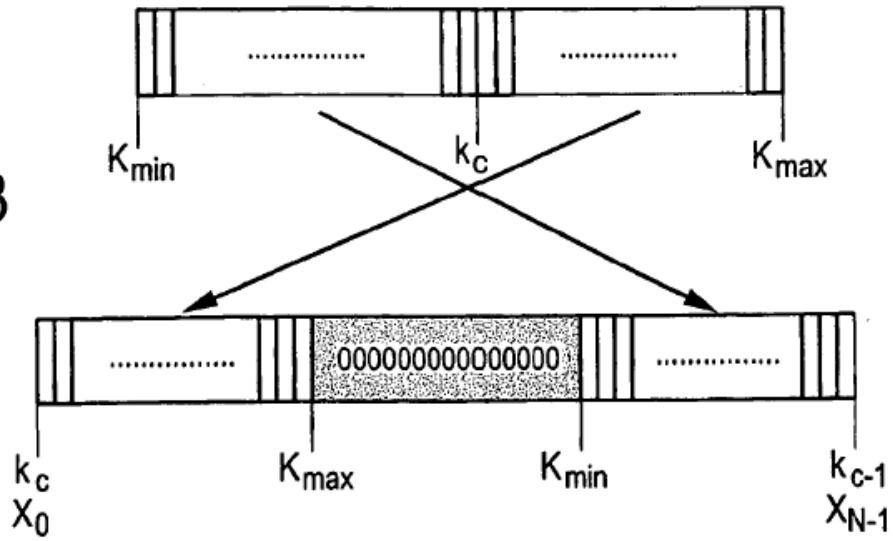


FIG. 4

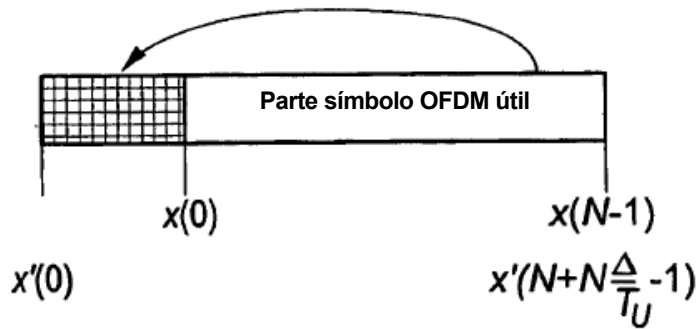
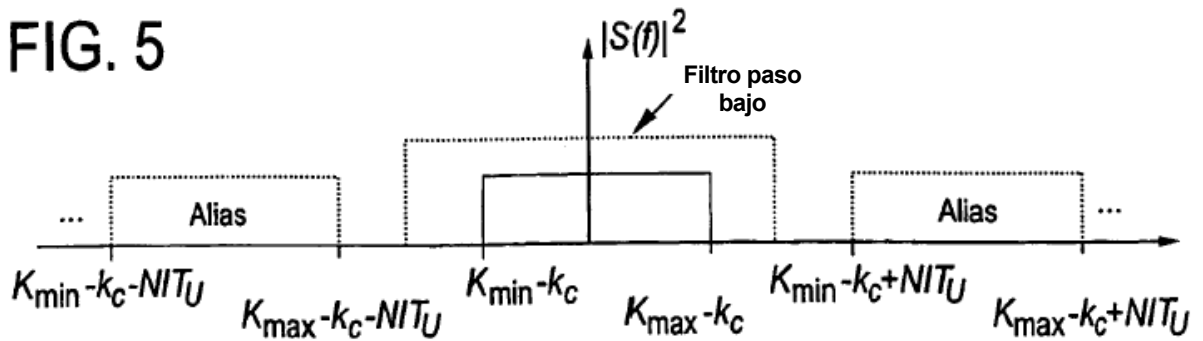


FIG. 5



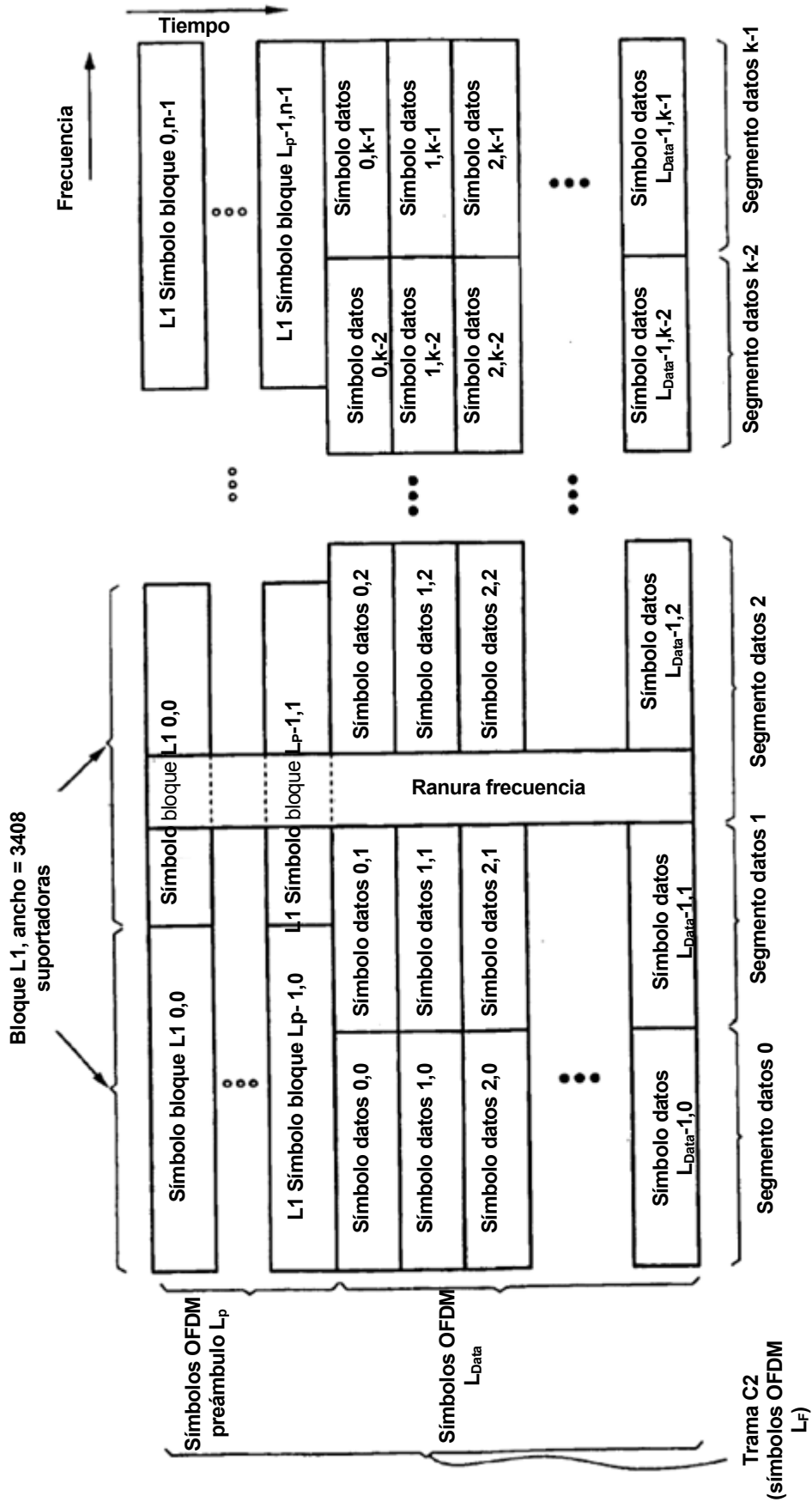


FIG. 6

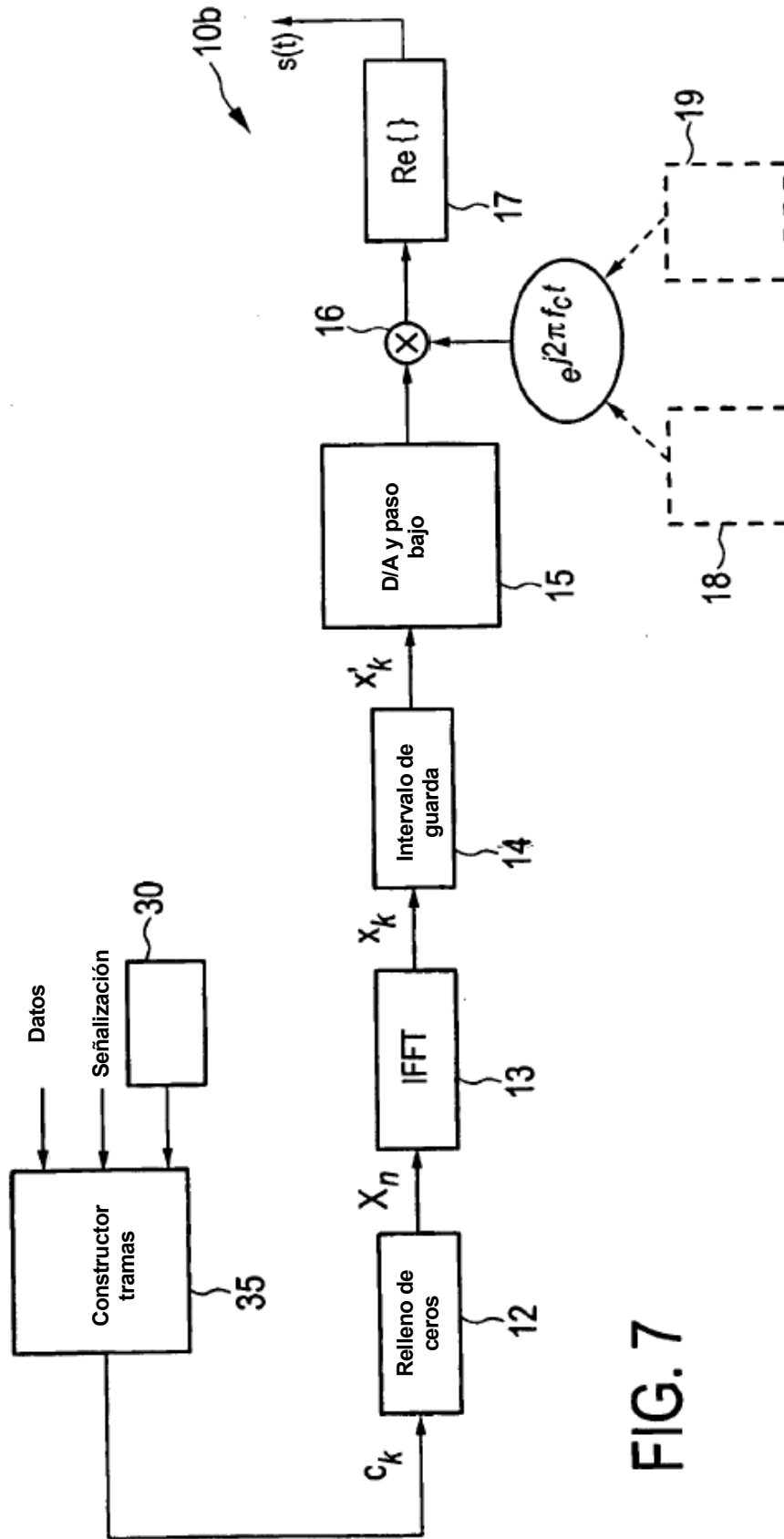


FIG. 7

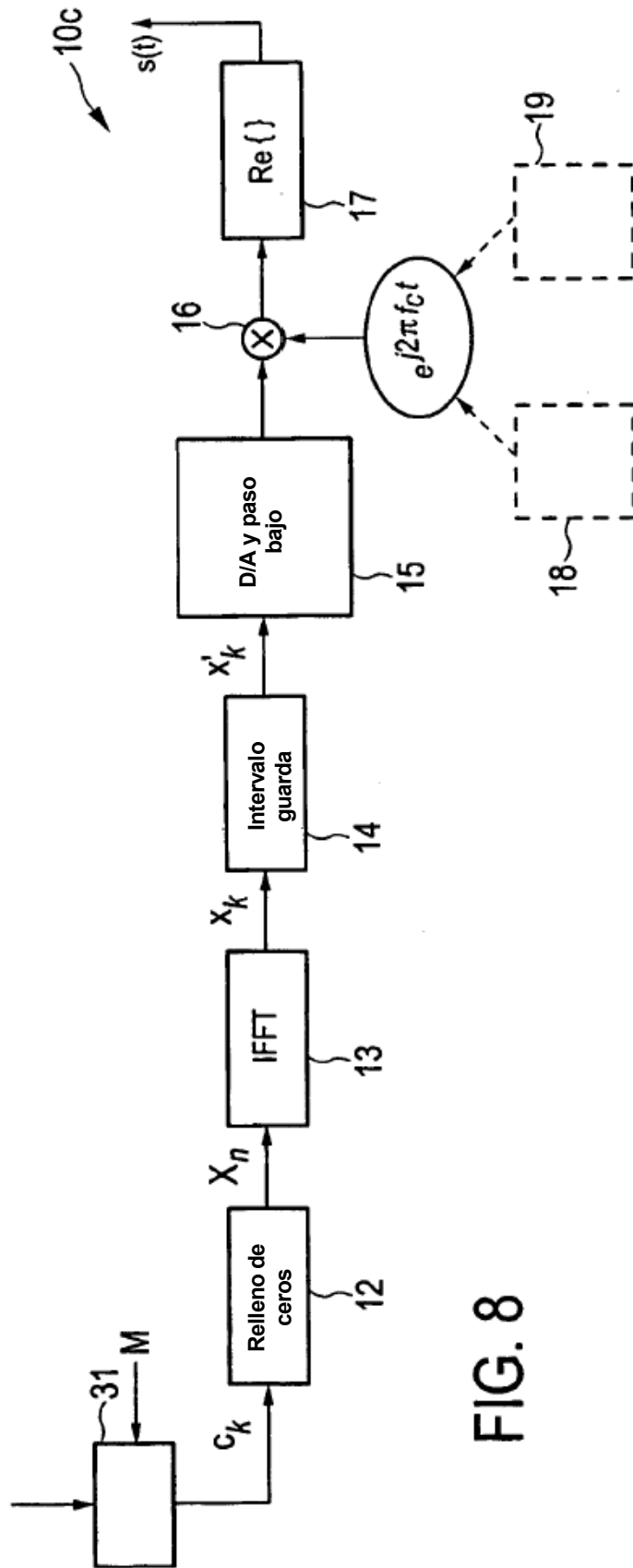


FIG. 8

